

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Filipe Carvalho de Andrade

**PROJETO DE ACOPLADORES HÍBRIDOS EM QUADRATURA
MODULARES E ATERRAMENTO VIRTUAL PARA APLICAÇÕES EM
MICROONDAS**

Belo Horizonte

2026

Filipe Carvalho de Andrade

**PROJETO DE ACOPLADORES HÍBRIDOS EM QUADRATURA
MODULARES E ATERRAMENTO VIRTUAL PARA APLICAÇÕES EM
MICROONDAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Cássio Goncalves do Rego

Co-orientador: Prof. Dr. Gilberto Medeiros Ribeiro

Co-orientador: Prof. Dr. Jhonattan Córdoba Ramirez

Belo Horizonte

2026

A554p	<p>Andrade, Filipe Carvalho de. Projeto de acopladores híbridos em quadratura modulares e aterramento virtual para aplicações em microondas [recurso eletrônico] / Filipe Carvalho de Andrade. – 2026. 1 recurso online (89 f.: il., color.): pdf.</p> <p>Orientador: Cássio Gonçalves do Rego. Coorientador: Gilberto Medeiros Ribeiro. Coorientador: Jhonattan Córdoba Ramirez.</p> <p>Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.</p> <p>Inclui bibliografia. Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.</p> <p>1. Engenharia elétrica – Teses. 2. Antenas (eletrônica) – Teses. 3. Circuitos eletrônicos – Teses. 4. Fibras de vidro – Teses. I. Rego, Cássio Gonçalves do. II. Ribeiro, Gilberto Medeiros. III. Ramirez, Jhonattan. IV. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. V. Título.</p>
	CDU: 621.3(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
COLEGIADO DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM Engenharia Elétrica

FOLHA DE APROVAÇÃO

"Projeto de Acopladores Híbridos em Quadratura Modulares e Aterramento Virtual Para Aplicações em Micro-ondas"

Filipe Carvalho de Andrade

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 04 de março de 2026.

Por:

**Prof. Dr. Cássio Gonçalves do Rego
DELT (UFMG) - Orientador**

**Prof. Dr. Gilberto Medeiros Ribeiro
(UFMG)**

**Prof. Dr. Jhonattan Cordoba Ramirez
DELT (UFMG)**

**Prof. Dr. Gláucio Lopes Ramos
DETEM (UFSJ)**

**Prof. Dr. Marlon Jesus Lizarazo Urbina
ICTIN (UFLA)**



Documento assinado eletronicamente por **Cassio Goncalves do Rego, Professor do Magistério Superior**, em 09/03/2026, às 11:11, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marlon Jesus Lizarazo Urbina, Usuário Externo**, em 09/03/2026, às 12:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Jhonattan Cordoba Ramirez, Professor do Magistério Superior**, em 16/03/2026, às 09:40, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Glaucio Lopes Ramos, Usuário Externo**, em 16/03/2026, às 09:44, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Gilberto Medeiros Ribeiro, Coordenador(a)**, em 26/03/2026, às 15:19, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **4987825** e o código CRC **8267660E**.

Dedico este trabalho às minhas avós, com eterna gratidão e amor.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho contou com o apoio de diversas pessoas e instituições. Em particular, gostaria de expressar meus agradecimentos:

- Aos meus orientadores, Profs. Cássio Gonçalves do Rego, Gilberto Medeiros Ribeiro e Jhonattan Córdoba Ramírez, pela orientação atenciosa, pelos conselhos valiosos e pela confiança depositada ao longo desta pesquisa;
- Ao Grupo de Antenas, Propagação e Teoria Eletromagnética (GAPTEM), ao laboratório coordenado pelo Profs. Wagner Nunes Rodrigues e Gilberto Medeiros Ribeiro e ao laboratório coordenado pelos profs. Pedro Humberto Jacinto Vilkn e Robson Paulino da Silva pela infraestrutura e suporte técnico fundamentais para o desenvolvimento dos experimentos;
- À minha família, por todo o amor, paciência e apoio durante cada etapa desta jornada;
- Aos meus amigos, que compreenderam minhas ausências, celebraram minhas pequenas conquistas e tornaram esta caminhada mais leve e significativa;
- Ao Reinaldo José Velásquez Gómez, ao Ricarte Domingos Ferreira Júnior e ao Bernardo Moreira Fonseca, pelo apoio prestado ao longo do desenvolvimento deste projeto, sempre dispostos a ajudar com boa vontade e competência nas tarefas técnicas e operacionais;
- À Pró-Reitoria de Pós-Graduação da UFMG e à CAPES, pelo incentivo acadêmico e apoio financeiro essenciais para a realização deste trabalho.

“Scientists discover the world that exists;
engineers create the world that never was.”
([Von Kármán, Theodore, 2001](#))

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento, otimização e validação experimental de um acoplador híbrido em quadratura totalmente planar, elaborado sobre substrato FR-4 e projetado para operar de 2 a 4 GHz. O estudo partiu da reprodução de um modelo de referência e evoluiu por cinco etapas metodológicas: modelagem inicial em F4B-2, transposição dos comprimentos elétricos para FR-4, substituição das vias de aterramento por redes de tocos radiais que atuam como terras virtuais, otimização paramétrica visando minimizar perdas, maximizar isolamento e assegurar quadratura de fase, e por fim, fabricação e caracterização de protótipos. Os resultados demonstraram a viabilidade técnica do FR-4 para aplicações de microondas quando aliado às técnicas de aterramento virtual, apresentando casamento de impedância e isolamento inferiores a -15 dB, além de desvio de fase dentro de $\pm 5^\circ$ na faixa de 2,41 GHz a 5,00 GHz. Observou-se, contudo, degradação de S_{12} abaixo de 2 GHz e restrições de fabricação decorrentes da miniaturização extrema das trilhas. Conclui-se que o substrato FR-4 combinado a tocos radiais constitui uma alternativa para acopladores de banda larga, recomendando-se ajustes geométricos e técnicas de manufatura de alta resolução para ampliar a robustez do dispositivo.

Palavras-chave: acoplador híbrido; FR-4; tocos radiais; microondas; terra virtual.

ABSTRACT

This work presents the development, optimization, and experimental validation of a fully planar quadrature hybrid coupler, developed on FR-4 substrate and designed to operate from 2 to 4 GHz. The study started from the reproduction of a reference model and evolved through five methodological stages: initial modeling in F4B-2, transposition of electrical lengths to FR-4, substitution of grounding vias with radial stub networks acting as virtual grounds, parametric optimization aiming to minimize losses, maximize isolation, and ensure phase quadrature, and finally, prototype fabrication and characterization. The results demonstrated the technical viability of FR-4 for microwave applications when combined with virtual grounding techniques, presenting impedance matching and isolation lower than -15 dB, as well as phase deviation within $\pm 5^\circ$ in the 2.41 GHz to 5.00 GHz range. However, S_{12} degradation below 2 GHz and fabrication constraints due to the extreme miniaturization of the tracks were observed. It is concluded that the FR-4 substrate combined with radial stubs constitutes an alternative for broadband couplers, recommending geometric adjustments and high-resolution manufacturing techniques to improve device robustness.

Keywords: hybrid coupler; FR-4; radial stubs; microwave; virtual ground.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Modelo tridimensional do acoplador híbrido em quadratura com três portas, desenvolvido no Ansys HFSS pelo autor.	22
Figura 2 – Diagrama de um acoplador híbrido de quatro portas. Adaptado de (Pozar, 2012).	23
Figura 3 – Resultados preliminares da simulação para o acoplador direcional de 3 portas em FR4 com terra físico. As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.	25
Figura 4 – Diagrama de blocos do acoplador híbrido de 3 portas.	28
Figura 5 – Diagrama de detalhado do acoplador híbrido de 3 portas. Adaptado de (Sun et al., 2019).	29
Figura 6 – Diagrama do divisor de potência. Adaptado de (Sun et al., 2019).	30
Figura 7 – Diagramas do divisor de potência para excitação nos modos par (a) e ímpar (b). Adaptado de (Sun et al., 2019).	30
Figura 8 – Modelo equivalente geral do defasador de 90° com quatro portas, incluindo as seções de entrada e saída. Adaptado de (Sun et al., 2019).	34
Figura 9 – Modelo do defasador de 90° com apenas duas portas, incluindo as seções de entrada e saída. Adaptado de (Sun et al., 2019).	34
Figura 10 – Diagramas do divisor de potência para excitação nos modos par (a) e ímpar (b). Adaptado de (Sun et al., 2019).	36
Figura 11 – Diagrama do divisor de potência para excitação nos modos ímpar. Adaptado de (Sun et al., 2019).	36
Figura 12 – Modelos simulados no HFSS: comparação entre três configurações de toco lateral.	44
Figura 13 – Comparativo entre três abordagens de aterramento em linha com toco: sem aterramento, com aterramento físico (via) e com aterramento virtual (tocos radiais).	45
Figura 14 – Fluxograma da estratégia geral adotada neste trabalho	47
Figura 15 – Comparação entre dois modelos do acoplador híbrido em quadratura: (a) terra físico e (b) terra virtual.	49
Figura 16 – Fluxograma da montagem experimental e procedimentos de medição	52
Figura 17 – Representações gráficas do acoplador híbrido com plano de terra físico, utilizando substrato F4B-2.	54
Figura 18 – Resultados da simulação para o acoplador híbrido utilizando o substrato F4B-2 e as dimensões estimadas de Sun et al. (2019). As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.	55

Figura 19 – Representações gráficas do protótipo do acoplador híbrido com plano de terra físico, utilizando substrato FR4.	57
Figura 20 – Comparativo entre resultados experimentais e simulados do acoplador híbrido utilizando o substrato FR4 e terra físico. As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.	58
Figura 21 – Comparativo entre a fase obtida de forma experimental e simulada do acoplador híbrido.	60
Figura 22 – Representações gráficas do protótipo do acoplador híbrido com plano de terra virtual, utilizando substrato FR4.	61
Figura 23 – Comparativo entre resultados experimentais e simulados do acoplador híbrido utilizando o substrato FR4 e terra virtual. As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.	62
Figura 24 – Comparativo entre a fase obtida de forma experimental e simulada do acoplador híbrido com terra virtual.	64
Figura 25 – Representações gráficas do acoplador híbrido com plano de terra virtual, utilizando substrato FR4 e com dimensões alteradas.	66
Figura 26 – Resultados da simulação para o acoplador híbrido utilizando o substrato FR4 aplicando os conceitos de terra virtual e otimizações no dispositivo. As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo de propriedades de substratos comuns para aplicações em RF e microondas.	24
Tabela 2 – Condições iniciais adotadas para o desenvolvimento teórico do acoplador híbrido.	39
Tabela 3 – Parâmetros de reflexão para os diferentes modelos de acopladores híbridos.	69
Tabela 4 – Parâmetros de transmissão entre portas adjacentes para os diferentes modelos.	70
Tabela 5 – Parâmetros de isolamento e diferença de fase entre portas adjacentes para os diferentes modelos.	71
Tabela 6 – Comparativo de resolução e tolerância dimensional entre processos de fabricação de circuitos impressos.	73
Tabela 7 – Comparação dos resultados simulados deste trabalho com o estado da arte.	74
Tabela 8 – Dimensões físicas em (mm) comparativas dos modelos para cada trecho da estrutura (Parte 1 de 2).	90
Tabela 9 – Dimensões físicas em (mm) comparativas dos modelos para cada trecho da estrutura (Parte 2 de 2).	91

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AHP	Análise Hierárquica de Processos
dB	decibel
FI	Frequência Intermediária
F4B-2	Substrato de politetrafluoretileno (PTFE) reforçado com fibra de vidro
FR-4	<i>Flame Retardant 4</i>
GHz	Gigahertz
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
IA	Inteligência Artificial
IC	Inteligência Computacional
IoT	Internet das Coisas
ITU	International Telecommunication Union
LO	Oscilador Local
MIMO	Multiple Input Multiple Output
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
SMA	SubMiniature version A
SOLT	Short-Open-Load-Thru (técnica de calibração)
VNA	Vector Network Analyzer

LISTA DE SÍMBOLOS

Z_0	Impedância característica de referência
Z_{1e}, Z_{2e}	Impedâncias características no modo par
Z_{1o}, Z_{2o}	Impedâncias características no modo ímpar
R_1, R_2	Resistores de isolamento
θ	Comprimento elétrico (em rad ou graus)
λ	Comprimento de onda
Y	Admitância característica
Y_L	Admitância de carga
Y_{in}	Admitância de entrada
K_1, K_2	Funções auxiliares para admitância normalizada (par e ímpar)
Γ_e, Γ_o	Coefficientes de reflexão nos modos par e ímpar
S_{ij}	Parâmetros de espalhamento (matriz S)
$\Delta\phi$	Diferença de fase entre saídas
f	Frequência de operação
f_0	Frequência central de projeto
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa do substrato
$\tan \delta$	Tangente de perdas do substrato
Z_3	Impedância característica dos tocos radiais (defasador)
Z_4	Impedância característica da linha central (defasador)
Z_{in}	Impedância de entrada
θ_3	Comprimento elétrico dos tocos radiais
θ_4	Comprimento elétrico da linha central
c	Fator de acoplamento

t	Razão de banda (f_2/f_1)
\bar{Y}_e, \bar{Y}_o	Admitâncias de entrada normalizadas (modos par e ímpar)
\bar{Y}_3, \bar{Y}_4	Admitâncias normalizadas dos tocos e da linha central

SUMÁRIO

1	Introdução	18
1.1	Linha do Tempo dos Acopladores Híbridos em Microfita	19
1.2	Objetivo Geral	20
1.2.1	Objetivos Específicos	20
1.3	Contribuições	21
1.4	Estrutura da Dissertação	21
2	Fundamentos e Estrutura Funcional do Acoplador	22
2.1	Acopladores Híbridos em Quadratura: Conceito e Aplicações	22
2.2	Construção Modular: Divisor de Potência + Defasador	27
2.2.1	Divisor de Potência	29
2.2.1.1	Análise do Modo Par	31
2.2.1.2	Análise do Modo Ímpar	32
2.2.2	Defasador de Fase em Quadratura	33
2.2.2.1	Modelo de Linha de Transmissão	34
2.2.2.2	Excitação em Modo Par	35
2.2.2.3	Excitação em Modo Ímpar	36
2.2.2.4	Coefficientes de Reflexão	37
2.2.2.5	Cálculo dos Parâmetros S	37
2.2.2.6	Fase Diferencial	38
2.2.2.7	Critérios de Projeto	39
2.2.3	Comprimentos Físicos do Projeto	41
2.3	Aterramento Virtual com Tocos Radiais	42
2.3.1	Conceito de Aterramento Virtual	42
2.3.2	Vantagens em Relação às Vias Metalizadas	43
2.3.3	Configuração Experimental	44
3	Metodologia	47
3.1	Estratégia Geral e Planejamento	47
3.2	Modelagem e Simulação no HFSS	49
3.2.1	Construção Geométrica	49
3.2.2	Parâmetros do Substrato	49
3.2.3	Condições de Contorno e Portas	50
3.2.4	Extração dos Parâmetros S	50
3.2.5	Pós-processamento dos Dados Simulados	50
3.3	Otimização do Protótipo	50
3.4	Configuração Experimental e Procedimentos de Medição	51

4	Análise e Resultados	54
4.1	Replicação do Modelo Proposto	54
4.2	Modelo com Substituição do Dielétrico para FR-4	56
4.3	Análise do Modelo com Terra Virtual em FR-4	61
4.4	Modelo Otimizado com Terra Virtual em FR4: Alto Desempenho e Desafios de Fabricação	65
4.5	Discussão dos Desempenhos, Limitações e Possíveis Melhorias	69
4.5.1	Comparação com o Estado da Arte e Evolução do Projeto	74
5	Considerações Finais	76
	REFERÊNCIAS	79
	Apêndice A –Código Computacional para Otimização do Fator de Acoplamento	82
A.1	Funções de Cálculo Analítico	82
A.2	Rotina de Varredura Paramétrica e Plotagem	83
	Apêndice B –Código Computacional para Dimensionamento Físico da Microfita	86
B.1	Funções de Síntese Geométrica	86
B.2	Rotina de Aplicação aos Segmentos do Acoplador	87
	Apêndice C –Dimensões Físicas em (mm) Comparativas dos Modelos	89

1 Introdução

A história da espécie humana é marcada pela evolução de sistemas de códigos, normas e instrumentos que trouxeram diversos benefícios à sociedade. Entre esses avanços, destacam-se os progressos tecnológicos, que têm ampliado diferentes facetas da comunicação e possibilitado o desenvolvimento de dispositivos e aplicações como radares, Internet das Coisas (IoT), redes 5G e outros sistemas eletroeletrônicos.

Nesse contexto, as microondas desempenham um papel fundamental, sendo empregadas em diversas aplicações modernas. As ondas eletromagnéticas abrangem uma ampla faixa de frequências, e as microondas são consideradas ondas de alta frequência, com comprimento de onda entre 1 mm e 30 cm, e faixa de frequência de aproximadamente 300 MHz a 300 GHz, situando-se entre as ondas de rádio e o infravermelho no espectro eletromagnético (Pozar, 2012; ITU, 2023).

É justamente dentro desse cenário de tecnologias que operam em frequências de microondas que se insere o foco deste trabalho: o desenvolvimento de um dispositivo híbrido em quadratura construído em microfita. Esse tipo de componente tem ampla aplicação em sistemas de comunicação, sendo empregado em misturadores, alimentação de antenas com polarização circular, divisores de potência e defasadores (Chiu; Lin; Wang, 2006; Chang et al., 2008; Arriola; Lee; Kim, 2011). Um acoplador híbrido em quadratura é um componente passivo utilizado em sistemas de radiofrequência, cuja principal função é dividir um sinal de entrada em duas saídas de mesma amplitude, mas com uma diferença de fase de 90° entre elas (Pozar, 2012).

Dentre os estudos recentes que exploram alternativas construtivas em microfita, destaca-se o trabalho de Sun et al. (2019) que propõe um modelo de acoplador híbrido em quadratura, em camada simples, com geometria distinta da convencional, constituído pela combinação de um divisor de potência e um defasador de fase. A integração desses dois circuitos resulta em um acoplador funcional em quadratura, implementado sobre substrato F4B-2, escolhido por suas propriedades constitutivas. Embora existam avanços recentes, observa-se uma lacuna na literatura quanto à implementação de acopladores híbridos em quadratura com construção modular sobre substratos de baixo custo, como o FR-4, utilizando técnicas de aterramento virtual.

Inspirando-se nessa abordagem alternativa, neste trabalho explora-se uma topologia de acoplador híbrido em quadratura voltada à viabilidade prática em placas de circuito impresso, utilizando um terra virtual em substituição à conexão física ao terra adotada por Sun et al. (2019), e empregando substrato FR4. O uso do terra virtual permite reduzir etapas do processo construtivo, visto que elimina processos mecânicos como furação e

metalização, por não exigir conexão física ao plano de terra.

O substrato FR-4, apesar de suas perdas dielétricas relativamente elevadas para aplicações de microondas, é um material de uso disseminado na indústria eletrônica (Balanis, 2005; Pozar, 2012). Dada a sua popularidade e facilidade de obtenção, há um grande interesse em explorar e desenvolver técnicas que permitam a sua utilização em dispositivos de Radiofrequência (RF), assegurando um desempenho que atenda aos requisitos práticos.

Ademais, é importante ressaltar que, por se tratar de um trabalho de engenharia, o desenvolvimento deste dispositivo lida intrinsecamente com aproximações práticas que o distanciam de um modelo matemático ideal. Na tecnologia de microfita empregada, os campos eletromagnéticos propagam-se em um meio heterogêneo, composto pelo ar e pelo substrato dielétrico. Devido a essa descontinuidade, a propagação não ocorre em um modo estritamente Transversal Eletromagnético (TEM). Portanto, assume-se a aproximação de propagação no modo quase-TEM (*quasi-TEM*). Essa premissa é clássica na literatura de microondas (Pozar, 2012) e viabiliza a modelagem teórica e a simulação do acoplador, garantindo um projeto funcional e aplicável aos requisitos reais.

Para compreender os avanços recentes e a motivação que norteia a proposta apresentada neste trabalho, é fundamental revisitar os marcos históricos que moldaram o desenvolvimento dos acopladores híbridos em quadratura ao longo das últimas décadas.

1.1 Linha do Tempo dos Acopladores Híbridos em Microfita

A literatura apresenta marcos evolutivos que moldaram o estado da arte desses componentes, uma síntese cronológica destacando as contribuições mais influentes é apresentada a seguir:

- **1968** — Cohn estabelece a síntese exata dos híbridos *branch-line* planar de 3 dB (Cohn, 1968);
- **1970** — de Ronde introduz o primeiro acoplador *slot/microstrip* em placa única (Ronde, 1970);
- **1971** — Garcia demonstra híbrido banda-larga em microfita (Garcia, 1971);
- **1974** — Schiek generaliza o híbrido para impedâncias assimétricas (Schiek, 1974);
- **1982–1991** — Hoffmann, Siegl, Tanaka e Wong consolidam a topologia *slot-coupled*, atingindo diretividades > 30 dB (Hoffmann; Siegl, 1982; Tanaka; Tsunoda; Aikawa, 1989; Wong et al., 1991);
- **2001–2015** — Toker, Eccleston, Sung, Jung e Eslamloo focam miniaturização via linhas artificiais, DGS e capacitores impressos (Toker et al., 2001; Eccleston; Ong,

2003; Sung; Ahn; Kim, 2004; Jung; Negra; Ghannouchi, 2008; Eslamloo; Mohammadi; Khoubrou, 2015);

- **2019–2024** — Zhang, Ünal e MahdiAbadi empregam ressonadores radiais e elementos π *lumped*, atingindo reduções de área superiores a 90 % em substratos de baixo custo (Zhang; Zhang, 2019; Ünal; Karaçuha; İmeci, 2024; MahdiAbadi et al., 2024).

Com base nesses avanços, neste trabalho explora-se a viabilidade de empregar um método de aterramento virtual que preserve as principais métricas de desempenho em substratos de FR-4.

1.2 Objetivo Geral

Desenvolver, otimizar e validar um acoplador híbrido em quadratura totalmente planar sobre substrato FR-4, operando na faixa de frequência de 2 a 4 GHz, utilizando redes de tocos radiais como terra virtual, de maneira a possibilitar a fabricação em camada simples.

1.2.1 Objetivos Específicos

- Modelagem de referência:** modelar, no software ANSYS HFSS (ANSYS, Inc., 2024), o acoplador apresentado por Sun et al. (2019) em F4B-2, obtendo parâmetros-padrão;
- Transposição para FR-4:** redimensionar a geometria para $\varepsilon_r = 4,4$, $\tan \delta = 0,02$ ajustando comprimentos elétricos críticos;
- Implementação do terra virtual:** empregar tocos radiais como substitutos às vias de aterramento convencionais;
- Análise e refinamento:** otimizar o desempenho do protótipo através de estudos de sensibilidade e varreduras de parâmetros geométricos (*sweeps*), ajustando o circuito para atender aos seguintes critérios, fundamentados em Sun et al. (2019) e amplamente adotados como padrão na literatura para dispositivos dessa natureza: $|S_{12}|, |S_{13}| = -3 \pm 1$ dB, $S_{11}, S_{22}, S_{33} < -15$ dB, $S_{23} < -15$ dB e $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 5^\circ$;
- Fabricação do protótipo:** produzir dispositivos em camada simples em FR-4 e montar conectores SMA;
- Caracterização experimental:** medir parâmetros S com VNA calibrado por SOLT (1–5 GHz);

- (g) **Análise crítica:** quantificar discrepâncias simulação–experimento e estabelecer diretrizes de projeto para RF em FR-4.

Esses objetivos buscam demonstrar a viabilidade de acopladores híbridos em quadratura, totalmente planarizados, operando de forma eficiente sobre substrato FR-4 em aplicações de microondas.

1.3 Contribuições

O desenvolvimento desta dissertação resultou na publicação e apresentação de um artigo em congresso científico. O trabalho a seguir foi publicado no respectivo evento:

- 21st SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), com o trabalho intitulado *Microstrip Quadrature Coupler with Virtual Grounding for 2–4 GHz Applications*.

1.4 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está organizada conforme descrito a seguir: o Capítulo 2 aborda os fundamentos teóricos e a estrutura do acoplador, explicando os conceitos essenciais para a compreensão de sua operação, a construção modular baseada em divisor de potência e defasador de fase, além da técnica de aterramento virtual utilizando tocos radiais. O Capítulo 3 descreve a metodologia adotada, incluindo a estratégia de projeto, os procedimentos de modelagem e simulação no software HFSS, e a configuração experimental empregada para a validação dos protótipos. O Capítulo 4 é dedicado à análise e discussão dos resultados obtidos por meio de simulações e medições experimentais, abrangendo os diferentes modelos estudados (replicação do modelo de referência, implementação com FR4 e terra físico, adaptação com terra virtual e versão otimizada), e avaliando suas limitações e potenciais de melhoria. Por fim, o Capítulo 5 apresenta as considerações finais, sintetizando os principais achados do trabalho, discutindo as hipóteses levantadas e propondo direções para investigações futuras.

2 Fundamentos e Estrutura Funcional do Acoplador

Neste capítulo apresentam-se os fundamentos técnicos essenciais para a compreensão do funcionamento, da modelagem e da construção de acopladores híbridos em quadratura. Inicia-se com a definição e as aplicações desses dispositivos em sistemas de microondas, seguida pelos princípios de operação na tecnologia de microfitas. Em seguida, discute-se a construção modular por meio da combinação de divisores de potência e defasadores de fase, destacando o uso de tocos radiais como elementos de aterramento virtual e suas vantagens. Por fim, introduzem-se os conceitos de simulação eletromagnética tridimensional, os critérios de desempenho baseados nos parâmetros S e as estratégias de projeto voltadas à eficiência e à fabricação em substrato FR-4.

2.1 Acopladores Híbridos em Quadratura: Conceito e Aplicações

Acopladores híbridos em quadratura, frequentemente referidos como acopladores *branch-line* ou híbridos de 90°, são dispositivos passivos amplamente utilizados em sistemas de radiofrequência (RF) e microondas (Chiu; Lin; Wang, 2006). Tradicionalmente, possuem quatro portas, mas configurações de três portas, como a ilustrada na Figura 1, também são comuns e serão abordadas amplamente no decorrer deste trabalho.

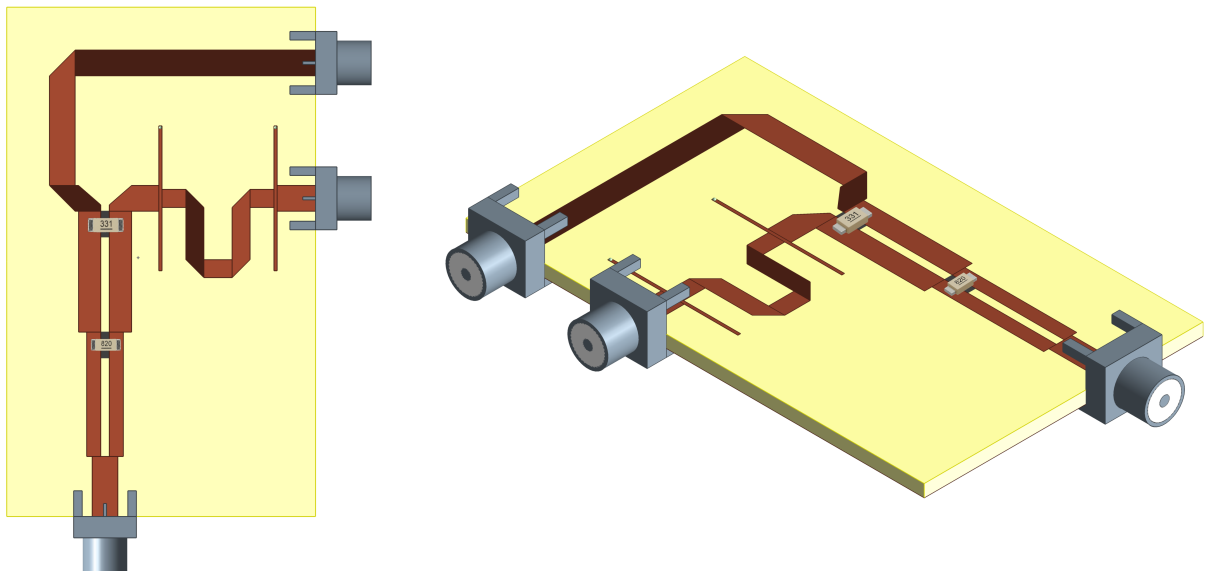


Figura 1 – Modelo tridimensional do acoplador híbrido em quadratura com três portas, desenvolvido no Ansys HFSS pelo autor.

O princípio de operação baseia-se em interferência construtiva/destrutiva ao longo de duas linhas principais interligadas por seções de $\lambda/4$. Na configuração canônica de quatro portas (Figura 2) a energia aplicada à porta 1 divide-se igualmente entre portas 2 e

3, com diferença de fase de 90° ; a porta 4 fica isolada (Pozar, 2012). Contudo, o foco deste trabalho será a análise, simulação e aplicação da versão de três portas, com especial atenção às vantagens que ela oferece para integração em placas de circuito impresso (PCBs).

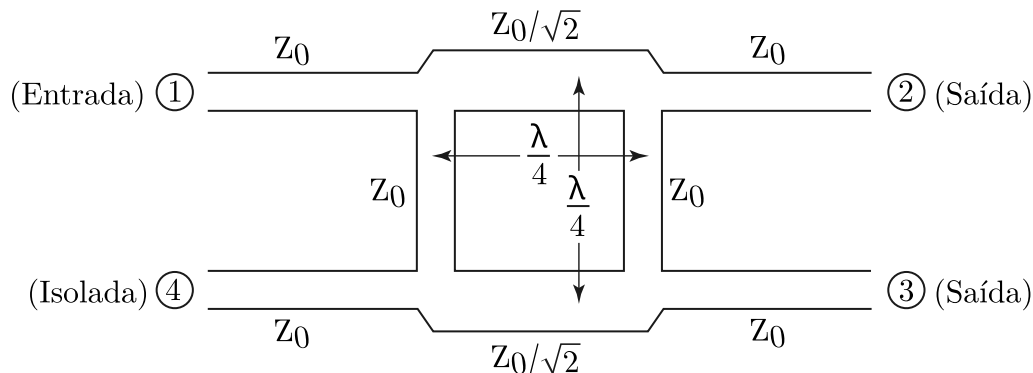


Figura 2 – Diagrama de um acoplador híbrido de quatro portas. Adaptado de (Pozar, 2012).

A topologia de três portas deriva diretamente da versão de quatro portas, sendo obtida ao se terminar permanentemente a porta isolada (porta 4, conforme a Figura 2) com uma carga casada. Essa modificação preserva o princípio fundamental de operação baseado na interferência de ondas, embora atribua ao dispositivo um comportamento próprio (Pozar, 2012; Balanis, 2005).

Dispositivos que operam na faixa de microondas podem ser fabricados de diversas maneiras, sendo a microfita e a *stripline* (linha embutida entre dois planos de terra) as tecnologias mais comuns para construção de acopladores híbridos. A microfita consiste em uma faixa condutora sobre um substrato dielétrico com plano de terra em apenas um lado, sendo de fácil fabricação e integração em placas de circuito impresso. Já a *stripline* apresenta melhor confinamento do campo eletromagnético, por estar completamente inserida entre dois planos de terra, mas requer um processo de fabricação mais complexo. Cada um desses métodos construtivos apresenta suas particularidades, e a escolha da técnica mais apropriada é guiada pelas características específicas que se deseja obter no dispositivo final (Pozar, 2012).

Em um cenário ideal, um acoplador híbrido em quadratura é um dispositivo que apresenta casamento em todas as portas, implicando que $S_{ii} = 0$ para $i = 1, 2, 3, 4$. Considerando a porta 1 como entrada, as portas 2 e 3 atuam como saídas acopladas, enquanto a porta 4 é isolada. A matriz de parâmetros S de um acoplador ideal, constituído com a porta 1 como entrada, seria definida por $S_{21} = -3 \text{ dB} \angle -90^\circ$ e $S_{31} = -3 \text{ dB} \angle 0^\circ$ (ou de forma simétrica, conforme a porta de saída tomada como referência de fase), além de $S_{41} = -\infty \text{ dB}$ (indicando isolamento perfeito). Contudo, em condições práticas, ocorrem desvios desses valores ideais decorrentes de perdas materiais e imprecisões na fabricação, resultando em desbalanceamento de amplitude, erros de fase, e isolamento e casamento limitados (Pozar, 2012; Sun et al., 2019).

Entretanto, alcançar simultaneamente todas essas métricas ideais (casamento, divisão equitativa de potência, quadratura de fase perfeita e alto isolamento) representa um desafio significativo, especialmente quando se busca a miniaturização ou a implementação em substratos de baixo custo e com perdas elevadas, como o FR-4. É precisamente nesta lacuna que o presente trabalho se insere, explorando topologias que buscam um balanço otimizado entre desempenho, viabilidade de fabricação e acessibilidade econômica.

A eficiência do acoplador híbrido também depende fortemente das características do substrato utilizado, como sua permissividade dielétrica relativa (ϵ_r) que influencia diretamente o comprimento de onda guiado e, conseqüentemente, as dimensões físicas do dispositivo, enquanto a tangente de perdas ($\tan \delta$) determina as perdas de inserção, um fator crítico para a eficiência do componente (Balanis, 2005). A Tabela 1 compara as propriedades de substratos comumente utilizados em projetos de microondas, desde o FR-4, até materiais de alto desempenho da *Rogers Corporation*. A escolha do substrato é, portanto, uma decisão de projeto fundamental que impacta diretamente o custo final e o desempenho elétrico do dispositivo projetado.

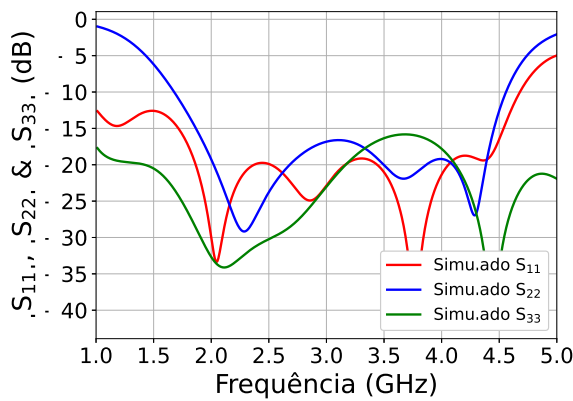
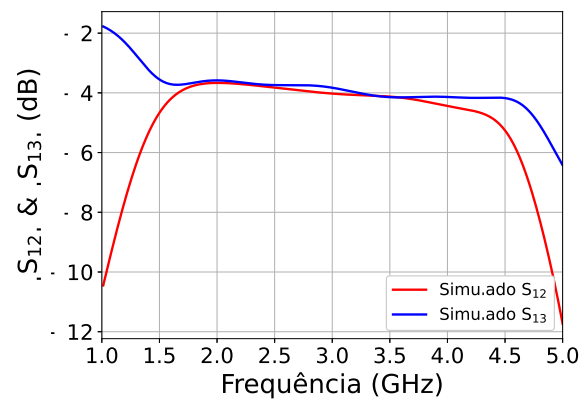
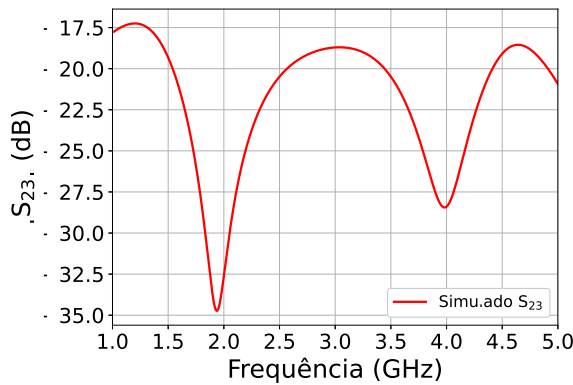
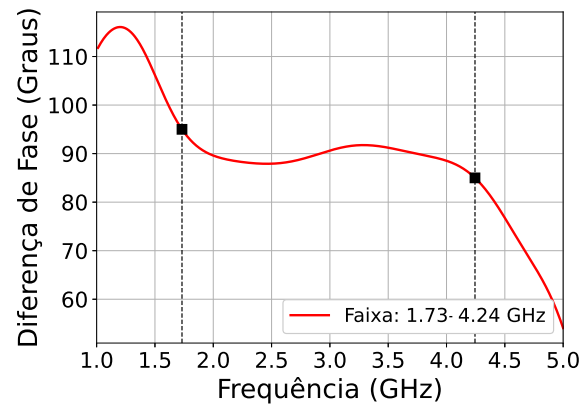
Tabela 1 – Comparativo de propriedades de substratos comuns para aplicações em RF e microondas.

Substrato	ϵ_r	$\tan \delta$	Espessura (mm)
FR-4	4,3 – 4,7	0,018 – 0,025	0,8 – 1,6
F4B-2	2,65	$\sim 0,0015$	0,5; 1,0
Rogers RO3003	$3,00 \pm 0,04$	0,0013	0,13 – 1,52
Rogers RO3006	$6,15 \pm 0,15$	0,0020	0,25 – 1,27
Rogers RO3010	$10,2 \pm 0,30$	0,0022	0,25 – 1,27

A partir da Tabela 1, percebe-se a relação entre custo e desempenho: enquanto o FR-4 se destaca pela viabilidade econômica, sua elevada tangente de perdas, uma ordem de magnitude maior do que a dos substratos da Rogers, antecipa maiores perdas de inserção e impõe desafios adicionais ao projeto, justificando a investigação de topologias e técnicas de projeto que mitiguem ou até mesmo eliminem esse efeito. Adicionalmente, embora ofereça a grande vantagem do baixo custo, o FR-4 apresenta uma limitação importante quanto à repetibilidade de suas propriedades dielétricas. A sua permissividade elétrica relativa (ϵ_r) pode sofrer variações consideráveis a depender do fornecedor e do lote específico de fabricação. Somando-se a isso, as flutuações na constante dielétrica do FR-4 ao longo da frequência podem causar desvios de impedância (OurPCB, n.d.). Em conjunto, essas incertezas intrínsecas ao material podem influenciar sensivelmente a resposta eletromagnética do dispositivo e justificar possíveis divergências nos resultados experimentais

Para mensurar esses desvios, foram realizadas simulações computacionais no software Ansys HFSS, proporcionando uma caracterização mais realista, visto que leva em consideração as perdas inerentes ao dispositivo. A análise dos resultados, ilustrada na

Figura 3a, demonstra um casamento de impedância satisfatório, com níveis de reflexão $S_{ii} \leq -15$ dB para todas as portas. Em relação a transmissão (Figuras 3b e 3d), observa-se uma estabilidade operacional na faixa de 1,73 GHz a 4,24 GHz em relação a diferença de fase, apresentando valores de $S_{21} \approx -3 \pm 2$ dB $\angle -90^\circ \pm 5^\circ$ e $S_{31} \approx -3 \pm 2$ dB $\angle 0^\circ \pm 5^\circ$. Esses dados mostram as perdas de inserção e os erros de fase esperados, mas dentro de limites controlados. Por fim, o isolamento entre as saídas (Figura 3c) assegura a separação adequada entre os canais, mantendo-se $S_{23} \leq -15$ dB, um desempenho robusto frente às condições não ideais.

(a) Parâmetros de Reflexão (S_{11} , S_{22} e S_{33})(b) Transmissão (S_{12} e S_{23})(c) Isolamento (S_{23})

(d) Diferença de Fase

Figura 3 – Resultados preliminares da simulação para o acoplador direcional de 3 portas em FR4 com terra físico. As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.

A análise dos resultados preliminares presentes na Figura 3 é uma demonstração prática da viabilidade da topologia modular de banda larga proposta no substrato FR-4. Apesar das perdas inerentes ao material, os parâmetros S simulados confirmam o potencial de desempenho aceitável (boa divisão de potência e casamento) e demonstram uma largura de banda superior (2,51 GHz, de 1,73 GHz a 4,24 GHz) quando comparados às estruturas convencionais de $\lambda/4$ em banda estreita. Este resultado valida a estratégia de projeto e reforça a relevância deste trabalho ao mostrar que é possível aliar o FR-4 ao desempenho

de banda larga exigido por aplicações de RF modernas.

Os Acopladores híbridos em quadratura em sistemas de RF e microondas são utilizados em diversos projetos devido à sua capacidade de manipular a fase e a amplitude dos sinais. Eles são componentes essenciais em circuitos que exigem divisão ou combinação de potência com relações de fase específicas (Chang et al., 2008). Sua versatilidade permite a implementação de funcionalidades complexas de processamento de sinais diretamente em hardware de microondas, o que é preferível em altas frequências onde o processamento digital de sinais pode ser limitado em velocidade ou consumir muita energia. A robustez e a natureza passiva desses componentes também contribuem para sua ampla adoção (Chiu; Lin; Wang, 2006; Arriola; Lee; Kim, 2011).

Uma aplicação típica e fundamental dos acopladores híbridos em quadratura é na alimentação de antenas com polarização circular. Para gerar polarização circular, são necessários dois campos ortogonais com uma diferença de fase de 90° . O acoplador híbrido é ideal para essa tarefa: um sinal de entrada é dividido em dois sinais de igual amplitude e diferença de fase de 90° , que então alimentam os dipolos ortogonais de uma antena patch ou arranjos de antenas, resultando na irradiação de uma onda com polarização circular, seja ela direita (RHCP) ou esquerda (LHCP), dependendo da conexão (Balanis, 2005).

Em misturadores e moduladores, os acopladores híbridos em quadratura são frequentemente empregados para construir misturadores com rejeição de imagem (*image-reject mixers*) e moduladores em quadratura (I/Q modulators). Em um misturador com rejeição de imagem, dois misturadores balanceados são alimentados com sinais de RF e oscilador local (LO) com relações de fase em quadratura provenientes de híbridas. As saídas de frequência intermediária (FI) dos misturadores são então combinadas através de outra híbrida de 90° , resultando na supressão da frequência imagem indesejada, um requisito crítico em muitos receptores de rádio (Nascimento, 2017; Pozar, 2012).

Nos sistemas de comunicação modernos, como os sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), os acopladores híbridos desempenham papéis na criação de redes de alimentação de antenas e na formação de feixes. Embora as arquiteturas MIMO mais complexas dependam fortemente do processamento digital, componentes de RF como híbridas podem ser usados em estágios de pré-processamento analógico ou em sistemas mais simples para direcionar sinais para diferentes caminhos de antena com as relações de fase necessárias, auxiliando na diversidade espacial ou multiplexação espacial, melhorando a capacidade e a confiabilidade do canal de comunicação (Balanis, 2005; Goldsmith, 2005).

Outra aplicação dos acopladores híbridos em quadratura ocorre no campo da instrumentação e metrologia, especificamente na realização de medidas vetoriais. Devido à sua linearidade, o componente opera de maneira bidirecional: ao injetar um único sinal na porta de entrada, o dispositivo atua como um divisor que decompõe o sinal em dois vetores ortogonais de mesma amplitude, sendo um em fase (0°) e outro em quadratura

(90°). Inversamente, ao ser excitado simultaneamente por duas portas, o acoplador realiza uma combinação vetorial dos sinais (Pozar, 2012; Balanis, 2005). Nesse caso, a saída atua como um somador ou subtrator fasorial, refletindo a interferência construtiva ou destrutiva das amplitudes e fases aplicadas. Essa capacidade de compor e decompor vetorialmente os sinais de radiofrequência é um princípio essencial para o funcionamento de analisadores de rede, discriminadores de fase e circuitos de calibração (Breed, 2009).

Finalmente, em sistemas de antenas *phased array*, os acopladores híbridos em quadratura são componentes utilizados nas redes de formação de feixe (*beamforming networks*). Essas redes distribuem o sinal para múltiplos elementos de antena com amplitudes e fases controladas para direcionar o feixe principal da antena em uma direção específica sem mover fisicamente a antena. As híbridas podem ser usadas para gerar os diferenciais de fase necessários entre elementos adjacentes ou subconjuntos de elementos, contribuindo para a capacidade de varredura eletrônica do feixe, essencial em aplicações de radar, satélite e comunicações móveis avançadas (Mailloux, 2018).

A ampla variedade de aplicações, desde sistemas simples de alimentação de antenas até estruturas complexas de formação de feixe, mostra como os acopladores híbridos em quadratura são amplamente utilizados. No entanto, para atender às exigências específicas de cada projeto, como custo, tamanho e largura de banda, diferentes formas de construção podem ser adotadas. Entre elas, destaca-se a abordagem modular, que divide o acoplador em blocos funcionais mais simples. Essa estratégia torna o projeto mais flexível e fácil de adaptar, sendo detalhada na próxima seção.

2.2 Construção Modular: Divisor de Potência + Defasador

Diferentemente das topologias tradicionais de acopladores híbridos, como as estruturas *branch-line* e *Lange*, que são intrinsecamente monolíticas (ou seja, construídas como uma única peça, sem separação entre seus blocos funcionais), uma alternativa mais flexível é a construção modular do dispositivo (Park, 2009). Nessa abordagem, o acoplador é dividido em dois blocos funcionais: um divisor de potência e um defasador de 90°, como mostra o diagrama de blocos da Figura 4. Cada bloco é projetado e otimizado de forma independente, com foco na operação em banda larga. A combinação dessas duas seções resulta em um acoplador híbrido de três portas com desempenho aprimorado. Além disso, essa metodologia evita várias limitações de fabricação presentes nas topologias convencionais, como fendas de acoplamento muito estreitas, estruturas multicamadas ou a necessidade de ligação por fios (*wire-bonding*).

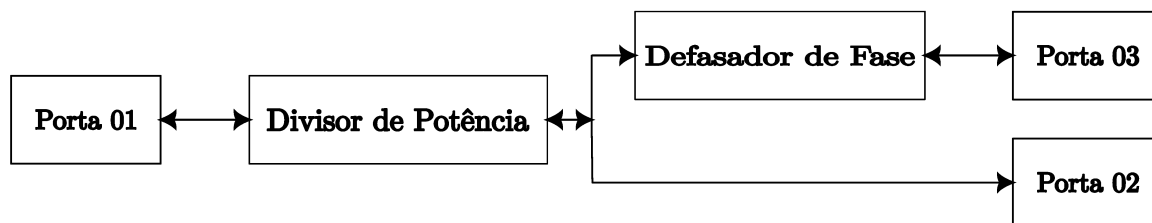


Figura 4 – Diagrama de blocos do acoplador híbrido de 3 portas.

Na Figura 4, observa-se que, ao aplicar um sinal na Porta 1, obtêm-se duas saídas: uma na Porta 3, defasada em 90° , e outra na Porta 2, em fase com a entrada. Isso ocorre porque o divisor de potência reparte o sinal em dois caminhos, enquanto o defasador introduz o deslocamento de fase. Também é possível o funcionamento inverso: ao aplicar sinais nas Portas 2 e 3, eles são combinados, resultando em uma saída na Porta 1. Nesse caso, o sinal da Porta 3 é previamente defasado, o que pode ser útil em aplicações que exigem somas vetoriais com controle de fase.

O primeiro componente essencial da arquitetura modular é o divisor de potência. Ele tem a função de dividir o sinal aplicado na Porta 1 em dois sinais de mesma amplitude e fase, que são encaminhados para as portas de saída. Embora divisores tradicionais, como o de Wilkinson, sejam amplamente utilizados, a necessidade de maior largura de banda levou ao desenvolvimento de estruturas mais avançadas (Wang; Ohira; Ma, 2018). O projeto proposto utiliza um divisor de banda larga formado por duas seções de linhas acopladas e dois resistores de isolamento. Essa configuração não só oferece desempenho em banda larga por natureza, como também permite um circuito mais compacto, já que o acoplamento próximo entre as linhas facilita a inserção dos resistores, sem a necessidade de estruturas em anel para separação.

O segundo bloco, mais complexo em termos de projeto, é o defasador de 90° de banda larga. Sua função é aplicar um deslocamento de fase de 90° em um dos sinais provenientes do divisor de potência, nesse caso na Porta 03, em relação ao outro caminho de referência, mantendo essa diferença constante ao longo de toda a faixa de operação (London, 2002). No entanto, como linhas de transmissão convencionais produzem um atraso de fase proporcional à frequência, obter uma defasagem fixa em banda larga se torna um desafio técnico relevante.

Na Figura 5, são apresentados os principais elementos que compõem os dois blocos funcionais da estrutura modular: o divisor de potência e o defasador de 90° , esses elementos serão tratados e explicados de forma independente, o que só é possível por conta de sua construção modular.

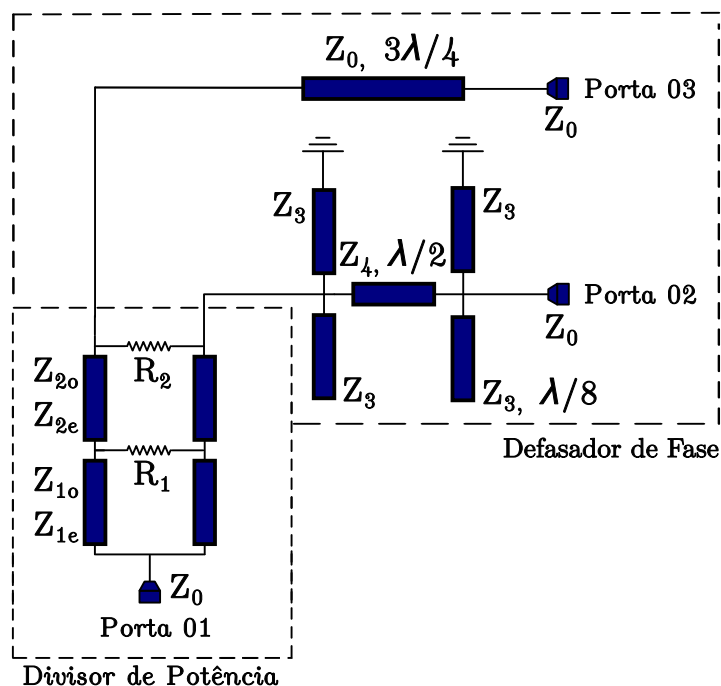


Figura 5 – Diagrama de detalhado do acoplador híbrido de 3 portas. Adaptado de (Sun et al., 2019).

O bloco correspondente ao divisor de potência é formado por quatro linhas de transmissão (simbolizadas em azul na Figura 5) e dois resistores de isolamento, identificados como R_1 e R_2 . Já o bloco do defasador de 90° é composto por duas linhas de transmissão principais e quatro tocos radiais, que atuam como elementos ressonantes e serão detalhadamente discutidos em seções posteriores. Observa-se ainda que os pontos de aterramento dos tocos conectados à Porta 2 podem ser realizados tanto por meio de conexões físicas ao plano de terra quanto pelo uso de técnicas de aterramento virtual, tema que também será aprofundado nas próximas seções deste trabalho. Cabe ressaltar que a análise e o dimensionamento de todos esses segmentos de linha fundamentam-se na aproximação do modo quase-TEM (*quasi-TEM*), característica da análise adotada.

2.2.1 Divisor de Potência

Como o dispositivo pode ser analisado por partes, primeiro será tratado o divisor de potência, que é representado na Figura 6. Nesta figura, é possível observar as três portas do dispositivo, assim como as linhas de transmissão (simbolizadas em azul). Por conta da simetria entre as portas de saída, é possível simplificar a análise do divisor de potência utilizando a análise de modos par e ímpar.

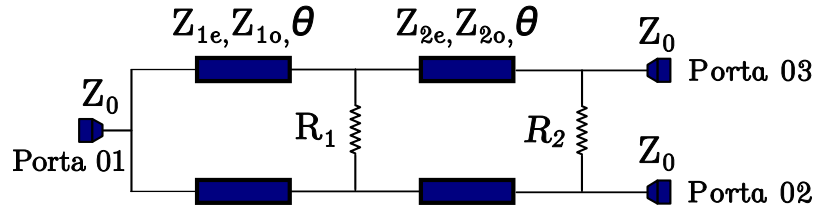


Figura 6 – Diagrama do divisor de potência. Adaptado de (Sun et al., 2019).

Essa técnica consiste em decompor uma excitação complexa em dois cenários mais simples e simétricos:

- Modo par: Aplica-se um sinal de mesma amplitude e fase nas portas simétricas, com um plano de referência virtual (aterramento virtual) no centro da estrutura. Isso permite analisar a resposta do circuito sob excitação simétrica (Pozar, 2012).
- Modo ímpar: Aplica-se um sinal de mesma amplitude, mas com fases opostas (180° de defasagem), nas portas simétricas. Nesse caso, um plano de referência virtual (circuito aberto virtual) é estabelecido no centro, permitindo analisar a resposta do circuito sob excitação assimétrica (Pozar, 2012).

Ao resolver o circuito para esses dois modos separadamente, as características de impedância e as respostas de transmissão do divisor podem ser determinadas de forma mais direta e simplificada, pois cada modo elimina a necessidade de considerar interações complexas entre todas as portas simultaneamente. As Figuras 7a e 7b ilustram esses cenários de excitação para o divisor.

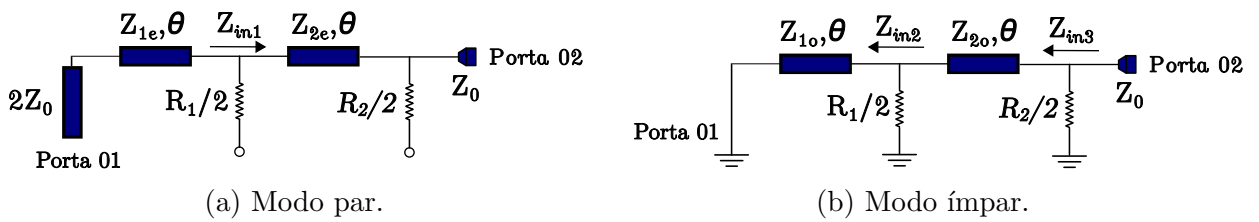


Figura 7 – Diagramas do divisor de potência para excitação nos modos par (a) e ímpar (b). Adaptado de (Sun et al., 2019).

As Figuras 7a e 7b ilustram as configurações de excitação para os modos par e ímpar, respectivamente. A notação “e” (de *even*) em Z_{1e} e Z_{2e} indica as impedâncias características de modo par, enquanto “o” (de *odd*) em Z_{1o} e Z_{2o} denota as impedâncias características de modo ímpar.

No modo par, com sinais em fase, forma-se um plano de circuito aberto virtual no centro da estrutura. A porta de entrada (Porta 1) é modelada com uma impedância de $2Z_0$ em série, refletindo a excitação simétrica aplicada à metade do circuito.

Já no modo ímpar, com sinais defasados em 180° , surge um plano de aterramento virtual no centro. A Porta 1 não é conectada a uma carga, pois o foco está na determinação

das impedâncias que asseguram o isolamento entre as saídas, impulsionado pela diferença de potencial característica desse modo. Essa decomposição facilita a análise, permitindo o cálculo das impedâncias de modo e dos resistores de isolamento, que servem de base para a modelagem do divisor.

2.2.1.1 Análise do Modo Par

Para o modo par, utilizando como referência a Figura 7a, o objetivo é garantir o casamento de impedância na entrada do divisor de potência, ou seja, que a impedância vista na Porta 1 seja igual a $2Z_0$. Isso assegura máxima transferência de potência e mínima reflexão no circuito. A análise é realizada com base no modelo de linha de transmissão, utilizando a fórmula clássica da impedância de entrada.

Segundo (Pozar, 2012) a impedância de entrada de uma linha de transmissão com comprimento elétrico θ , impedância característica Z e terminada por uma carga Z_L é dada por:

$$Z_{in} = Z \cdot \frac{Z_L + jZ \tan \theta}{Z + jZ_L \tan \theta} \quad (2.1)$$

Essa expressão será aplicada de forma sequencial para obter as equações que regem o comportamento da estrutura no modo par. Primeiramente, a impedância total de entrada no modo par deve satisfazer a seguinte relação, que assegura o casamento com $2Z_0$:

$$2Z_0 = Z_{1e} \cdot \frac{Z_{in1} + jZ_{1e} \tan \theta}{Z_{1e} + jZ_{in1} \tan \theta} \quad (2.2)$$

A impedância Z_{in1} , por sua vez, representa a impedância de entrada da segunda seção de linha, que possui impedância característica Z_{2e} e é terminada em Z_0 . Aplicando novamente a Equação 2.1, temos:

$$Z_{in1} = Z_{2e} \cdot \frac{Z_0 + jZ_{2e} \tan \theta}{Z_{2e} + jZ_0 \tan \theta} \quad (2.3)$$

Substituindo a Equação 2.3 na Equação 2.2, é possível resolver o sistema para determinar os valores ideais de Z_{1e} e Z_{2e} , que são as impedâncias características dos modos pares nas duas seções da linha acoplada.

A partir do modo par, tem-se:

$$Z_{1e} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + 8 \tan^4 \theta} - 1}{\tan^2 \theta}} \quad \text{e} \quad Z_{2e} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + 8 \tan^4 \theta} + 1}{2 \tan^2 \theta}} \quad (2.4)$$

Para determinar as impedâncias de modo ímpar desses respectivos trechos (Z_{1o} e Z_{2o}), utiliza-se o coeficiente de acoplamento c entre as linhas. Conforme descrito por Sun et al. (2019), o fator de acoplamento relaciona as impedâncias dos modos par e ímpar por meio da seguinte igualdade:

$$c = \frac{Z_{1e} - Z_{1o}}{Z_{1e} + Z_{1o}} = \frac{Z_{2e} - Z_{2o}}{Z_{2e} + Z_{2o}} \quad (2.5)$$

A partir dessa relação, ao isolar as impedâncias de modo ímpar, obtêm-se expressões diretas dependentes das impedâncias de modo par (calculadas na Equação 2.4) e do valor de c estipulado para o projeto:

$$Z_{1o} = Z_{1e} \left(\frac{1 - c}{1 + c} \right) \quad \text{e} \quad Z_{2o} = Z_{2e} \left(\frac{1 - c}{1 + c} \right) \quad (2.6)$$

2.2.1.2 Análise do Modo Ímpar

No modo ímpar considera-se a excitação diferencial entre as portas do divisor, ou seja, uma excitação com tensões iguais em módulo e opostas em fase. A análise desse modo é fundamental para determinar os valores dos resistores de isolamento R_1 e R_2 , os quais são responsáveis por garantir o isolamento entre as portas de saída e melhorar o casamento de impedância.

Assim como no modo par, a análise é baseada no modelo de linha de transmissão, com a adição de resistores R_1 e R_2 na rede equivalente, conforme indicado na Figura 7b.

Primeiramente, calcula-se a impedância de entrada intermediária Z_{in2} vista pelo resistor R_1 , levando em conta que a linha de transmissão com impedância Z_{1o} está conectada à linha subsequente Z_{2o} . A equação correspondente é:

$$Z_{in2} = \frac{jR_1 Z_{1o} \tan \theta}{R_1 + j2Z_{1o} \tan \theta} \quad (2.7)$$

Em seguida, calcula-se a impedância de entrada Z_{in3} , que corresponde à impedância vista na segunda seção da linha acoplada com impedância Z_{2o} , terminada em Z_{in2} :

$$Z_{in3} = Z_{2o} \cdot \frac{Z_{in2} + jZ_{2o} \tan \theta}{Z_{2o} + jZ_{in2} \tan \theta} \quad (2.8)$$

Por fim, para garantir o casamento de impedância com a carga Z_0 , a seguinte relação deve ser satisfeita:

$$Z_0 = \frac{R_2 \cdot Z_{in3}}{R_2 + 2Z_{in3}} \quad (2.9)$$

As Equações 2.7, 2.8 e 2.9 formam um sistema que, ao ser resolvido, fornece os valores dos resistores R_1 e R_2 , responsáveis por garantir o isolamento adequado entre as portas do divisor no modo ímpar. A substituição sucessiva dessas expressões e a resolução algébrica conduzem às seguintes expressões fechadas para R_1 e R_2 :

$$R_1 = \frac{2Z_{1o}Z_{2o} \tan^2 \theta}{\sqrt{(Z_{1o} + Z_{2o}) \tan^2 \theta \cdot (Z_{1o} \tan^2 \theta - Z_{2o})}} \quad (2.10)$$

$$R_2 = \frac{2Z_0(Z_{1o} + Z_{2o})Z_{2o}^2 \tan^2 \theta}{(Z_{1o}Z_{2o}^2 - Z_0^2Z_{1o} + Z_{2o}^3) \tan^2 \theta + Z_0^2Z_{2o}} \quad (2.11)$$

$$+ \frac{2Z_0^2Z_{2o}\sqrt{(Z_{1o} + Z_{2o}) \tan^2 \theta \cdot (Z_{1o} \tan^2 \theta - Z_{2o})}}{(Z_{1o}Z_{2o}^2 - Z_0^2Z_{1o} + Z_{2o}^3) \tan^2 \theta + Z_0^2Z_{2o}}$$

Com essas expressões, é possível calcular os valores de R_1 e R_2 a partir dos parâmetros do projeto: Z_0 , Z_{1o} , Z_{2o} e θ . Esses resistores são calculados com o intuito de obter do desempenho ideal de isolamento entre as portas do divisor de potência.

Com as análises dos modos par e ímpar, e as expressões para as impedâncias características e resistores de isolamento, é possível calcular todos os parâmetros necessários para o projeto do divisor de potência, garantindo casamento de impedância, isolamento e divisão equilibrada. Assim, com base nas dimensões físicas e propriedades do substrato, o divisor pode ser modelado e fabricado, servindo de base para a integração com o defasador de 90° e a validação por simulação eletromagnética e construção experimental.

2.2.2 Defasador de Fase em Quadratura

O segundo bloco funcional da arquitetura modular é o defasador de 90° , responsável por introduzir um deslocamento de fase de 90° em banda larga em um dos caminhos do sinal. Ao contrário de uma linha de transmissão convencional, cuja fase cresce linearmente com a frequência, esse bloco deve manter uma diferença de fase aproximadamente constante em uma faixa larga de frequências (Soodmand; Beach; Morris, 2021).

A Figura 8 apresenta o circuito equivalente completo do defasador de 90° . Nessa configuração de quatro portas, o sinal aplicado na Porta 3 atravessa o defasador e sai pela Porta 4, com uma defasagem de 270° em relação ao sinal de entrada. As portas adicionais (Portas 1 e 2) podem ser terminadas em cargas casadas, evitando reflexões indesejadas (Han; Sun; Shi, 2021). No caso de um sinal aplicado na Porta 1, o circuito também introduz uma defasagem de 180° , sendo os tocos responsáveis por ajustar a largura de banda de operação. Dessa forma, garante-se uma diferença de fase de 90° entre os sinais nas Portas 2 e 4, como previsto no projeto do acoplador híbrido.

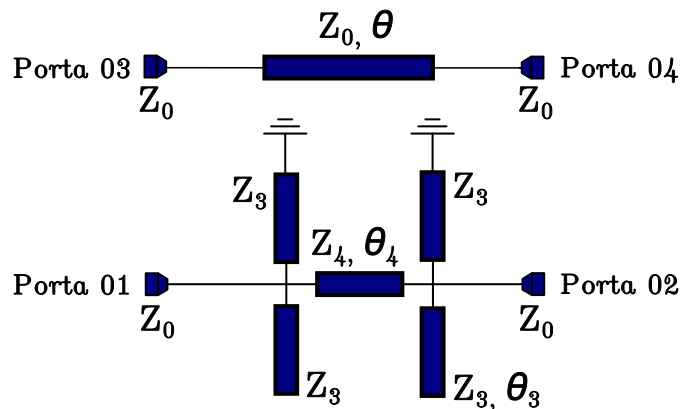


Figura 8 – Modelo equivalente geral do defasador de 90° com quatro portas, incluindo as seções de entrada e saída. Adaptado de (Sun et al., 2019).

Para simplificar a análise e o processo de projeto, é comum utilizar uma topologia equivalente de duas portas, assumindo que as demais estão terminadas com cargas casadas. Como a linha de transmissão entre as Portas 3 e 4 não contém elementos reativos ou ramificações adicionais, a análise será concentrada no caminho entre as Portas 1 e 2, onde estão presentes os componentes que definem a resposta em frequência do defasador.

Na Figura 9 está a forma reduzida do circuito a duas portas. Destacam-se a linha central de comprimento elétrico θ_4 e os quatro tocos de impedância \bar{Z}_3 e comprimento θ_3 , conectados ao plano de terra. Essa estrutura é a base para a análise de modos par e ímpar, que permite caracterizar de forma analítica os parâmetros de espalhamento.

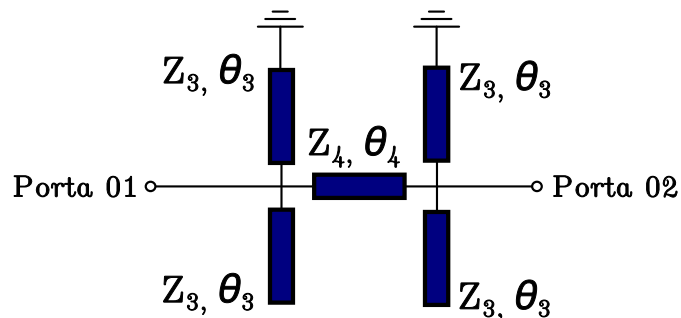


Figura 9 – Modelo do defasador de 90° com apenas duas portas, incluindo as seções de entrada e saída. Adaptado de (Sun et al., 2019).

2.2.2.1 Modelo de Linha de Transmissão

A base da análise do defasador de 90° consiste na modelagem em termos de admitâncias de entrada de linhas de transmissão, já que os tocos são elementos conectados em paralelo (*shunt*). A expressão geral para a admitância de entrada de uma linha de transmissão de impedância característica Z (ou admitância $Y = 1/Z$), terminada em uma carga Y_L , é dada por (Pozar, 2012):

$$Y_{\text{in}} = Y \cdot \frac{Y_L + jY \tan \theta}{Y + jY_L \tan \theta} \quad (2.12)$$

Em muitos casos práticos de microondas, especialmente quando os segmentos de linha são fisicamente curtos (isto é, com comprimento elétrico moderado), utiliza-se a aproximação de *linha curta* (Pozar, 2012), que simplifica bastante a análise:

$$Y_{\text{in}} \approx jY \tan \theta. \quad (2.13)$$

Esta aproximação é utilizada porque, para linhas curtas ou moderadas, a contribuição da carga Y_L torna-se menos significativa em relação ao efeito da própria linha, permitindo representar o segmento por um elemento reativo puramente imaginário.

No caso dos tocos utilizados no defasador, duas configurações são empregadas:

- **Toco em aberto:** modelado como uma linha aberta em extremidade, cuja admitância de entrada é dada aproximadamente por (Pozar, 2012):

$$Y_{\text{toco, aberto}} \approx jY \tan \theta.$$

- **Toco em curto-circuito:** modelado como uma linha terminada em curto, com admitância de entrada é dado por (Pozar, 2012):

$$Y_{\text{toco, curto}} \approx -jY \cot \theta.$$

Essas expressões mostram que os tocos se comportam como elementos reativos, sendo afinados (sintonizados) por seu comprimento elétrico e pela escolha da carga de terminação (aberta ou curta).

Como todos esses elementos estão conectados em paralelo no circuito equivalente, suas admitâncias podem ser somadas diretamente para formar a admitância total vista na análise de modo par ou ímpar. Essa soma de admitâncias, combinada com a linha central dividida em duas seções (devido ao plano de simetria), leva às expressões normalizadas para os modos par e ímpar, conforme será apresentado a seguir.

2.2.2.2 Excitação em Modo Par

Na excitação em modo par (Figura 10), ambos os terminais recebem sinais de mesma amplitude e fase. Forma-se um plano de circuito aberto virtual no centro da estrutura. A linha central de comprimento θ_4 se comporta como duas seções de $\theta_4/2$ em paralelo, cada uma terminada nos tocos.

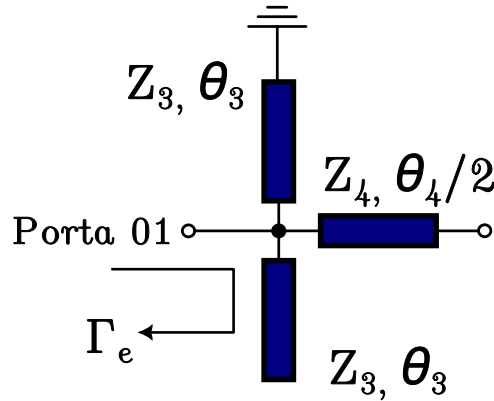


Figura 10 – Diagramas do divisor de potência para excitação nos modos par (a) e ímpar (b). Adaptado de (Sun et al., 2019).

Para obter a admitância de entrada normalizada \bar{Y}_e , considera-se a contribuição de cada segmento:

$$\bar{Y}_e = j\bar{Y}_4 \tan\left(\frac{\theta_4}{2}\right) + j\bar{Y}_3 \tan\theta_3 - j\bar{Y}_3 \cot\theta_3 \quad (2.14)$$

Agrupando os termos, define-se a função auxiliar K_1 , que simplifica a expressão ao representar a susceptância normalizada do circuito no modo par ($\bar{Y}_e = jK_1$):

$$K_1 = \bar{Y}_4 \tan\left(\frac{\theta_4}{2}\right) - 2\bar{Y}_3 \cot(2\theta_3) \quad (2.15)$$

em que $\bar{Y}_3 = 1/\bar{Z}_3$ e $\bar{Y}_4 = 1/\bar{Z}_4$.

2.2.2.3 Excitação em Modo Ímpar

Para a excitação em modo ímpar (Figura 11), os sinais nos terminais possuem mesma amplitude, mas estão defasados em 180° . Forma-se um plano de aterramento virtual no centro da linha central, alterando o comportamento das admitâncias.

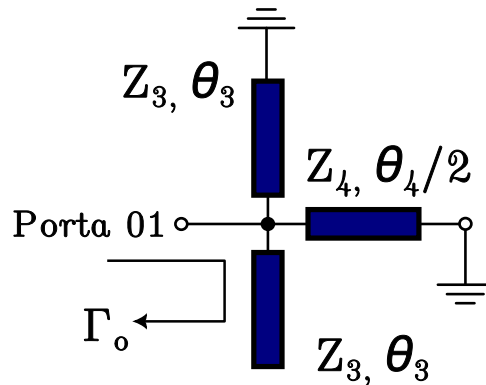


Figura 11 – Diagrama do divisor de potência para excitação nos modos ímpar. Adaptado de (Sun et al., 2019).

A admitância de entrada normalizada no modo ímpar é dada por:

$$\bar{Y}_o = -j\bar{Y}_4 \cot\left(\frac{\theta_4}{2}\right) + j\bar{Y}_3 \tan\theta_3 - j\bar{Y}_3 \cot\theta_3 \quad (2.16)$$

que se reduz de forma análoga à função auxiliar K_2 , representando a susceptância normalizada no modo ímpar ($\bar{Y}_o = jK_2$):

$$K_2 = \bar{Y}_4 \cot\left(\frac{\theta_4}{2}\right) + 2\bar{Y}_3 \cot(2\theta_3) \quad (2.17)$$

As funções auxiliares adimensionais K_1 e K_2 são utilizadas para a modelagem matemática do defasador. Fisicamente, como o circuito analisado é composto apenas por segmentos reativos ideais de linha de transmissão, a admitância de entrada não possui parte real (resistiva). Assim, K_1 e K_2 encapsulam todo o comportamento puramente reativo da estrutura sob excitação par e ímpar, respectivamente. A extração dessas variáveis não apenas torna a manipulação algébrica mais possui um propósito direto no dimensionamento: os valores de K_1 e K_2 serão as componentes centrais utilizadas nas seções seguintes para definir os coeficientes de reflexão e, sobretudo, para calcular e garantir a diferença de fase ($\Delta\varphi$) desejada ao longo de toda a banda de operação.

2.2.2.4 Coeficientes de Reflexão

A partir dessas admitâncias, os coeficientes de reflexão nos modos par e ímpar são calculados. Esses coeficientes indicam a fração do sinal que é refletida de volta quando uma onda eletromagnética encontra uma descontinuidade de impedância (Han; Sun; Shi, 2021). Em outras palavras, representam como o circuito responde à excitação, revelando o quanto do sinal incidente é refletido em vez de transmitido.

$$\Gamma_e = \frac{1 - jK_1}{1 + jK_1}, \quad (2.18)$$

$$\Gamma_o = \frac{1 + jK_2}{1 - jK_2}. \quad (2.19)$$

2.2.2.5 Cálculo dos Parâmetros S

Os parâmetros de espalhamento do defasador de duas portas são então determinados. Esses parâmetros, também conhecidos como parâmetros- S , descrevem como os sinais se propagam e se distribuem entre as portas do circuito, incluindo o quanto do sinal é transmitido ou refletido em cada porta (Pozar, 2012). Eles são especialmente úteis na análise de circuitos de microondas, onde o uso de tensões e correntes não é prático.

$$S_{11} = S_{22} = \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2}, \quad (2.20)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{\Gamma_e - \Gamma_o}{2}. \quad (2.21)$$

2.2.2.6 Fase Diferencial

A diferença de fase entre os sinais nas portas de saída é a principal grandeza de interesse no projeto do defasador de 90° . Ela depende das admitâncias equivalentes calculadas para os modos par e ímpar e deve manter-se o mais próximo possível de 90° ao longo de toda a faixa de operação.

A expressão geral para a diferença de fase entre as saídas é dada por (Han; Sun; Shi, 2021):

$$\Delta\varphi(f) = \arctan\left(\frac{1 + K_1(f)K_2(f)}{K_1(f) - K_2(f)}\right) - \pi + \theta(f), \quad (2.22)$$

onde $K_1(f)$ e $K_2(f)$ são as funções de frequência obtidas das análises nos modos par e ímpar, respectivamente.

O termo $\theta(f)$ representa o atraso de fase adicional imposto pela linha de referência principal com comprimento elétrico de $3\lambda/4$. Esse atraso varia linearmente com a frequência de operação e é definido por:

$$\theta(f) = \frac{3\pi}{2} \frac{f}{f_0}, \quad (2.23)$$

sendo f_0 a frequência central do projeto.

Para modelar com precisão o comportamento em banda larga, é importante considerar também os comprimentos elétricos dos tocos e da linha central que compõem o circuito equivalente do defasador. Esses comprimentos variam proporcionalmente com a frequência e são definidos por:

$$\theta_3(f) = \frac{\pi}{4} \frac{f}{f_0}, \quad (2.24)$$

$$\theta_4(f) = \pi \frac{f}{f_0}. \quad (2.25)$$

Essas relações indicam que os segmentos de linha responsáveis pelos tocos (de $\lambda/8$ na frequência central) e a linha principal (de $\lambda/2$) acumulam fase de forma linear com a frequência, o que é fundamental para compensar a variação de fase e manter a diferença próxima de 90° em uma faixa ampla de operação.

2.2.2.7 Critérios de Projeto

Para garantir o desempenho do defasador, são impostos dois requisitos principais:

- **Casamento de impedância:** os coeficientes de reflexão devem permanecer abaixo de um limite especificado, por exemplo, $|S_{11}| \leq -15$ dB, o que corresponde a:

$$|\Gamma| \leq 0.18.$$

- **Erro de fase:** a diferença de fase deve se manter dentro de uma tolerância especificada:

$$|\Delta\varphi - 90^\circ| \leq 5^\circ.$$

Condições Iniciais do Projeto

Para o desenvolvimento teórico do acoplador híbrido em quadratura, foram adotadas as seguintes condições de projeto:

Tabela 2 – Condições iniciais adotadas para o desenvolvimento teórico do acoplador híbrido.

Parâmetro	Valor	Descrição
Impedância de referência (Z_0)	50 Ω	Padrão comercial para sistemas de RF, servindo de base para garantir o casamento de impedância nas portas.
Faixa de operação	2 a 4 GHz	Espectro de frequências no qual o dispositivo deve manter os desempenhos de divisão, defasagem e isolamento.
Frequência central (f_0)	3 GHz	Ponto médio da faixa de operação, utilizado como referência fundamental para o dimensionamento físico e elétrico do circuito.
Razão de banda ($t = f_2/f_1$)	2	Relação entre as frequências superior e inferior da faixa de operação, definindo a característica de banda larga do projeto.
Fator de acoplamento (c)	0,75	Parâmetro otimizado, por meio do Apêndice A, que controla a relação entre as impedâncias de modo par e ímpar, essencial para maximizar a banda de isolamento.
Comprimento elétrico base (θ)	$\pi/3$	Comprimento elétrico das seções de linha do divisor, calculado intrinsecamente em função da razão de banda (t) para otimizar a resposta.

Divisor de Potência — Parâmetros Calculados

Com base nas condições acima e nas expressões analíticas desenvolvidas para os modos par e ímpar, obtiveram-se os seguintes valores de impedâncias características e resistores de isolamento:

- Impedância de modo par:
 - $Z_{1e} \approx 79,29 \Omega$
 - $Z_{2e} \approx 63,06 \Omega$
- Impedância de modo ímpar (com $c = 0,75$):
 - $Z_{1o} \approx 59,47 \Omega$
 - $Z_{2o} \approx 47,30 \Omega$
- Resistores de isolamento:
 - $R_1 \approx 82,35 \Omega$
 - $R_2 \approx 309,00 \Omega$

Defasador de Fase — Parâmetros Calculados

Para o defasador de fase, que introduz uma defasagem de 90° em banda larga, foram escolhidos os seguintes valores normalizados de admitância:

- $Y_3 = 0,40$, correspondente a $Z_3 = Z_0/Y_3 \approx 125,00 \Omega$
- $Y_4 = 0,81$, correspondente a $Z_4 = Z_0/Y_4 \approx 61,73 \Omega$

Os comprimentos elétricos dos segmentos de linha do defasador foram definidos em função da frequência como:

- $\theta_3(f) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{f}{f_0}$ (tocos radiais)
- $\theta_4(f) = \pi \cdot \frac{f}{f_0}$ (linha central)

Esses valores serviram como ponto de partida para a simulação eletromagnética e posterior adaptação geométrica conforme o substrato escolhido.

2.2.3 Comprimentos Físicos do Projeto

Uma vez definidos os parâmetros elétricos ideais do acoplador (como as impedâncias características Z e os comprimentos elétricos θ), estes valores mantêm-se inalterados como metas do projeto. Contudo, para transpor esse modelo elétrico para o domínio físico, é fundamental relacioná-los às propriedades do substrato escolhido, especificamente a sua permissividade elétrica relativa (ε_r) e a sua espessura (h). Isso significa que, a depender do material utilizado (como o FR-4 ou o F4B-2) as dimensões geométricas resultantes para a linha de microfita (largura W e comprimento físico L) serão distintas para alcançar uma exata mesma impedância. Dessa forma, as equações de síntese de microfita servem não apenas para encontrar as dimensões físicas adequadas na etapa inicial de projeto, mas atuam como a base matemática necessária para transpor um dispositivo de um substrato para outro.

Segundo Pozar (2012), a largura da trilha W em relação à espessura do substrato dielétrico h pode ser sintetizada analiticamente pela equação:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.26)$$

onde o termo auxiliar A é definido em função da impedância característica alvo Z_c e da permissividade elétrica relativa do substrato ε_r :

$$A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (2.27)$$

O comprimento físico L , por sua vez, é determinado a partir do comprimento elétrico desejado θ (expresso em radianos) e do comprimento de onda guiado λ_g :

$$L = \frac{\theta}{2\pi} \lambda_g = \frac{\theta}{2\pi} \frac{c}{f_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (2.28)$$

sendo c a velocidade da luz no vácuo, f_0 a frequência central de operação e ε_{eff} a permissividade dielétrica efetiva do meio. A fim de automatizar o cálculo prévio dessas dimensões físicas para todos os segmentos do acoplador (como as linhas do divisor de potência e os tocos do defasador), foi desenvolvida uma rotina computacional em Python. O código-fonte integral, juntamente com a extração das dimensões iniciais para o projeto, encontra-se detalhado no Apêndice B.

Por fim, ao transpor o projeto para o *layout* físico da placa, surge a necessidade de lidar com as descontinuidades geométricas das linhas de microfita. Sempre que o roteamento exige mudanças de direção, o uso de dobras abruptas em ângulo reto (90°) provoca um acúmulo de cargas elétricas nas quinas. Esse acúmulo atua como uma capacitância parasita localizada, gerando reflexões indesejadas do sinal e degradando o casamento de impedância,

um efeito prejudicial que se agrava consideravelmente em altas frequências (Balanis, 2005; Pozar, 2012; Zhu; Zhou; Liu, 2011).

Para contornar esse problema, consolidou-se na engenharia de microondas a técnica de aplicar chanfros, ou cortes em 45° (*mitered bends*), nas curvas das trilhas. Essa intervenção compensa geometricamente o excesso de capacitância, garantindo que a impedância característica da linha se mantenha uniforme ao longo de toda a descontinuidade. Por preservar a integridade do sinal de forma tão eficaz, essa abordagem tornou-se amplamente utilizada em projetos de acopladores e divisores de potência (Pozar, 2012; Sun et al., 2019; Zhu; Zhou; Liu, 2011; Ünal; Karaçuha; İmeci, 2024; MahdiAbadi et al., 2024).

2.3 Aterramento Virtual com Tocos Radiais

O aterramento virtual é uma técnica empregada em projetos de microondas para simular uma referência de potencial elétrico (terra) sem a necessidade de conexão física ao plano de terra (Sadeque; al., 2021). Essa abordagem é particularmente útil em placas de circuito impresso (PCBs) de camada simples, onde a implementação de vias metalizadas representa um desafio adicional de fabricação.

2.3.1 Conceito de Aterramento Virtual

Convencionalmente, em circuitos eletrônicos que operam em baixas frequências, o aterramento é estabelecido através de uma conexão física direta a um plano condutor de referência. Contudo, ao migrarmos para a faixa de microondas, o uso de conexões físicas, como as vias metalizadas (*vias*), passa a introduzir indutâncias e capacitâncias parasitas, elementos que podem degradar severamente o desempenho do dispositivo (Pozar, 2012; Sadeque; al., 2021). Somado ao impacto elétrico, essas vias encarecem e tornam mais complexo o processo de fabricação, sobretudo quando se utilizam placas de circuito impresso (PCBs) de camada simples. É justamente para contornar esses obstáculos que o conceito de aterramento virtual se faz necessário.

Na prática, o aterramento virtual atua criando uma condição eletromagnética puramente reativa que emula um potencial zero (ou muito próximo disso) em uma determinada faixa de frequências, valendo-se de estruturas ressonantes (Luo; al., 2006). O fenômeno físico que viabiliza essa técnica é a transformação de impedância, um pilar da teoria de linhas de transmissão. Funciona da seguinte forma: uma seção de linha que termina em um circuito aberto possui, teoricamente, impedância infinita em sua extremidade. Porém, ao ser dimensionada para ressoar na frequência de operação do circuito, essa linha transforma a impedância infinita da ponta em uma impedância nula na sua entrada. Com isso, ela passa a se comportar efetivamente como um curto-circuito

para os sinais de radiofrequência (RF) (Pozar, 2012).

Para implementar essa estratégia no escopo deste trabalho, optou-se pela utilização de tocos radiais (*radial stubs*), que consistem em segmentos curtos de linha de transmissão modelados em formato de setor circular e acoplados lateralmente à linha principal. A preferência por essa geometria radial, em vez dos tradicionais tocos retilíneos de largura constante, justifica-se por sua notável capacidade de sustentar o ponto de impedância nula ao longo de uma largura de banda operacional consideravelmente maior (Sorrentino; Roselli, 1993; Sadeque; al., 2021). Assim, mediante um dimensionamento adequado, essa configuração consegue simular com eficiência a ligação ao plano de terra, assegurando uma referência elétrica do circuito sem demandar qualquer contato físico na placa.

2.3.2 Vantagens em Relação às Vias Metalizadas

A utilização dos tocos radiais como forma de aterramento virtual apresenta as seguintes vantagens:

- **Simplicidade de fabricação:** Permite o uso de PCBs de camada única, eliminando a necessidade de vias metalizadas;
- **Redução de custo:** Evita processos mecânicos como furação e metalização, otimizando a produção;

Apesar dos benefícios construtivos e econômicos, a adoção de tocos radiais para emular o plano de terra introduz certos desafios e limitações ao projeto, tais como:

- **Dependência da frequência:** O aterramento virtual é baseado em ressonância. O toco atua com baixa impedância (próximo a um curto-circuito ideal) apenas em torno de sua frequência de sintonia (Luo; al., 2006). À medida que a frequência se afasta desse ponto central, a reatância aumenta, o que pode limitar a largura de banda útil do aterramento se comparado a um terra físico banda larga;
- **Aumento da área ocupada (*Footprint*):** Ao contrário das vias metalizadas convencionais, que ocupam um espaço vertical mínimo e localizado, os tocos radiais exigem uma área física bidimensional considerável na superfície da placa de circuito impresso, o que pode dificultar processos de miniaturização;
- **Perdas por radiação e acoplamento:** Estruturas ressonantes abertas impressas em tecnologia de microfita podem atuar de forma parasita como elementos radiantes (Sadeque; al., 2021). Isso pode introduzir perdas de inserção adicionais no circuito ou causar acoplamento eletromagnético indesejado (*crosstalk*) com linhas adjacentes.

2.3.3 Configuração Experimental

Três estruturas foram simuladas no software Ansys HFSS, todas operando sobre substrato FR4 com espessura de 1.6mm e permissividade relativa $\epsilon_r = 4.4$. A frequência central foi fixada em 3GHz, e o comprimento da linha principal adotado foi de λ , com tocos de $\lambda/8$ e impedância característica de entrada $Z_0 = 50\Omega$.

1. Linha de transmissão sem aterramento (Figura 12a);
2. Linha de transmissão com aterramento físico por via metalizada (Figura 12b);
3. Linha de transmissão com aterramento virtual por meio de tocos radiais (Figura 12c).

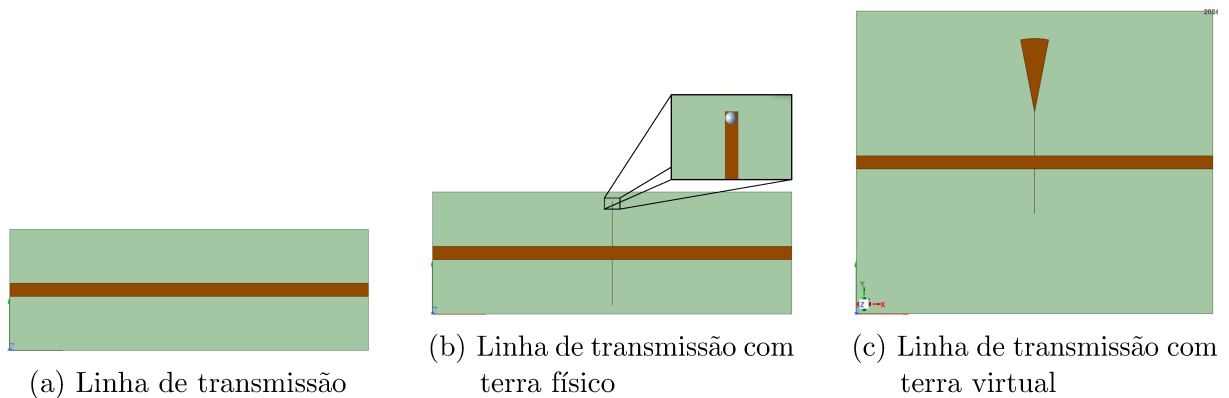


Figura 12 – Modelos simulados no HFSS: comparação entre três configurações de toco lateral.

Os parâmetros de espalhamento obtidos das simulações, S_{11} , S_{22} , S_{12} e a diferença de fase, são apresentados a seguir. Os gráficos comparam diretamente o desempenho das três configurações.

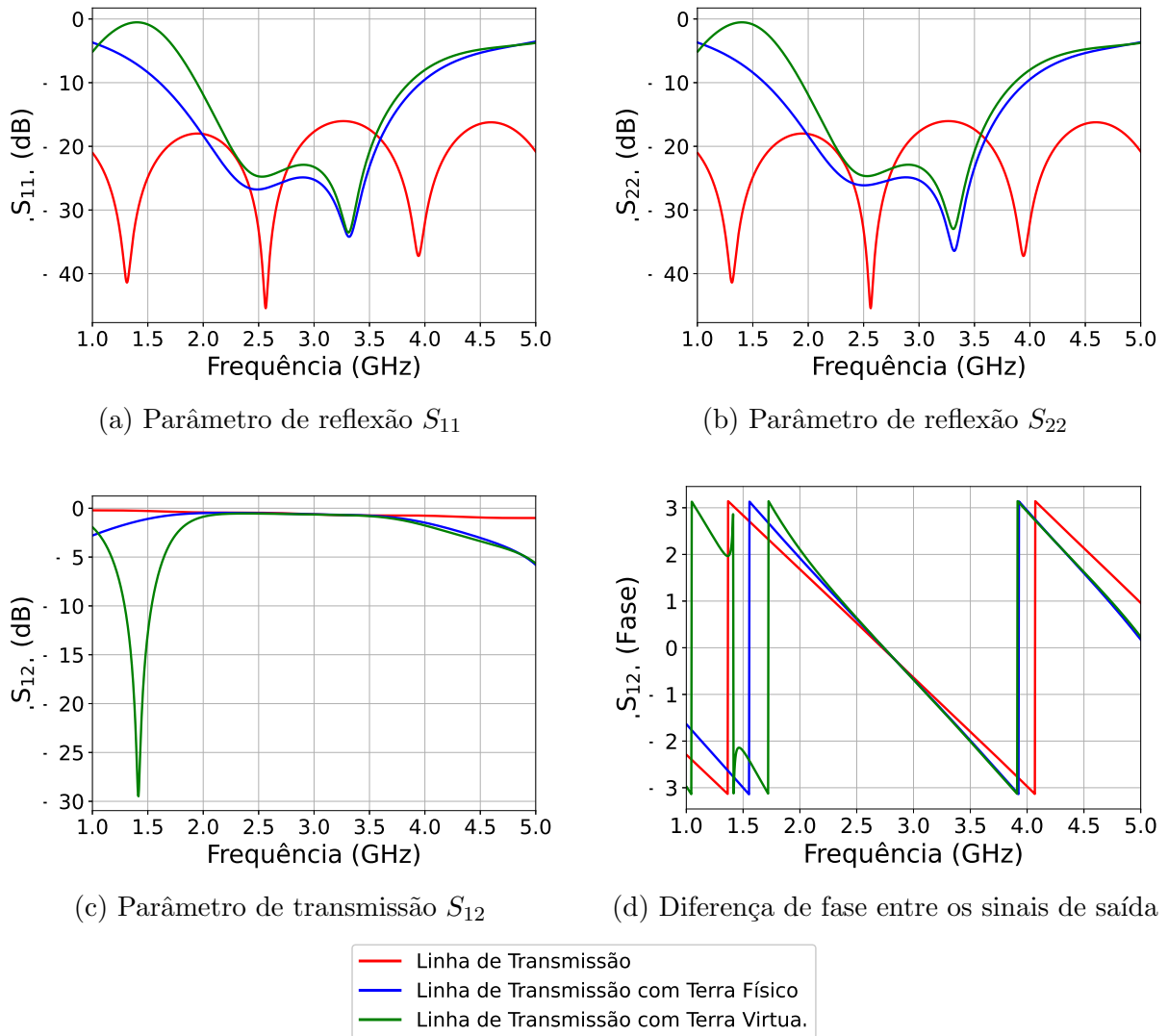


Figura 13 – Comparativo entre três abordagens de aterramento em linha com toco: sem aterramento, com aterramento físico (via) e com aterramento virtual (tocos radiais).

Os resultados demonstram que a estrutura com aterramento virtual por tocos radiais apresenta comportamento eletromagnético semelhante ao do aterramento físico. Os parâmetros S_{11} e S_{22} indicam bom casamento de impedância na frequência de 3GHz, enquanto o S_{12} mantém um nível adequado de transmissão.

Observa-se, entretanto, a presença de uma atenuação localizada em S_{12} da estrutura com aterramento virtual, atribuída ao fato de que os tocos radiais podem atuar como elementos radiantes em determinadas frequências, especialmente entre 1GHz e 2GHz, neste caso. Esse comportamento também se reflete na resposta de fase, que apresenta maior variação nessa faixa de frequências. Ainda assim, na frequência central, a diferença de fase entre os sinais é preservada, reforçando a eficiência funcional do aterramento virtual para a aplicação proposta.

A estrutura com toco em aberto, por sua vez, apresenta um desajuste de im-

pedância significativo e uma variação acentuada de fase, o que evidencia a importância do aterramento, seja físico ou simulado, no desempenho da linha.

O aterramento virtual por meio de tocos radiais se mostrou uma alternativa viável ao uso de vias metalizadas. Essa técnica permite a simplificação do processo de fabricação, mantendo o desempenho eletromagnético adequado em aplicações nas quais o FR4, é desejável.

3 Metodologia

Este capítulo descreve a metodologia do estudo, desde o projeto do dispositivo até os preparativos para testes experimentais. Apresenta a modelagem computacional no HFSS com base nos parâmetros da literatura, adaptação para substrato FR-4 e implementação do terra virtual. Além de detalhar a configuração do ambiente de medição e critérios de avaliação para simulações e testes práticos

3.1 Estratégia Geral e Planejamento

A metodologia deste trabalho foi estruturada em cinco etapas sequenciais e interligadas, conforme o fluxograma da Figura 14. O objetivo central foi desenvolver um acoplador híbrido em quadratura utilizando substrato FR-4, incorporando a abordagem do aterramento virtual que simplifica a fabricação em placas de circuito impresso, visto que elimina a necessidade de fazer uma ligação física ao plano terra.

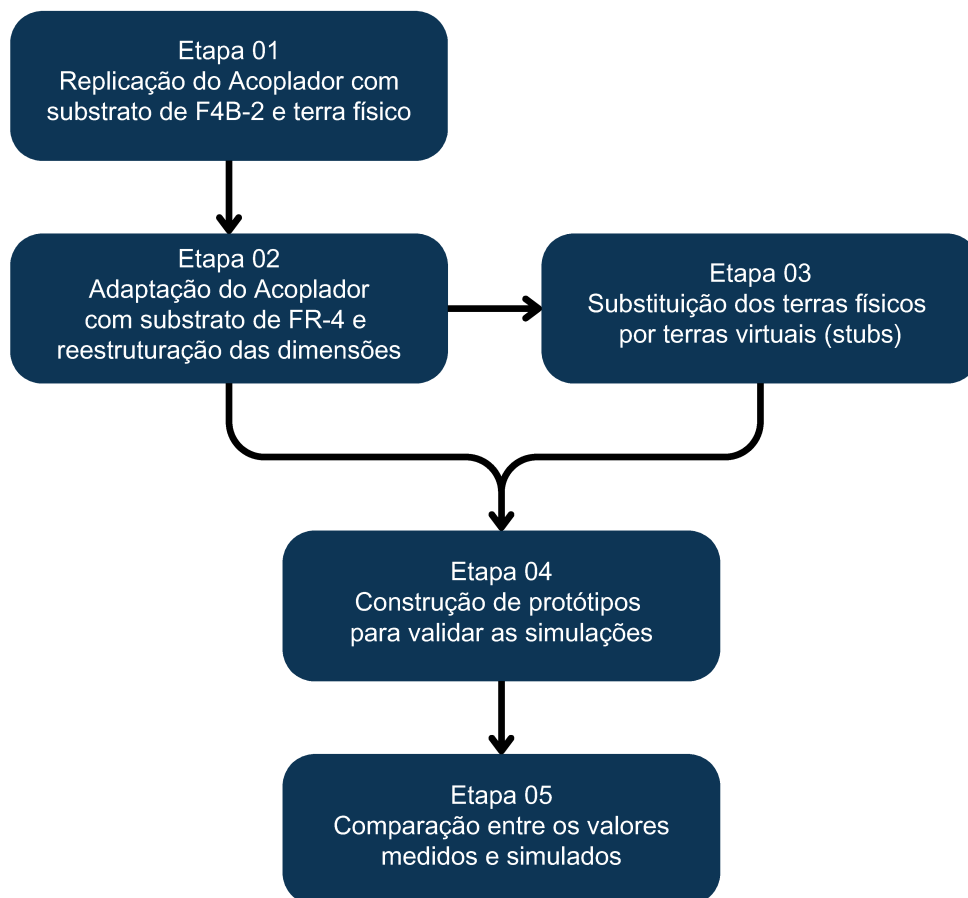


Figura 14 – Fluxograma da estratégia geral adotada neste trabalho

A primeira etapa consistiu na replicação do modelo descrito por Sun et al. (2019), com o propósito de estabelecer uma base de comparação. Para isso, utilizou-se o mesmo substrato do trabalho original, F4B-2 ($\varepsilon_r = 2,65$, $\tan \delta = 0,001$) e as mesmas dimensões físicas do acoplador, conforme descrito no trabalho de referência. Essa fase foi implementada no software ANSYS HFSS, permitindo validar a fidelidade da simulação e obter um conjunto de parâmetros de referência.

A segunda etapa envolveu a adaptação do projeto para o substrato FR-4 ($\varepsilon_r = 4,4$, $\tan \delta = 0,02$), ainda sendo utilizado software ANSYS HFSS para simular o comportamento do novo dispositivo. O redimensionamento geométrico foi orientado pela equivalência de comprimento elétrico, garantindo a preservação da condição de quadratura entre os sinais nas portas de saída. As dimensões críticas, como os espaçamentos entre linhas acopladas e os tocos, foram ajustadas e otimizadas para compensar as perdas intrínsecas do novo material, devido à sua maior tangente de perdas.

A terceira etapa introduziu a proposta da substituição da conexão física ao plano de terra por uma topologia alternativa baseada em tocos radiais, em formato radial, também conhecida como terra virtual. Essa configuração visa eliminar a necessidade de vias metalizadas, simplificando a fabricação e a implementação, mantendo as funcionalidades de referência de terra exigidas pela topologia original.

A quarta etapa envolveu a validação experimental da estrutura modificada, com medições realizadas por meio de um analisador vetorial de redes (VNA). Os parâmetros S medidos foram comparados aos resultados simulados, permitindo avaliar os efeitos das variações dimensionais ocasionadas pelo processo de fabricação, bem como a efetividade do terra virtual.

Por fim, a quinta etapa consistiu na validação entre os dados simulados e experimentais, combinando os resultados das simulações eletromagnéticas com as verificações experimentais. A montagem do protótipo foi planejada para ensaios com analisador vetorial de redes (VNA) no intervalo de 1 a 5 GHz, utilizando técnica de calibração SOLT (*Short, Open, Load, Through*). Os critérios de desempenho adotados consideram os requisitos como casamento de impedância, isolamento entre portas, parâmetros de transmissão e quadratura entre as fases das portas.

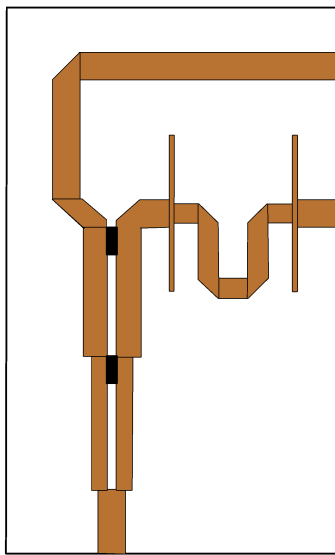
Essa estratégia metodológica foi idealizada com o intuito de facilitar a replicação do estudo e permitir a validação independente de cada etapa. Tendo o objetivo de viabilizar a transposição de projetos de RF entre diferentes substratos, com foco na praticidade e simplicidade construtiva, sem comprometer a funcionalidade do dispositivo.

3.2 Modelagem e Simulação no HFSS

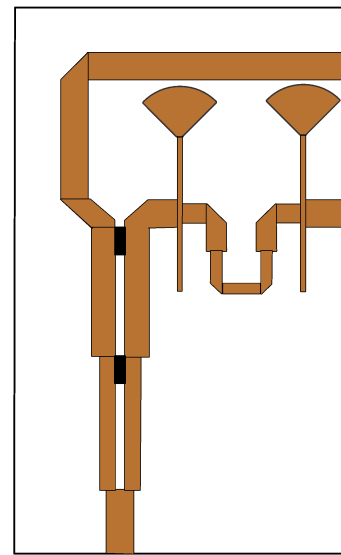
Esta seção descreve o processo de modelagem eletromagnética do acoplador híbrido em quadratura no software ANSYS HFSS. O objetivo é apresentar as etapas de construção do modelo 3D, aplicação das condições de contorno, definição dos parâmetros de excitação e extração dos parâmetros S para análise de desempenho.

3.2.1 Construção Geométrica

O modelo foi desenvolvido com base em [Sun et al. \(2019\)](#), adaptado posteriormente às dimensões das linhas de transmissão para o substrato FR-4. O *layout* da estrutura, conforme ilustrado na Figura 15, foi elaborado utilizando linhas de microfita com regiões de acoplamento crítico (aberturas entre as linhas de microfita). As geometrias das linhas e tocos foram definidas levando em consideração os critérios de simetria e acoplamento exigidos pela topologia do acoplador.



(a) Modelo com terra físico.



(b) Modelo com terra virtual.

Figura 15 – Comparação entre dois modelos do acoplador híbrido em quadratura: (a) terra físico e (b) terra virtual.

3.2.2 Parâmetros do Substrato

Para simulações iniciais, utilizou-se o substrato F4B-2 ($\epsilon_r = 2,65$, $\tan \delta = 0,001$), seguido da posterior adaptação para o substrato FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$, $\tan \delta = 0,02$). As propriedades dielétricas foram inseridas no HFSS para aproximar a simulação de modelos reais.

3.2.3 Condições de Contorno e Portas

Foram aplicadas condições de contorno do tipo *radiation* para simular o ambiente aberto ao redor da estrutura. As excitações foram feitas por meio de portas do tipo *modal lumped port* com impedância de entrada de 50Ω , garantindo a correta injeção e coleta de sinais nas três portas do acoplador. Nas linhas de microfita e o plano terra foram aplicadas as condições de contorno PEC (*Perfect Electric Conductor*).

3.2.4 Extração dos Parâmetros S

O HFSS foi configurado para simular a faixa de frequência entre 1 e 5 GHz, com discretização suficiente para capturar o comportamento de banda larga do dispositivo. Os parâmetros S_{ij} foram extraídos para avaliação do desempenho do acoplador quanto a:

- Casamento de impedância (S_{11} , S_{22} e S_{33}),
- Parâmetro de Transmissão (S_{12} e S_{13}),
- Isolamento entre portas (S_{23}),
- Quadratura de fase entre as saídas em graus ($\Delta\phi = \angle S_{12} - \angle S_{13}$).

3.2.5 Pós-processamento dos Dados Simulados

Após as simulações, os parâmetros S foram exportados do HFSS em formato `.csv` e `.txt` para processamento externo. Utilizou-se a linguagem Python para leitura e tratamento dos dados, permitindo a automação da extração da diferença de fase entre as portas de saída. Essa diferença foi convertida para graus e organizada em gráficos, facilitando a análise do comportamento de quadratura ao longo da faixa de frequência simulada, assim como permitindo a comparação entre as simulações realizadas e os resultados experimentais.

3.3 Otimização do Protótipo

A etapa de otimização teve como objetivo refinar o desempenho do acoplador, ajustando as variáveis geométricas para satisfazer os critérios de projeto, tais como casamento de impedância, isolamento entre portas e estabilidade na diferença de fase de 90° entre as saídas.

Optou-se por uma abordagem analítica baseada em varreduras paramétricas (*Parametric Sweeps*), conduzidas no ambiente de simulação do HFSS para realizar a otimização do modelo. Essa técnica permitiu explorar o espaço de soluções variando sistematicamente dimensões críticas da estrutura para mapear a sensibilidade da resposta

em frequência. Observou-se, por exemplo, que alterações na largura das trilhas impactam a impedância característica, modificando o casamento de impedância e, conseqüentemente, os parâmetros de transmissão S_{12} e S_{13} . De maneira análoga, ajustes nos comprimentos das trilhas referentes ao defasador permitem o controle fino da defasagem, possibilitando aumentar ou reduzir a diferença de fase entre as portas 2 e 3 para atingir a quadratura ideal.

A análise dos dados gerados por essas varreduras possibilitou identificar as tendências de comportamento eletromagnético do dispositivo e isolar a influência de cada parâmetro sobre a Matriz S. Com base nessa compreensão, realizou-se um ajuste fino das dimensões, selecionando manualmente a configuração geométrica que oferecesse o melhor compromisso entre as métricas de desempenho estabelecidas.

3.4 Configuração Experimental e Procedimentos de Medição

Esta seção apresenta a configuração experimental utilizada para validação dos dispositivos propostos, incluindo os equipamentos empregados, a montagem dos protótipos, a técnica de calibração e os critérios adotados para a análise dos resultados medidos.

A Figura 16 ilustra, de forma simplificada, o fluxograma da montagem experimental e os principais procedimentos realizados durante as medições com o analisador vetorial de redes (VNA) *Keysight FieldFox N9914A Microwave Analyzer*.

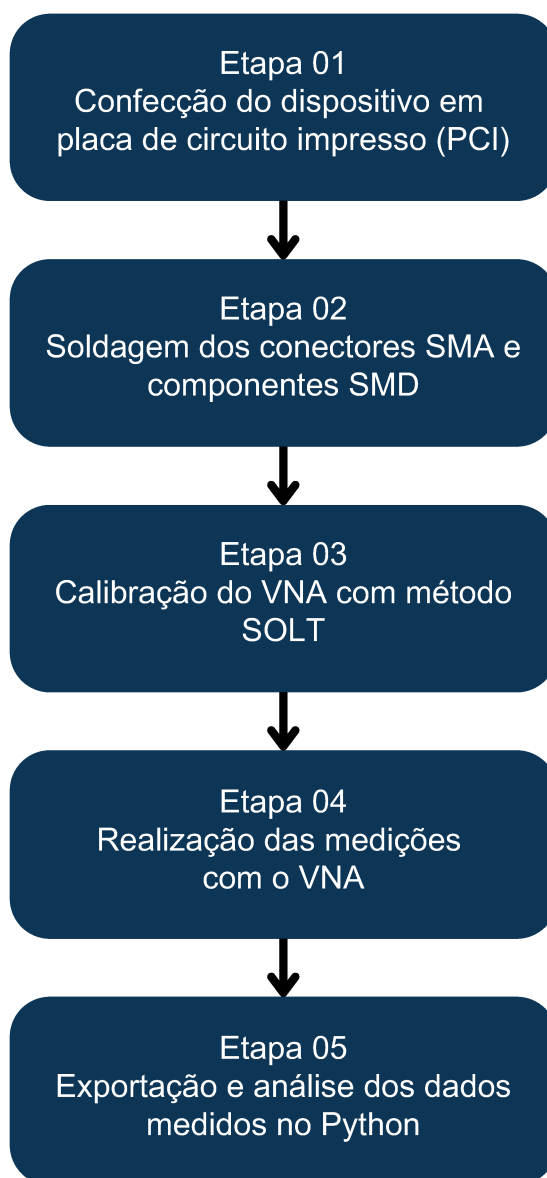


Figura 16 – Fluxograma da montagem experimental e procedimentos de medição

Para a materialização dos protótipos, utilizou-se o substrato FR-4 com espessura de 1,6 mm e metalização em cobre. O método de fabricação adotado baseou-se no processo de transferência térmica seguido de corrosão química. Inicialmente, o *layout* do circuito foi impresso e, por meio de aquecimento, transferido para a superfície superior da placa, criando uma máscara protetora de tinta sobre as regiões correspondentes às linhas de microfita. Para preservar a integridade do plano de terra, a face inferior do substrato foi integralmente isolada. Na sequência, a placa foi submersa em uma solução de perclorato de ferro (FeCl_3), responsável por corroer todo o cobre não coberto pela máscara. Após a corrosão, realizou-se uma limpeza minuciosa com solvente para retirar a tinta residual, revelando o circuito final. A etapa de montagem consistiu na soldagem dos resistores SMD (*Surface-Mount Device*) de isolamento e na fixação dos conectores SMA de 50 Ω diretamente nas portas do acoplador, estabelecendo a interface física necessária para as

aferições.

Os ensaios experimentais foram conduzidos no intervalo de frequência de 1 a 5 GHz. Foram utilizados os seguintes instrumentos: o analisador vetorial de redes *Keysight FieldFox N9914A*, um *kit* de calibração SOLT (*Short, Open, Load, Through*), e cabos coaxiais de baixa perda com adaptadores SMA de 50Ω , com comprimentos adequados para evitar torções ou instabilidades durante a leitura.

Antes do registro dos dados, realizou-se a calibração do VNA utilizando o método SOLT, com o objetivo de deslocar os planos de referência para as extremidades dos cabos, eliminando as perdas de inserção dos cabos e os erros sistemáticos do instrumento. As medições foram efetuadas com varredura contínua na faixa estipulada, utilizando 1001 pontos de amostragem para garantir uma alta resolução espectral. Os dados extraídos foram exportados no formato `.csv` e, posteriormente, processados em ambiente Python para sobreposição e comparação direta com os resultados simulados.

A avaliação dos dispositivos baseou-se nos seguintes critérios de desempenho: bom casamento de impedância nas portas de entrada e saída ($S_{11}, S_{22}, S_{33} \leq -15$ dB), alto isolamento entre as vias de saída ($S_{23} \leq -15$ dB), acoplamento simétrico para a divisão de potência ($S_{21}, S_{31} \approx -3$ dB) e a garantia da quadratura de fase diferencial entre essas saídas ($\angle S_{21} - \angle S_{31} \approx 90^\circ$).

4 Análise e Resultados

Neste capítulo, são apresentados e discutidos os principais resultados do trabalho. Inicia-se com a replicação do modelo de referência para validação da metodologia, seguida das adaptações para o substrato FR4 e da implementação do aterramento virtual. Resultados simulados e experimentais são comparados, avaliando o impacto das modificações. Por fim, é apresentado um modelo otimizado, com análise das limitações e sugestões de melhorias.

4.1 Replicação do Modelo Proposto

Com a finalidade de estabelecer uma base comparativa para as etapas subsequentes deste trabalho, foi realizada a replicação do modelo proposto por Sun et al. (2019), utilizando o software ANSYS HFSS. A modelagem buscou seguir as características geométricas e elétricas descritas no artigo, ainda que algumas informações tenham exigido estimativas. A Figura 17 ilustra a geometria replicada, que serve como referência inicial para as adaptações estruturais e de substrato exploradas nos tópicos seguintes.

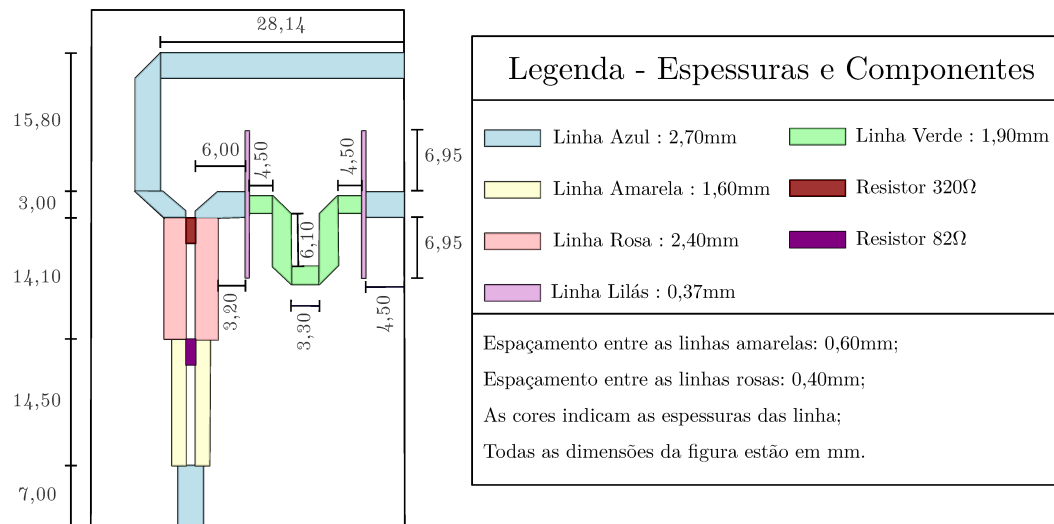
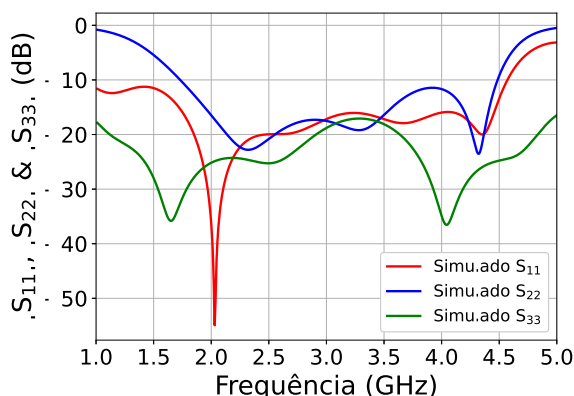
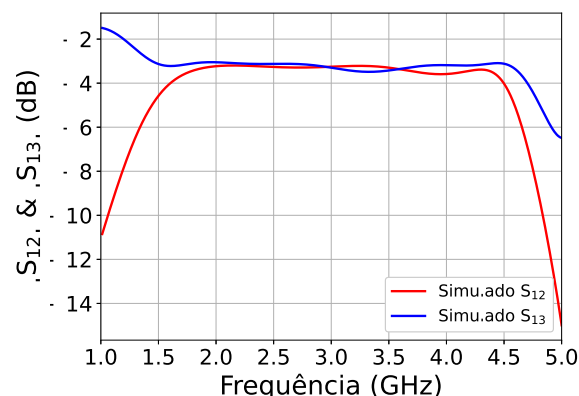
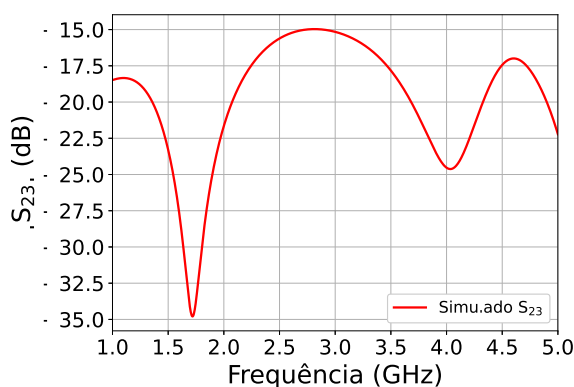
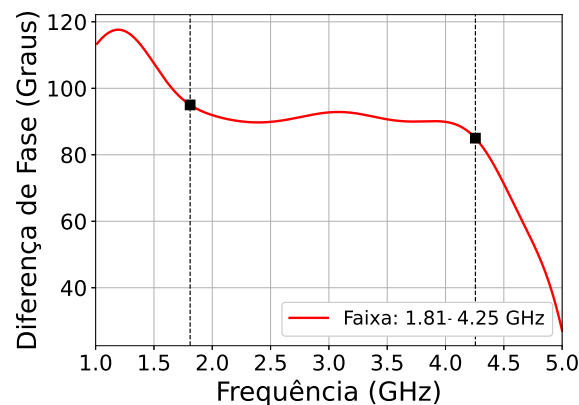


Figura 17 – Representações gráficas do acoplador híbrido com plano de terra físico, utilizando substrato F4B-2.

Com base na geometria representada na Figura 17, foi possível obter os parâmetros de espalhamento do dispositivo por meio de simulações no software HFSS. As análises foram realizadas considerando a excitação por portas adaptadas em $50\ \Omega$ e levando em conta as características eletromagnéticas do substrato FR4.

Os resultados possibilitam avaliar o desempenho do acoplador híbrido, incluindo sua resposta em frequência, acoplamento, isolamento e diferença de fase entre as portas. A

seguir, são apresentados os parâmetros simulados e as respectivas curvas de magnitude em função da frequência.

(a) Parâmetros de Reflexão (S_{11} , S_{22} e S_{33})(b) Transmissão (S_{12} e S_{13})(c) Isolamento (S_{23})

(d) Diferença de Fase

Figura 18 – Resultados da simulação para o acoplador híbrido utilizando o substrato F4B-2 e as dimensões estimadas de Sun et al. (2019). As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.

A Figura 18 exibe quatro subgráficos que ilustram o desempenho simulado de um acoplador híbrido utilizando substrato F4B-2, terra físico e as dimensões estimadas de Sun et al. (2019):

- **(a) Parâmetros de Reflexão (S_{11} , S_{22} e S_{33}):** Este gráfico (Figura 18a) mostra a perda de retorno para as três portas do acoplador. Idealmente, esses valores devem ser os mais baixos possíveis (valores altamente negativos em dB) em toda a banda de frequência operacional, indicando boa adaptação de impedância e mínima reflexão de sinal de volta à fonte. Para esta simulação, $S_{ii} \leq -15$ dB para $i = 1, 2, 3$ dentro da faixa de frequência de de 1,92 GHz a 4,52 GHz, exceto o S_{22} que apresenta uma perda de retorno de cerca de -11 dB para frequências entre 3,5 GHz e 4 GHz.
- **(b) Transmissão (S_{12} e S_{13}):** Este gráfico (Figura 18b) ilustra os coeficientes de transmissão entre a porta de entrada e as duas portas de saída. Para um acoplador

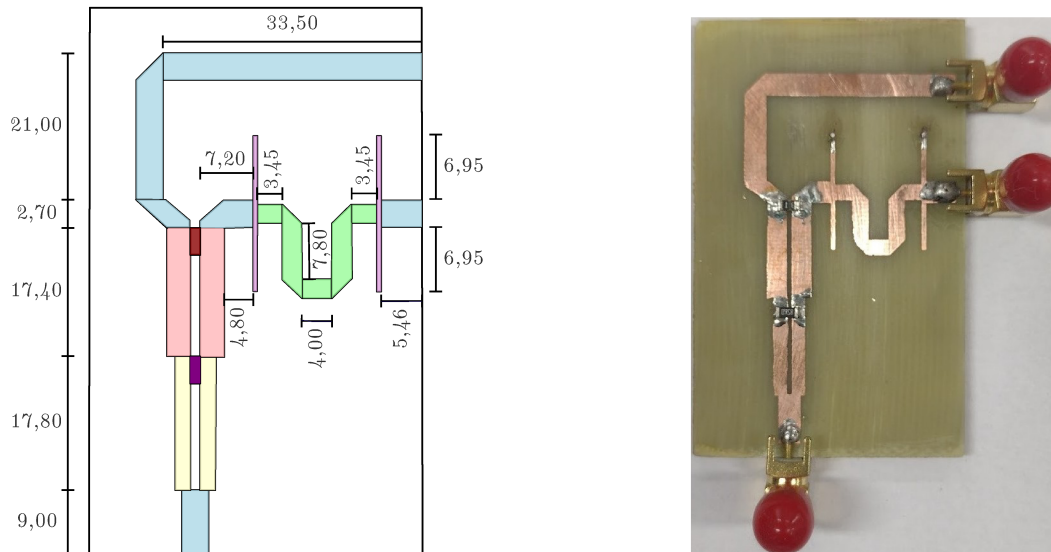
híbrido em quadratura ideal, a magnitude de S_{12} e S_{13} deve ser de aproximadamente -3 dB, significando uma divisão de potência igual entre as duas portas de saída. Os resultados simulados mostram $S_{21} \approx -3 \pm 0,2$ dB e $S_{31} \approx -3 \pm 0,2$ dB, destacando perdas de inserção e erros de fase, mas com uma faixa estável de 1,73 GHz a 4,24 GHz.

- **(c) Isolamento (S_{23}):** Este gráfico (Figura 18c) exibe o isolamento entre as duas portas de saída. Um alto isolamento (valores muito negativos em dB) é desejável, indicando que uma potência mínima é acoplada entre as portas de saída. O isolamento simulado é de $S_{23} \leq -15$ dB em toda a faixa de frequência analisada (1 GHz a 5 GHz), o que, embora não seja infinito como no caso ideal, garante uma separação adequada entre os canais.
- **(d) Diferença de Fase (Graus):** Este gráfico (Figura 18d) mostra a diferença de fase entre os dois sinais de saída ($\Delta\phi = \angle S_{12} - \angle S_{13}$). Para um acoplador híbrido em quadratura, essa diferença deve ser idealmente de 90° em toda a largura de banda operacional. Os resultados simulados mostram uma diferença de fase estável na faixa de 1,81–4,25 GHz com a variação máxima de $\pm 5^\circ$ nessa faixa de frequência.

Esses resultados representam a simulação inicial do modelo proposto utilizando o substrato F4B-2 e as dimensões de Sun et al. (2019). Esta replicação serve como base de comparação para as etapas subsequentes da metodologia, que envolvem a adaptação do projeto para um substrato FR-4 e a incorporação de técnicas de aterramento virtual.

4.2 Modelo com Substituição do Dielétrico para FR-4

Com base na geometria replicada do modelo original, esta etapa tem como objetivo avaliar o impacto da substituição do substrato F4B-2 pelo material FR-4. Essa alteração visa investigar o comportamento do acoplador híbrido em condições mais acessíveis de fabricação, embora o FR-4 apresente maiores perdas e menor controle sobre suas propriedades dielétricas. Nesta seção, são apresentadas as adaptações geométricas realizadas para compensar as diferenças entre os materiais, bem como os resultados simulados e experimentais obtidos com o novo substrato. A análise considera aspectos como resposta em frequência, perdas de retorno, isolamento e diferença de fase entre as portas.



(a) Modelo e dimensões do protótipo do acoplador com terra físico (b) Protótipo construído do acoplador com terra físico.








Legenda - Espessuras e Componentes		
 Linha Azul : 3,0mm	 Linha Lilás : 0,37mm	 Resistor 320Ω
 Linha Amarela : 1,60mm	 Linha Verde : 2,10mm	 Resistor 82Ω
 Linha Rosa : 2,60mm		
Espaçamento entre as linhas amarelas: 1,00mm;	As cores indicam as espessuras das linha;	
Espaçamento entre as linhas rosas: 1,00mm;	Todas as dimensões da figura estão em mm.	

Figura 19 – Representações gráficas do protótipo do acoplador híbrido com plano de terra físico, utilizando substrato FR4.

A Figura 19 apresenta a estrutura do acoplador híbrido projetado com o substrato FR-4 e plano de terra físico. Para adaptar o dispositivo às novas propriedades dielétricas, foram ajustadas as dimensões das trilhas e espaçamentos, buscando preservar a resposta funcional observada na adaptação do modelo original. O detalhamento minucioso dessas novas cotas geométricas, lado a lado com os demais modelos desenvolvidos nesta pesquisa, encontra-se compilado no Apêndice C.

A seguir, são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações e medições experimentais, permitindo a comparação entre os parâmetros de desempenho do dispositivo em diferentes condições. A análise inclui perdas de retorno, coeficientes de transmissão, isolamento entre portas e a diferença de fase entre os sinais de saída.

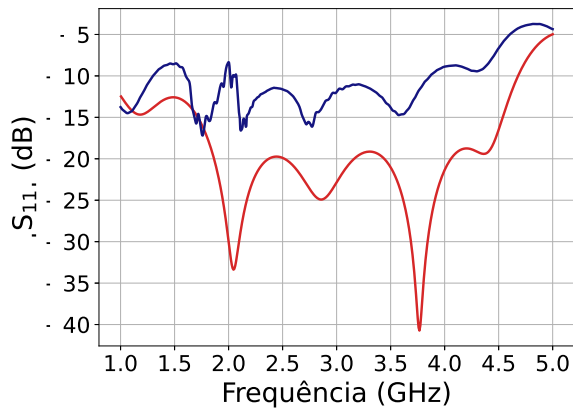
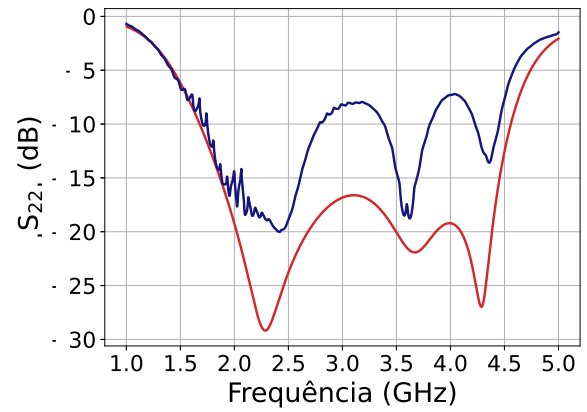
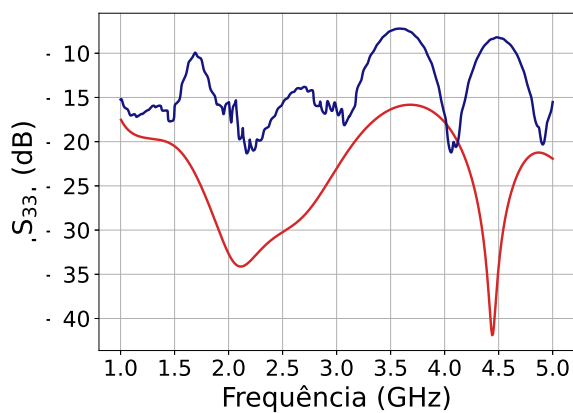
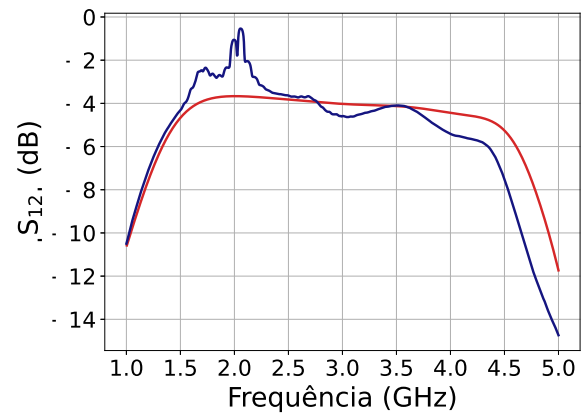
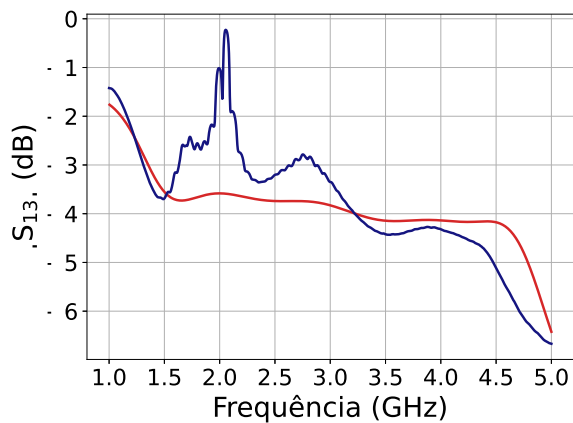
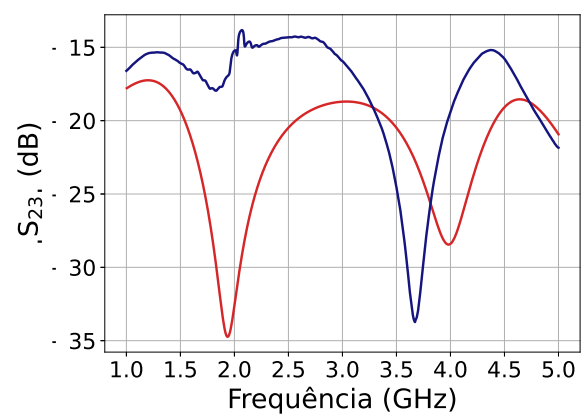
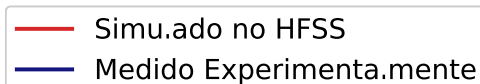
(a) Parâmetros de Reflexão (S_{11})(b) Parâmetros de Reflexão (S_{22})(c) Parâmetros de Reflexão (S_{33})(d) Parâmetros de Transmissão (S_{12})(e) Parâmetros de Reflexão (S_{13})(f) Isolação (S_{23})

Figura 20 – Comparativo entre resultados experimentais e simulados do acoplador híbrido utilizando o substrato FR4 e terra físico. As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.

A Figura 20 apresenta seis subgráficos, cada um comparando os resultados simula-

dos (curva vermelha) e experimentais (curva azul) para diferentes parâmetros do acoplador híbrido com substrato FR4 e terra físico:

- **(a) Parâmetros de Reflexão (S_{11}):** A Figura 20a mostra a perda de retorno na porta 1. As curvas possuem uma tendência geral semelhante, mas a atenuação apresenta grandes diferenças: a simulação atinge cerca de -20 dB entre 1,8 e 4,0 GHz, entretanto a medição permanece em torno de -12 dB entre 1,6 e 3,72 GHz, com leve deslocamento dos pontos de melhor adaptação.
- **(b) Parâmetros de Reflexão (S_{22}):** Para a porta 2 (Figura 20b), o formato geral também é coerente entre as curvas, porém a magnitude diverge: a simulação fica abaixo de -17 dB no intervalo 1,92–4,42 GHz, enquanto a resposta experimental alcança aproximadamente $-7,7$ dB na mesma faixa.
- **(c) Parâmetros de Reflexão (S_{33}):** Na porta 3 (Figura 20c), as diferenças tornam-se mais evidentes tanto na posição quanto na profundidade dos mínimos. A simulação permanece abaixo de -15 dB entre 1,00 e 5,00 GHz, ao passo que a medição se aproxima de $-7,2$ dB no mesmo intervalo.
- **(d) Parâmetros de Transmissão (S_{12}):** O acoplamento da porta 1 para a porta 2 (Figura 20d) mantém-se próximo de -4 ± 1 dB na simulação entre 1,6 e 4 GHz. A curva medida acompanha essa tendência, mas exhibe maiores perdas sendo $-4 \pm 3,5$ dB na faixa de 1,6 e 2,4 GHz.
- **(e) Parâmetros de Transmissão (S_{13}):** Para a transmissão da porta 1 para a porta 3 (Figura 20e), observa-se uma concordância global, com valores simulados próximos de -4 ± 1 dB entre 1,6 e 4,5 GHz. A medição segue a mesma tendência, porém com maiores oscilações $-4 \pm 3,5$ dB, principalmente na faixa entre 1,5 e 3,0 GHz.
- **(f) Isolamento (S_{23}):** O isolamento entre as saídas (Figura 20f) apresenta valores consistentes em toda a banda: a simulação indica cerca de $-17,5$ dB entre 1,0 e 5,0 GHz e o protótipo mede por volta de $-14,5$ dB, com deslocamentos nos vales de atenuação.

Em conjunto, os resultados medidos reproduzem as tendências previstas, mas com atenuações menores, oscilações mais acentuadas em baixas frequências nos parâmetros de transmissão e deslocamentos sutis em frequência. Essas diferenças são compatíveis com variações dielétricas e perdas do FR4, tolerâncias geométricas do processo de fabricação por corrosão (rugosidade e subgravação), transições de conectores SMA e efeitos parasitas do plano de terra, que alteram a adaptação e a distribuição de potência no protótipo.

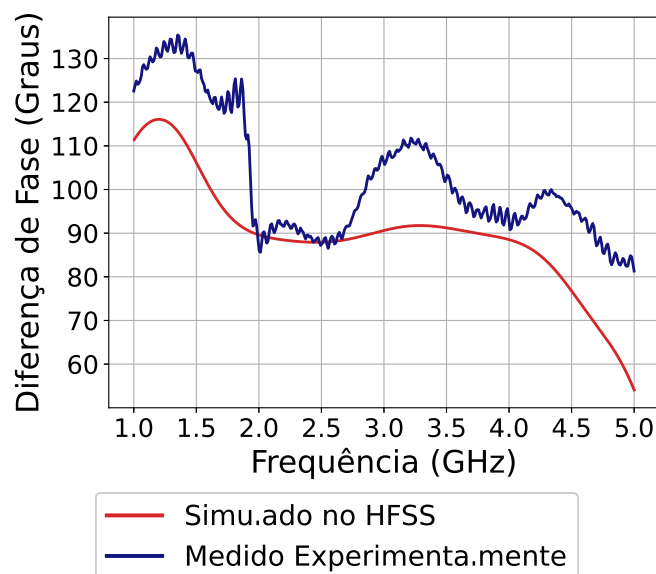


Figura 21 – Comparativo entre a fase obtida de forma experimental e simulada do acoplador híbrido.

A Figura 21 apresenta o comparativo entre os valores simulados (curva vermelha) e experimentais (curva azul) da diferença de fase entre os sinais de saída do acoplador híbrido. Ambas as curvas apresentam comportamento semelhante, evidenciando variações com a frequência. Para um acoplador híbrido ideal, a diferença de fase entre as saídas deve ser de 90° . A simulação aproxima-se melhor dessa condição na faixa de 2,0 GHz a 4,0 GHz.

Entretanto, observam-se discrepâncias. A curva experimental exhibe maiores oscilações, especialmente nas extremidades da faixa de frequência. Em torno de 1,5 GHz, por exemplo, a fase medida atinge cerca de 130° , enquanto a simulada permanece em torno de 110° . Acima de 4,0 GHz, a fase simulada decai mais rapidamente, enquanto a experimental se mantém mais próxima de 90° por um intervalo maior.

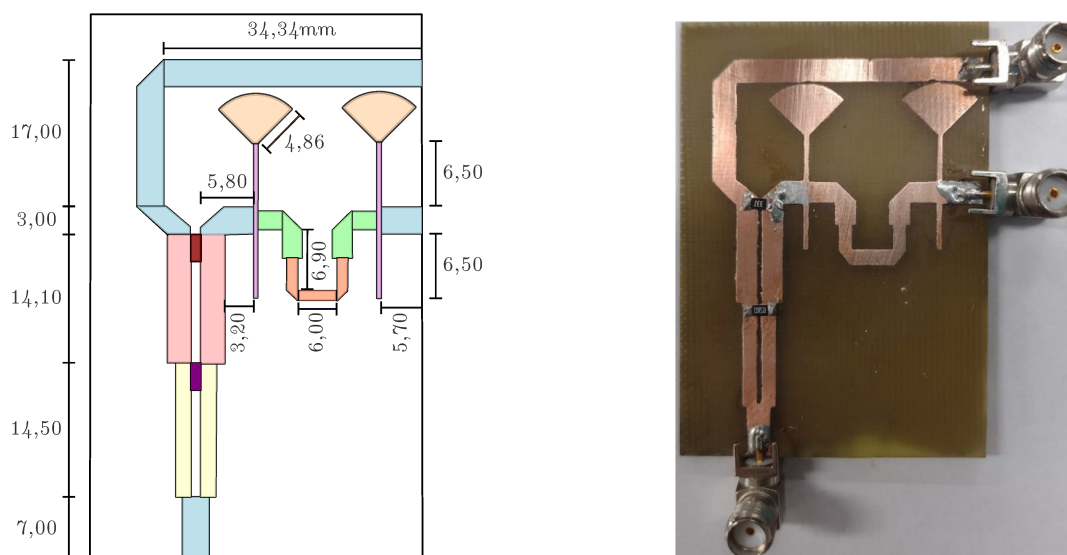
Essas diferenças podem ser atribuídas a variações nas propriedades do substrato FR-4 (como ϵ_r e $\tan \delta$), perdas nos conectores SMA e efeitos parasitas não modelados. Um fator determinante, contudo, reside na implementação da conexão física ao plano de terra: a dificuldade prática em realizar a furação e a metalização das vias de forma precisa e homogênea introduz descontinuidades elétricas e indutâncias parasitas que degradam a resposta de fase e que não são idealmente representadas na simulação. Apesar dessas discrepâncias, o gráfico oferece informações relevantes sobre o comportamento do dispositivo, contribuindo para ajustes futuros do modelo e melhorias no processo experimental.

Com base nos resultados obtidos para o modelo com plano de terra físico, observou-se que, apesar da boa concordância geral, certas limitações práticas impactaram o desempenho do dispositivo. Diante disso, na próxima etapa, é apresentada uma adaptação do acoplador híbrido utilizando um plano de terra virtual, proposta com o intuito de

simplificar a fabricação e reduzir possíveis assimetrias ou perdas associadas à estrutura convencional.

4.3 Análise do Modelo com Terra Virtual em FR-4

Nesta etapa do trabalho, o plano de terra físico do acoplador híbrido é substituído por uma configuração com terra virtual, visando avaliar o comportamento do dispositivo em uma nova topologia e com menor complexidade de fabricação, removendo a necessidade de perfuração e metalização. A implementação do terra virtual pode influenciar os modos de propagação, o confinamento dos campos eletromagnéticos e, conseqüentemente, o desempenho do acoplador em termos de perdas, acoplamento e fase. A Figura 22a apresenta a nova estrutura adotada.



(a) Modelo e dimensões do protótipo do acoplador com terra virtual

(b) Protótipo construído do acoplador com terra virtual.










Legenda - Espessuras e Componentes		
 Linha Azul : 3,0mm	 Linha Lilás : 0,37mm	 Linha Marrom : 90°
 Linha Amarela : 1,00mm	 Linha Verde : 2,60mm	 Resistor 320Ω
 Linha Rosa : 2,60mm	 Linha Laranja : 2,00mm	 Resistor 82Ω
Espaçamento entre as linhas amarelas: 1,00mm;		As cores indicam as espessuras das linha;
Espaçamento entre as linhas rosas: 1,00mm;		Todas as dimensões da figura estão em mm.

Figura 22 – Representações gráficas do protótipo do acoplador híbrido com plano de terra virtual, utilizando substrato FR4.

Com a nova configuração (Figura 22), foram mantidas as dimensões gerais da estrutura anterior, ajustando-se apenas os elementos necessários para viabilizar o uso do terra virtual. A seguir, são apresentados os resultados obtidos a partir de simulações no HFSS e medições experimentais, com foco na comparação entre os dois domínios. A

análise inclui os principais parâmetros de desempenho: perdas de retorno, coeficientes de transmissão, isolamento entre portas e diferença de fase.

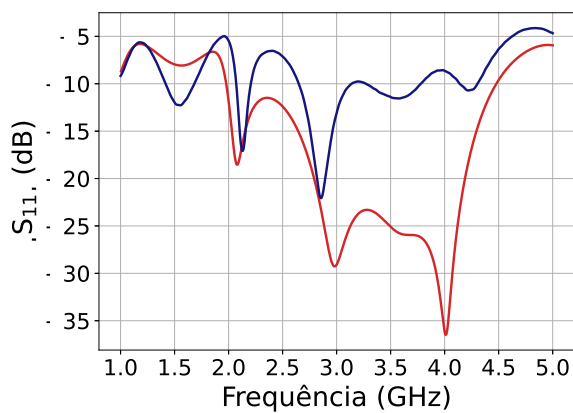
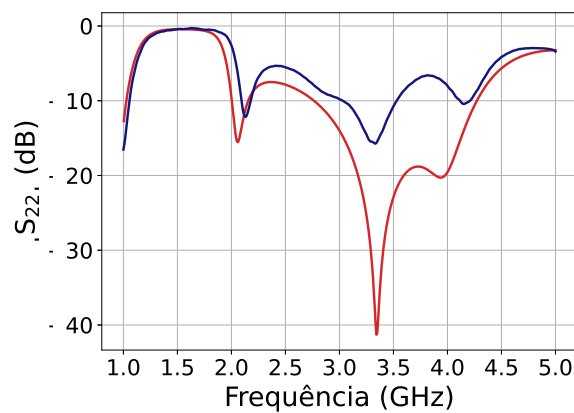
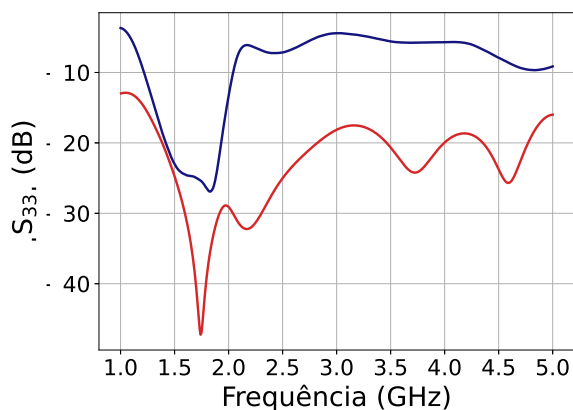
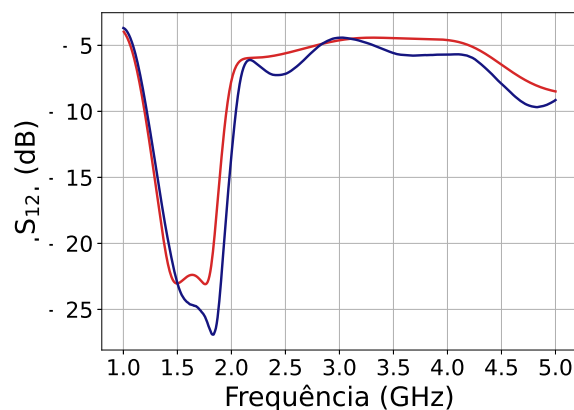
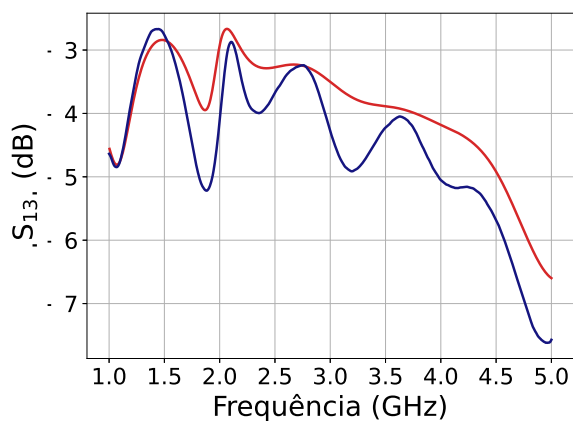
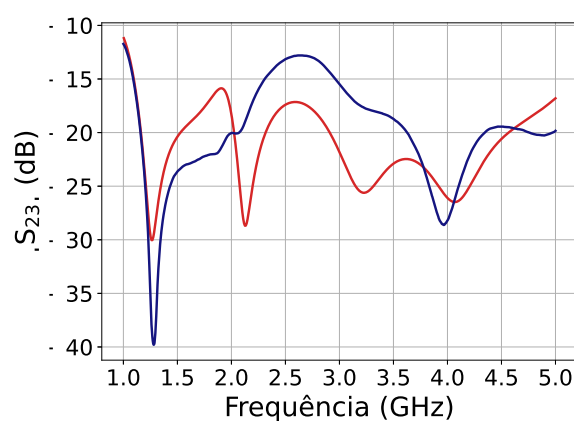
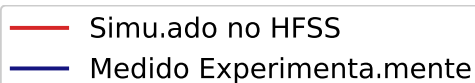
(a) Parâmetros de Reflexão (S_{11})(b) Parâmetros de Reflexão (S_{22})(c) Parâmetros de Reflexão (S_{33})(d) Parâmetros de Transmissão (S_{12})(e) Parâmetros de Reflexão (S_{13})(f) Isolação (S_{23})

Figura 23 – Comparativo entre resultados experimentais e simulados do acoplador híbrido utilizando o substrato FR4 e terra virtual. As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.

A Figura 23 apresenta um comparativo entre os resultados simulados (curva vermelha) e experimentais (curva azul) para um acoplador híbrido implementado com substrato FR4 e utilizando terra virtual, eliminando a necessidade de plano de terra físico. As seis subfiguras destacam os principais parâmetros de desempenho do dispositivo:

- **(a) Parâmetros de Reflexão (S_{11}):** A Figura 23a apresenta a perda de retorno na porta 1. A curva simulada evidencia regiões de bom casamento de impedância, com valores reduzidos de $|S_{11}|$, enquanto a medição reproduz a tendência geral, porém com deslocamentos nos picos de ressonância e menores atenuações. A simulação atinge aproximadamente -15 dB entre 2,6 GHz e 4,35 GHz; já a curva experimental permanece em torno de -8 dB entre 2,7 GHz e 4,4 GHz, indicando adaptação menos eficiente no protótipo.
- **(b) Parâmetros de Reflexão (S_{22}):** A Figura 23b mostra a perda de retorno na porta 2, com boa concordância de forma entre simulação e medição. A curva medida, contudo, apresenta atenuações com uma diferença considerável e leves deslocamentos em frequência. Tais diferenças podem decorrer de variações nas propriedades dielétricas, imprecisões do processo de fabricação e tolerâncias construtivas. A resposta simulada permanece inferior a -15 dB no intervalo de 3,06 GHz a 4,13 GHz, ao passo que a experimental atinge até cerca de -6 dB na faixa de 2,2 GHz a 4,34 GHz.
- **(c) Parâmetros de Reflexão (S_{33}):** A Figura 23c apresenta a perda de retorno na porta 3. A curva experimental exhibe padrões que divergem do esperado, além de diferir também na intensidade das atenuações e no alinhamento das frequências de melhor adaptação, diferenças compatíveis com irregularidades de fabricação (p. ex., corrosão química e variações geométricas). A simulação permanece abaixo de -18 dB entre 1,46 GHz e 5 GHz, enquanto a medição fica em torno de -5 dB entre 2,2 GHz e 5 GHz.
- **(d) Parâmetros de Transmissão (S_{12}):** O acoplamento da porta 1 para a porta 2 (Figura 23d) aproxima-se do valor ideal de divisão, embora fique abaixo de -3 dB. A simulação se mantém em torno de $-6 \pm 2,5$ dB no intervalo de 2,2 a 5 GHz; a medição segue a mesma tendência, exibindo um comportamento irregular entre 1 e 2 GHz, possivelmente devido à atuação do plano de terra virtual como estrutura ressonante/irradiadora, como evidenciado na Figura 13, na qual se observa o mesmo comportamento decorrente da inserção do terra virtual. De 2 a 5 GHz, ambos os resultados permanecem próximos de -5 dB, compatíveis com as elevadas perdas do FR-4.
- **(e) Parâmetros de Transmissão (S_{13}):** A Figura 23e mostra a transmissão da porta 1 para a porta 3. Há boa correspondência global entre simulado e medido, com

níveis simulados próximos de -4 dB entre 1,5 GHz e 5 GHz. A curva experimental acompanha a tendência, porém com maiores oscilações, especialmente entre 1,5 GHz e 3,0 GHz, efeito associado a imperfeições de fabricação e ambiente de medição.

- **(f) Isolação (S_{23}):** O isolamento entre as saídas 2 e 3 (Figura 23f) mantém-se adequado ao longo da banda, com pequenos deslocamentos nos vales de atenuação. A simulação indica cerca de -16 dB entre 1,15 GHz e 5 GHz, enquanto a medição atinge aproximadamente -13 dB na mesma faixa, denotando acoplamento cruzado baixo e comportamento condizente com o esperado para o substrato utilizado.

De forma geral, a Figura 23 evidencia boa concordância qualitativa entre simulação e medição do acoplador híbrido com terra virtual. As discrepâncias restante, como deslocamentos em frequência, vales de reflexão com menores intensidades e oscilações adicionais nos parâmetros de transmissão, são típicas em dispositivos de RF/microondas e podem decorrer de variações efetivas do substrato (dispersão de ϵ_r e $\tan \delta$), tolerâncias geométricas e rugosidade/subgravação do processo de corrosão, parasitas nas transições e conectores SMA, além de imprecisões de montagem (soldas e discontinuidades do plano terra). Em conjunto, esses fatores tendem a degradar ligeiramente a adaptação de impedância e a equalização de potência.

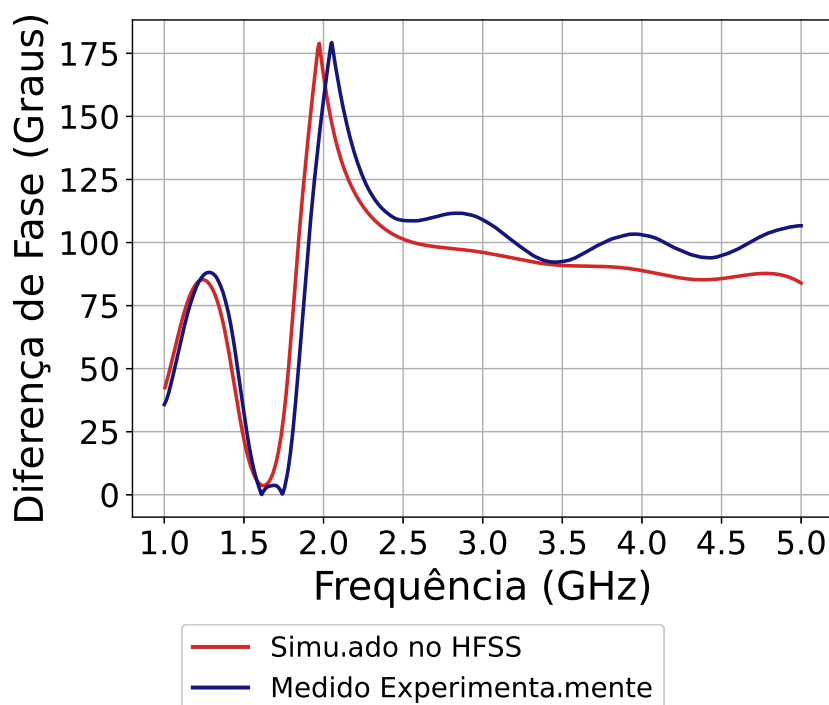


Figura 24 – Comparativo entre a fase obtida de forma experimental e simulada do acoplador híbrido com terra virtual.

A Figura 24 apresenta o comparativo entre os valores simulados (curva vermelha) e experimentais (curva azul) da diferença de fase entre os sinais de saída do acoplador híbrido.

Ambas as curvas apresentam comportamento extremamente semelhante, com pequenas variações ao longo da frequência. Idealmente, espera-se uma diferença de fase de 90° entre as portas de saída. A simulação aproxima-se desse valor na faixa de 3,5 GHz a 5,0 GHz, indicando bom desempenho do acoplador nessa região.

Entretanto, em frequências mais baixas, especialmente abaixo de 2,5 GHz, observa-se um comportamento anômalo de ambas curvas, simulada e experimental. Isso ocorre porque, nessa faixa, o terra virtual da estrutura pode atuar como um elemento ressonante com características de antena, favorecendo a irradiação do campo eletromagnético, como evidenciado na Figura 13. Esse efeito compromete o confinamento dos modos desejados e resulta em variações abruptas da diferença de fase. Tal fenômeno é menos pronunciado em estruturas com plano de terra físico contínuo.

Em toda a faixa analisada, os resultados experimentais mantêm-se próximos da simulação, ainda que apresentem oscilações ao redor do valor ideal. Destaca-se, porém, uma elevação da diferença de fase acima de 4,0 GHz na curva medida, o que pode estar associado a perdas e efeitos parasitas não modelados, assim como a imperfeições no dispositivo por conta do método de fabricação empregado.

Apesar das diferenças observadas, os resultados obtidos evidenciam um bom alinhamento entre simulação e experimento, validando o comportamento do acoplador com terra virtual na faixa de interesse.

4.4 Modelo Otimizado com Terra Virtual em FR4: Alto Desempenho e Desafios de Fabricação

Na presente seção, apresenta-se um modelo otimizado do acoplador híbrido, desenvolvido com base no conceito de aterramento virtual e adaptado ao substrato FR4. O objetivo desta etapa é alcançar um desempenho superior em termos de casamento de impedância, acoplamento, isolamento e defasagem entre os sinais de saída. São descritas as otimizações estruturais adotadas, seguidas da análise dos resultados simulados, que evidenciam o alto desempenho teórico da nova configuração. Por fim, discutem-se os principais desafios enfrentados durante a etapa de fabricação, especialmente aqueles relacionados à miniaturização das dimensões e à maior complexidade geométrica da estrutura, aspectos que impactam diretamente a viabilidade do protótipo físico.

Para atingir a resposta eletromagnética ideal, a otimização paramétrica foi realizada no ambiente de simulação por meio de varreduras de parâmetros (*parametric sweeps*). É importante destacar que, diferentemente de otimizações automatizadas cegas ou baseadas em variações arbitrárias, o processo de sintonia (*tuning*) foi estritamente guiado pelo sentido lógico e pelo comportamento físico inerente às linhas de transmissão em microondas.

Como exemplo dessa abordagem determinística, o ajuste da defasagem entre as portas de saída foi controlado de forma direta pela manipulação do comprimento da linha do braço superior do defasador. Em concordância com a teoria de linhas de atraso, a redução desse comprimento elétrico diminui a diferença de fase observada na saída; em contrapartida, o seu alongamento acarreta o incremento da defasagem. Essa previsibilidade permitiu uma sintonia fina e eficiente para cravar a quadratura (90°) desejada.

De forma análoga, a eficiência e a estabilidade do aterramento virtual foram otimizadas a partir do ajuste geométrico dos tocos radiais. Fisicamente, quanto maior a área geométrica e o raio do toco, mais a estrutura se aproxima do comportamento de um curto-circuito ideal em radiofrequência. Por outro lado, dimensões menores distanciam o comportamento do dispositivo daquele de um plano de terra sólido contínuo, reduzindo a banda útil e favorecendo a irradiação indesejada. A parametrização dessas estruturas buscou, portanto, o melhor compromisso técnico entre a obtenção de um curto-circuito eficiente (terra virtual perfeito) e a manutenção de dimensões razoáveis para a compacidade do circuito.

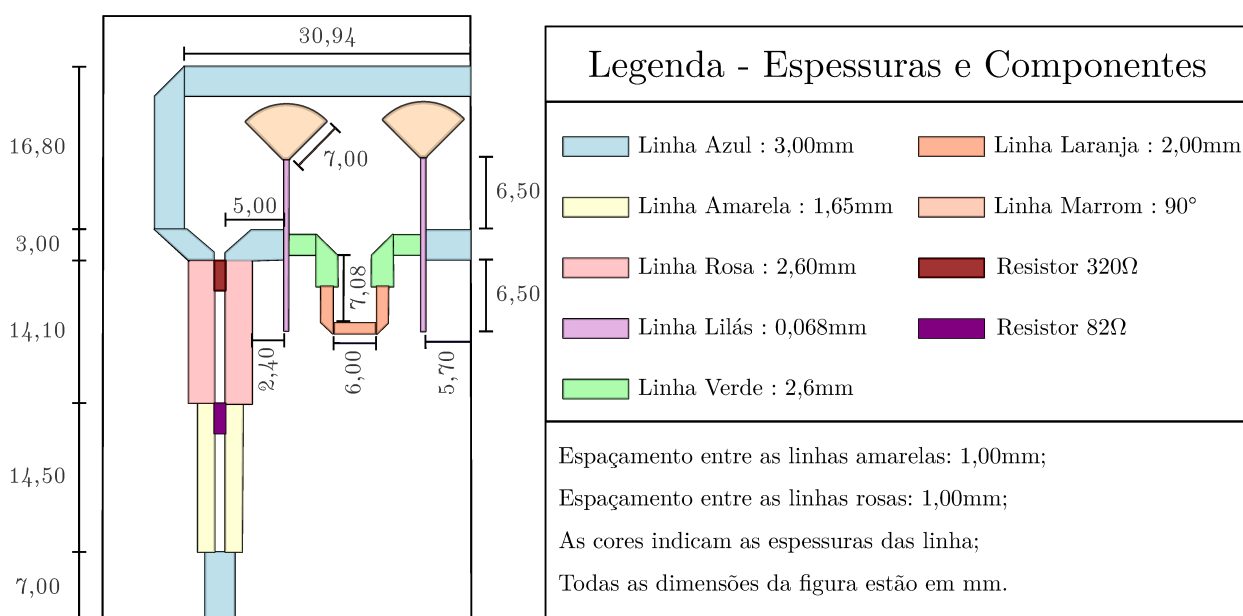


Figura 25 – Representações gráficas do acoplador híbrido com plano de terra virtual, utilizando substrato FR4 e com dimensões alteradas.

A Figura 25 ilustra a geometria final do acoplador híbrido otimizado, cuja estrutura foi ajustada para maximizar o desempenho teórico nas simulações. Para fins de reprodutibilidade, todas as dimensões físicas definitivas (*widths*, *lengths* e *gaps*) desta estrutura, comparadas às versões anteriores, estão detalhadas nas tabelas do Apêndice C. A seguir, são apresentados os principais parâmetros obtidos.

A Figura 26 exhibe quatro subgráficos que ilustram o desempenho simulado de um acoplador híbrido utilizando substrato FR4, terra virtual e otimizações estruturais:

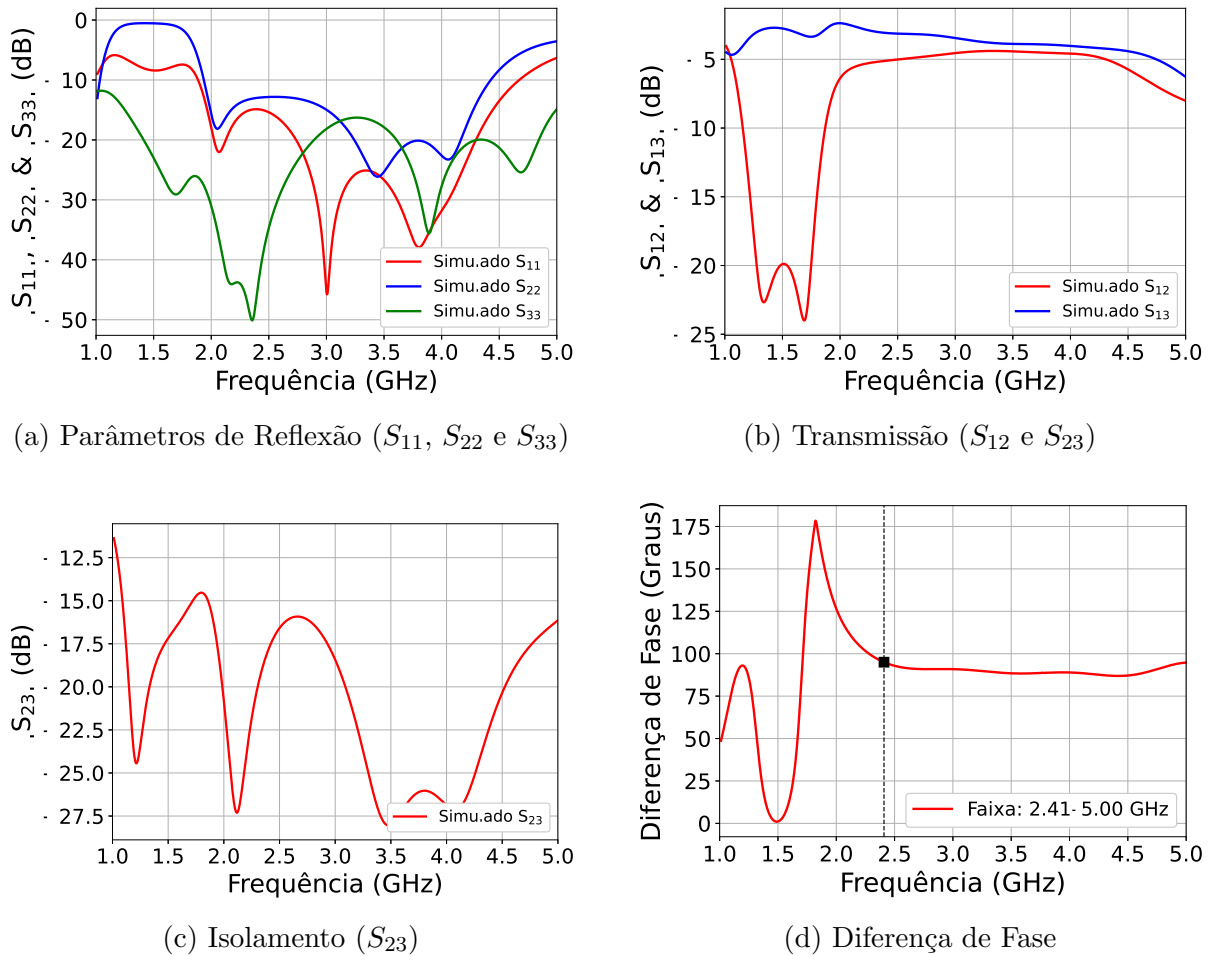


Figura 26 – Resultados da simulação para o acoplador híbrido utilizando o substrato FR4 aplicando os conceitos de terra virtual e otimizações no dispositivo. As subfiguras mostram os principais parâmetros de desempenho do dispositivo.

- **(a) Parâmetros de Reflexão (S_{11} , S_{22} e S_{33}):** Este gráfico (Figura 26a) mostra a perda de retorno para as três portas do acoplador. Idealmente, esses valores devem ser os mais baixos possíveis (valores altamente negativos em dB), indicando boa adaptação de impedância. A simulação mostra que os parâmetros S_{11} , S_{22} e S_{33} permanecem abaixo de -12 dB aproximadamente entre 2,0 GHz e 4,4 GHz, com destaque para S_{11} e S_{33} com valores permanecendo abaixo -15 dB na banda estudada.
- **(b) Transmissão (S_{12} e S_{13}):** Este gráfico (Figura 26b) apresenta os coeficientes de transmissão entre a porta de entrada e as portas de saída. Em um acoplador híbrido ideal, S_{12} e S_{13} devem estar próximos de -3 dB. Na simulação, observa-se que S_{13} (linha azul) mantém-se relativamente estável em torno de -4 dB na maior parte da faixa de 1,0 GHz a 5,0 GHz. No entanto, o parâmetro S_{12} (linha vermelha) apresenta uma forte atenuação abaixo de 2,0 GHz, atingindo valores inferiores a -20 dB, o que representa perdas severas nessa região. Esse comportamento pode estar associado ao efeito de irradiação do plano de terra virtual, que se comporta como um elemento

ressonante parasita em baixas frequências. Isso pode transformar parte da energia de entrada em radiação, em vez de conduzi-la eficientemente à porta de saída. Acima de aproximadamente 2,4 GHz, S_{12} estabiliza-se e aproxima-se de -5 dB, caracterizando a faixa útil de operação do acoplador.

- **(c) Isolamento (S_{23}):** Este gráfico (Figura 26c) mostra o isolamento entre as duas portas de saída. Um valor baixo (em dB negativos) é desejável, pois representa baixa interferência entre os sinais de saída. O gráfico indica que o S_{23} permanece abaixo de -15 dB entre aproximadamente 1,2 GHz e 5,0 GHz, com picos de isolamento melhores que $-27,5$ dB em pontos específicos, o que caracteriza um bom desempenho de isolamento.
- **(d) Diferença de Fase (Graus):** Este gráfico (Figura 26d) mostra a diferença de fase entre os sinais transmitidos pelas portas S_{12} e S_{13} . Para um acoplador híbrido em quadratura, a diferença de fase ideal é de 90° . A simulação mostra que essa diferença se mantém próxima de 90° (dentro de $\pm 5^\circ$) na faixa de 2,41 GHz a 5,00 GHz, evidenciada pela região destacada no gráfico.

Embora o objetivo original do projeto tenha sido otimizar a operação na faixa de 2–4 GHz, observou-se um desempenho satisfatório em uma faixa mais ampla, estendendo-se até 5 GHz. Essa ampliação da banda útil pode estar relacionada à influência do terra virtual no sistema, o que pode ter contribuído para a estabilidade da diferença de fase em uma faixa mais ampla. Apesar do deslocamento da faixa de operação, a largura de banda efetiva observada supera a inicialmente almejada, o que representa uma melhoria potencial no desempenho do dispositivo.

A análise dos resultados simulados demonstra que o acoplador atinge um desempenho eletromagnético adequado, com níveis satisfatórios de perda de retorno, divisão de potência, isolamento e diferença de fase, destacando-se a estabilidade operacional na banda de 2,41 GHz a 5,00 GHz. Contudo, as dimensões físicas reduzidas e os espaçamentos críticos entre as linhas do dispositivo impõem severas restrições práticas. Devido à inviabilidade de reproduzir essas geometrias diminutas com a tolerância exigida utilizando métodos convencionais e acessíveis de prototipagem, como a corrosão química padrão, optou-se por não realizar a construção física deste modelo. A materialização deste protótipo, sem comprometer a resposta validada em *software*, demandaria processos de fabricação de alta fidelidade técnica, a exemplo da fotolitografia avançada ou fresagem CNC de altíssima resolução.

4.5 Discussão dos Desempenhos, Limitações e Possíveis Melhorias

A comparação entre os diferentes modelos, tanto simulados quanto experimentais, comprova avanços no desempenho do acoplador híbrido ao longo deste trabalho. Destacam-se, em especial, os benefícios obtidos com a aplicação do conceito de aterramento virtual e com as otimizações estruturais empregadas no substrato FR4. A Tabela 3 apresenta uma visão comparativa dos parâmetros de reflexão para todos os dispositivos analisados, abrangendo resultados de simulação e de experimentação.

Tabela 3 – Parâmetros de reflexão para os diferentes modelos de acopladores híbridos.

Modelo	S_{11} (dB)	S_{22} (dB)	S_{33} (dB)
Substrato F4B-2			
Terra Físico (Simulação)	≥ -17 (1,92–4,52 GHz)	≥ -18 (1,92–4,42 GHz)	≥ -15 (1,92–3,72 GHz)
Substrato FR4			
Terra Físico (Simulação)	≥ -20 (1,80–4,00 GHz)	≥ -17 (1,92–4,42 GHz)	≥ -15 (1–5 GHz)
Substrato FR4			
Terra Físico (Experimental)	≥ -12 (1,6–3,36 GHz)	$\geq -7,7$ (1,92–4,42 GHz)	$\geq -7,2$ (1–5 GHz)
Substrato FR4			
Terra Virtual (Simulação)	≥ -15 (2,6–4,35 GHz)	≥ -15 (3,06–4,13 GHz)	≥ -18 (1,46–5 GHz)
Substrato FR4			
Terra Virtual (Experimental)	≥ -8 (2–7,4,4 GHz)	≥ -6 (2,2–4,34 GHz)	≥ -5 (2,2–5 GHz)
Substrato FR4			
Terra Virtual (Otimizado)	≥ -15 (1,98–4,41 GHz)	≥ -15 (3–4,3 GHz)	≥ -16 (1,35–4,87 GHz)

A Tabela 3 apresenta os parâmetros de reflexão (S_{11} , S_{22} e S_{33}) para os diferentes modelos de acopladores híbridos avaliados. Observa-se que os modelos simulados com substrato FR4 e aterramento físico ou virtual apresentam bom desempenho em termos de retorno, com valores de S_{11} e S_{22} inferiores a -15 dB em faixas amplas de frequência. O modelo otimizado com aterramento virtual se destaca por manter níveis de reflexão abaixo de -15 dB em todas as portas e por uma faixa de operação mais ampla, evidenciando os ganhos obtidos com o processo de otimização. Por outro lado, os resultados experimentais, especialmente para o modelo com aterramento físico, revelam degradação nos parâmetros de reflexão, com S_{22} e S_{33} apresentando valores superiores a -10 dB em parte da faixa analisada. Esses desvios podem ser atribuídos a imperfeições de fabricação, tolerâncias dos componentes e limitações do processo de montagem.

Em sequência, a Tabela 4 apresenta uma visão comparativa dos parâmetros de transmissão para todos os dispositivos analisados, abrangendo resultados de simulação e de experimentação.

Tabela 4 – Parâmetros de transmissão entre portas adjacentes para os diferentes modelos.

Modelo	S_{12} (dB)	S_{13} (dB)
Substrato F4B-2		
Terra Físico (Simulação)	$\approx -3 \pm 0,2$ (1,73–4,24 GHz)	$\approx -3 \pm 0,2$ (1,73–4,24 GHz)
Substrato FR4		
Terra Físico (Simulação)	$\approx -4 \pm 1$ (1,60–4 GHz)	$\approx -4 \pm 1$ (1,60–4 GHz)
Substrato FR4		
Terra Físico (Experimental)	$\approx -4 \pm 3,5$ (1,60–4 GHz)	$\approx -4 \pm 3,5$ (1,60–4 GHz)
Substrato FR4		
Terra Virtual (Simulação)	$\approx -6 \pm 2,5$ (2,2–5 GHz)	$\approx -4 \pm 2,5$ (1–5 GHz)
Substrato FR4		
Terra Virtual (Experimental)	$\approx -6 \pm 4$ (2,2–5 GHz)	$\approx -4 \pm 3,5$ (1–5 GHz)
Substrato FR4		
Terra Virtual (Otimizado)	$\approx -4 \pm 2$ (1–5 GHz)	$\approx -5 \pm 3$ (2–5 GHz)

A Tabela 4 apresenta os parâmetros de transmissão entre portas adjacentes (S_{12} e S_{13}) para os diferentes modelos de acopladores híbridos. De forma geral, observa-se que os valores de transmissão desejada mantêm-se em torno de -3 a -6 dB, com variações de acordo com método de aterramento empregado e a abordagem (simulação ou experimento). O modelo baseado em substrato F4B-2 com aterramento físico (simulado) apresentou os melhores resultados em termos de estabilidade e intensidade, com valores próximos de -3 dB ao longo de uma ampla faixa de frequência, devido a sua baixa tangente de perda. Por outro lado, os modelos com substrato FR4 e aterramento físico mostraram maior sensibilidade, especialmente nos resultados experimentais, com variações de até $\pm 3,5$ dB, indicando perda de controle sobre a transmissão ideal. Os modelos com aterramento virtual, embora apresentem valores de transmissão ligeiramente inferiores em algumas faixas, mostraram desempenho mais robusto quando otimizados, com o modelo FR4 virtual otimizado alcançando valores próximos de -4 dB e menor variação ao longo de uma larga faixa de frequência. Esses resultados reforçam a relevância do processo de otimização e do uso do aterramento virtual para melhorar o equilíbrio e a eficiência na transmissão entre portas adjacentes.

Por fim, a Tabela 5 apresenta uma visão comparativa dos parâmetros de isolamento e diferença de fase para todos os dispositivos analisados, abrangendo resultados de simulação e de experimentação.

Tabela 5 – Parâmetros de isolamento e diferença de fase entre portas adjacentes para os diferentes modelos.

Modelo	S_{23} (dB)	$\Delta\phi$ ($^\circ$)
Substrato F4B-2		
Terra Físico (Simulação)	≥ -15 (1–5 GHz)	$\approx 90 \pm 5^\circ$ (1,81–4,25 GHz)
Substrato FR4		
Terra Físico (Simulação)	$\geq -17,5$ (1–5 GHz)	$\approx 90 \pm 5^\circ$ (1,86–4,24 GHz)
Substrato FR4		
Terra Físico (Experimental)	$\geq -14,5$ (1–5 GHz)	$\approx 90 \pm 5^\circ$ (1,93–2,75 GHz)
Substrato FR4		
Terra Virtual (Simulação)	≥ -16 (1,15–5 GHz)	$\approx 90 \pm 5^\circ$ (3,5–5 GHz)
Substrato FR4		
Terra Virtual (Experimental)	≥ -13 (1,15–5 GHz)	$\approx 90 \pm 5^\circ$ (1,91–2,72 GHz e 4,48–4,8 GHz)
Substrato FR4		
Terra Virtual (Otimizado)	$\geq -14,2$ (1,23–5 GHz)	$\approx 90 \pm 5^\circ$ (2,41–5 GHz)

A Tabela 5 apresenta os parâmetros de isolamento (S_{23}) e a diferença de fase ($\Delta\phi$) entre portas adjacentes para os diferentes modelos de acopladores híbridos. De maneira geral, todos os modelos analisados atingem níveis satisfatórios de isolamento, com valores superiores a -13 dB ao longo de larguras de banda relativamente amplas. Os modelos simulados, especialmente com substrato FR4 e aterramento físico ou virtual, apresentaram os melhores níveis de isolamento, com destaque para o modelo com aterramento físico, que atingiu até $-17,5$ dB. No entanto, nos resultados experimentais, observa-se uma leve degradação desses valores, atribuível a imperfeições práticas de fabricação e montagem. No que diz respeito à diferença de fase, todos os modelos mantiveram a defasagem próxima de 90° com tolerância de $\pm 5^\circ$ em faixas relevantes de frequência, o que é fundamental para o bom funcionamento do acoplador híbrido. O modelo otimizado com aterramento virtual se destaca por apresentar estabilidade da diferença de fase em uma faixa ampla (2,41–5 GHz), combinando boa resposta de isolamento e controle de fase. Esses resultados reforçam a eficácia do aterramento virtual aliado a estratégias de otimização na melhoria do desempenho global do dispositivo.

A análise conjunta dos parâmetros apresentados nas Tabelas 3, 4 e 5 permite uma visão completa do desempenho dos diferentes modelos de acopladores híbridos propostos, tanto em simulação quanto em experimentação. Os resultados confirmam a viabilidade das modificações estruturais aplicadas ao longo do trabalho, especialmente no que diz respeito à substituição do plano de terra físico por uma configuração de aterramento virtual e à

posterior etapa de otimização geométrica.

Os parâmetros de reflexão indicam que os modelos otimizados e com aterramento virtual alcançam melhores níveis de adaptação de impedância em uma faixa de frequência mais ampla, quando comparados aos modelos físicos convencionais. A estabilidade dos coeficientes de transmissão entre portas adjacentes também foi aprimorada, principalmente com a introdução do aterramento virtual e das otimizações, resultando em divisões de potência mais equilibradas e previsíveis. Já os níveis de isolamento e a manutenção da defasagem de 90° entre os sinais de saída foram satisfatórios em todos os modelos, destacando-se a versão otimizada, que manteve um bom controle desses parâmetros mesmo em faixas de operação estendidas.

Por outro lado, os resultados experimentais apresentaram desvios relevantes quando comparados às simulações, sobretudo nos modelos físicos com substrato FR4. Tais discrepâncias estão associadas a fatores como imperfeições de fabricação, tolerâncias dos conectores, além de limitações no processo de medição e modelagem eletromagnética. Ainda assim, as tendências gerais foram bem reproduzidas, reforçando a validade da abordagem adotada.

A análise das discrepâncias entre os resultados simulados e experimentais, notadamente no modelo otimizado, aponta para limitações intrínsecas ao processo de fabricação empregado. Conforme documentado no Apêndice C, a otimização geométrica do dispositivo resultou na necessidade de trilhas e espaçamentos (*gaps*) com dimensões extremamente reduzidas (como larguras de 0,068 mm), atingindo a ordem de dezenas de micrômetros. A Tabela 6 apresenta um comparativo técnico entre diferentes métodos de manufatura de placas de circuito impresso, contrastando suas resoluções típicas e tolerâncias com as exigências do projeto proposto.

Tabela 6 – Comparativo de resolução e tolerância dimensional entre processos de fabricação de circuitos impressos.

Método de Fabricação	Resolução Típica (Trilha Mínima)	Tolerância	Características e Limitações em FR-4
Transferência Térmica e Corrosão Química	250 - 500 μm (0,25 - 0,50 mm)	$\pm 100 \mu\text{m}$	Método empregado neste trabalho. Sujeito a efeitos de subgravação (<i>undercut</i>) e irregularidade nas bordas, impactando a impedância e a fase em estruturas miniaturizadas.
Fresagem Mecânica (CNC)	100 - 200 μm (0,10 - 0,20 mm)	$\pm 50 \mu\text{m}$	Processo subtrativo mecânico. Elimina químicos, porém apresenta limitações em cantos internos devido ao diâmetro da ferramenta.
Fotolitografia Industrial	100 - 150 μm (0,10 - 0,15 mm)	$\pm 25 \mu\text{m}$	Padrão industrial para RF. Oferece controle preciso sobre a geometria de linhas acopladas e tocos, minimizando desvios de impedância (Z_0).
Ablação a Laser (LDI)	25 - 50 μm (0,025 - 0,05 mm)	$\pm 2 \mu\text{m}$	Alta precisão via vaporização do cobre. Ideal para estruturas complexas como o aterramento virtual, garantindo a exatidão das dimensões ressonantes.
Filme Fino (<i>Thin Film</i>)	< 5 μm (< 0,005 mm)	$\pm 1 \mu\text{m}$	Alta resolução em substratos cerâmicos para ondas milimétricas. Custo elevado e complexidade desproporcional para a faixa de 2 a 4 GHz.

A análise dos dados da Tabela 6 demonstra que a resolução obtida pelo método de transferência térmica e corrosão química foi insuficiente para reproduzir as dimensões críticas exigidas pelo modelo otimizado. Essa limitação na precisão de fabricação é apontada como a causa primária das discrepâncias verificadas entre os resultados experimentais e as simulações. O impacto dessas incertezas geométricas (estimadas em $\pm 100 \mu\text{m}$) manifestou-se, sobretudo, no aumento significativo das atenuações (em dB) dos parâmetros S a e nos desvios de fase. Conclui-se, assim, que a replicação física deste modelo com fidelidade às simulações impõe a necessidade de processos com resolução superior, como a fotolitografia industrial.

De forma geral, os avanços alcançados com o uso do aterramento virtual e das otimizações estruturais no substrato FR4 indicam uma direção promissora para a concepção de acopladores híbridos compactos, de bom desempenho e viabilidade de fabricação. Os resultados obtidos estabelecem uma base para futuras melhorias, que podem incluir a

aplicação de substratos de menor perda, a miniaturização com técnicas de fabricação de maior precisão e a implementação de topologias multifuncionais para aplicações específicas.

4.5.1 Comparação com o Estado da Arte e Evolução do Projeto

A fim de situar as contribuições deste trabalho no cenário atual da tecnologia de microondas, a Tabela 7 apresenta um comparativo entre os resultados simulados obtidos nas diferentes etapas desta pesquisa e obras relevantes da literatura. A seleção das referências buscou contemplar diferentes tecnologias de substrato e topologias, permitindo uma análise crítica sobre as compensações entre desempenho, custo de material e complexidade de fabricação.

A tabela destaca a evolução interna do projeto, partindo do modelo com plano de terra físico, passando pela implementação inicial do terra virtual, até a versão otimizada, e confronta esses dados com trabalhos que utilizam substratos de alto desempenho (como o F4B-2) e topologias convencionais.

Tabela 7 – Comparação dos resultados simulados deste trabalho com o estado da arte.

Referência	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ BW (%)	Isolação (dB)	Multi- camadas	Fase ($\pm 5^\circ$)
Arriola, Lee and Kim (2011)	5,9	$\sim 57,6\%$ (4,2–7,6 GHz)	20	Não	$\sim 43,4\%$ (4,54–7,1 GHz)
Chiu, Lin and Wang (2006)	2,4	$\sim 100\%$ (1,8–2,8 GHz)	20	Sim	$\sim 165\%$ (0,045–4,0 GHz)
Jafari, Hodjatkashani and Rezaiesarlak (2009)	0,65	$\sim 81,4\%$ (0,362–0,891 GHz)	10,6	Não	84% (0,375–0,891 GHz)
Zaidel et al. (2013)	6,8	$\sim 110\%$ (3,1–10,6 GHz)	19	Sim	100% \pm 10% (3,1–10,6 GHz)
Sun et al. (2019)	3,0	$\sim 86\%$ (1,89–4,47 GHz)	18	Não	$\sim 85,67\%$ (1,85–4,42 GHz)
Este Trabalho (FR-4 Físico)	3,0	73,3% (1,80–4,00 GHz)	20	Não	79,3% (1,86–4,24 GHz)
Este Trabalho (FR-4 Virtual)	3,0	$\approx 58,3\%$ (2,60–4,35 GHz)	15,0	Não	50% (3,5–5 GHz)
Este Trabalho (FR-4 Otimizado)	3,0	81% (1,98–4,41 GHz)	15	Não	86,3% (2,41–5,00 GHz)

A análise dos dados apresentados na Tabela 7 permite situar o desempenho dos protótipos desenvolvidos frente a diferentes tecnologias e faixas de frequência reportadas na literatura. Nota-se uma grande variação nas especificações de largura de banda e isolamento, que dependem da complexidade construtiva (camada simples ou multicamadas) e do substrato utilizado.

Os trabalhos de Zaidel et al. (2013) e Chiu, Lin and Wang (2006) destacam-se por atingirem larguras de banda de impedância excepcionais, de aproximadamente 110% e 100%, respectivamente. No entanto, tal desempenho em Zaidel et al. (2013) e Chiu, Lin and Wang (2006) é obtido por meio de tecnologia multicamadas (*multilayer*), o que

eleva a complexidade de fabricação em comparação à estrutura planar de camada simples proposta neste trabalho.

Ao analisar as topologias de camada única (*single layer*), observa-se que o modelo desenvolvido com aterramento físico em substrato de FR-4 apresentou uma largura de banda de impedância de 73,3%. Este resultado supera consideravelmente a largura de banda de 57,6% obtida por [Arriola, Lee and Kim \(2011\)](#). Contudo, devido às perdas dielétricas mais elevadas do substrato FR-4, o modelo físico ficou abaixo dos 81,4% reportados por [Jafari, Hodjatkashani and Rezaiesarlak \(2009\)](#) e dos 86% do artigo de referência ([Sun et al., 2019](#)).

Quanto à inovação proposta, o uso do aterramento virtual, o Modelo Otimizado demonstrou uma recuperação de desempenho notável em relação à versão inicial e superior ao modelo físico. Com uma largura de banda de impedância de 81%, o dispositivo otimizado não apenas supera, nesse quesito, o trabalho de [Arriola, Lee and Kim \(2011\)](#), como também atinge um patamar de equivalência técnica com [Jafari, Hodjatkashani and Rezaiesarlak \(2009\)](#) (81,4%).

No quesito largura de banda de fase, o Modelo Otimizado obteve 86,3%, um resultado que supera tanto [Jafari, Hodjatkashani and Rezaiesarlak \(2009\)](#) (84%) quanto o próprio artigo de referência ([Sun et al., 2019](#)) (85,67%). Portanto, os resultados validam o modelo de terra virtual otimizado como uma solução eficiente: ele oferece desempenho competitivo ou superior a diversas topologias da literatura, mantendo a simplicidade de fabricação de uma estrutura planar de camada única em FR-4, sem a necessidade de furos metalizados.

Por fim, é importante ressaltar que, apesar dos resultados promissores e competitivos alcançados com o modelo otimizado, a largura de banda operacional total do trabalho de referência ([Sun et al., 2019](#)) ainda se mantém superior. Essa diferença evidencia uma limitação da técnica de aterramento virtual proposta, especificamente no que tange à resposta em frequências inferiores a 2,5 GHz. Nessa região do espectro, a estrutura do terra virtual deixa de comportar-se como um curto-circuito ideal e passa a apresentar efeitos de interferência e irradiação espúria. Esse comportamento restringe a eficiência do dispositivo nas faixas mais baixas, contrastando com a estabilidade proporcionada pelo plano de terra físico contínuo utilizado no modelo de referência.

5 Considerações Finais

Este trabalho teve como objetivo principal desenvolver, otimizar e validar um acoplador híbrido em quadratura, totalmente planar, sobre substrato FR-4, operando de 2 a 4 GHz e empregando redes de tocos radiais em semicírculo como aterramento virtual. Para tanto, estabeleceu-se uma estratégia metodológica em cinco etapas, da replicação do modelo-referência proposto por Sun et al. (2019) até a construção e caracterização de protótipos, cujos resultados permitiram avaliar, de forma sistemática, o impacto de cada modificação introduzida no desempenho eletromagnético do dispositivo.

Nesse contexto, a **principal contribuição deste trabalho** reside na demonstração da viabilidade de se projetar componentes de microondas funcionais e de altíssimo valor agregado utilizando materiais e processos de **baixíssimo custo**. Ao aliar o uso do substrato comercial FR-4 à técnica de aterramento virtual por tocos radiais, que elimina sumariamente a necessidade de processos caros e complexos de furação e metalização de vias, provou-se ser possível obter um casamento de impedância adequado ($S_{ii} < -15$ dB), isolamento satisfatório ($S_{23} < -15$ dB) e quadratura de fase dentro de $\pm 5^\circ$, utilizando métodos de prototipagem acessíveis, como a transferência térmica seguida de corrosão química.

Essa redução de custos e complexidade de manufatura viabiliza o uso deste acoplador em uma vasta gama de aplicações. Além do evidente apelo para sistemas de telecomunicações de ponta, como *Internet of Things* (IoT), redes de alimentação de antenas e sistemas 5G, o dispositivo possui forte aplicação no campo da instrumentação e metrologia, especificamente na realização de medidas vetoriais.

Entretanto, limitações importantes foram identificadas. A degradação de S_{12} abaixo de 2 GHz evidenciou que o plano de terra virtual pode atuar como um ressonador indesejado em baixas frequências, desviando energia do caminho de acoplamento. Além disso, a miniaturização resultante do processo de otimização gerou traços e espaçamentos da ordem de dezenas de micrômetros, inviabilizando a reprodução do dispositivo por métodos como corrosão por perclorato de ferro e demandando técnicas de fotolitografia ou fresagem CNC de alta precisão.

Além das perdas observadas na magnitude de S_{12} , os efeitos do plano de terra virtual também impactaram a resposta em fase do dispositivo. Enquanto a versão com aterramento físico apresentou resposta simulada coerente com a faixa de operação desejada, iniciando em 2 GHz conforme o previsto, a adoção do aterramento virtual introduziu ressonâncias indesejadas em baixas frequências, resultando em um deslocamento da curva de fase. Como consequência, a faixa útil de variação de fase passou a iniciar somente em

aproximadamente 2,41 GHz. Esse desvio compromete a fidelidade da resposta projetada e evidencia as limitações impostas tanto pelo comportamento eletromagnético do aterramento virtual quanto pelas restrições físicas provenientes da miniaturização do dispositivo.

Essa limitação já havia sido antecipada na etapa de fundamentação teórica, a partir dos resultados obtidos nas simulações comparativas entre três estruturas de linha com toco lateral (Figuras 13c e 13d). Observou-se que, na configuração com aterramento virtual por tocos radiais, há uma atenuação significativa do parâmetro S_{12} e uma variação abrupta da fase na faixa de 1 a 2 GHz, justamente o intervalo no qual se verifica o comprometimento do acoplamento no dispositivo final. Tais evidências reforçam a interpretação de que os tocos radiais, ao simularem o aterramento, podem atuar como elementos ressonantes indesejados em baixas frequências, alterando a resposta eletromagnética esperada do sistema.

Apesar desses desafios, o trabalho **alcançou todos os objetivos específicos previstos**:

1. **Modelagem de referência** em F4B-2, estabelecendo parâmetros-padrão;
2. **Transposição para FR-4** com preservação dos comprimentos elétricos críticos;
3. **Implementação do terra virtual** substituindo vias físicas;
4. **Otimização** que resultou no melhor compromisso entre $|S_{12}|$, $|S_{13}|$, S_{ii} , S_{23} e $\Delta\varphi$;
5. **Fabricação e caracterização experimental** que corroboraram, dentro das tolerâncias de medição, a tendência observada em simulação;
6. **Análise crítica** das discrepâncias simulação–experimento.

Com base nos resultados obtidos, sugerem-se extensões naturais deste trabalho

- (i) investigação de técnicas de *Defected Ground Structure* (DGS) para o redimensionamento da geometria;
- (ii) investigação de substratos de média-perda ($\tan \delta \approx 0,005$) como compromisso entre custo e eficiência;
- (iii) incorporação de blindagens ou planos de referência parciais que restrinjam a irradiação em baixas frequências;
- (iv) estudo de técnicas de manufatura aditiva de alta resolução para produção seriada do dispositivo.
- (v) aplicação da técnica de perturbação de cavidade ressonante para caracterizar experimentalmente a permissividade dielétrica e as variações decorrentes da adição do toco radial na estrutura.

Em síntese, este estudo validou com sucesso a viabilidade de se combinar a acessibilidade do substrato FR-4 com a inovação do aterramento virtual no desenvolvimento de acopladores híbridos de banda larga. Os resultados comprovam que é possível desenvolver componentes passivos planares de microondas que conciliam manufaturabilidade simplificada, custo reduzido e desempenho eletromagnético satisfatório.

REFERÊNCIAS

- ANSYS, Inc. *ANSYS HFSS, High Frequency Structure Simulator, Release 2024 R2*. Canonsburg, PA, USA: , 2024. Available on: (<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>).
- Arriola, W. A.; Lee, J. Y.; Kim, I. S. Wideband 3 db branch line coupler based on $\lambda/4$ open circuited coupled lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, v. 21, n. 9, p. 486–488, 2011.
- Balanis, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 3. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 978-0-471-66782-7.
- Breed, G. Transmission line and lumped element quadrature couplers. *High Frequency Electronics*, Summit Technical Media, LLC, p. 44–48, nov 2009.
- Chang, C.-P.; Chiu, J.-C.; Chiu, H.-Y.; Wang, Y.-H. A 3-db quadrature coupler using broadside-coupled coplanar waveguides. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 191–193, 2008.
- Chiu, J.-C.; Lin, C.-M.; Wang, Y.-H. A 3-db quadrature coupler suitable for pcb circuit design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 54, n. 9, p. 3521–3525, 2006.
- Cohn, S. B. A class of broadband three-port tem-mode hybrids. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 16, n. 2, p. 110–116, 1968.
- Eccleston, K. W.; Ong, S. H. M. Compact planar microstrip line branch-line and rat-race couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 51, n. 10, p. 2119–2125, 2003.
- Eslamloo, M. K.; Mohammadi, P.; Khoubrou, M. Miniaturized wideband branch-line hybrid coupler with capacitive effect and defected ground structure (dgs). *Indian Journal of Science and Technology*, v. 8, n. 35, p. 71911–71918, 2015.
- Garcia, J. A. A wide-band quadrature hybrid coupler. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 19, n. 7, p. 660–661, 1971.
- Goldsmith, A. *Wireless Communications*. New York: Cambridge University Press, 2005. ISBN 9780521837163.
- Han, R.-C.; Sun, R.-Y.; Shi, S.-H. A wideband planar hybrid coupler using coupled-line power divider and broadband phase shifter. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, v. 13, n. 8, p. 874–881, 2021.
- Hoffmann, R. K.; Siegl, J. Microstrip-slot coupler design—part i: S-parameters of uncompensated and compensated couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 30, n. 8, p. 1205–1210, 1982.
- ITU, I. T. U. *Radio Regulations - Article 2: Terms and Definitions*. 2023. (<https://www.itu.int/pub/R-REG-RR>). Defines microwave band from 300 MHz to 300 GHz.

- Jafari, E.; Hodjatkashani, F.; Rezaiesarlak, R. A broadband quadrature hybrid using improved wideband Schiffman phase shifter. *Progress In Electromagnetics Research C*, v. 11, p. 229–236, 2009.
- Jung, S.-C.; Negra, R.; Ghannouchi, F. M. A design methodology for miniaturized 3-db branch-line hybrid couplers using distributed capacitors printed in the inner area. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 56, n. 12, p. 2950–2953, 2008.
- Simon Y. London. *Broadband coupled-line power combiner/divider*. 2002. US6472950B1. Available on: <https://patents.google.com/patent/US6472950B1/en>.
- Luo, W.; al. et. A radial stub test circuit for microwave power devices. *Journal of Semiconductors*, v. 27, n. 2, p. 85519–?, 2006. Analisa radial stub como "RF ground" alternativo a capacitores SMT em PCBs de micro-ondas.
- MahdiAbadi, S.; Roshani, S.; Parandin, F.; Roshani, S. Design of a miniaturized 90-degree quadrature hybrid coupler with harmonic suppression ability using π -shaped lumped elements. *Scientific Reports*, v. 14, n. 1, p. 26489, 2024.
- Mailloux, R. J. *Phased Array Antenna Handbook*. 3. ed. Boston, MA: Artech House, 2018. ISBN 9781630810290.
- Nascimento, J. do. *Telecomunicações*. : CEFET, 2017. Direcionado ao ensino técnico de Nível Médio de Eletrônica e Telecomunicações. Disponível no Internet Archive: <https://archive.org/details/TelecomunicacoesJuarezDoNascimento>.
- OurPCB. *FR4 Dielectric Constant – Everything You Need To Know*. n.d. Accessed: 2025-08-03. Available on: <https://www.ourpcb.com/fr4-dielectric-constant.html>.
- Park, M. Two-section cascaded coupled-line wilkinson power divider for dual-band applications. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 19, n. 4, p. 188–190, maio 2009.
- Pozar, D. M. *Microwave Engineering*. 4th. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012. 1 p.
- Ronde, F. C. de. A new class of microstrip directional couplers. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 1970. p. 184–189.
- Sadeque, M. G.; al. et. Analysis and design of the biasing network for 1 ghz bandwidth rf power amplifier. *Indonesian Journal of Electrical Engineering Computer Science*, v. 24, n. 1, p. 308–316, 2021. Compara stub em linha + radial stub como virtual ground sem via; destaca banda larga e compactação.
- Schiek, B. Hybrid branch-line couplers—a useful new class of directional couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 22, n. 10, p. 804–869, 1974.
- Soodmand, S.; Beach, J.; Morris, M. Miniaturized broadband quadrature hybrid coupler with phase shifters. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, v. 100, p. 27–34, 2021. Available on: <https://www.jpier.org/ac-api/download.php?id=21072703>.
- Sorrentino, R.; Roselli, L. A new simple and accurate formula for microstrip radial stub. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, v. 2, n. 12, p. 480–482, 1993.

- Sun, R.; Chen, Q.; Han, R.; Lu, Z. Analysis and design of wideband 90° microstrip hybrid coupler. *IEEE Access*, v. 7, p. 186409–186416, 2019.
- Sung, Y. J.; Ahn, C. S.; Kim, Y. S. Size reduction and harmonic suppression of rat-race hybrid coupler using defected ground structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 14, n. 1, p. 7–9, 2004.
- Tanaka, T.; Tsunoda, K.; Aikawa, M. Slot-coupled directional couplers on a both-sided substrate mic and their applications. *Electronics and Communications in Japan (Part II: Electronics)*, v. 72, n. 3, p. 62–72, 1989.
- Toker, C.; Sağlam, M.; Ozme, M.; Gunalp, N. Branch-line couplers using unequal line lengths. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 49, n. 4, p. 718–721, 2001.
- Von Kármán, Theodore. *Theoretical Foundations for Decision Making in Engineering Design*. National Academy Press, 2001. Available on: <https://www.nap.edu/read/10566/chapter/2>.
- Wang, X.; Ohira, M.; Ma, Z. Theory and experiment of two-section two-resistor wilkinson power divider with two arbitrary frequency bands. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 66, n. 3, p. 1291–1300, mar. 2018.
- Wong, M. F.; Hanna, V. F.; Picon, O.; Baudrand, H. Analysis and design of slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 39, n. 12, p. 2123–2129, 1991.
- Zaidel, D. N. A.; Rahim, S. K. A.; Seman, N.; Chew, C. L.; Khamis, N. H. A design of octagon-shaped 3-dB ultra wideband coupler using multilayer technology. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 55, n. 1, p. 127–130, jan 2013.
- Zhang, H.; Zhang, Z. Miniaturized microstrip branch-line coupler with good harmonic suppression based on radial stub loaded resonators. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, v. 87, p. 15–20, 2019.
- Zhu, J.; Zhou, Y.; Liu, J. Miniaturization of broadband 3-dB branch-line coupler. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, v. 24, p. 169–176, 2011.
- Ünal Ümit C.; Karaçuha, K.; İmeci, S. T. A simple 90° hybrid branchline coupler with wideband phase balance for 5g applications. *Journal of Electrical Engineering*, v. 75, n. 1, p. 86–93, 2024.

A Código Computacional para Otimização do Fator de Acoplamento

Este apêndice apresenta o *script* desenvolvido na linguagem Python, utilizando as bibliotecas `numpy` e `matplotlib`, para a modelagem matemática e otimização paramétrica do divisor de potência.

O código foca em varrer diferentes valores para o fator de acoplamento (c) a fim de reproduzir o seu impacto no casamento de impedância ($|S_{22}|$) e no isolamento ($|S_{23}|$) das portas de saída. O código foi estruturado dividindo as funções de cálculo analítico e a rotina de plotagem gráfica.

A.1 Funções de Cálculo Analítico

Este bloco contém as funções que calculam as impedâncias de modo par e ímpar, os resistores de isolamento teóricos e, por fim, extraem os parâmetros de espalhamento (S) baseando-se nas equações de linha de transmissão acoplada.

```

1 import numpy as np
2 import matplotlib.pyplot as plt
3
4 # Funcoes analiticas para o divisor de potencia
5
6 def calc_Z1e_Z2e(Z0, theta):
7     t2 = np.tan(theta)**2
8     sqrt_term = np.sqrt(1 + 8*t2**2)
9     Z1e = Z0 * np.sqrt((sqrt_term - 1)/t2)
10    Z2e = Z0 * np.sqrt((sqrt_term + 1)/(2*t2))
11    return Z1e, Z2e
12
13 def calc_Z1o_Z2o(Z1e, Z2e, c):
14    return c*Z1e, c*Z2e
15
16 def calc_R1_R2(Z0, Z1o, Z2o, theta):
17    t2 = np.tan(theta)**2
18    raiz = np.sqrt((Z1o+Z2o)*t2*(Z1o*t2 - Z2o))
19    den2 = (Z1o*Z2o**2 - Z0**2*Z1o + Z2o**3)*t2 + Z0**2*Z2o
20    R1 = 2*Z1o*Z2o*t2 / raiz
21    R2 = (2*Z0*(Z1o+Z2o)*Z2o**2*t2)/den2 + (2*Z0**2*Z2o*raiz)/den2
22    return R1, R2
23
24 def s_parameters(Z0, Z1e, Z2e, Z1o, Z2o, R1, R2, theta):
25    s, c = np.sin(theta), np.cos(theta)
26    j = 1j

```

```

27
28 # modo par
29 num11e = (Z0*(2*Z2e**2 - Z1e**2)*s**2 - Z0*Z1e*Z2e*c**2 + j*(Z1e+Z2e
)*(Z1e*Z2e - 2*Z0**2)*s*c)
30 den = (3*Z0*Z1e*Z2e*c**2 - Z0*(Z1e**2 + 2*Z2e**2)*s**2 + j*(Z1e+Z2e)
*(Z1e*Z2e + 2*Z0**2)*s*c)
31 S11e = num11e/den
32 S12e = 2*np.sqrt(2)*Z1e*Z2e*Z0/den
33 S22e = ((Z0*Z1e*Z2e*c**2 + Z0*(Z1e**2 - 2*Z2e**2)*s**2 + j*(Z1e+Z2e)
*(Z1e*Z2e - 2*Z0**2)*s*c)/den)
34
35 # modo impar
36 a1 = R1*R2*Z0*Z1o - 2*R2*Z1o*Z2o**2 + 4*Z0*Z1o*Z2o**2
37 b1 = -Z0*Z2o*R1*R2
38 c1 = (R1*R2 - 2*R1*Z0)*Z2o**2
39 d1 = Z1o*Z2o*(R1*R2 - 2*R1*Z0 - 2*R2*Z0)
40 num22o = a1*s**2 + b1*c**2 + j*(c1+d1)*s*c
41 a2 = -(R1*R2*Z0*Z1o + 2*R2*Z1o*Z2o**2 + 4*Z0*Z1o*Z2o**2)
42 b2 = Z0*Z2o*R1*R2
43 c2 = (R1*R2 + 2*R1*Z0)*Z2o**2
44 d2 = Z1o*Z2o*(2*R1*R2 + 2*R1*Z0 + 2*R2*Z0)
45 den22o = a2*s**2 + b2*c**2 + j*(c2+d2)*s*c
46 S22o = num22o/den22o
47
48 return S11e, S12e, S22e, S22o

```

A.2 Rotina de Varredura Paramétrica e Plotagem

A rotina `main` unifica as funções anteriores. Primeiramente, as impedâncias de modo par são calculadas (pois dependem apenas da razão de banda, não do acoplamento). Em seguida, o código executa um laço de repetição iterando sobre a lista de possíveis valores para c , recalculando os parâmetros dependentes e desenhando as curvas de transmissão e reflexão.

```

1 # Rotina Principal e Plotagem
2
3 def main():
4     Z0 = 50.0
5     f1, f2 = 2e9, 4e9
6     t = f2/f1
7     theta0 = np.pi/(1+t)
8
9     # Impedancias de modo par sao constantes para uma dada razao t
10    Z1e, Z2e = calc_Z1e_Z2e(Z0, theta0)
11
12    # Varredura Parametrica de C (Otimizacao)

```

```
13     c_lista = [0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.8, 0.9]
14     f_sweep = np.linspace(1e9, 5e9, 501)
15     theta_sweep = theta0 * (f_sweep / f1)
16
17     plt.figure(figsize=(14, 5))
18
19     # Grafico do Casamento de Impedancia das Saidas |S22|
20     plt.subplot(1, 2, 1)
21     for c_val in c_lista:
22         Z1o, Z2o = calc_Z1o_Z2o(Z1e, Z2e, c_val)
23         R1, R2 = calc_R1_R2(Z0, Z1o, Z2o, theta0)
24
25         S22_val = np.zeros_like(f_sweep, dtype=complex)
26         for i, th in enumerate(theta_sweep):
27             _, _, s22e, s22o = s_parameters(Z0, Z1e, Z2e, Z1o, Z2o, R1,
28             R2, th)
29             S22_val[i] = 0.5 * (s22e + s22o)
30
31         plt.plot(f_sweep/1e9, 20*np.log10(np.abs(S22_val)), label=f'c={
32         c_val}')
33
34     plt.xlabel('Frequencia (GHz)')
35     plt.ylabel('|S22| (dB)')
36     plt.title('Variacao de c: Efeito no Casamento (|S22|)')
37     plt.ylim(-70, 0)
38     plt.legend()
39     plt.grid(True)
40
41     # Grafico do Isolamento |S23|
42     plt.subplot(1, 2, 2)
43     for c_val in c_lista:
44         Z1o, Z2o = calc_Z1o_Z2o(Z1e, Z2e, c_val)
45         R1, R2 = calc_R1_R2(Z0, Z1o, Z2o, theta0)
46
47         S23_val = np.zeros_like(f_sweep, dtype=complex)
48         for i, th in enumerate(theta_sweep):
49             _, _, s22e, s22o = s_parameters(Z0, Z1e, Z2e, Z1o, Z2o, R1,
50             R2, th)
51             S23_val[i] = 0.5 * (s22e - s22o)
52
53         plt.plot(f_sweep/1e9, 20*np.log10(np.abs(S23_val)), label=f'c={
54         c_val}')
55
56     plt.xlabel('Frequencia (GHz)')
57     plt.ylabel('|S23| (dB)')
58     plt.title('Variacao de c: Efeito no Isolamento (|S23|)')
59     plt.ylim(-50, 0)
```

```
56     plt.legend()
57     plt.grid(True)
58     plt.tight_layout()
59     plt.show()
60
61 if __name__ == "__main__":
62     main()
```

B Código Computacional para Dimensionamento Físico da Microfita

Este apêndice apresenta o *script* desenvolvido na linguagem Python para realizar a síntese das linhas de microfita. O código converte as grandezas elétricas do projeto (impedância característica Z_c e comprimento elétrico θ) em dimensões físicas (largura W e comprimento L em milímetros), utilizando as equações clássicas de projeto para substratos dielétricos.

Estes cálculos fornecem os valores geométricos iniciais (*first-pass design*) que são posteriormente inseridos no *software* de simulação eletromagnética 3D (Ansys HFSS) para a sintonia fina e otimização do dispositivo.

B.1 Funções de Síntese Geométrica

O primeiro bloco do código agrupa as funções matemáticas responsáveis por aplicar as equações de síntese analítica. A função `calc_width` determina a largura da trilha com base na impedância desejada e nas propriedades do substrato, enquanto a função `calc_length` calcula o comprimento físico necessário para atingir o atraso de fase (comprimento elétrico) especificado, considerando a permissividade dielétrica efetiva do meio.

```

1 import numpy as np
2
3 def calc_epsilon_eff(er):
4     """
5     Aproximacao simples para a permissividade efetiva em microfita.
6     """
7     return (er + 1) / 2
8
9 def calc_width(Zc, er, h_mm):
10    """
11    Calcula a largura W (em mm) de uma linha de microfita
12    para impedancia Zc (ohms), permissividade relativa er,
13    e altura do substrato h (mm).
14    """
15    h = h_mm
16    A = (Zc / 60) * np.sqrt((er + 1) / 2) + ((er - 1) / (er + 1)) *
17    (0.23 + 0.11 / er)
18    W_h = (8 * np.exp(A)) / (np.exp(2 * A) - 2)
19    W_mm = W_h * h
20    return W_mm
21 def calc_length(theta_rad, f0_Hz, er):

```

```

22     """
23     Calcula o comprimento fisico L (em mm) para
24     um comprimento eletrico theta (rad) na frequencia f0 (Hz)
25     em substrato com permissividade relativa er.
26     """
27     c = 299_792_458 # velocidade da luz no vacuo em m/s
28     eeff = calc_epsilon_eff(er)
29     lambda0 = c / f0_Hz
30     lambdag = lambda0 / np.sqrt(eeff)
31     L_m = (theta_rad / (2 * np.pi)) * lambdag
32     return L_m * 1000 # conversao para mm

```

B.2 Rotina de Aplicação aos Segmentos do Acoplador

A rotina principal (`main`) aplica as funções de síntese aos segmentos específicos do acoplador projetado. Inicialmente, são definidos os parâmetros do substrato adotado e a frequência central de operação. De seguida, o código calcula e imprime as dimensões físicas no terminal para três casos práticos fundamentais: os tocos radiais (Z_3), a linha central do defasador (Z_4) e as linhas de referência de adaptação (Z_0).

```

1 def main():
2     # Parametros do Substrato e Frequencia
3     er = 2.65 # Permissividade relativa (ex: F4B-2)
4     h_mm = 1.0 # Altura do substrato (mm)
5     f0_GHz = 3.0 # Frequencia central (GHz)
6     f0_Hz = f0_GHz * 1e9
7
8     # 1: Z3 (Tocos Radiais - lambda/8)
9     Z3 = 125.0
10    theta3_deg = 45.0
11    theta3_rad = np.deg2rad(theta3_deg)
12
13    W3 = calc_width(Z3, er, h_mm)
14    L3 = calc_length(theta3_rad, f0_Hz, er)
15
16    print("--- Resultado para Z3 (lambda/8) ---")
17    print(f"Z3 = {Z3:.2f} Ohms")
18    print(f"W3 = {W3:.2f} mm")
19    print(f"L3 = {L3:.2f} mm\n")
20
21    # 2: Z4 (Linha Central - lambda/2)
22    Z4 = 62.5
23    theta4_deg = 180.0
24    theta4_rad = np.deg2rad(theta4_deg)
25
26    W4 = calc_width(Z4, er, h_mm)

```

```
27     L4 = calc_length(theta4_rad, f0_Hz, er)
28
29     print("--- Resultado para Z4 (lambda/2) ---")
30     print(f"Z4 = {Z4:.2f} Ohms")
31     print(f"W4 = {W4:.2f} mm")
32     print(f"L4 = {L4:.2f} mm\n")
33
34     # 3: Z0 (Linha de Referencia - 3*lambda/4)
35     Z0 = 50.0
36     theta0_deg = 270.0
37     theta0_rad = np.deg2rad(theta0_deg)
38
39     W0 = calc_width(Z0, er, h_mm)
40     L0 = calc_length(theta0_rad, f0_Hz, er)
41
42     print("--- Resultado para Z0 (3*lambda/4) ---")
43     print(f"Z0 = {Z0:.2f} Ohms")
44     print(f"W0 = {W0:.2f} mm")
45     print(f"L0 = {L0:.2f} mm\n")
46
47 if __name__ == "__main__":
48     main()
```

C Dimensões Físicas em (mm) Comparativas dos Modelos

Neste apêndice, são detalhadas as dimensões geométricas finais de todos os segmentos que compõem o *layout* do acoplador. Com o intuito de facilitar a comparação direta entre os quatro modelos desenvolvidos, os dados foram organizados em formato tabular, isolando cada trecho da estrutura (ilustrado individualmente na primeira coluna).

As Tabelas 8 e 9 evidenciam como a transição do substrato F4B-2 para o FR-4 comercial, bem como a substituição do aterramento físico pelo aterramento virtual com tocos radiais, exigiram redimensionamentos. Essa disposição lado a lado permite compreender de forma quantitativa as modificações realizadas (como ajustes de largura (C), comprimento (h), espaçamento entre linhas acopladas (*gaps*) e raios geométricos) demonstrando as adaptações necessárias em cada etapa de otimização para garantir o desempenho adequado do dispositivo.

Tabela 8 – Dimensões físicas em (mm) comparativas dos modelos para cada trecho da estrutura (Parte 1 de 2).

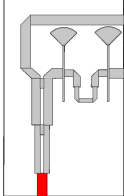
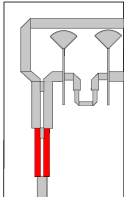
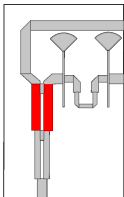
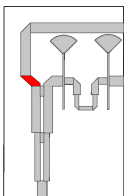
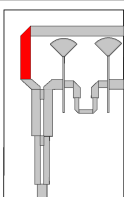
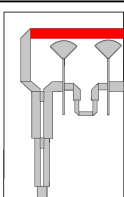
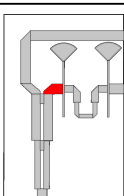
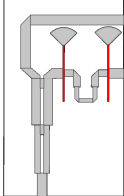
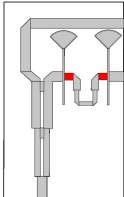
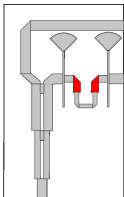
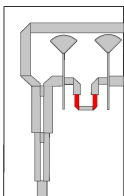
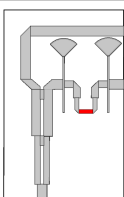
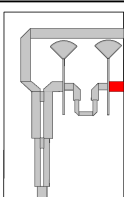
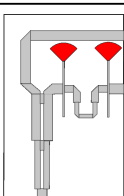
Trecho (<i>Layout</i>)	Terra Físico F4B-2	Terra Físico FR-4	Terra Virtual FR-4	Terra Virtual FR-4 Otimizado
	C - 2,70 h - 7,00	C - 3,00 h - 9,00	C - 3,00 h - 7,00	C - 3,00 h - 7,00
	C - 1,60 h - 14,50 Gap - 0,60	C - 1,60 h - 17,80 Gap - 1,00	C - 1,00 h - 14,50 Gap - 1,00	C - 1,65 h - 14,50 Gap - 1,00
	C - 2,40 h - 14,10 Gap - 0,40	C - 2,60 h - 17,40 Gap - 1,00	C - 2,60 h - 14,10 Gap - 1,00	C - 2,60 h - 14,10 Gap - 1,00
	C - 5,20 h - 3,00	C - 5,60 h - 2,70	C - 5,60 h - 3,00	C - 5,60 h - 3,00
	C - 2,70 h - 15,80	C - 3,00 h - 21,00	C - 3,00 h - 17,00	C - 3,00 h - 16,80
	C - 28,14 h - 2,70	C - 33,50 h - 3,00	C - 34,34 h - 3,00	C - 30,94 h - 3,00
	C - 6,00 h - 2,70	C - 7,20 h - 3,00	C - 6,00 h - 3,00	C - 5,00 h - 3,00

Tabela 9 – Dimensões físicas em (mm) comparativas dos modelos para cada trecho da estrutura (Parte 2 de 2).

Trecho (<i>Layout</i>)	Terra Físico F4B-2	Terra Físico FR-4	Terra Virtual FR-4	Terra Virtual FR-4 Otimizado
	C - 0,37 h - 16,60	C - 0,37 h - 16,90	C - 0,37 h - 16,00	C - 0,068 h - 16,00
	C - 4,50 h - 1,90	C - 3,45 h - 2,10	C - 4,00 h - 2,60	C - 4,00 h - 2,60
	C - 1,90 h - 4,95	C - 2,10 h - 6,00	C - 2,60 h - 5,80	C - 2,60 h - 6,14
	C - 1,90 h - 4,95	C - 2,10 h - 6,00	C - 2,00 h - 5,70	C - 2,60 h - 5,54
	C - 3,30 h - 1,90	C - 4,00 h - 2,10	C - 6,00 h - 2,00	C - 6,00 h - 2,00
	C - 4,50 h - 2,70	C - 5,46 h - 3,00	C - 5,70 h - 3,00	C - 5,70 h - 3,00
	Sem Estrutura	Sem Estrutura	Angulo - 90° Raio - 4,86	Angulo - 90° Raio - 7,00