

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

LEONARDO CARPES DOS SANTOS

**CIRCUITO DE BAIXO CUSTO PARA
APLICAÇÃO EM REDE DE ANTENAS
COM CHAVEAMENTO DO DIAGRAMA
DE IRRADIAÇÃO**

**Alegrete
2021**

LEONARDO CARPES DOS SANTOS

**CIRCUITO DE BAIXO CUSTO PARA
APLICAÇÃO EM REDE DE ANTENAS
COM CHAVEAMENTO DO DIAGRAMA
DE IRRADIAÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia de Telecomunicações como requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Dr. Edson Rodrigo Schlosser

**Alegrete
2021**



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
Universidade Federal do Pampa

LEONARDO CARPES DOS SANTOS

**CIRCUITO DE BAIXO CUSTO PARA APLICAÇÃO EM REDE DE ANTENAS COM
CHAVEAMENTO DO DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 14 de Maio de 2021.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Edson Rodrigo Schlosser
Orientador
UNIPAMPA

Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler

UNIPAMPA

Me. Juner Menezes Vieira

ITA



Assinado eletronicamente por **Juner Menezes Vieira, Usuário Externo**, em 14/05/2021, às 21:12, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **EDSON RODRIGO SCHLOSSER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 15/05/2021, às 13:48, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **MARCOS VINICIO THOMAS HECKLER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 15/05/2021, às 18:37, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0526669** e o código CRC **8420AE4E**.

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550

Telefone: (55) 3422-8400

AGRADECIMENTO

Em primeiro lugar agradeço a Deus pela vida, pelas oportunidades, pelos desafios e sobretudo por cada pessoa que o Senhor permitiu fazer parte desta minha trajetória.

Agradeço a minha família, pelo apoio e amor incondicional, em especial aos meus pais, José Bernabé e Silvia, e ao meu irmão, Lucas. Obrigado por todo o apoio durante as madrugadas me mantendo acordado, hidratado e focado nos estudos.

Agradeço aos meus colegas de faculdade que se tornaram amigos/irmãos, em especial, Arthur, Gabriel, Giovana, Jean, José Vinícius e Vitor, pelas incontáveis memórias, apoio durante esta caminhada acadêmica e sobretudo pela amizade de cada um.

Aos meus fraternos amigos de vida, Eduardo, Gabriela, Letícia e Paula, pela eterna compreensão de churrascos adiados e conversas não respondidas.

Agradeço ao meu orientador Prof. Edson pela orientação excepcional durante a realização deste trabalho e aos demais professores da UNIPAMPA que sempre estiveram muito presentes e dispostos a ajudar da melhor forma possível na obtenção de conhecimento.

"Senhor, eu não sou digno de que entreis em
minha morada, mas dizei uma palavra e serei
salvo"(Mt 8,8)

RESUMO

O desafio de gerenciamento do nível de água nas plantações de arroz nas regiões da campanha e fronteira oeste do Rio Grande do Sul recai sobre a engenharia, estimulando a pesquisa para obtenção e transmissão de dados à longas distâncias. A partir da necessidade de uma rede de antenas para cobrir uma determinada região, têm-se a possibilidade da realização do apontamento de feixe dinamicamente, que consiste em mudar eletronicamente as fases e as amplitudes dos elementos da rede. Diversos sistemas são propostos na literatura para obter tal característica, no entanto, apontamentos utilizando processadores digitais, deslocadores/amplificadores digitais, bem como elementos distribuídos, podem apresentar desvantagens em termos de complexidade, custo e dimensão. Neste trabalho, o projeto de um sistema alimentador composto de uma matriz Butler 4×4 controlada a partir de uma chave seletora é proposto. O circuito é projetado para operar na frequência de 900 MHz e consiste na utilização de elementos concentrados, de modo a compactar o circuito e garantir o baixo custo de implementação física. O estudo é realizado através da análise dos blocos constituintes de modo individual através da simulação eletromagnética no *software* Ansys HFSS. Posteriormente, os dispositivos são conectados para formarem uma matriz Butler. Adicionalmente, uma chave de RF com 4 portas é conectada na entrada para selecionar o conjunto de coeficientes de excitação desejados. Os valores obtidos para os 4 casos possíveis foram implementados no projeto de uma rede de antenas do tipo monopolo, onde o diagrama de irradiação da mesma foi comutado com sucesso de acordo com os resultados teóricos esperados obtendo ganho contínuo na faixa de 10 dBi no plano azimutal. A matriz de alimentação obteve dimensões finais de $0,11 \lambda_0 \times 0,12 \lambda_0$.

Palavras-chave: Teoria de redes de antenas. Matriz Butler. Defasagem progressiva. Chaveamento de feixe.

ABSTRACT

This work presents the characteristics and design aspects of linear antenna array with beam-switching at 900 MHz for agriculture application. The proposed feeding system is composed by a 4×4 Butler matrix and an RF switch, which is used to digitally control the desired input of the Butler matrix, and, consequently, change the direction of irradiation pattern. Different devices that compose a Butler matrix are designed with lumped elements (capacitors and inductors) using the Ansys HFSS software. The design is applied in a monopole array to achieve the complete coverage on the azimuth plane. The advantages of the developed circuit are the low costs for implementation and the small physical dimensions of the printed circuit board.

Keywords: Antenna array theory, Butler matrix, progressive phase, beam-switching.

LISTA DE FIGURAS

1	Sensores alocados em lavouras de arroz e central de recebimento dos dados.	14
2	Linhas de campo em formação em diferentes estágios do dipolos.....	17
3	Configuração básica e parâmetros constituintes da topologia de um dipolo de meia onda.	18
4	Diagramas de irradiação de um dipolo de meia onda.	19
5	Teoria de imagem aplicada na análise de uma fonte pontual.	20
6	Monopolo posicionado próximo de um plano condutor infinito e com condutividade infinita (PEC).	21
7	Topologia e parâmetros fundamentais de uma antena do tipo dipolo de comprimento $\lambda_0/4$	21
8	Esquemático de uma linha de transmissão sem perdas ($\alpha = 0$).	22
9	Linha de transmissão impressa em tecnologia de microfita.	23
10	Estrutura implementada para simulação eletromagnética de uma LT impressa. a) Vista isométrica; b) Vista superior.....	24
11	Impedância característica da linha simulada.	24
12	Diagrama de um circuito de N -portas com entradas e saídas obtidas a partir do plano de referência.	26
13	Rede linear de antenas com elementos dispostos ao longo do eixo y e espaçamento d	27
14	Controle do diagrama de irradiação de uma rede de antenas através da variação de amplitude e fase.	28
15	Topologia clássica para uma matriz Butler 4×4 com os elementos dispostos em forma de blocos.	30
16	Esquemático do controle de diagrama de irradiação de uma rede de antenas através de uma matriz Butler.	30
17	Modelo representando as dimensões de componentes SMDs utilizados.....	33
18	Acoplador híbrido de 90° em tecnologia de microfita.....	34
19	Híbrida 90° em tecnologia de microfita. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.....	35
20	Parâmetros S obtidos para o acoplador híbrido em microfita. a) Magnitude; b) Fase.....	36
21	Topologias para redes do tipo T e Π . a) Filtro T passa-baixa; b) Filtro T passa-alta; c) Filtro Π passa-baixa; d) Filtro Π passa-alta.....	36
22	Esquemático de uma híbrida 90° utilizando componentes discretos. a) Topologia base: Π passa-baixa; b) Topologia base: Π passa-baixa e passa-alta.	37
23	Híbridas de 90° obtidas através das associações de topologias de filtros.....	38
24	Esquemático de uma híbrida de 90° com elementos concentrados.	39
25	Leiaute de uma híbrida de 90° com elementos concentrados no HFSS. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.....	39
26	Parâmetros de uma híbrida 90° com elementos discretos.	40
27	Cruzamento em tecnologia de microfita.	41
28	Cruzamento em microfita. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.....	42
29	Parâmetros S em função da frequência do cruzamento em microfita.	43
30	Topologia de cruzamento <i>window shaped</i> . a) Modelo equivalente; b) Elementos concentrados.....	43

31	Cruzamento com componentes discretos. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.	44
32	Parâmetros S do cruzamento com elementos discretos.	45
33	Deslocador de -45° em microfita. a) Vista isométrica; b) Vista superior.	46
34	Fase analisada com a implementação do deslocador em microfita.	46
35	Deslocador de fase Π . a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.	48
36	Deslocador de fase T. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.	49
37	Diferença de fase obtida através de simulação eletromagnética. a) Para a rede Π ; b) Para a rede T.	49
38	Monopolo projetado. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.	50
39	Parâmetro S_{11} para diferentes dimensões do plano de terra.	51
40	Diagrama de irradiação no Plano E do elemento projetado, analisando-se o parâmetro de ganho próximo a diferentes dimensões do plano refletor.	51
41	Rede de monopolos utilizada nas simulações eletromagnéticas. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.	54
42	Parâmetros S da rede de monopolos projetada; a) Parâmetros de reflexão; b) Parâmetros de transmissão para a antena 1; c) Parâmetros de transmissão para a antena 2.	55
43	Diagramas de irradiação da rede de antenas. a) <i>Broadside</i> ; b) <i>End-fire</i>	56
44	Diagramas de irradiação para diferentes ângulos de elevação obtidos pelos coeficientes de excitação de uma matriz Butler 4×4 em microfita; a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.	57
45	Matriz Butler projetada. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.	59
46	Excitação através da porta 1; a) Magnitudes; b) Fases.	60
47	Excitação através da porta 2; a) Magnitudes ; b) Fases.	60
48	Excitação através da porta 3; a) Magnitudes; b) Fases.	60
49	Excitação através da porta 4; a) Magnitudes; b) Fases.	61
50	Esquemático do circuito interno da chave modelo HSWA4-63DR+.	63
51	Acionamento da chave: parâmetros de transmissão. a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.	64
52	Acionamento da chave: parâmetros de isolamento. a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.	65
53	Acionamento da chave: parâmetros de reflexão. a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.	66
54	Esquemático contendo a integração da chave de RF com a matriz Butler.	67
55	Parâmetros de saída do alimentador: Caso 1. a) Amplitude; b) Fase.	67
56	Parâmetros de saída do alimentador: Caso 2. a) Amplitude; b) Fase.	67
57	Parâmetros de saída do alimentador: Caso 3. a) Amplitude; b) Fase.	68
58	Parâmetros de saída do alimentador: Caso 4. a) Amplitude; b) Fase.	68
59	Diagrama de irradiação chaveado para os 4 casos. a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.	70
60	Diagrama de irradiação obtidos através do circuito adaptativo aplicado nas portas de excitação das antenas que compõe a rede; a) $\theta = 40^\circ$; b) $\theta = 60^\circ$; c) $\theta = 80^\circ$	71

LISTA DE TABELAS

1	Característica do laminado e dimensões da linha projetada.	23
2	Sequências de fase de excitação dos elementos para os diferentes casos observados e $\psi = -45^\circ$	31
3	Relação de componentes e dimensões nos diferentes sistemas de unidades..	33
4	Dimensões dos componentes utilizados no projeto.	33
5	Valores utilizados no projeto da híbrida 90° em tecnologia de microfita.	35
6	Valores dos componentes utilizados no projeto da híbrida 90°	40
7	Valores dos componentes contidos no cruzamento com elementos discretos.	44
8	Valores dos componentes para deslocadores de fase $\pm 45^\circ$	48
9	Dimensões dos dispositivos projetados sob diferentes tecnologias.	52
10	Coeficientes de excitação: <i>broadside</i>	54
11	Coeficientes de excitação: <i>end-fire</i>	55
12	Atraso de fase nos dispositivos utilizando um deslocador de $\psi = 45^\circ$	58
13	Magnitudes e fases de saída na frequência de projeto para os diferentes casos de excitação.	61
14	Dimensões da matriz Butler com elementos discretos.	62
15	Tabela verdade da chave HSWA4-63DR+: seleção do canal de saída a partir do estado dos <i>bits</i> de controle.	63
16	Amplitudes e fases de saída do circuito completo.	69
17	Impedâncias de entrada ativas (Ω).	70

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Conversor analógico digital, do inglês <i>Analog-digital converter</i>
C	Capacitor
DBF	Controle digital de diagrama, do inglês <i>Digital beamforming</i>
ESD	Descarga eletrostática, do inglês <i>Eletrostatic discharge</i>
GND	Plano de terra, do inglês <i>Ground</i>
IoT	Internet das coisas, do inglês <i>Internet of things</i>
L	Indutor
LE	Elemento concentrado, do inglês <i>Lumped element</i>
LEMA	Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas
LNA	Amplificador de baixo ruído, do inglês <i>Low noise amplifier</i>
LO	Oscilador local, do inglês <i>Local oscillator</i>
LPF	Filtro passa-baixa, do inglês <i>Low-pass filter</i>
LT	Linha de transmissão
OEM	Ondas eletromagnéticas
PA	Passa-alta
PB	Passa-baixa
PEC	Condutor elétrico perfeito, do inglês <i>Perfect electrical conductor</i>
PS	Deslocador de fase variável, do inglês <i>Phase shifter</i>
RF	Radiofrequência
SMA	Versão sub-miniatura A, do inglês <i>SubMiniature version A</i>
SMD	<i>Surface-mount device</i>
SW	Chave de RF, do inglês <i>Switch</i>
UNIPAMPA	Universidade Federal do Pampa
VGA	Amplificador de ganho variável, do inglês <i>Voltage gain amplifier</i>

SUMÁRIO

1 Introdução	13
1.1 Estrutura do Documento	15
2 Contextualização teórica do estado-da-arte	16
2.1 Topologias de Antenas.....	16
2.1.1 Parâmetros de Antenas.....	16
2.2 Antenas Filamentares.....	17
2.2.1 Dipolos.....	17
2.2.2 Monopolos	19
2.3 Linhas de Transmissão.....	22
2.3.1 Linhas de Transmissão: Microfita.....	22
2.4 Teoria Circuitual: Parâmetros.....	24
2.4.1 Matriz de Espalhamento [S].....	25
2.4.2 Matriz Transmissão [ABCD].....	25
2.5 Controle de Diagrama de Irradiação.....	26
2.5.1 Matriz Butler.....	29
2.6 Síntese do capítulo.....	31
3 Análise de dispositivos	32
3.1 Elementos concentrados	32
3.2 Híbrida de 90°	33
3.3 Cruzamentos	40
3.4 Deslocadores de Fase.....	45
3.5 Monopolo simples	50
3.6 Síntese do capítulo.....	51
4 Projeto e integração do sistema chaveado	53
4.1 Rede de Monopolos	53
4.2 Matriz Butler.....	57
4.3 Chave seletora de entrada	62
4.4 Integração do sistema de alimentação da rede de antenas.....	66
4.5 Síntese do capítulo.....	71
5 Considerações finais	72
Referências	75

1 INTRODUÇÃO

As regiões da campanha e fronteira oeste do estado do Rio Grande do Sul, formadas pelas cidades de Aceguá, Alegrete, Bagé, Barra do Quaraí, Candiota, Caçapava do Sul, Dom Pedrito, Hulha Negra, Itacurubi, Itaqui, Lavras do Sul, Maçambará, Quaraí, Rosário do Sul, Santa Margarida do Sul, Santana do Livramento, São Gabriel e Uruguaiana, possui sua economia majoritariamente dependente da cultura do arroz. A modalidade da orizicultura aplicada depende do uso de sistemas de irrigação para garantir a produtividade agrícola. A irrigação durante o processo de cultivo do grão possui como fonte para abastecimento os rios localizados nas proximidades, como, por exemplo, os rios Uruguai, Ibicuí, Quaraí, Ibirapuitã, etc, e grandes barragens, entre as quais cita-se a Barragem Sanchuri, localizada na cidade de Uruguaiana.

Os sistemas responsáveis pela irrigação são constituídos por bombas acopladas em motores entre 50 - 350 CV, transformadores, quadros de comando ou inversores de frequência, etc. A água é bombeada do rio/barragem até a regadeira/canal de irrigação através do duto/tubulação de ferro e escoa, devido a diferença de nível do terreno, de saídas na regadeira até a lavoura. Conforme visto em (GROHS et al., 2020), a água fica concentrada entre taipas, que garantem a existência de um nível de lamina d'água, sendo a água excedente conduzida até uma vala de coleta de saída, retornando até o rio/barragem.

Visando o aumento da produtividade e o melhor aproveitamento do sistema hídrico, o desenvolvimento regional na área tecnológica é fundamental, abrindo-se um leque de alternativas a serem exploradas para melhorar a eficiência e o aproveitamento dos recursos energéticos e naturais. Neste sentido, pode-se explorar questões relacionadas à implantação de conectividade no campo.

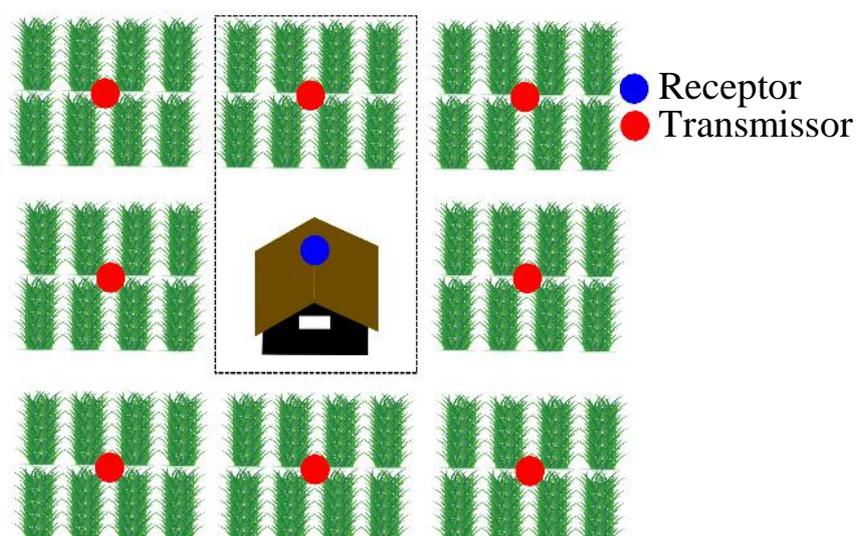
O recente aumento nos números de usuários de redes de telecomunicações, especialmente ao tratar-se de múltiplas conexões sem fio a partir diferentes dispositivos, conhecido como internet das coisas (do inglês, *Internet of Things - IoT*), em que os dispositivos são capazes de trocar dados entre si de maneira diversa, proporciona inúmeras vantagens e desafios sob os mais diferentes aspectos para usuários e engenheiros. Desta forma, a proposta de um sistema para monitoramento em tempo real do nível de laminas de água em lavoura de arroz através de sensores possibilitaria aos usuários o maior controle do processo agrícola e, conseqüentemente, nos índices de produtividade.

Neste cenário, a partir das áreas de estudo do Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas (LEMA) da Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA),

busca-se investigar e propor a implementação de um sistema para ser aplicado na solução de problemas de conectividade dos sensores, que são responsáveis pela medição da coluna de água ao longo do espaço de cultivo, com as centrais gerenciadas pelos usuários (PURANIK et al., 2019). Ao observar a evolução tecnológica global, as necessidades da região e a área de pesquisa do LEMA (VIEIRA; FACCO; HECKLER, 2018), (YOSHIMOTO, 2016), (SILVA et al., 2019), o presente trabalho apresenta o projeto de um circuito para o controle do diagrama de irradiação de uma rede de antenas que pode ser utilizado em um sistema central de recepção de dados a ser aplicado na comunicação com uma rede de sensores posicionada em lavouras de arroz.

Em (FARIAS, 2011) foram propostas antenas de microfita para serem utilizadas no *link* de transmissão dos dados coletados a partir de sensores até um ponto de recepção. As antenas apresentadas foram projetadas para operar na frequência aberta de 2,4 GHz. Para complementar o sistema de comunicação, este trabalho propõe o projeto de uma rede de antenas com feixe conformado para ser utilizado no receptor, conforme ilustrado na Figura 1. A central de recepção é responsável por receber os dados transmitidos por sensores alocados em diferentes posições na lavoura, desta forma, as características de irradiação são fundamentais para cobrir determinada área. Para tal proposta, opta-se, de forma primária, pela execução do sistema na frequência de 900 MHz devido às pesquisas das operadoras de telefonia nesta faixa de frequência para aplicações rurais como visto em (TELECO, 2019), visando, em essência, o maior alcance entre diferentes pontos para comunicação, uma vez que grandes áreas plantadas deverão ser abrangidas.

Figura 1 – Sensores alocados em lavouras de arroz e central de recebimento dos dados.



A partir do estudo de sistemas de controle de feixe, como visto em (BALANIS, 2005), propõe-se o projeto de uma rede de antenas com apontamento adaptativo a partir de um sistema de alimentação que modifica eletronicamente os coeficientes de excitação dos elementos da rede. Para se obter tal característica, este trabalho apresenta o estudo de um circuito de baixo custo para ser aplicado em uma rede de antenas com quatro elementos filamentos baseando-se no conceito de defasagem progressiva obtida, neste caso, a partir do uso de uma matriz Butler (BUTLER, 1961). Adicionalmente, o projeto é realizado através da aplicação de componentes do tipo SMD para compactar as dimensões físicas do circuito responsável por impor as diferentes amplitudes e fases nos terminais das antenas.

1.1 Estrutura do Documento

O presente documento está dividido em cinco capítulos. O primeiro capítulo apresenta a contextualização do tema, objetivos e a estrutura do documento. O segundo capítulo aborda a contextualização teórica e o estado da arte que norteia os dispositivos utilizados no desenvolvimento deste projeto. O terceiro capítulo trata da análise e projeto dos dispositivos de uma matriz Butler e apresenta os resultados obtidos nas simulações eletromagnéticas. O quarto capítulo aborda o desenvolvimento e integração dos elementos desenvolvidos no capítulo 3, de modo a formar o circuito responsável pelo controle de feixe e alimentar a rede de antenas. Por fim, são discutidos os resultados obtidos no projeto, análise da pesquisa de modo geral e os desafios a serem explorados em trabalhos futuros.

2 CONTEXTUALIZAÇÃO TEÓRICA DO ESTADO DA ARTE

Neste capítulo, o referencial teórico que dá embasamento para a realização do trabalho é exposto de forma introdutória, apresentando-se e discutindo-se os principais conceitos de antenas, linhas de transmissão e reconfigurabilidade de feixe, bem como as aplicações destes conceitos na engenharia.

2.1 Topologias de Antenas

Conforme definido por (IEEE. . . , 1977), antenas são dispositivos capazes de irradiar ou receber ondas de rádio e, conforme a versão atualizada (IEEE. . . , 2019), antenas são definidas como parte do sistema de recepção/transmissão projetadas para irradiar/receber ondas eletromagnéticas (OEM).

Antenas são amplamente utilizadas como primeiro/último elemento no processo de recepção/transmissão de sinais (FARIAS, 2011),(YOSHIMOTO, 2016). Diversos são os tipos de antenas apresentadas na literatura, podendo-se citar as impressas, filamentos, cornetas, parabólicas, etc. As antenas diferem-se em termos de estrutura física, eficiência, ganho, largura de banda, polarização, impedância de entrada, diagrama de irradiação, entre outros.

2.1.1 Parâmetros de Antenas

Para que se torne possível compreender o comportamento de uma antena, alguns dos principais parâmetros a serem analisados são a diretividade e o ganho. A diretividade de uma antena é definida pela relação entre a intensidade de irradiação e a potência irradiada. Matematicamente, pode-se escrever a diretividade em uma dada direção (θ, ϕ) como sendo

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}}, \quad (1)$$

em que $U(\theta, \phi)$ é a intensidade de irradiação nas direções θ e ϕ do sistema de coordenadas esféricas e P_{rad} é a potência total irradiada pela antena. Já o ganho engloba a diretividade, calculada em (1), e a eficiência de irradiação (ϵ_{rad}).

O ganho de uma antena é calculado por

$$G(\theta, \phi) = \epsilon_{rad} D(\theta, \phi), \quad (2)$$

em que a eficiência é obtida a partir da resistência de irradiação e a resistência que modela as perdas nos condutores e no dielétrico, quando aplicável. Vale ressaltar que perdas decorrentes do descasamento de impedância entre a antena e a linha de transmissão (LT) não devem ser consideradas no cálculo deste parâmetro.

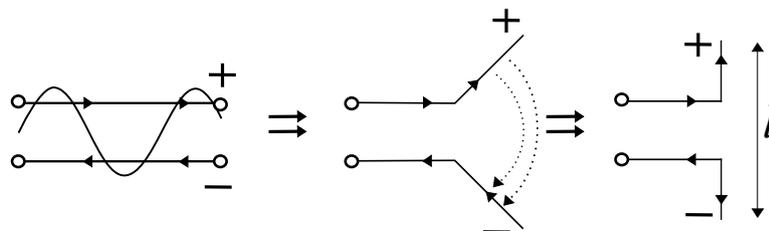
2.2 Antenas Filamentares

Antena filamental é um dos tipos mais antigos e simples de topologias utilizadas para irradiar ondas eletromagnéticas, apresentando boa versatilidade, baixo custo e facilidade de construção (BALANIS, 2005). Este tipo de antena tem como base um fio de material condutor. Em (HUANG; BOYLE, 2008) são apresentadas diversas topologias de antenas filamentosas, tais como dipolo, monopolo, *loop*, hélice, Yagi-Uda e Log-periódica.

2.2.1 Dipolos

Dipolos são um dos tipos mais populares de antenas. Sua estrutura consiste em uma variação de linhas de transmissão bifilar terminadas em aberto, contendo dois metais condutores de mesmo comprimento $l/2$, conforme apresentado na Figura 2.

Figura 2 – Linhas de campo em formação em diferentes estágios do dipolos.



Fonte: Adaptado de (HUANG; BOYLE, 2008).

O tamanho l da estrutura é analisado em comparação com a fração de comprimento de onda. Conforme visto em (BALANIS, 2005), os casos mais comuns analisados são o

dipolo infinitesimal com comprimento $l \ll \lambda_0$, dipolo curto com $\lambda_0/50 < l < \lambda_0/10$ e dipolo de comprimento próximo ao comprimento de onda entre $\lambda_0/10 < l < \lambda_0$, em que λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre, calculado por

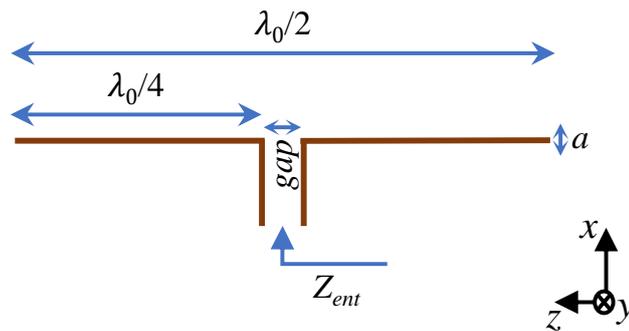
$$\lambda_0 = \frac{c}{f}, \quad (3)$$

sendo c a velocidade da luz no vácuo, aproximadamente 3×10^8 m/s e f a frequência de operação em Hz, visto em (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2000).

O dipolo de meia onda ($\lambda_0/2$) é amplamente utilizado devido à sua impedância de entrada com valor de $Z_{ent} = 73 + j42,5 \Omega$, podendo ser facilmente conectado em um cabo coaxial com impedância característica de 75Ω ou 50Ω (exemplos: RG59 e RG58, respectivamente). Outro fator para sua recorrente utilização é a característica omnidirecional do diagrama de irradiação no plano H.

A estrutura característica de um dipolo de meia onda é ilustrada na Figura 3, onde considera-se o diâmetro do condutor $a \ll \lambda_0$, sendo $a \leq 10^{-2}\lambda_0$ um parâmetro considerado adequado segundo (BALANIS, 2005), e o espaçamento entre os filamentos (*gap*) tendendo à zero.

Figura 3 – Configuração básica e parâmetros constituintes da topologia de um dipolo de meia onda.



Fonte: Autoral.

A seguir, conforme a análise apresentada em (BALANIS, 2005) para antenas filamentosares do tipo dipolo de meia onda, as componentes dos campos elétrico e magnético são definidas em (4) e (5), respectivamente.

$$E_{\theta} = \frac{j\eta I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin(\theta)} \right] [V/m] \quad (4)$$

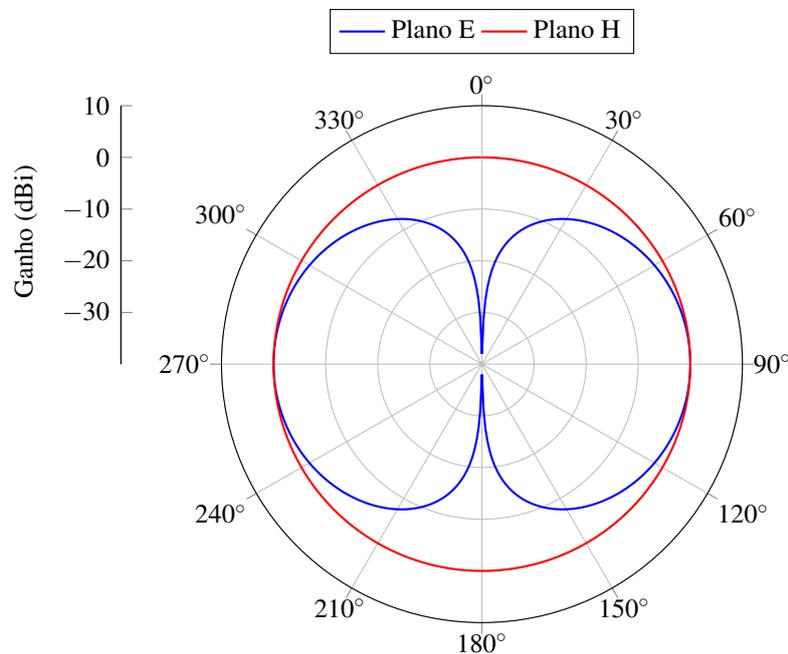
$$H_{\phi} = \frac{jI_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin(\theta)} \right] [A/m] \quad (5)$$

A diretividade máxima deste tipo de elemento é determinada por

$$D_{max} = 4\pi \frac{U_{max}(\theta = \pi/2, \phi)}{P_{rad}} = 1,643. \quad (6)$$

A seguir, conforme a Figura 4 são apresentados os diagramas de irradiação em ambos os planos analisados anteriormente para o dipolo de meia onda.

Figura 4 – Diagramas de irradiação de um dipolo de meia onda.



Fonte: Autoral.

2.2.2 Monopolos

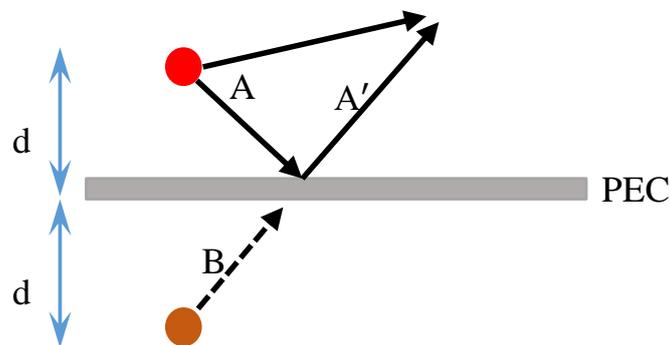
Monopolos são antenas filamentosas que possuem apenas um filamento e são utilizados de forma recorrente na literatura, podendo-se citar o trabalho apresentado por (YOSHIMOTO, 2016), em que redes de monopolos foram propostas para serem embarcadas em um modelo de aeronave não-tripulado.

Sob a luz da teoria de imagem da óptica geométrica (BALANIS, 2005), é possível observar os efeitos provenientes da aproximação de uma antena frente a um plano refletor de dimensões e condutividade infinitas e, desta forma, derivar as características de uma

antena do tipo monopolo a partir da teoria de antenas.

A Figura 5 representa graficamente a distribuição de campo A incidente posicionada próxima a um plano refletor, este plano atuando então como um espelho de modo a gerar a imagem de A , ou seja A' como campo refletido. Ainda, têm-se a distribuição virtual B , proveniente de uma fonte virtual utilizada para modelar o sistema equivalente, sendo esta apenas uma representação utilizada para visualizar-se com mais simplicidade o efeito gerado através da reflexão observada.

Figura 5 – Teoria de imagem aplicada na análise de uma fonte pontual.



Fonte: Autoral.

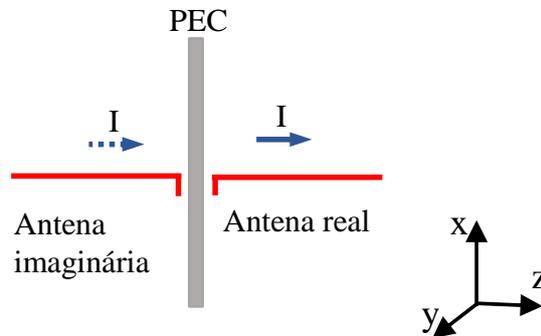
Partindo desta análise, ao retirar teoricamente o plano refletor, têm-se duas antenas idênticas espelhadas e com afastamento de $2d$ entre elas. Conforme apresentado na Figura 6, substituindo a antena pontual por um elemento do tipo monopolo frente ao plano e tomando uma distância $d \rightarrow 0$, têm-se a sua imagem refletida, observando-se então um dipolo. Entretanto, em relação ao dipolo, apenas os campos eletromagnéticos em um hemisfério devem ser avaliados, visto que considera-se um plano refletor com dimensões infinitas.

Com vista na análise anterior, a topologia de monopolo mais difundida na literatura é o caso onde $l = \lambda_0/4$. Tomando como referência um dipolo de meia onda, tem-se algumas características para o monopolo, que são:

- Metade do comprimento;
- O dobro da diretividade;
- A metade da impedância de entrada $Z_{ent} = 36,5 + j21,25 \Omega$.

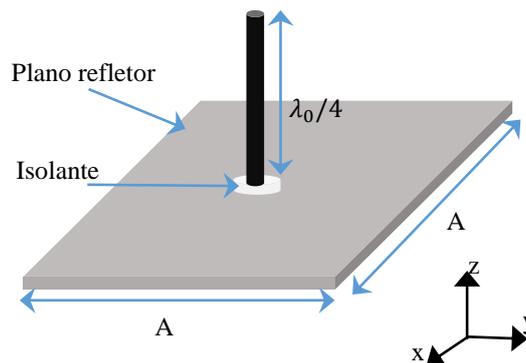
A topologia clássica de um monopolo de comprimento de $\lambda_0/4$ é apresentada na Figura 7, juntamente com a dimensão quadrada do plano refletor de tamanho $A \times A$, sendo $A \geq \lambda_0$. Para que não ocorra contato indesejado entre o monopolo e o plano refletor (curto-circuito), utiliza-se um conector com material isolante de forma a transpassar o

Figura 6 – Monopolo posicionado próximo de um plano condutor infinito e com condutividade infinita (PEC).



Fonte: Autoral.

Figura 7 – Topologia e parâmetros fundamentais de uma antena do tipo dipolo de comprimento $\lambda_0/4$.



Fonte: Autoral.

plano refletor.

Ainda, conforme os estudos realizados sobre o plano refletor, é necessário que as características físicas sejam analisadas quanto a incidência de campo eletromagnético na estrutura, assim, analisa-se o parâmetro de profundidade de penetração. Matematicamente, como observado em (BALANIS, 1999), a profundidade de penetração em um material bom condutor é dada por

$$\delta_s = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 \sigma}}, \quad (7)$$

onde f é a frequência de operação da antena, σ é a condutividade elétrica do plano refletor, neste caso o alumínio ($\sigma = 3,8 \times 10^7$ S/m) e μ_0 é a constante de permeabilidade magnética

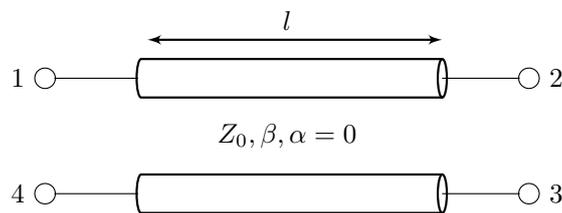
no vácuo, dada por $4\pi \times 10^{-7}$ H/m como visto em (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2000).

Considerando-se o plano refletor constituído de alumínio e frequência de projeto de 900 MHz, obtém-se uma profundidade de penetração de $\delta_s \simeq 2,72 \mu m$. Desta forma, uma placa de alumínio com espessura de 1 mm poderia ser empregada, satisfazendo as especificações da análise eletromagnética e garantindo estabilidade mecânica adequada.

2.3 Linhas de Transmissão

Linhas de transmissão (LTs) são fundamentais na propagação de ondas eletromagnéticas entre diferentes dispositivos/componentes que operam na faixa de micro-ondas. Uma linha de transmissão (LT) é representada esquematicamente por dois condutores paralelos, como apresentado na Figura 8 e descrita pelos seguintes parâmetros: impedância característica Z_0 , comprimento l , constante de fase β e constante de atenuação α .

Figura 8 – Esquemático de uma linha de transmissão sem perdas ($\alpha = 0$).



Fonte: Autoral.

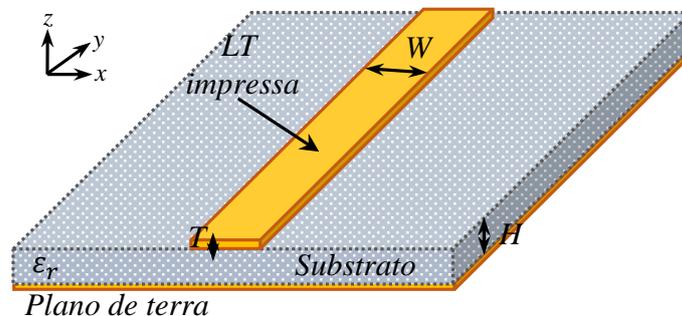
2.3.1 Linhas de Transmissão: Microfita

Neste trabalho são analisadas linhas de transmissão utilizando a tecnologia de microfita (do inglês, *microstrip*). Este tipo de estrutura começou a ser estudada por volta dos anos 1950 devido ao desenvolvimento de projetos operando na faixa de micro-ondas, conforme (BAHL, 2003). O surgimento dessa tecnologia somente foi possível em decorrência da evolução dos materiais utilizados como substratos.

Conforme a Figura 9, a estrutura é composta de uma camada inferior condutora de espessura T , utilizada como plano de terra. Também são adicionadas uma camada dielétrica, que possui permissividade relativa (ϵ_r), tangente de perdas ($\tan \delta$), permeabilidade magnética relativa (μ_r), altura (H), e uma camada condutora de espessura T e largura W ,

que está relacionada com a impedância característica da LT.

Figura 9 – Linha de transmissão impressa em tecnologia de microfita.



Fonte: Autoral.

Como exemplo de um laminado de baixo custo, pode-se citar o FR4. Este material é composto a partir do tecido de fibra de vidro em conjunto com a resina epóxi, adquirindo características de resistência à chamas, como visto no material de (ELEKTRONIK, 2017). Suas principais características se dão no âmbito de baixa constante dielétrica, porém, com tangente de perdas alta se comparada à materiais como TACONIC-RF60TC com tangente de perdas de 0,0020 conforme (AGC, 2020), sendo bastante utilizado em circuitos que requerem ampla largura de banda e integridade de sinal preservadas. Tomando como base informações comerciais, pode-se projetar uma linha de transmissão com impedância característica de $Z_0 = 50 \Omega$ na frequência de 900 MHz. As características do substrato são utilizadas como parâmetro para o cálculo das dimensões W e λ_g obtidas para esse exemplo, os parâmetros de entrada e os valores resultantes são apresentados na Tabela 1.

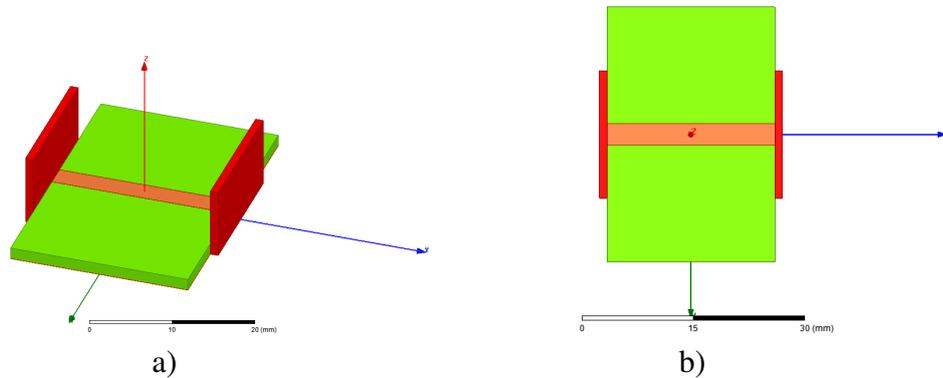
Tabela 1 – Característica do laminado e dimensões da linha projetada.

ϵ_r	$\tan \delta$	H	T	W	λ_g
4,4	0,02	1,524 mm	35 μm	2,91 mm	182,81 mm

A largura da linha e o comprimento de onda guiado apresentados na Tabela 1 foram obtidos com o auxílio do *software* TxLine. Ambos os resultados são utilizados no projeto dos circuitos contidos neste trabalho.

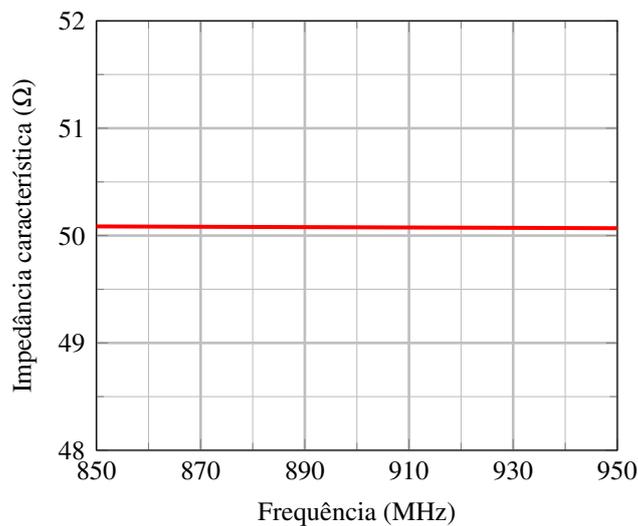
A Figura 10 apresenta o modelo eletromagnético utilizado para a caracterização da linha, em que duas fontes de excitação do tipo *Waveport* (em vermelho) foram aplicadas na avaliação do modelo no *software* Ansys HFSS. O resultado obtido pode ser visualizado na Figura 11, em que constata-se uma impedância característica $Z_0 \simeq 50 \Omega$.

Figura 10 – Estrutura implementada para simulação eletromagnética de uma LT impressa. a) Vista isométrica; b) Vista superior.



Fonte: Autoral.

Figura 11 – Impedância característica da linha simulada.



Fonte: Autoral.

2.4 Teoria Circuitual: Parâmetros

Na literatura são apresentados alguns tipos de parâmetros utilizados na modelagem de circuitos lineares em função da frequência. Os dispositivos são representados por uma matriz de dimensão $N \times N$, em que N representa o número de portas do circuito. Os parâmetros (termos) da matriz são obtidos a partir da análise das tensões e correntes nas portas do dispositivo ou apenas pelas tensões incidente e refletida no terminais, e, simultaneamente, para determinadas terminações, que variam conforme a abordagem utilizada.

Dentre as possíveis técnicas de análise, citam-se as matrizes de espalhamento [S]

e de transmissão [ABCD], pois ambas as abordagens serão utilizadas neste trabalho.

2.4.1 Matriz de Espalhamento [S]

A matriz de espalhamento [S], do inglês *Scattering Matrix*, pode ser obtida analiticamente quando o circuito é conhecido ou determinada a partir de medições usando um analisador de redes. Essa técnica baseia-se no conceito de onda incidente, refletida e transmitida.

Considerando um dispositivo de N -portas, conforme apresentado na Figura 12, assume-se que a onda incidente na porta n é representada por V_n^+ e a onda refletida dada por V_n^- . A matriz S é determinada resolvendo-se o sistema de equações descrito na forma matricial por

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Para determinar cada termo da matriz S, faz-se

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0}, \forall k \neq j, \quad (9)$$

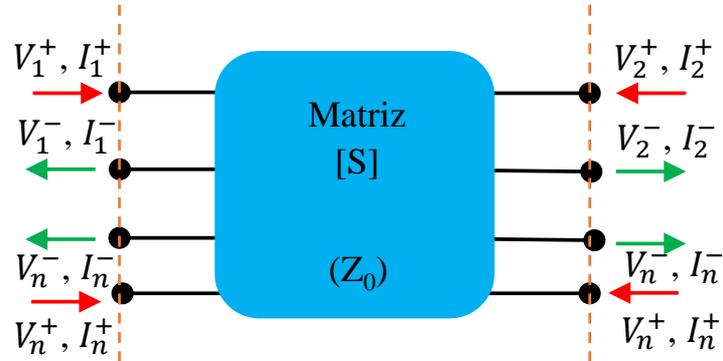
que consiste em aplicar uma onda incidente na porta j e determinar a tensão refletida pela porta i quando todas as portas estejam conectadas em cargas casadas (exceto a porta conectada ao gerador).

2.4.2 Matriz Transmissão [ABCD]

Diferente da análise aplicada aos parâmetros S, a matriz transmissão é determinada a partir da análise das tensões e correntes nos terminais da porta (planos de referência). Adicionalmente, essa abordagem somente é aplicada para quadripolos (2 portas ou 4 terminais).

A grande vantagem desse método é a facilidade de trabalhar com dispositivos em cascata, pois, para esses casos, a relação entre entrada e saída é determinada basicamente pela multiplicação das matrizes que caracterizam cada circuito.

Figura 12 – Diagrama de um circuito de N -portas com entradas e saídas obtidas a partir do plano de referência.



Fonte: Autoral.

Matematicamente, pode-se descrever a matriz de transmissão por

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

cujas representação é válida para correntes entrando pela porta 1 e saindo pela porta 2.

Nesse trabalho é apresentada a modelagem de linhas de transmissão a partir do uso de elementos concentrados. Para isso, utiliza-se a matriz transmissão de uma LT de comprimento l sem perdas, descrita como sendo

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \operatorname{sen} \beta l \\ jY_0 \operatorname{sen} \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix}. \quad (11)$$

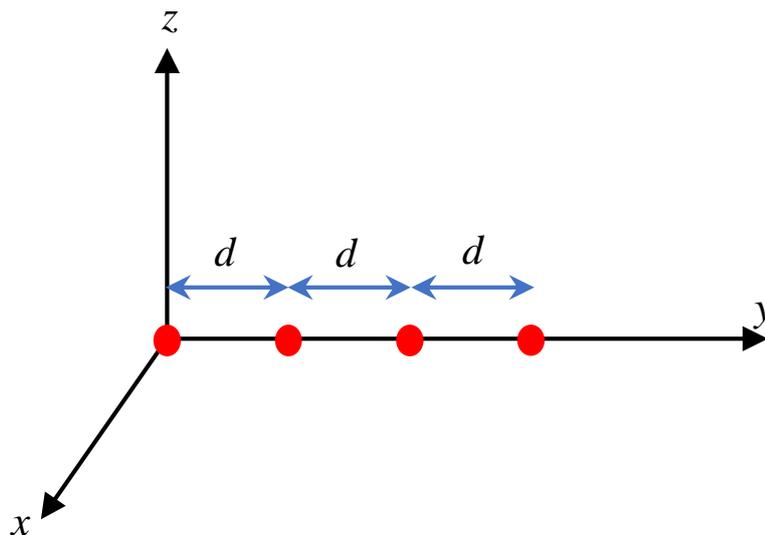
2.5 Controle de Diagrama de Irradiação

Com o objetivo de tornar mais eficiente o funcionamento de redes de antenas, conforme (BALANIS, 2005), deve-se, em suma, obter-se máximo ganho do canal de comunicação desejado enquanto que, ao mesmo tempo, seja obtida a máxima rejeição da irradiação proveniente de direções indesejadas.

Com a finalidade de proporcionar diagramas de irradiação com maior diretividade, dado que um elemento simples possui um diagrama de irradiação característico, redes de

antenas são empregadas como uma composição de elementos iguais dispostos seguindo uma sequência lógica de acordo com o projeto em questão. Uma rede linear de antenas com elementos dispostos ao longo do eixo y e espaçamento adjacente entre irradiadores d pode ser visualizada na Figura 13.

Figura 13 – Rede linear de antenas com elementos dispostos ao longo do eixo y e espaçamento d .



Fonte: Autoral.

Como visto em (BALANIS, 2005) e apresentado na figura anterior, os parâmetros listados a seguir determinam o comportamento do diagrama de irradiação resultante da soma vetorial dos campos elétricos irradiados por cada um dos elementos da rede, que são:

- Topologia dos elementos;
- Geometria da rede;
- Espaçamento d entre os elementos;
- Amplitude de excitação de cada elemento;
- Fase de excitação de cada elemento.

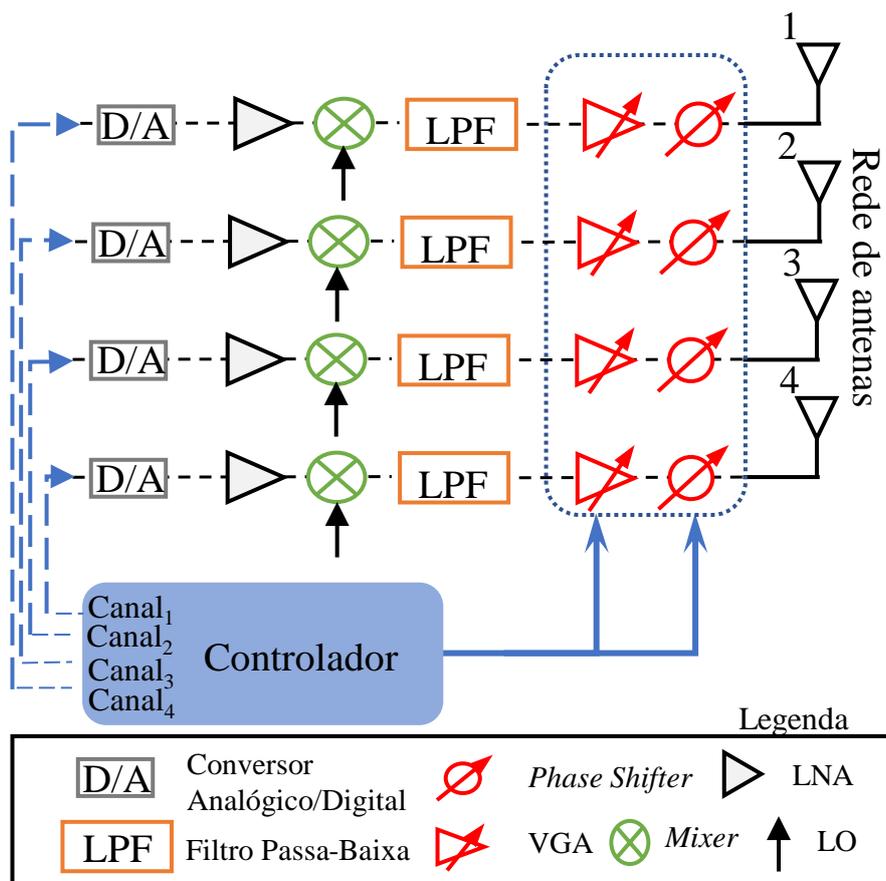
Destes parâmetros, conforme analisado por (SILVA et al., 2019), apenas as amplitudes e as fases de excitação dos elementos podem ser modificadas em tempo real para alterar a direção do diagrama de irradiação, uma vez que os parâmetros físicos, tais como distância, geometria e topologia dos elementos não podem ser variados após a construção.

Na Figura 14 pode ser visualizado o esquemático de um circuito que possibilita

a reconfigurabilidade do diagrama de irradiação de uma rede de antena de modo digital (DBF), do inglês *Digital Beamforming* (FREDRICK; WANG; ITOH, 2002). O receptor contém diversos dispositivos, tais como filtros passa-baixas (do inglês *Low-Pass Filter* - *LPF*), oscilador local (do inglês *Local Oscillator* - *LO*), amplificadores de potência ou de baixo ruído (do inglês, *Low Noise Amplifier* - *LNA*), conversores digital para analógico (D/A), misturadores (do inglês, mixer), amplificadores de ganho variável (do inglês *Voltage Gain Amplifier* - *VGA*) e deslocadores de fase variável *Phase Shifter* - *PS*.

O formato do diagrama de irradiação depende dos coeficientes de excitação dos elementos. No respectivo trabalho, os amplificadores de ganho variável controlam a amplitude do sinal na saída de seus terminais, enquanto que os deslocadores de fase variam a fase entre seus terminais. Ambos os dispositivos atuam mediante os bits de controle provenientes do controlador.

Figura 14 – Controle do diagrama de irradiação de uma rede de antenas através da variação de amplitude e fase.



Fonte: Autoral.

Analisando-se o sistema responsável pela variação de amplitude e fase da rede, algumas características importantes são observadas:

- Flexibilidade no controle do diagrama de irradiação a partir de um controlador digital;
- Complexidade no projeto dos blocos constituintes;
- Alto custo com componentes integrados (VGAs e PSs);

2.5.1 Matriz Butler

Proposta em 1961 por J. Butler e R. Lowe, a matriz Butler é fundamental na área das telecomunicações e amplamente utilizada devido às suas características de controle do diagrama de irradiação (BUTLER, 1961), sendo elas:

- N entradas e N saídas;
- Saídas com mesmo nível de potência;
- Portas de entrada isoladas;
- Diferenças de fase constantes nas saídas;

Na Figura 15 é apresentado o circuito de uma matriz Butler com 4 entradas e 4 saídas, que é formada por três blocos distintos, sendo eles:

- Acoplador híbrido de 3 dB/90°;
- Cruzamento (*Crossover*);
- Deslocador de fase 45°.

A estrutura completa contém quatro acopladores híbridos, dois cruzamentos e dois deslocadores de fase de 45° .

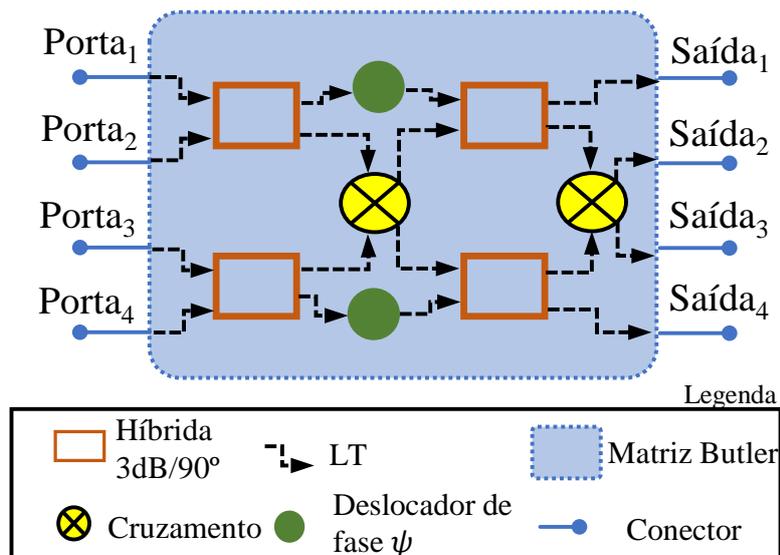
O circuito é utilizado para modificar a direção de apontamento do feixe a partir da variação da defasagem progressiva entre as fases de excitação dos elementos da rede, enquanto que a amplitude se mantém idealmente constante. A defasagem progressiva está relacionada com qual das portas de entrada da matriz Butler que é alimentada (Porta₁, Porta₂, Porta₃ ou Porta₄). Assim, a direção do diagrama de irradiação muda conforme a porta selecionada.

Nesse trabalho é proposto a inserção de uma chave de RF (do inglês, *Switch-SW*) na entrada da matriz Butler, conforme ilustrado na Figura 16. Desta forma, a escolha é realizada digitalmente através de 3 *bits* de controle.

As fases de saída para cada uma das 4 possíveis entradas do circuito são dispostas na Tabela 2, em que a sequência de variação de fase do sinal é apresentada com base no

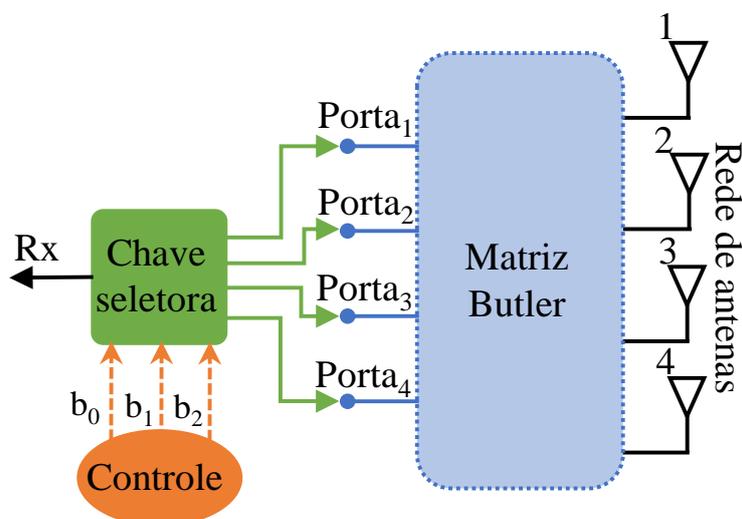
esquemático da Figura 15. Os casos são enumerados segundo a porta de entrada excitada, ou seja, o caso 1 corresponde a excitação da Porta₁, e assim sucessivamente. Vale salientar que não são considerados os atrasos inerentes da porta de entrada para a porta de saída do acoplador híbrido, considerando-se apenas a diferença de fase entre as portas de saída. O deslocamento de fase ψ é considerado como -45° nesta análise.

Figura 15 – Topologia clássica para uma matriz Butler 4×4 com os elementos dispostos em forma de blocos.



Fonte: Autoral.

Figura 16 – Esquemático do controle de diagrama de irradiação de uma rede de antenas através de uma matriz Butler.



Fonte: Autoral.

Na Tabela 2, os atrasos de fase estão associados com os caminhos percorridos pe-

las ondas da porta de entrada até as saídas, sendo desconsiderado os atrasos identificados em todos os percurso. Após analisar os atrasos de fase de cada trecho, tem-se a fase que será entregue para cada antena.

Tabela 2 – Sequências de fase de excitação dos elementos para os diferentes casos observados e $\psi = -45^\circ$.

	Caso 1		Caso 2	
Elemento	Atraso de Fase	Fase	Atraso de Fase	Fase
Antena 1	ψ	-45°	$-90^\circ + \psi$	-135°
Antena 2	-90°	-90°	0°	0°
Antena 3	$\psi - 90^\circ$	-135°	$-90^\circ + \psi - 90^\circ$	-225°
Antena 4	$-90^\circ - 90^\circ$	-180°	-90°	-90°
	Caso 3		Caso 4	
Elemento	Atraso de Fase	Fase	Atraso de Fase	Fase
Antena 1	-90°	-90°	$-90^\circ - 90^\circ$	-180°
Antena 2	$-90^\circ + \psi - 90^\circ$	-225°	$\psi - 90^\circ$	-135°
Antena 3	0°	0°	-90°	-90°
Antena 4	$-90^\circ + \psi$	-135°	ψ	-45°

2.6 Síntese do capítulo

Neste capítulo foram abordados os principais conceitos a serem explorados durante a análise e projeto de uma antena adaptativa. Foram apresentados os conceitos de diretividade, ganho, eficiência de irradiação. Adicionalmente, a teoria de antenas filamentosas sobre dipolos e monopolos, bem como seus respectivos diagramas de irradiação foram discutidos.

A análise estendeu-se para redes de antenas visando o controle do diagrama de irradiação a partir da variação de excitação dos elementos. Duas topologias aplicadas na reconfigurabilidade de feixe foram apresentadas. A primeira utiliza componentes como amplificador de ganho variável e deslocadores de fase, ambos controlados digitalmente. Posteriormente, foi apresentada a matriz Butler, que consiste basicamente em uma estrutura com elementos passivos. Os dispositivos utilizados no projeto de uma matriz Butler serão projetados e análises eletromagnéticas serão apresentadas nos próximos capítulos.

3 ANÁLISE DE DISPOSITIVOS

Os blocos que constituem a matriz Butler, conforme visto no Capítulo 2, são estudados a partir da teoria de linhas de transmissão, baseando-se na abordagem apresentada por (POZAR, 2005) e (BALANIS, 1999). Posteriormente, a partir dos parâmetros para linhas de transmissão, é mostrado o projeto destes dispositivos com a utilização de elementos discretos (BAHL, 2003).

Os dispositivos são projetados para operarem na frequência de 900 MHz fazendo-se uso do substrato FR4, conforme definido nos Capítulos 1 e 2. A estrutura de microfita segue o padrão ilustrado na Figura 9, enquanto que os parâmetros do laminado estão dispostos na Tabela 1.

3.1 Elementos concentrados

Elementos concentrados, do inglês *Lumped Elements - LEs*, são dispositivos passivos de dimensões muito menores que o comprimento de onda. De modo geral, conforme citado em (BAHL, 2003), considera-se aceitável um elemento concentrado de dimensão l menor que $\lambda_g/20$, sendo l o comprimento do componente na direção em que a onda se propaga e λ_g o comprimento de onda guiado. Assim, evita-se defasagens consideráveis entre os terminais de entrada e saída dos elementos de projeto.

A utilização destes componentes ganhou destaque a partir da década de 1980, sendo empregados, conforme (BALANIS, 1999), em faixas de RF com sucesso. Outro motivo para a rápida expansão é devido a diminuição das dimensões de circuitos nestas faixas de frequências quando comparados à elementos distribuídos, além do acréscimo de largura de banda e redução de custos.

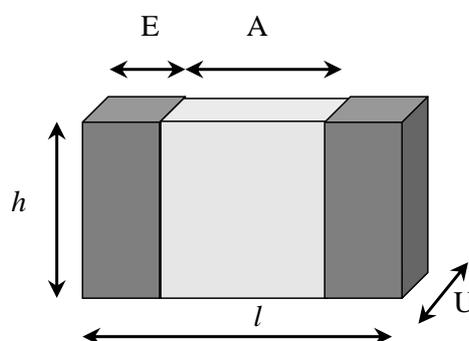
Conforme a Tabela 3, LEs são classificados comercialmente observando o código referente às dimensões do encapsulamento. Deve-se atentar quanto à unidade de medida adotada para o componente utilizado, uma vez que as diferentes unidades apresentam códigos de componentes em comum. O modelo genérico dos elementos concentrados utilizados para as análises é apresentado na Figura 17.

Para o presente trabalho, os componentes utilizados referem-se ao código no sistema imperial de medidas. Ainda, os componentes passivos utilizados (indutores e capacitores) correspondem ao código 0805, com as dimensões dadas conforme a Tabela 4, em que a escolha atende aos requisitos de elementos concentrados $l < \lambda_g/20$ e questões

Tabela 3 – Relação de componentes e dimensões nos diferentes sistemas de unidades.

Sistema Imperial			Sistema métrico		
Código	U (in)	l (in)	Código	U (mm)	l (mm)
1005	0,016	0,008	0402	0,40	0,20
0201	0,02	0,01	0603	0,60	0,30
0402	0,04	0,02	1005	1,00	0,50
0603	0,06	0,03	1608	1,60	0,80
0805	0,08	0,05	2012	2,00	1,25
1206	0,125	0,06	3216	3,20	1,60
1210	0,125	0,1	3225	3,20	2,50
1812	0,18	0,125	4532	4,50	3,20

Figura 17 – Modelo representando as dimensões de componentes SMDs utilizados.



Fonte: Autoral.

práticas de construção de protótipos.

Tabela 4 – Dimensões dos componentes utilizados no projeto.

Código	l (mm)	U (mm)	h (mm)	E (mm)	A (mm)
0805	2,0	1,25	0,9	0,5	1,0

3.2 Híbrida de 90°

De acordo com (POZAR, 2005), acopladores híbridos de 90° são dispositivos passivos projetados com a finalidade de dividir o sinal de entrada de forma igualitária entre duas portas de saída e defasá-los em 90°.

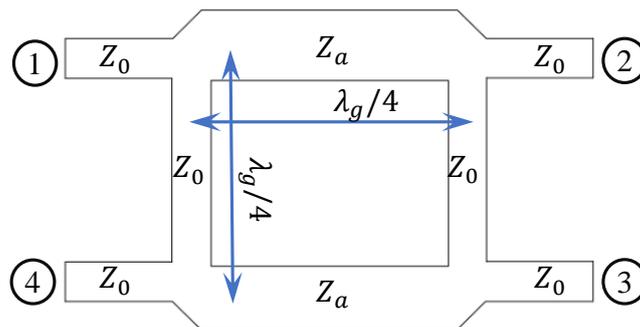
De modo geral, estes dispositivos, fabricados em diferentes tecnologias, podem ser aplicados na engenharia como parte do sistema de alimentação de antenas, como em (LI; FENG, 2019), onde a diferença de fase nos terminais de saída é responsável pelo sentido da polarização circular do campo eletromagnético irradiado por uma antena.

De acordo com a Figura 18, ao utilizar a porta 1 como entrada, mantendo-se as demais portas conectadas em cargas casadas, tem-se o sinal de entrada dividido igualmente entre as portas 2 e 3, mantendo a diferença de fase de 90° entre elas. A porta 4 mantém-se isolada para essa excitação.

Devido à simetria, pode-se utilizar qualquer umas das portas como entrada, sendo que as portas do lado oposto terão o mesmo nível de potência, porém defasados, enquanto a porta adjacente se mantém isolada eletricamente.

Utilizando a Figura 18 como base, a topologia clássica, chamada de *branch-line hybrid*, pode ser construída em tecnologia de microfita, e consiste em linhas de transmissão de comprimentos de $\lambda_g/4$ e impedâncias características Z_0 e Z_a , sendo $Z_a=Z_0/\sqrt{2}$, conforme apresentado em (POZAR, 2005).

Figura 18 – Acoplador híbrido de 90° em tecnologia de microfita.



Fonte: Autoral.

A matriz de espalhamento $[S]$, obtida através da técnica de análise do modo par/ímpar, é descrita por

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

As dimensões iniciais da híbrida 90° foram obtidas através do *software* Txlíne. A estrutura foi simulada no *software* Ansys HFSS e as dimensões otimizadas são apresentadas na Tabela 5.

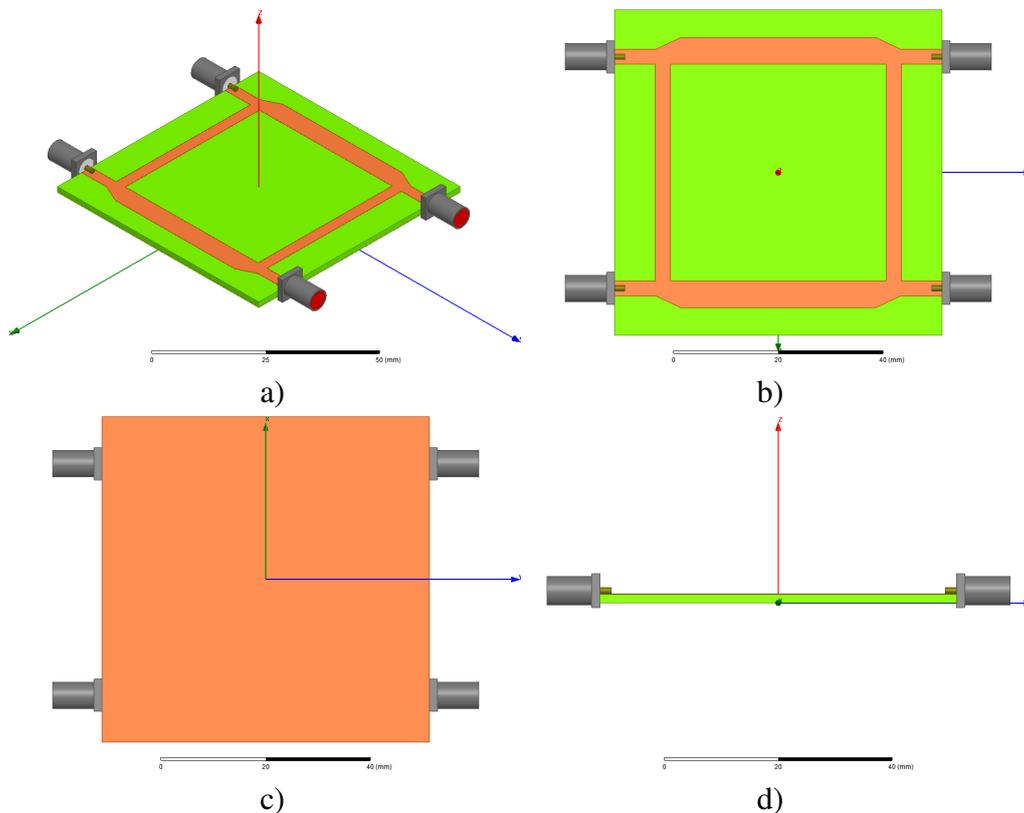
A geometria da híbrida de 90° em tecnologia de microfita pode ser visualizada

Tabela 5 – Valores utilizados no projeto da híbrida 90° em tecnologia de microfita.

Parâmetro	Impedância caract. (Ω)	Largura W (mm)	$\lambda_g/4$ (mm)
Z_0	50	2,91	45,70
Z_a	35,36	4,93	44,54

na Figura 19. Os resultados para a magnitude são apresentados graficamente na Figura 20a), sendo obtidos valores de $S_{21} = S_{31} = -3,48$ dB na frequência central, enquanto que os parâmetros de reflexão e isolamento (S_{11} e S_{41}) apresentam valores de $-19,33$ dB e $-24,25$ dB, respectivamente. A partir destes resultados, pode-se dizer que o dispositivo apresenta uma perda de 0,48 dB em cada porta, decorrentes da irradiação pela estrutura e também devido às dissipações no cobre e dielétrico. O dispositivo apresenta isolamento e casamento de impedância excelentes quando todas as portas estão conectadas em cargas casadas.

Figura 19 – Híbrida 90° em tecnologia de microfita. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.

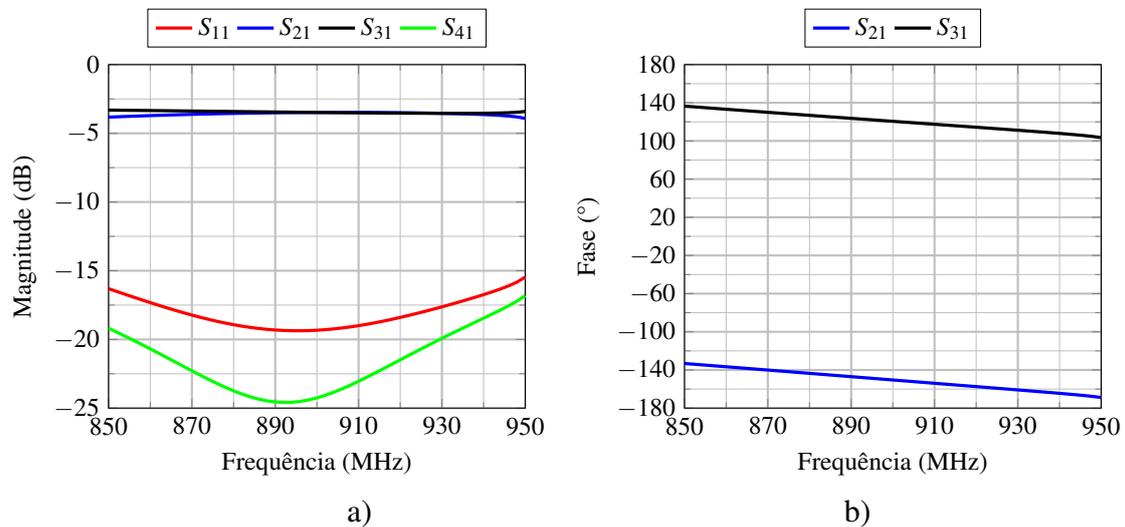


Fonte: Autoral.

É possível observar, conforme a Figura 20b), a diferença de fase de 90° entre as duas portas de saída analisadas, identificadas pelos parâmetros S_{21} e S_{31} . Verifica-se que a porta 3 está 90° atrasada em relação a porta 2, afirmação válida quando a porta 1 é

conectada na fonte.

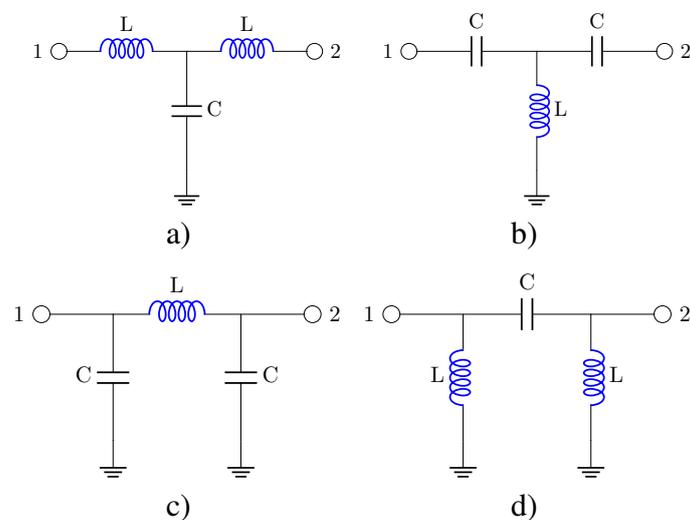
Figura 20 – Parâmetros S obtidos para o acoplador híbrido em microfita. a) Magnitude; b) Fase.



Fonte: Autoral.

A seguir, uma segunda topologia é estudada para a híbrida de 90° . A partir da teoria de linhas de transmissão, caracteriza-se cada um dos braços da disposição padrão (Figura 18) através do modelo obtido da matriz de transmissão equivalente, que resultam basicamente em redes Π ou T. Como mostrado na Figura 21, têm-se todos os modelos possíveis de configurações Π e T, em que alternando-se a posição dos elementos, obtêm-se topologias de filtros passa-alta e passa-baixa.

Figura 21 – Topologias para redes do tipo T e Π . a) Filtro T passa-baixa; b) Filtro T passa-alta; c) Filtro Π passa-baixa; d) Filtro Π passa-alta.



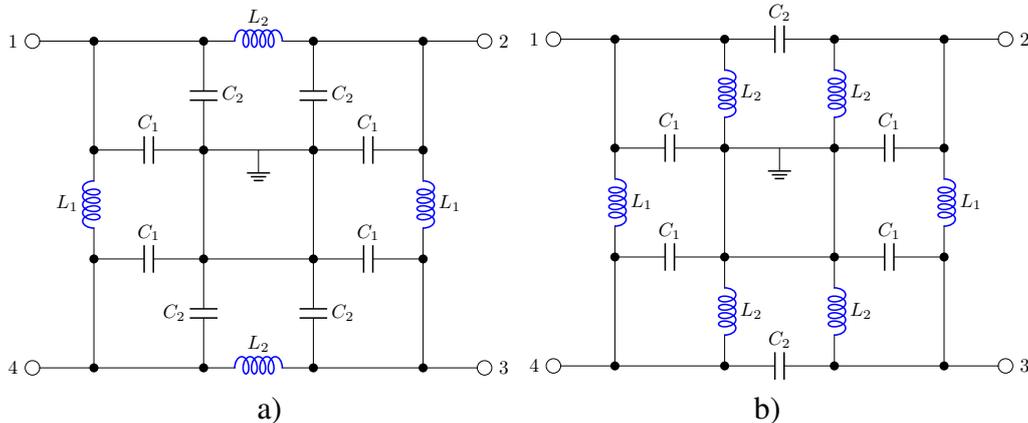
Fonte: Autoral.

Em (BAHL, 2003) substitui-se cada uma das respectivas linhas de transmissão

pelo modelo equivalente Π , como ilustrado na Figura 22, onde são propostas as combinações de topologias de filtros Π passa-alta e/ou passa-baixa.

Figura 22 – Esquemático de uma híbrida 90° utilizando componentes discretos.

a) Topologia base: Π passa-baixa; b) Topologia base: Π passa-baixa e passa-alta.



Fonte: Autoral.

Em (OHTA et al., 1997) são apresentadas topologias que simplificam os circuitos contidos na Figura 22. As configurações possíveis são ilustradas na Figura 23, e consistem nas combinações entre redes de filtros passa-baixas e passa-altas, podendo ser implementadas utilizando-se elementos concentrados, enquanto que as susceptâncias jB podem ser obtidas conforme desejadas no projeto. De acordo com as susceptâncias que se desejam sintetizar, capacitores ou indutores pode ser aplicados.

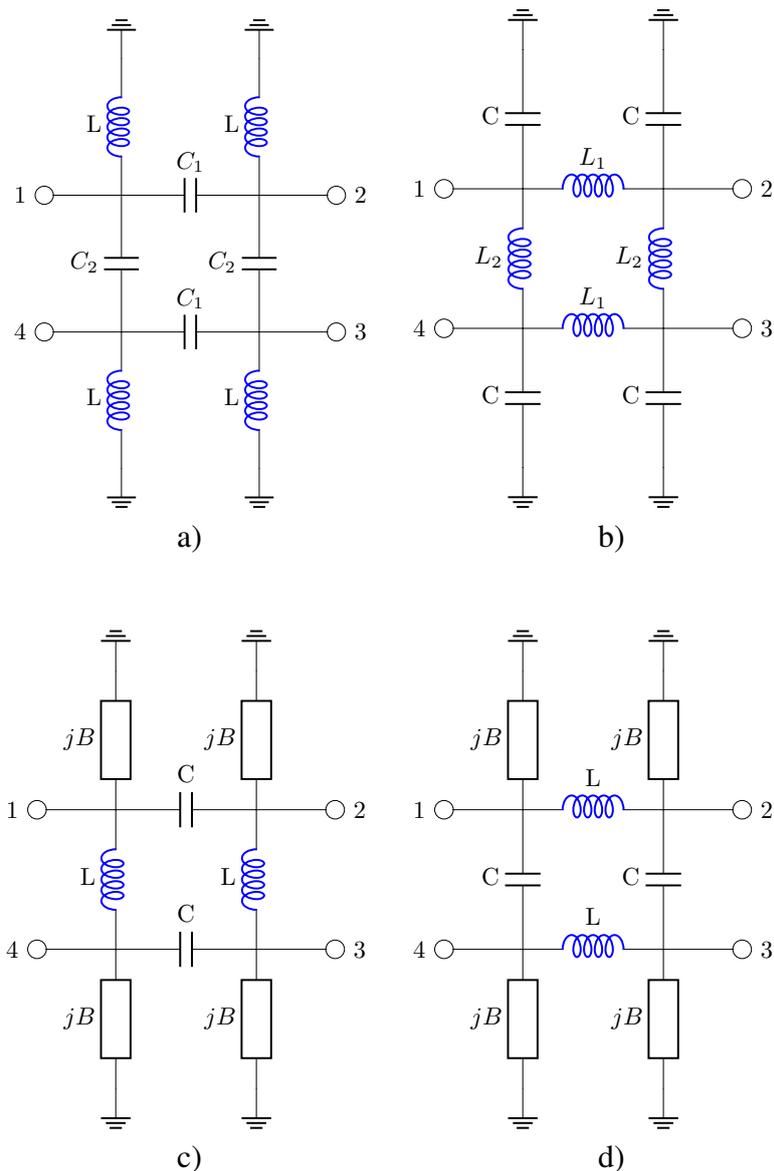
Desta maneira, conforme visto em (PARISI, 1989), pode-se escrever matematicamente o modelo de uma rede Π passa-baixa através da multiplicação de cada uma das matrizes de transmissão equivalentes obtidas pela análise paralelo/série das respectivas matrizes ABCD de cada elemento, resultando no modelo correspondente,

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - X_L B_C & jX_L \\ jB_C(2 - X_L B_C) & 1 - X_L B_C \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Em (HOU; WANG, 2007) um esquemático compacto e simplificado é apresentado, uma vez que elimina-se a necessidade da utilização de vias para o aterramento do circuito e o número de componentes. A topologia proposta é apresentada na Figura 24, em que, como visto em (VIEIRA; FACCO; HECKLER, 2018), mantém-se a característica de simetria, bem como a divisão de potência e diferença de fase de 90° entre as portas de saída.

Deste modo, os valores dos componentes podem ser calculados a partir da solução

Figura 23 – Híbridas de 90° obtidas através das associações de topologias de filtros.



Fonte: Autoral.

do sistema de equações obtido através da combinação entre os parâmetros de transmissão resultantes das Equações 11 e 13. Finalmente, têm-se que

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f} \quad (14)$$

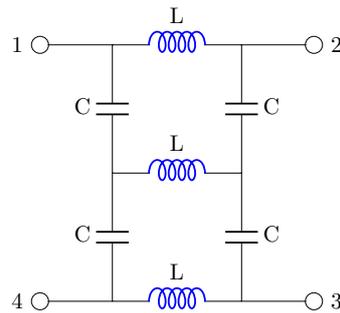
e

$$C = \frac{1}{2\pi f Z_0}, \quad (15)$$

sendo que L e C correspondem aos indutores e capacitores da Figura 24, f é a frequência central de projeto e Z_0 a impedância característica.

Utilizando-se os conceitos abordados em (VIEIRA; FACCO; HECKLER, 2018)

Figura 24 – Esquemático de uma híbrida de 90° com elementos concentrados.

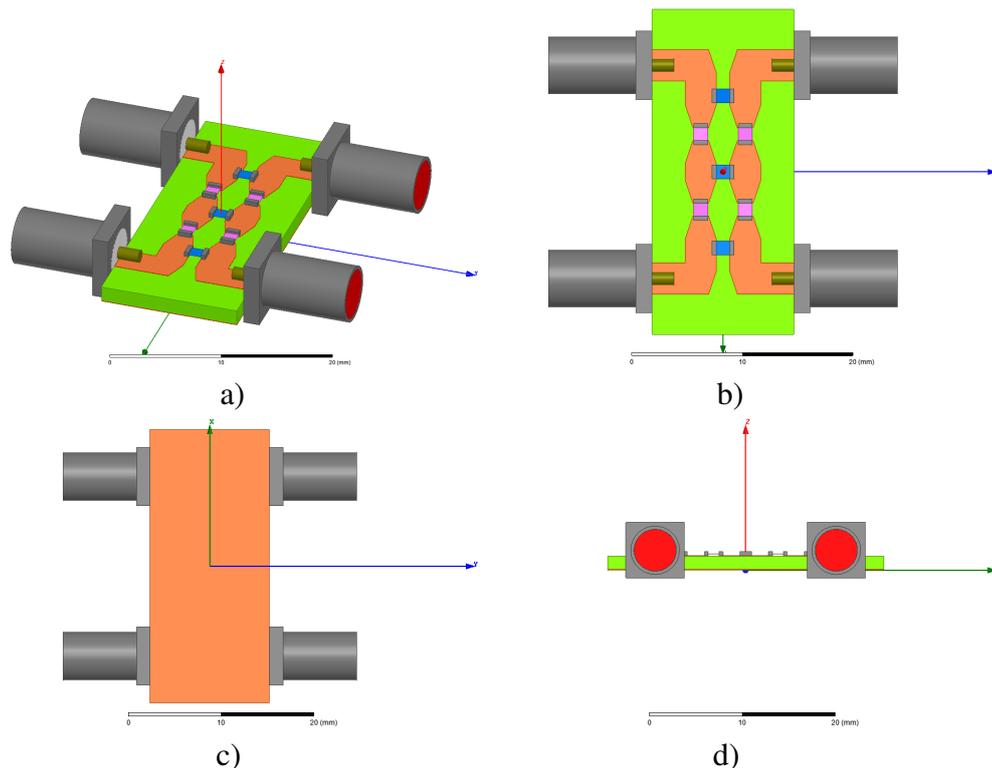


Fonte: Autoral.

e (HOU; WANG, 2007), realiza-se a implementação da estrutura em nível de simulação, sendo que os leiautes projetados e simulados são apresentados na Figura 25. Vale salientar que os componentes são modelados no HFSS por um plano configurado como *lumped RLC*.

Figura 25 – Leiaute de uma híbrida de 90° com elementos concentrados no HFSS.

a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.



Fonte: Autoral.

Os valores obtidos matematicamente através das Equações (14) e (15) são apresentados na Tabela 6, bem como os valores ajustados a partir das simulações eletromagnéticas realizadas.

Os resultados obtidos são ilustrados na Figura 26. Supondo que a porta 1 seja

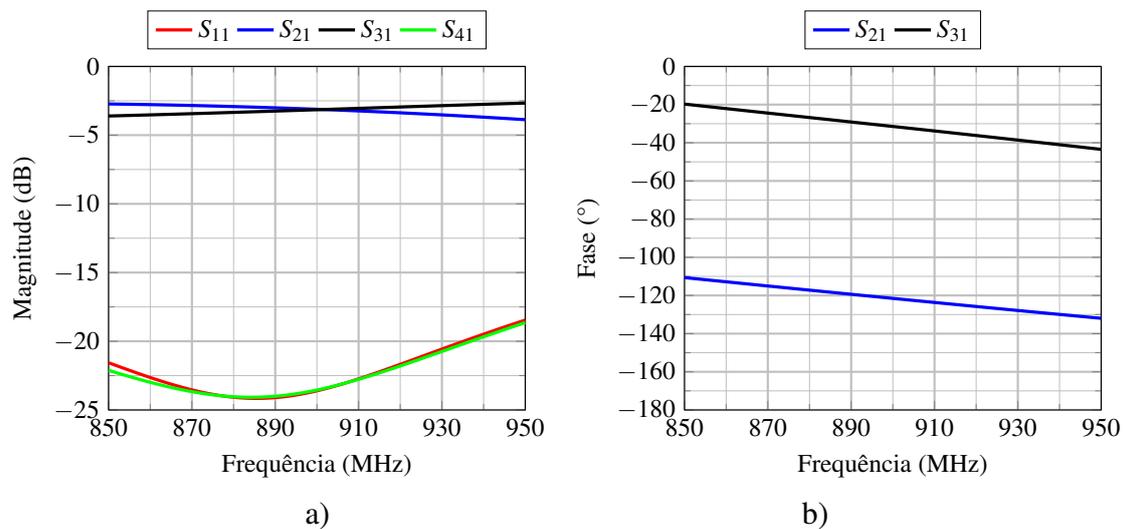
Tabela 6 – Valores dos componentes utilizados no projeto da híbrida 90°.

	C (pF)	L (nH)
Valor teórico	3,54	8,84
Valor otimizado	3,0	9,0

excitada, então a magnitude dos coeficientes de transmissão para as portas 2 e 3 são $S_{21} = -3,12$ dB e $S_{31} = -3,14$ dB na frequência central de projeto, enquanto que os parâmetros de reflexão S_{11} e isolamento S_{41} correspondem a aproximadamente $-23,60$ dB. Também, constata-se uma diferença de fase de $90,09^\circ$ entre as portas de saídas 2 e 3.

Observa-se na Figura 20b) que a porta 2 está adiantada em relação a 3. Já para a híbrida com componentes discretos, tem-se que a porta 3 está adiantada em 90° em relação a porta 2, porém ambos os projetos garantem defasagem de 90° entre portas. Essa característica deve ser levada em consideração no projeto da matriz Butler com elementos discretos, sendo necessário refazer o cálculo das fases de saída para cada porta excitada, pois serão diferentes das apresentadas na Tabela 2.

Figura 26 – Parâmetros de uma híbrida 90° com elementos discretos.



Fonte: Autoral.

3.3 Cruzamentos

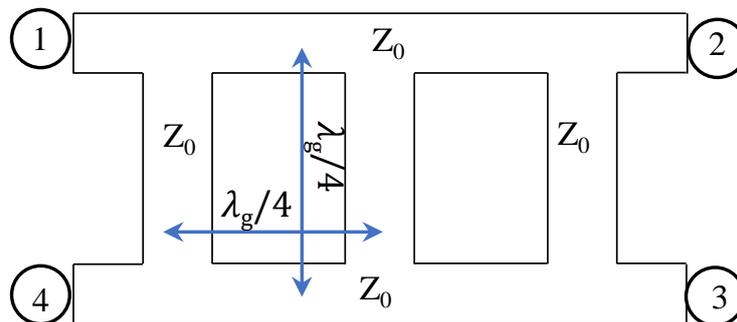
Em projetos em baixa frequência (faixa de kHz), pode-se optar pelo cruzamento aéreo dos sinais utilizando *jumpers* ou resistores de 0Ω . Já para alta frequência (faixas próximas à frequência de 1 GHz), pode-se utilizar dois laminados, resultando em uma estrutura denominada multicamada. Entretanto, a utilização de dois substratos causa

complexidade de construção, incremento de fase em apenas um percurso, descasamento de impedância devido a utilização de via, etc. Para resolver esses problemas, é preferível trabalhar com apenas uma camada. Para isso, cruzamentos podem ser projetados com base em análise de micro-ondas.

Cruzamentos são, em suma, dispositivos passivos capazes de permitir que dois sinais distintos se cruzem. Estes dispositivos devem operar com baixas perdas entre seus terminais de entrada e saída e garantir alto nível de isolamento para as demais portas. Em (PURNIMA; MENON, 2016) é apresentado o projeto de um cruzamento como parte do sistema de alimentação para redes de antenas com controle de feixe.

Tomando-se como referência a estrutura proposta em (WIGHT; CHUDOBIAK; MAKIOS, 1976), onde dois acopladores híbridos são conectados em cascata, obtém-se a topologia clássica de uma cruzamento utilizando a tecnologia de microfita, como apresentado na Figura 27.

Figura 27 – Cruzamento em tecnologia de microfita.



Fonte: Autoral.

Esse dispositivo contém 4 portas, sendo os parâmetros S de um cruzamento ideal estimado por,

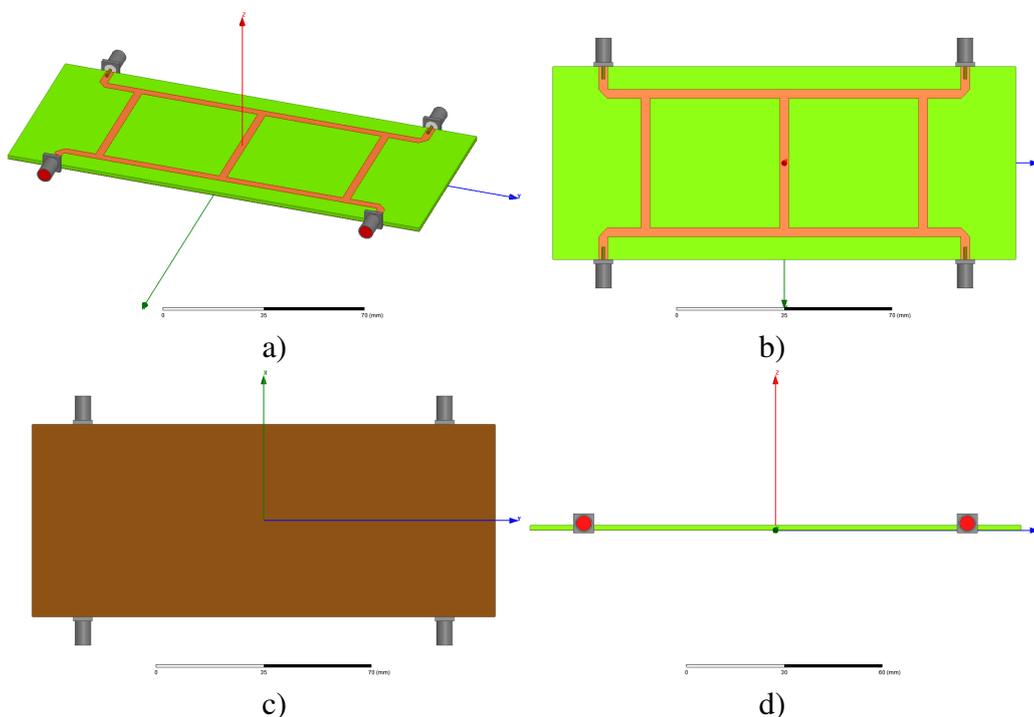
$$[S] = e^{j\psi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

em que ψ representa um atraso de fase arbitrário. Com base nos parâmetros S apresentados, pode-se inferir que uma onda incidente na porta 1 é completamente transmitida para a porta 3, enquanto que um sinal que incide na porta 2 é completamente transmitido para a porta 4, garantindo-se isolamento para as demais portas em ambos os casos citados.

Esse dispositivo foi projetado em tecnologia de microfita, conforme visualizado

na Figura 28, e simulado a partir do Ansys HFSS. Os resultados obtidos são apresentados graficamente na Figura 29. Tomando como referência a excitação na porta 1, constatam-se isolações para as portas 2 e 4 (parâmetros S_{21} e S_{41}) superiores a 25 dB, S_{11} muito baixo e transmissão para a porta 3 de $S_{31} = -0,83$ dB, demonstrando que a potência é acoplada da porta 1 para a 3.

Figura 28 – Cruzamento em microfita. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.

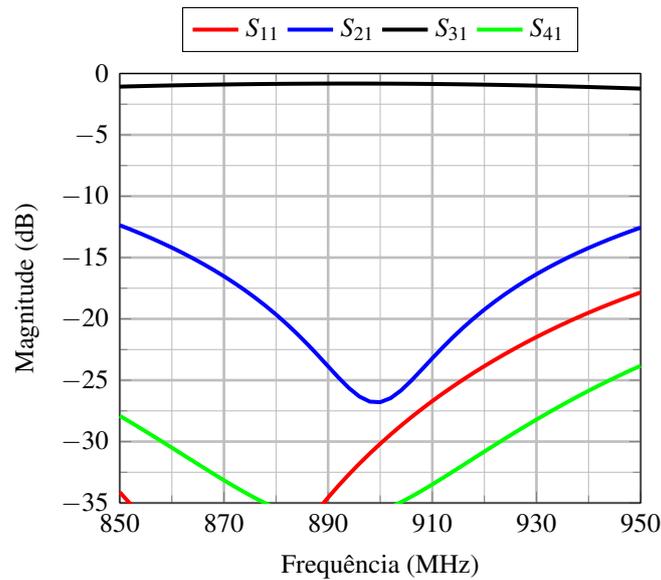


Fonte: Autoral.

Com o objetivo de reduzir o tamanho total da estrutura, seguindo o princípio abordado em (YU; SUN, 2017), tem-se cruzamentos com elementos concentrados. Como visto em (KHOLODNIAK et al., 2000) e demonstrado através da Figura 30, o modelo denominado *window-shaped* é utilizado de modo a substituir a topologia com linhas de transmissão por um circuito contendo indutores e capacitores.

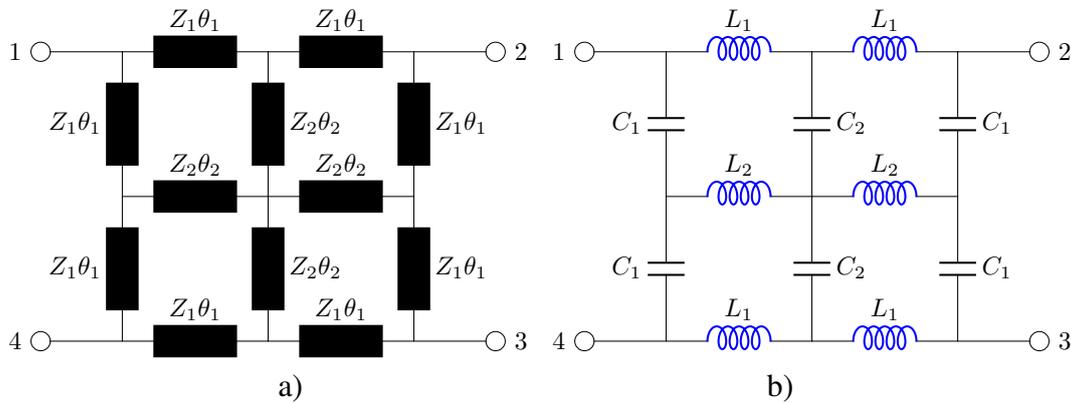
Conforme a Figura 30a), cada uma das linhas de transmissão de impedâncias Z_1 e Z_2 e comprimentos elétricos θ_1 e θ_2 são substituída por elementos discretos, resultando na Figura 30b). Os elementos são calculados a partir da análise matemática realizada em

Figura 29 – Parâmetros S em função da frequência do cruzamento em microfita.



Fonte: Autoral.

Figura 30 – Topologia de cruzamento *window shaped*. a) Modelo equivalente; b) Elementos concentrados.



Fonte: Autoral.

(ARIGONG et al., 2015). Matematicamente, os componentes são determinados por

$$C_1 = \frac{1}{L_1(2\pi f)^2} \quad (17)$$

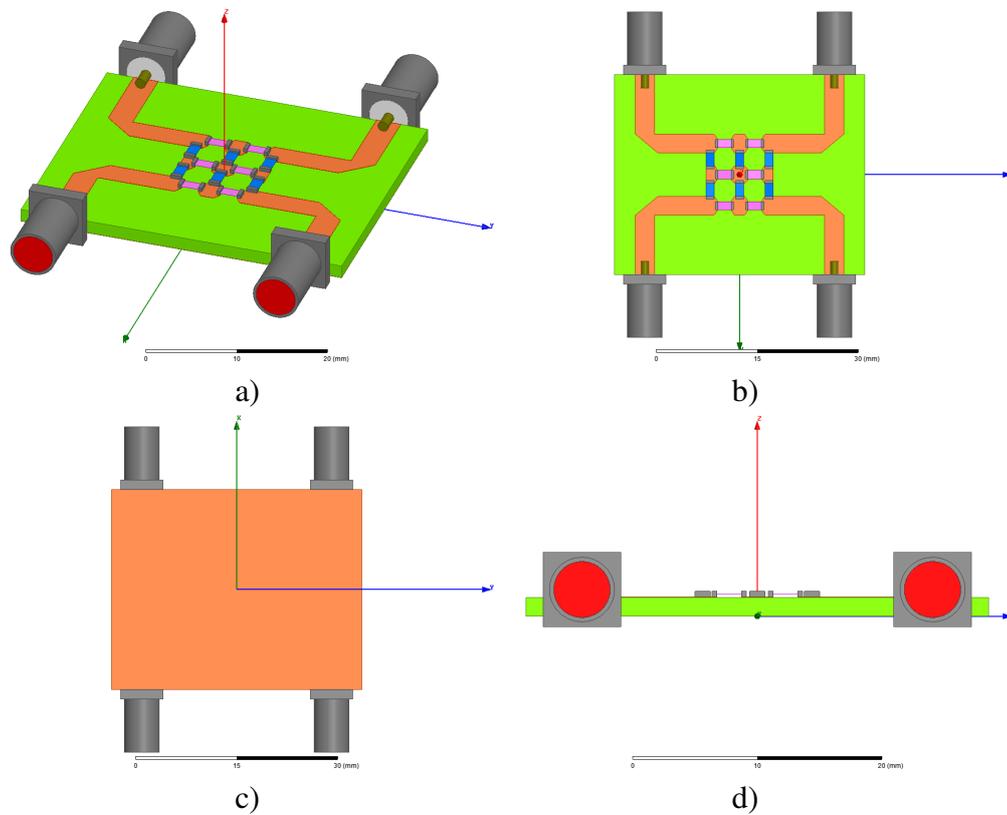
$$C_2 = 2C_1 \quad (18)$$

$$L_2 = \frac{L_1}{2}, \quad (19)$$

sendo necessária a atribuição inicial de uma indutância L_1 .

A estrutura projetada no Ansys HFSS é apresentada na Figura 31. Os valores obtidos através da solução das Equações 19, a partir da definição prévia de $L_1 = 10$ nH podem ser visualizados na Tabela 7.

Figura 31 – Cruzamento com componentes discretos. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.



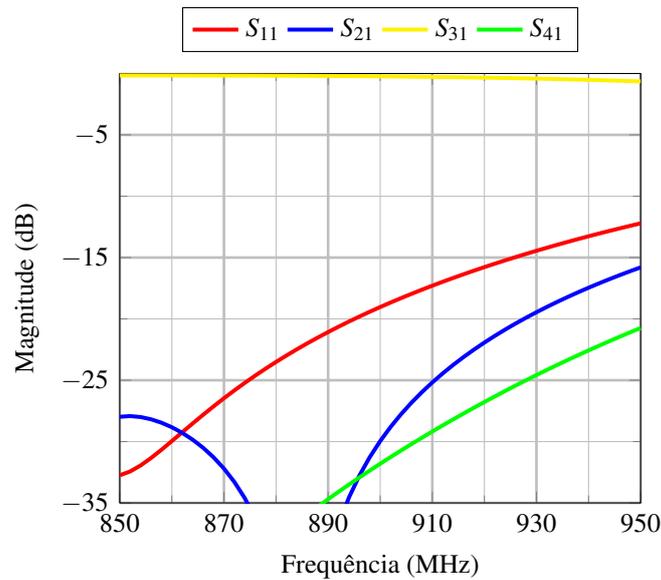
Fonte: Autoral.

Tabela 7 – Valores dos componentes contidos no cruzamento com elementos discretos.

	L_1 (nH)	L_2 (nH)	C_1 (pF)	C_2 (pF)
Valor teórico	10,0	5,0	3,13	6,25
Valor otimizado	10,0	5,0	2,6	5,2

Os resultados obtidos com a topologia proposta são apresentados na Figura 32. Analisando-se o caso a partir da excitação na porta 1, é possível visualizar a transmissão para a porta 3 de $S_{31} = -0,23$ dB, isolamento entre as demais portas superiores a 29 dB e reflexão de aproximadamente -20 dB.

Figura 32 – Parâmetros S do cruzamento com elementos discretos.



Fonte: Autoral.

3.4 Deslocadores de Fase

Deslocadores de fase (do inglês, *phase shifters*) são blocos fundamentais em projetos que contêm controles e conformações de diagramas de irradiação, pois são circuitos responsáveis em atrasar ou adiantar a fase de um sinal que flui através de seus terminais.

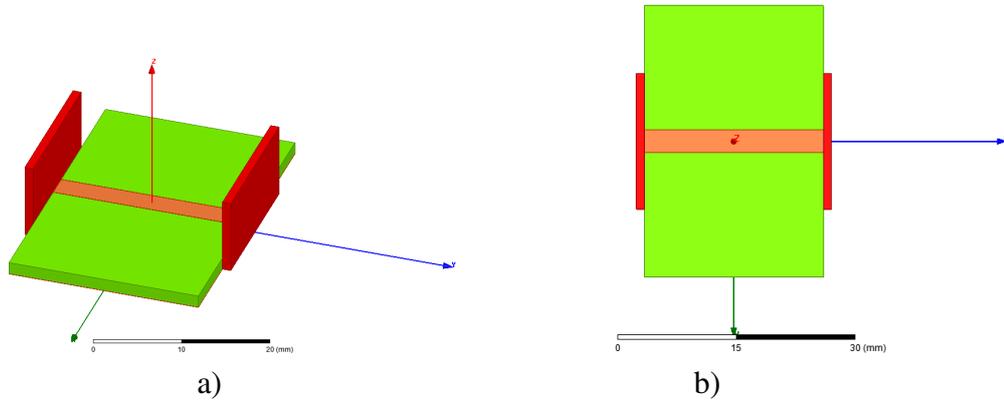
Estes componentes podem ser implementados a partir da utilização de diferentes tecnologias. Em (BAHL, 2003) são vistas topologias utilizando teoria de linhas de transmissão, linha comutada, topologias passa-baixas/passa-altas e deslocadores comerciais.

A partir da teoria de linhas de transmissão, pode-se obter os elementos mais simples em termos de construção e projeto. Amplamente difundido para obtenção de fases, uma LT de comprimento $\lambda_g/8$ é capaz de introduzir um atraso de fase de 45° .

Na Figura 33 é apresentado um deslocador de fase de 45° em tecnologia de microfitas, correspondendo, para a frequência de projeto e substrato utilizado nas análises, em uma linha de 22,85 mm. Para este caso, pode-se observar na Figura 34 que a onda é atrasada em $-45,72^\circ$.

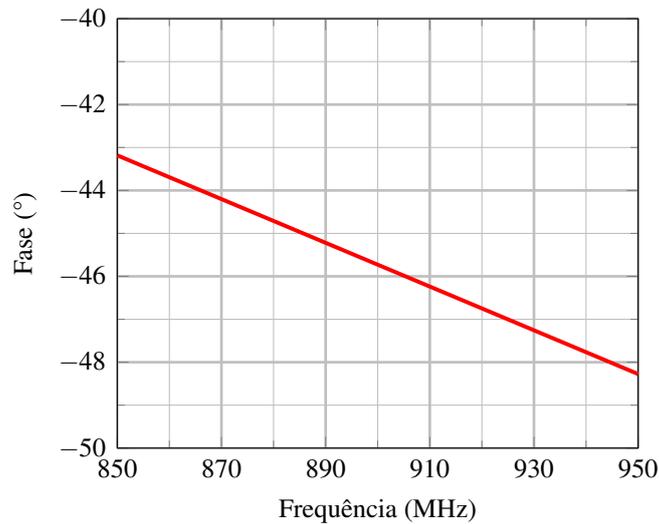
Visando a redução das dimensões físicas para implementações em frequências mais baixas, nesse caso 900 MHz, as linhas de transmissão podem ser modeladas por redes Π ou T, conforme visto em seções anteriores. Conforme abordado em (SILVA et al., 2019), deslocadores de fase baseados em redes Π introduzem defasagens negativas,

Figura 33 – Deslocador de -45° em microfita. a) Vista isométrica; b) Vista superior.



Fonte: Autoral.

Figura 34 – Fase analisada com a implementação do deslocador em microfita.



Fonte: Autoral.

enquanto que redes T inserem desfasagens positivas.

Para as 4 topologias possíveis, prioriza-se as que contém menor número de indutores, resultando basicamente na análise das estruturas T passa-alta e Π passa-baixa, conforme ilustradas nas Figuras 21b) e 21c), respectivamente. A utilização do menor número de capacitores se dá devido ao seu fator de qualidade limitado, conforme analisado em (BAHL, 2003).

Os parâmetros de transmissão para uma rede T passa-alta são calculados através de

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{X_{Lp}B_{Cs}} & \frac{1}{jB_{Cs}\left(2 - \frac{1}{X_{Lp}B_{Cs}}\right)} \\ \frac{1}{jX_{Lp}} & 1 - \frac{1}{X_{Lp}B_{Cs}} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

em que X_{Lp} corresponde a uma reatância indutiva em paralelo e B_{Cs} a uma susceptância capacitiva em série. Os parâmetros de transmissão para uma rede Π são calculados por

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - X_{Ls}B_{Cp} & jX_{Ls} \\ jB_{Cp}(2 - X_{Ls}B_{Cp}) & 1 - X_{Ls}B_{Cp} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

sendo X_{Ls} uma reatância indutiva em série e B_{Cp} uma susceptância capacitiva em paralelo.

Posteriormente, a matriz ABCD de uma linha de transmissão, obtida através da Equação (11), deve ser igualada com as matrizes das redes T e Π , definidas nas Equações 20 e 21, respectivamente. Desta forma, as reatâncias e susceptâncias podem ser calculadas por

$$X_{Ls} = Z_0 \sin \beta l, \quad (22)$$

$$B_{Cp} = \frac{1 - \cos \beta l}{Z_0 \text{sen} \beta l}, \quad (23)$$

$$X_{Lp} = \left| \frac{-Z_0}{\text{sen} \beta l} \right| \quad (24)$$

e

$$B_{Cs} = \left| \frac{-\text{sen} \beta l}{Z_0(1 - \cos \beta l)} \right|. \quad (25)$$

A partir da frequência de projeto, podem-se determinar as capacitâncias e as indutâncias (ALEXANDER; SADIKU, 2013), dadas por

$$L_s = \frac{X_{Ls}}{2\pi f}, \quad (26)$$

$$C_p = \frac{1}{2\pi f B_{Cp}}, \quad (27)$$

$$L_p = \frac{X_{Lp}}{2\pi f} \quad (28)$$

e

$$C_s = \frac{1}{2\pi f B_{Cs}}. \quad (29)$$

A partir das expressões acima, as capacitâncias e indutâncias para deslocadores de fase de $\pm 45^\circ$ são calculados e apresentados na Tabela 8.

As topologias Π passa-baixa e T passa-alta foram projetadas e simuladas no Ansys

Tabela 8 – Valores dos componentes para deslocadores de fase $\pm 45^\circ$.

L_s (nH)	L_p (nH)	C_s (pF)	C_p (pF)
6,25	12,50	8,53	1,46

HFSS para obter-se as fases de -45° e $+45^\circ$, respectivamente. Nas Figuras 35 e 36 são apresentados os leiautes para ambos os projetos. Os resultados obtidos para ambas as simulações eletromagnéticas são ilustradas na Figura 37.

Assumindo-se uma fase de referência dada por uma linha de transmissão que conecta diretamente ambos os conectores (ver Figura 35 ou Figura 36), verifica-se um atraso de fase de $-48,15^\circ$ para a rede Π passa-baixa e de um avanço de fase de $41,84^\circ$ para a rede T passa-alta na frequência de 900 MHz, que corresponde a um erro de $3,15^\circ$ em ambas as estruturas. Tais variações podem ser desprezadas.

Figura 35 – Deslocador de fase Π . a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.

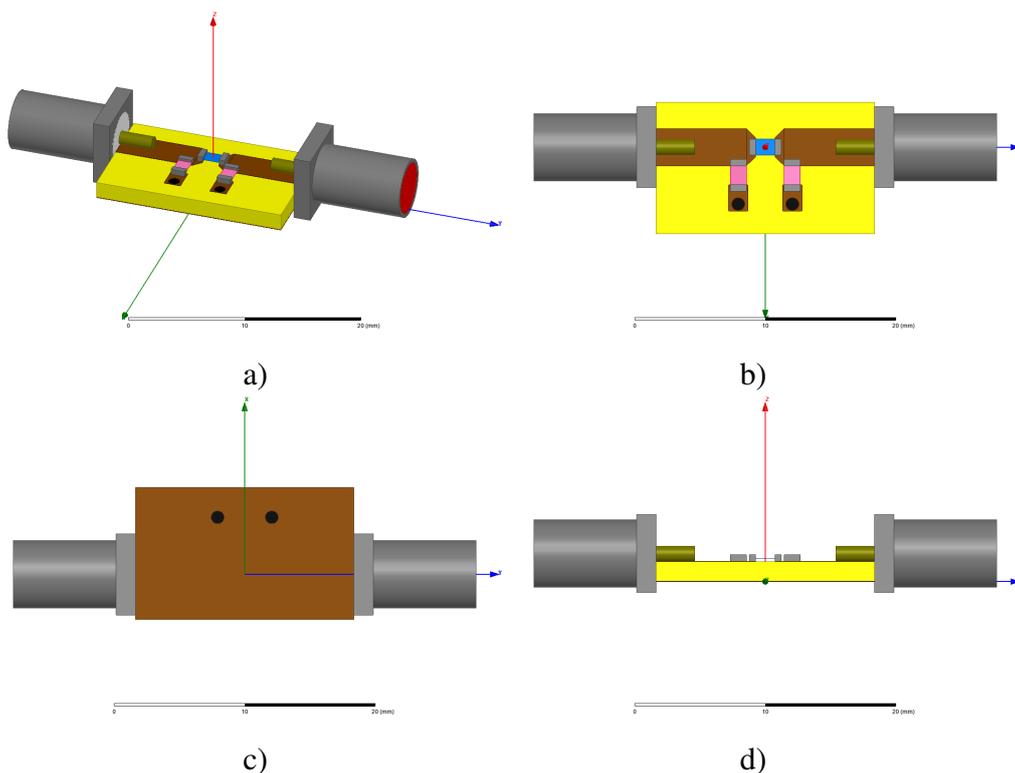
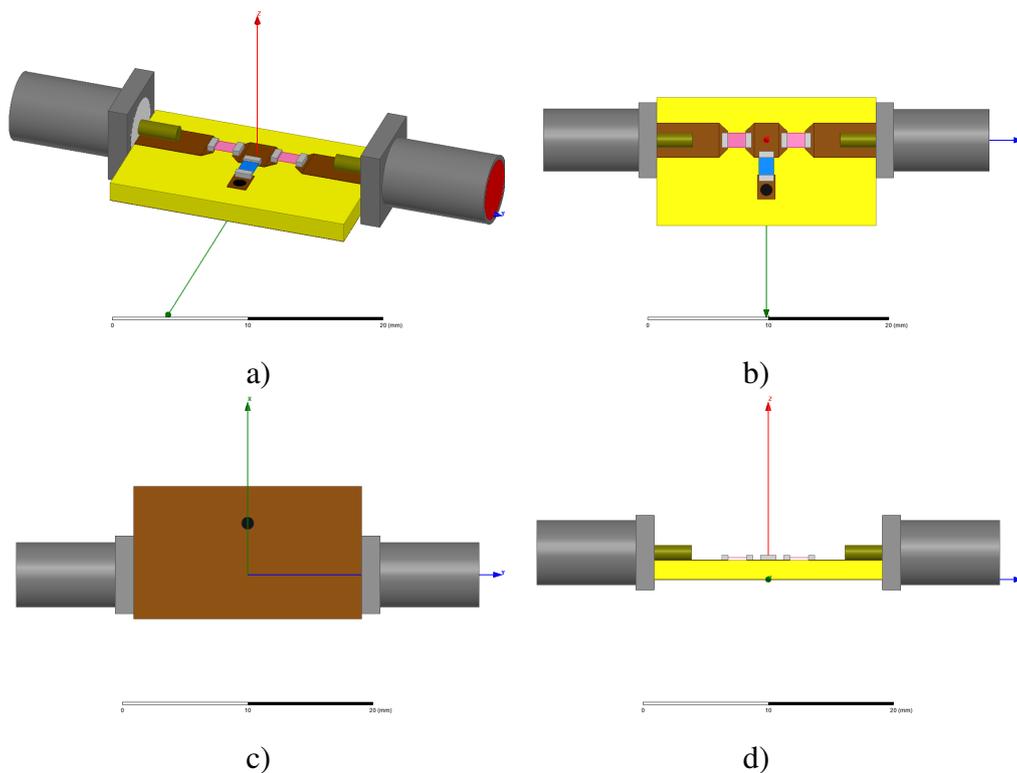
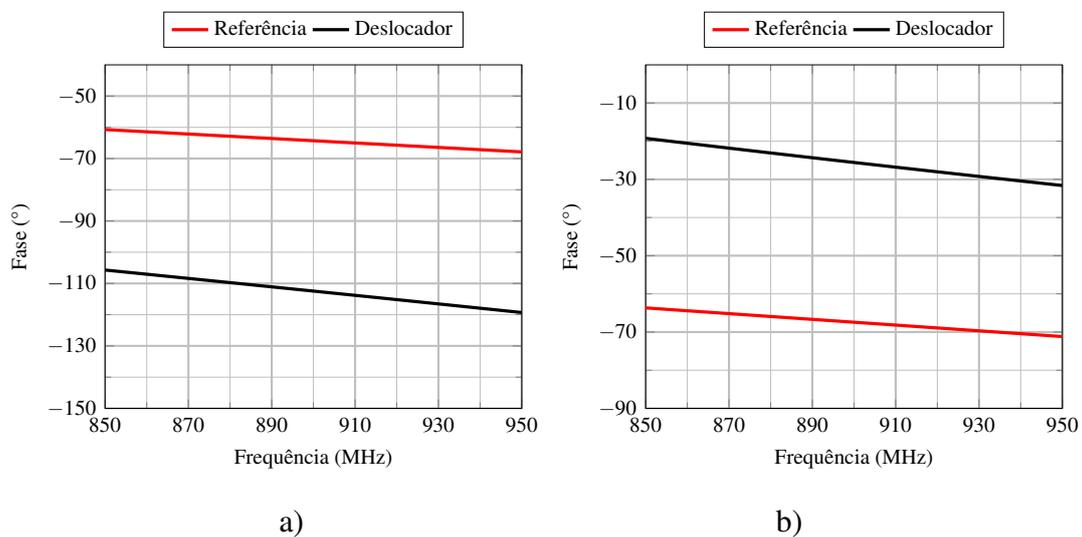


Figura 36 – Deslocador de fase T. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.



Fonte: Autoral.

Figura 37 – Diferença de fase obtida através de simulação eletromagnética. a) Para a rede Π ; b) Para a rede T.



Fonte: Autoral.

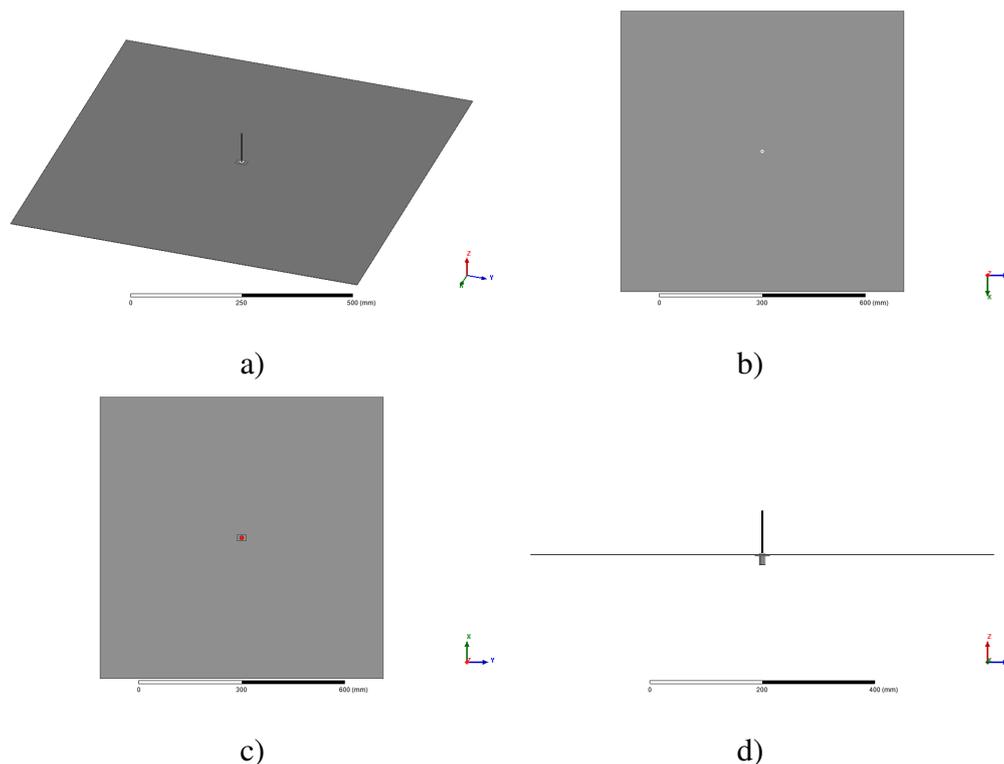
3.5 Monopolo simples

Monopolos são antenas filiformes de construção bastante simples, que podem ser facilmente projetados e implementados conforme a Figura 6. Nesse trabalho foram utilizados um filamento de comprimento $\lambda_0/4$ e um plano refletor de alumínio de 1 mm de espessura e largura $A \times A$. A estrutura projetada, disposta na Figura 38, foi simulada no Ansys HFSS para a obtenção da impedância de entrada e do diagrama de irradiação.

Os coeficientes de reflexão do elemento simples e os diagramas de irradiação no plano E para diferentes valores de A pode são apresentados nas Figuras 39 e 40, respectivamente.

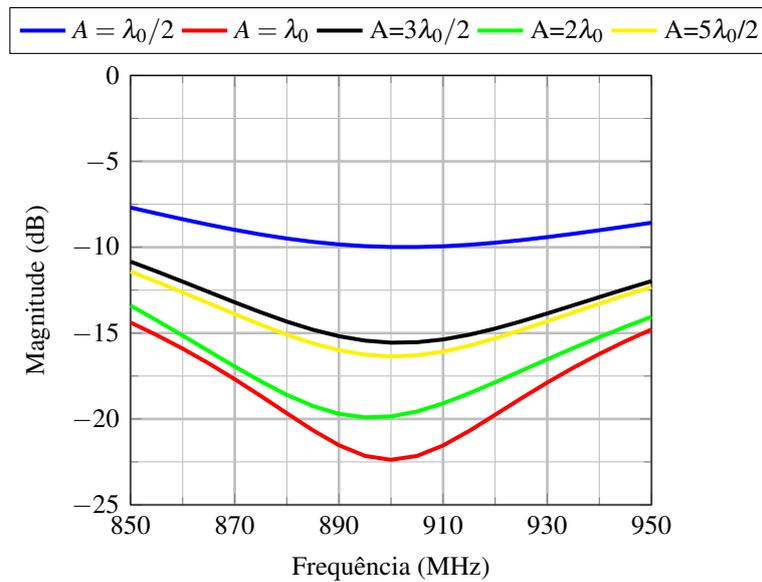
Verifica-se que todos os coeficientes de reflexão estão abaixo de -15 dB, assim os monopolos podem ser considerados casados com os conectores e linhas de transmissão à serem conectadas na entrada. Adicionalmente, os diagramas de irradiação com planos de terra de dimensões superiores apresentam menor irradiação traseira e redução da irradiação nas direções entre 330° e 30° .

Figura 38 – Monopolo projetado. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.



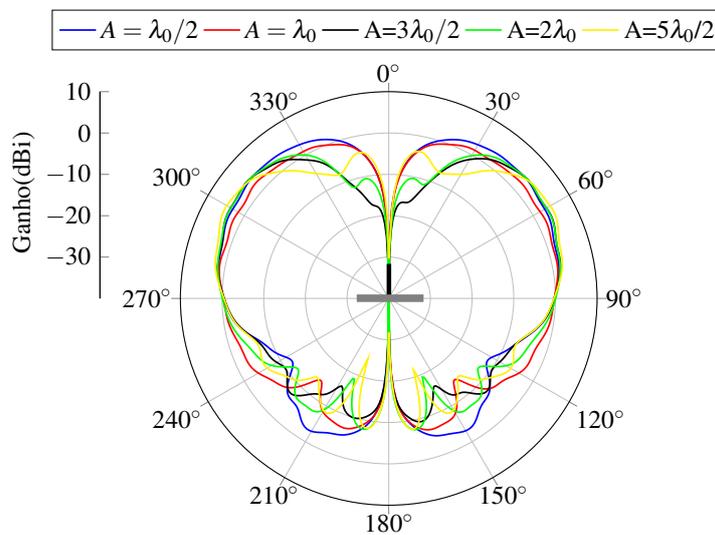
Fonte: Autoral.

Figura 39 – Parâmetro S_{11} para diferentes dimensões do plano de terra.



Fonte: Autoral.

Figura 40 – Diagrama de irradiação no Plano E do elemento projetado, analisando-se o parâmetro de ganho próximo a diferentes dimensões do plano refletor.



Fonte: Autoral.

3.6 Síntese do capítulo

Neste capítulo foram abordados os dispositivos em tecnologia de microfitas e com elementos concentrados que formam a estrutura de uma matriz Butler 4×4 . Também, foi apresentado o projeto de um monopolo simples.

Todas as estruturas desenvolvidas foram simuladas utilizando o *software* Ansys

HFSS. Os resultados obtidos foram satisfatórios em termos das amplitudes e fases desejadas nas portas de saída, isolamento, casamento de impedância e diagramas de irradiação.

As estruturas com elementos concentrados apresentam vantagens em termos de dimensão física na frequência de 900 MHz. Deste modo, os dispositivos compostos por indutores e capacitores SMD foram selecionados para o projeto completo de uma matriz Butler, em que uma chave de RF será conectada na entrada e uma rede de monopolos na saída. O projeto completo será abordado no próximo capítulo.

A seguir, conforme a Tabela 9, são dispostas as dimensões dos dispositivos projetados nesta seção de modo a se observar as diferentes relações obtidas.

Tabela 9 – Dimensões dos dispositivos projetados sob diferentes tecnologias.

Híbrida				
	Elementos distribuídos		Elementos concentrados	
	Largura	Comprimento	Largura	Comprimento
(mm)	63,33	63,33	25	13
(λ_0)	0,19	0,19	0,07	0,04
Cruzamento				
	Distribuída		Elementos concentrados	
	Largura	Comprimento	Largura	Comprimento
(mm)	156,23	65,36	35,46	28,59
(λ_0)	0,47	0,19	0,1	0,08
Deslocador -45°				
	Elementos distribuídos		Elementos concentrados	
	Largura	Comprimento	Largura	Comprimento
mm	34,92	22,85	10,28	16,95
(λ_0)	0,10	0,07	0,03	0,05
Deslocador $+45^\circ$				
	Elementos distribuídos		Elementos concentrados	
	Largura	Comprimento	Largura	Comprimento
(mm)	–	–	10,82	18,42
(λ_0)	–	–	0,03	0,05

4 PROJETO E INTEGRAÇÃO DO SISTEMA CHAVEADO

Nesse capítulo é apresentado o projeto de uma matriz Butler 4×4 a partir de componentes discretos. Os dispositivos projetados e validados no Capítulo 3 são conectados para formar a estrutura ilustrada na Figura 15. Posteriormente, a matriz é integrada e simulada com uma rede de antenas e uma chave de RF, de modo a formar o esquemático como apresentado em 16.

Diversos parâmetros de projetos são analisados e discutidos, tais como perdas, diagramas de irradiação, dimensões físicas, isolamento, reflexão e chaveamento de feixe.

4.1 Rede de Monopolos

Nessa seção é apresentado o projeto de uma rede linear de antenas composta por quatro monopolos filamentosares. As dimensões obtidas no Capítulo 3 para um elemento simples são utilizadas para compor a estrutura. Nesse trabalho considera-se a largura do plano refletor $A = \lambda_0/2$ e comprimento de $(N - 1)d + \lambda_0$, em que N é o número de elementos da rede e d é o espaçamento entre monopolos adjacentes (nesse trabalho $d = \lambda_0/2$).

A rede de antenas projetada no Ansys HFSS é apresentada na Figura 41.

Na Figura 42 são apresentados os parâmetros S da estrutura. Os parâmetros S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44} estão abaixo de -20 dB na frequência central, enquanto que os parâmetros de transmissão entre portas adjacentes estão abaixo de -15 dB. Vale salientar que apenas alguns parâmetros são apresentados, visto que a estrutura é simétrica e recíproca.

Posteriormente, dois diagramas de irradiação são reproduzidos pela rede de antenas, que são:

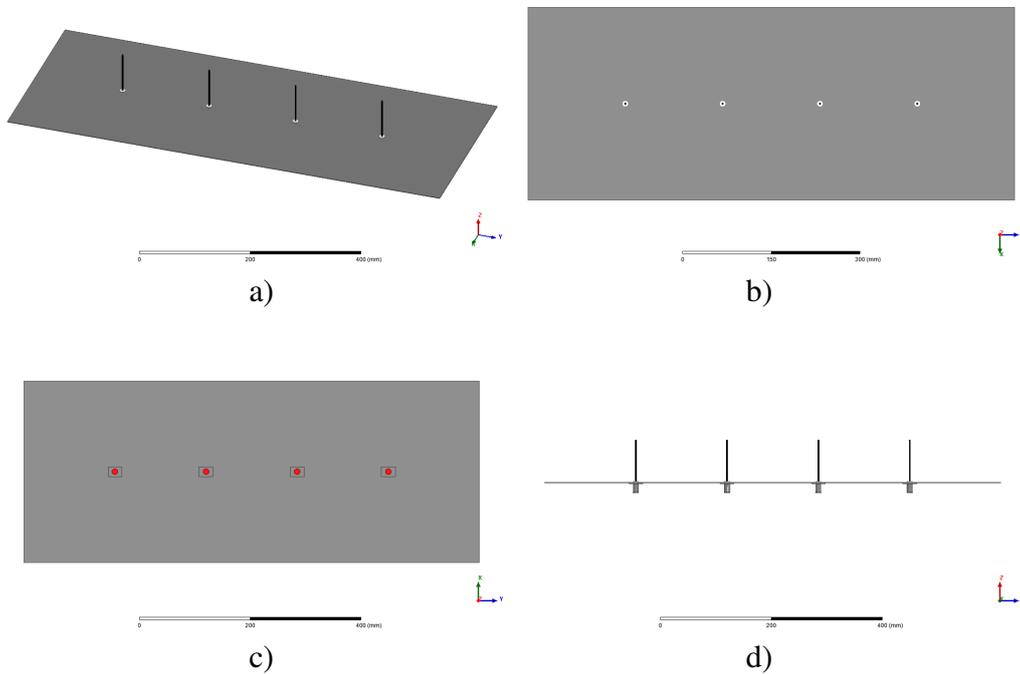
- *Broadside*: obtido a partir da excitação de todos os elementos da rede com a mesma amplitude e fase, obtendo-se a máxima irradiação na direção normal à disposição dos elementos da rede;

- *End-fire*: obtido a partir da excitação de todos os elementos da rede com a mesma amplitude e fases apropriadas, obtendo-se a máxima irradiação ao longo do eixo da rede;

As fases de excitação dos monopolos podem ser definidas a partir do conceito de defasagem progressiva, dada por

$$\beta_y = -k d \sin \theta_b \sin \phi_b, \quad (30)$$

Figura 41 – Rede de monopolos utilizada nas simulações eletromagnéticas. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.



Fonte: Autoral.

em que $k = 2\pi/\lambda_0$, θ_b e ϕ_b correspondem a direção do feixe principal nas coordenadas θ e ϕ , respectivamente.

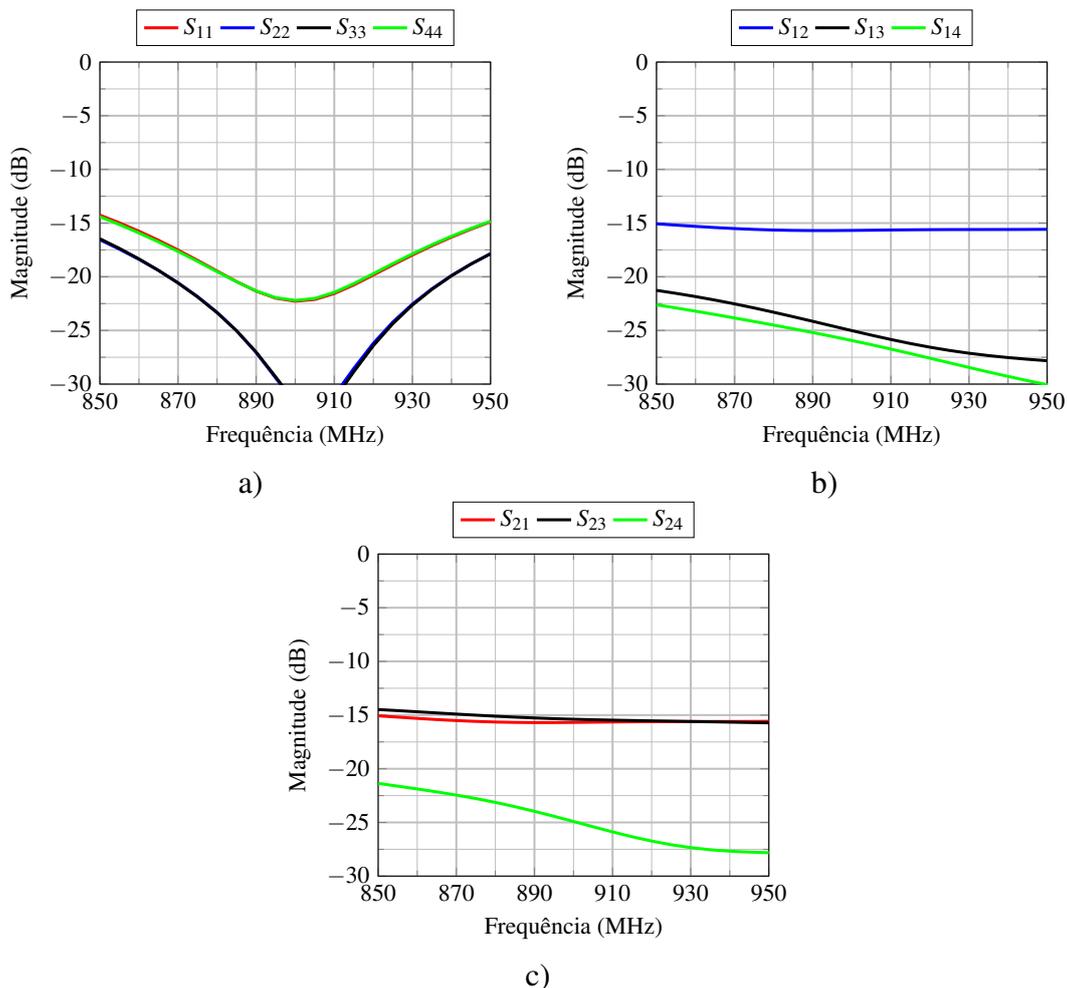
Para o apontamento na direção *broadside* ($\phi_b = 0^\circ$ e $\theta_b = 90^\circ$), tem-se que $\beta_y = 0^\circ$, resultando nos coeficientes de excitação apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Coeficientes de excitação: *broadside*.

Antena	Amplitude (W)	Fase ($^\circ$)
1	1	0
2	1	0
3	1	0
4	1	0

Para apontamento na direção *end-fire* ($\phi_b = 90^\circ$ e $\theta_b = 90^\circ$), tem-se que $\beta_y = -kd = -\pi$ rad, resultando nos coeficientes de excitação apresentados na Tabela 11.

Figura 42 – Parâmetros S da rede de monopolos projetada; a) Parâmetros de reflexão; b) Parâmetros de transmissão para a antena 1; c) Parâmetros de transmissão para a antena 2.



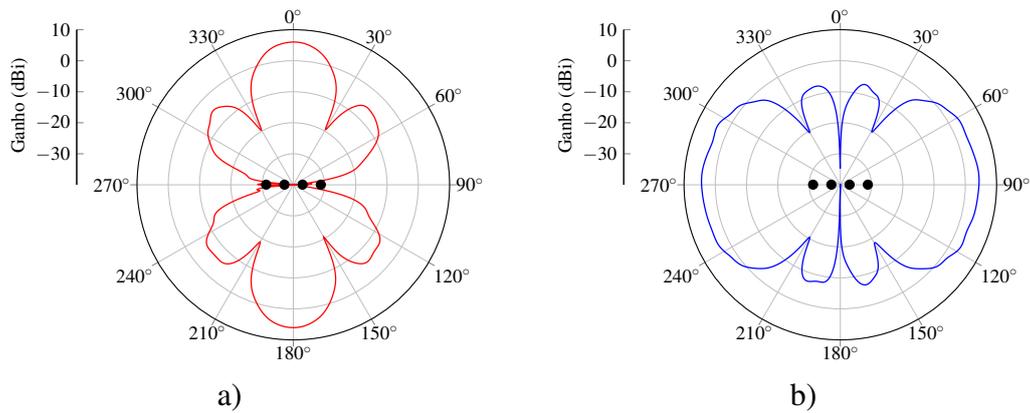
Fonte: Autoral.

Tabela 11 – Coeficientes de excitação: *end-fire*.

Antena	Amplitude (W)	Defasagem Progressiva	Fase (°)
1	1	0	0
2	1	β_y	180
3	1	$2\beta_y$	0
4	1	$3\beta_y$	180

Os diagramas de irradiação obtidos através da simulação eletromagnética para ambos os casos de excitação são ilustrados na Figura 43. Para ambos os resultados constatam-se diagramas diretivos com 2 feixes principais de mesma magnitude. Adicionalmente, percebe-se baixa irradiação para algumas direções do diagrama de irradiação.

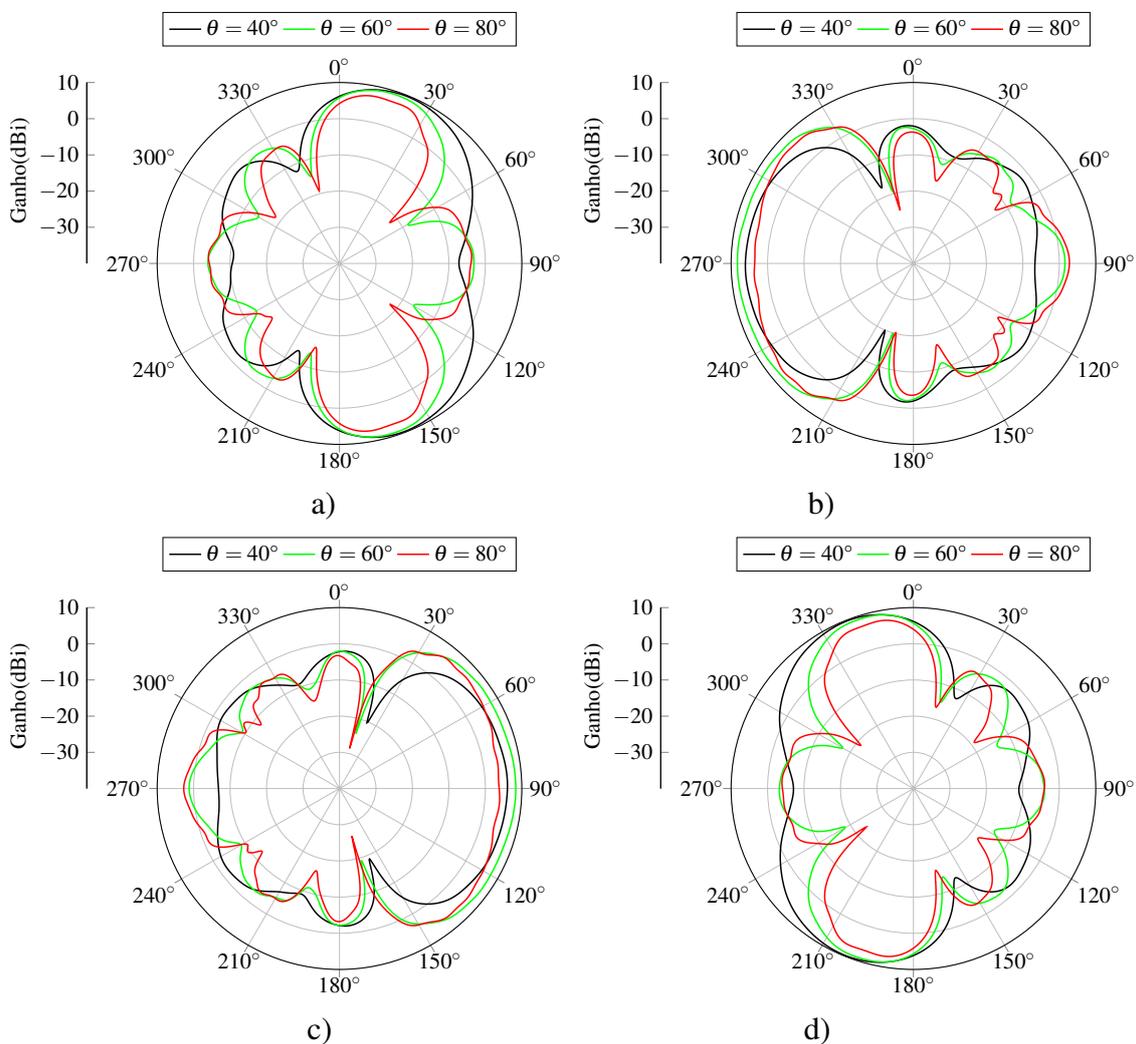
Outras configurações possíveis podem ser obtidas através de diferentes defasagens

Figura 43 – Diagramas de irradiação da rede de antenas. a) *Broadside*; b) *End-fire*.

Fonte: Autoral.

progressivas, como, por exemplo, as fases resultantes de uma matriz Butler em microfita, conforme termos apresentados na Tabela 2. Na Figura 44 são apresentados os diagramas de irradiação para monopolos alimentados por amplitudes iguais e fases de saída contidas na Tabela 2. Os casos apresentados correspondem as portas da matriz Butler que são excitadas (exemplo: Caso 1 - porta 1, Caso 2 - porta 2, etc).

Figura 44 – Diagramas de irradiação para diferentes ângulos de elevação obtidos pelos coeficientes de excitação de uma matriz Butler 4×4 em microfita; a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.



Fonte: Autoral.

4.2 Matriz Butler

A partir do estudo e projetos realizados nos Capítulos 2 e 3, a topologia de uma matriz Butler com 4 entradas e 4 saídas com componentes discretos é projetada e caracterizada a partir do *software* HFSS. Conforme ilustrado na Figura 15, a estrutura é composta por 4 híbridas de 90° , 2 cruzamentos e 2 deslocadores de fase. Utilizando-se as topologias desenvolvidas no Capítulo 3, os blocos individuais são integrados para obter-se o apontamento do diagrama de irradiação da rede de monopolos.

Para a matriz Butler com componentes discretos é necessário analisar o comportamento de fase de saída dos acopladores híbridos, pois conforme discutido anteriormente, a porta 3 do dispositivo está adiantada em 90° em relação à porta 2. Assim, a análise dos

caminhos percorridos até as 4 saídas resultam em uma nova sequência de fase, dada pela Tabela 12.

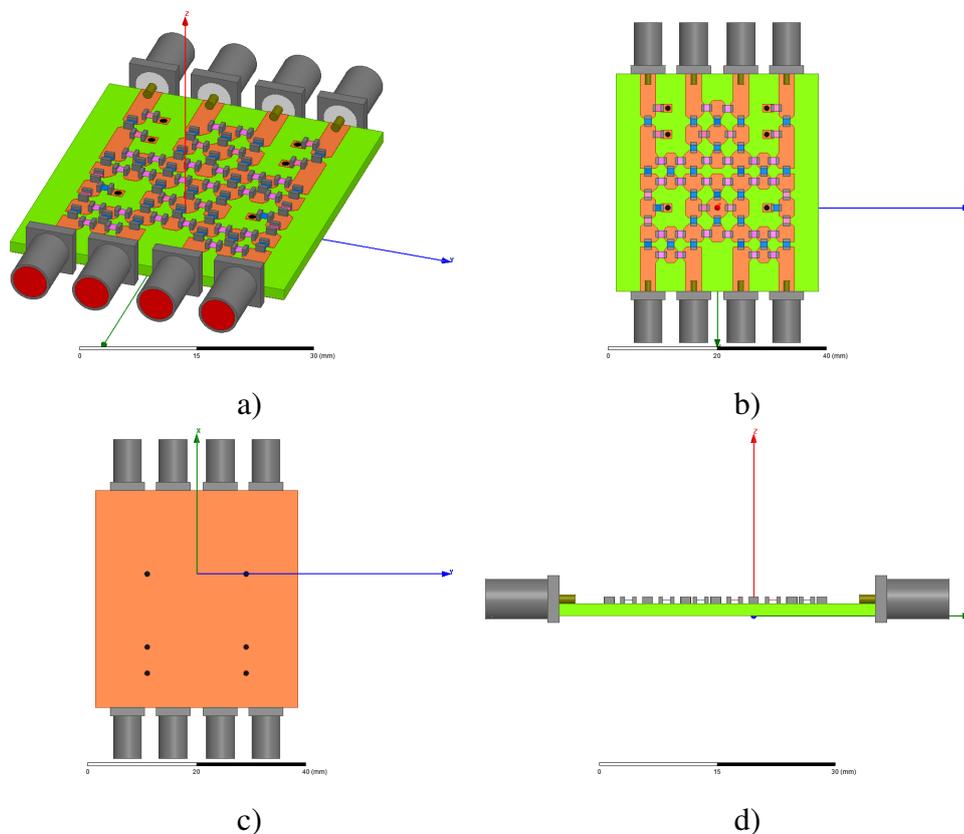
Para o caso observado, utiliza-se um defasador para deslocar a fase positivamente, ou seja, o deslocamento implementado deve seguir a especificação de $\psi = +45^\circ$, de modo a manter as relações de defasagens progressivas nas saídas. Esse deslocamento é obtido a partir de uma rede do tipo T. Vale salientar que o deslocador de uma matriz Butler em microfita apresenta atraso de fase de -45° para satisfazer a diferença de fase necessária.

Tabela 12 – Atraso de fase nos dispositivos utilizando um deslocador de $\psi = 45^\circ$.

	Caso 1		Caso 2	
Elemento	Deslocamento de fase	Fase	Deslocamento de fase	Fase
Antena 1	ψ	45°	$+90^\circ + \psi$	135°
Antena 2	$+90^\circ$	90°	0°	0°
Antena 3	$\psi + 90^\circ$	135°	$+90^\circ + \psi + 90^\circ$	225°
Antena 4	$+90^\circ + 90^\circ$	180°	$+90^\circ$	90°
	Caso 3		Caso 4	
Elemento	Deslocamento de fase	Fase	Deslocamento de fase	Fase
Antena 1	$+90^\circ$	90°	$+90^\circ + 90^\circ$	180°
Antena 2	$+90^\circ + \psi + 90^\circ$	225°	$\psi + 90^\circ$	135°
Antena 3	0°	0°	$+90^\circ$	90°
Antena 4	$+90^\circ + \psi$	135°	ψ	45°

A partir dessa análise, os dispositivos projetados anteriormente são interligados para compor uma matriz Butler com elementos discretos. O leiaute final da matriz 4×4 pode ser visualizada na Figura 45. O projeto completo contém 8 conectores SMA, 28 indutores SMD 0805 e 36 capacitores SMD 0805, além de 6 vias de aterramento com diâmetro igual à 1 mm.

Figura 45 – Matriz Butler projetada. a) Vista isométrica; b) Vista superior; c) Vista inferior; d) Vista lateral.



Fonte: Autoral.

Conforme observado na Figura 45, pode-se verificar a utilização de duas redes Π adicionais nas saídas das portas 1 e 4. Ambas foram utilizadas para compensar o atraso proveniente do cruzamento final e das demais LTs presentes nas saídas 2 e 3.

Os parâmetros de amplitude e fase nas saídas da matriz são analisados para cada um dos 4 casos possíveis de excitação da matriz Butler. Nas Figuras 46, 47, 48 e 49 podem ser visualizados os resultados obtidos para os casos 1, 2, 3 e 4, respectivamente.

Analisando-se os resultados, percebe-se magnitudes em torno de -6 dB para todos os casos, ou seja, a potência do sinal de entrada é dividida de forma quase igualitária entre os terminais de saída. Constatam-se desbalanceamentos decorrentes de pequenas reflexões e acoplamentos nos dispositivos e também dos diferentes trechos da entrada até cada saída, que resultam em perdas diferenciadas. Com relação a fase, a defasagem desejada entre as portas de saída são muito próximas das deduzidas na Tabela 12. Na Tabela 13 são apresentadas as amplitudes e fases de saída em cada porta para as diferentes excitações na frequência central de 900 MHz.

Figura 46 – Excitação através da porta 1; a) Magnitudes; b) Fases.

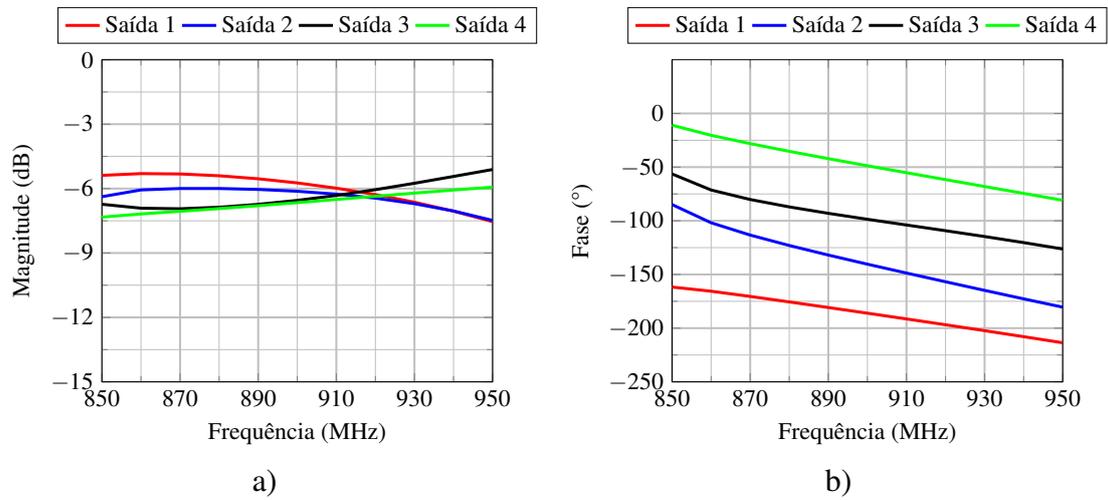


Figura 47 – Excitação através da porta 2; a) Magnitudes ; b) Fases.

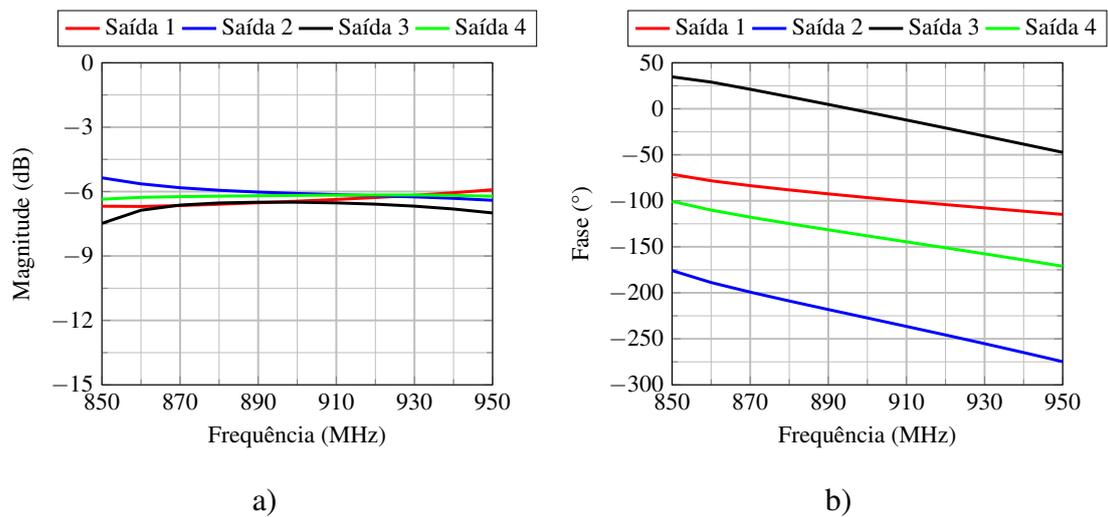


Figura 48 – Excitação através da porta 3; a) Magnitudes; b) Fases.

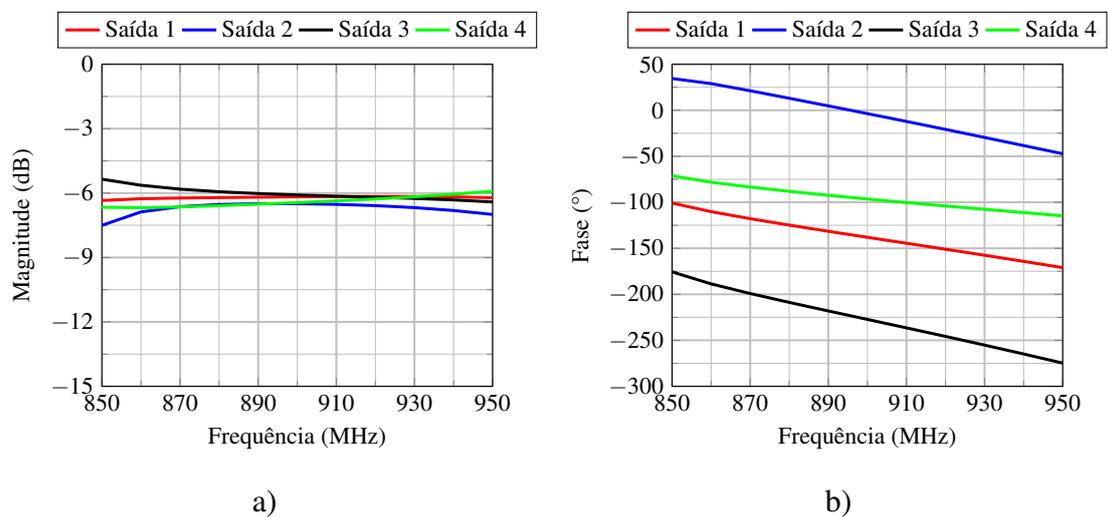
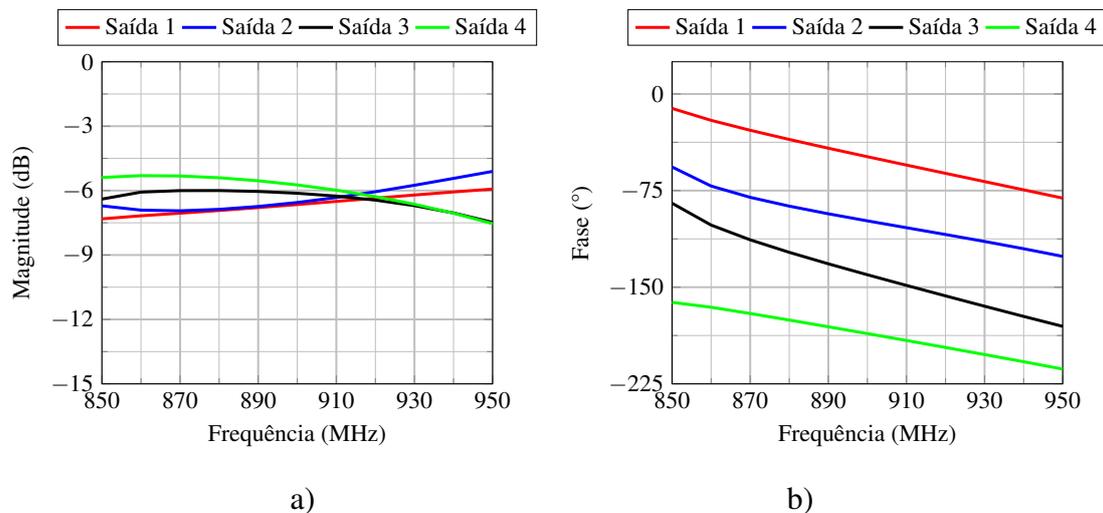


Figura 49 – Excitação através da porta 4; a) Magnitudes; b) Fases.



Fonte: Autoral.

Tabela 13 – Magnitudes e fases de saída na frequência de projeto para os diferentes casos de excitação.

	Caso 1			
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4
Magnitude (dB)	-5,73	-6,12	-6,54	-6,65
Fase (°)	-186,07	-140,45	-98,58	-48,72
	Caso 2			
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4
Magnitude (dB)	-6,44	-6,08	-6,49	-6,17
Fase (°)	-96,52	-227,33	-3,69	-138,09
	Caso 3			
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4
Magnitude (dB)	-6,17	-6,49	-6,08	-6,44
Fase (°)	-138,08	-3,64	-227,28	-96,45
	Caso 4			
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4
Magnitude (dB)	-6,65	-6,55	-6,12	-5,73
Fase (°)	-48,70	-98,50	-140,34	-180,01

As dimensões totais da matriz Butler com componentes discretos podem ser visualizadas na Tabela 14.

Tabela 14 – Dimensões da matriz Butler com elementos discretos.

	Elementos distribuídos		Elementos concentrados	
	Largura	Comprimento	Largura	Comprimento
(mm)	–	–	37,44	40,7
(λ_0)	–	–	0,11	0,12

4.3 Chave seletora de entrada

Para o controle digital do apontamento do diagrama de irradiação, se faz necessário implementar um chave de RF na entrada da matriz Butler, de forma a possibilitar a seleção da entrada desejada.

Para esta aplicação, opta-se pela utilização de uma chave seletora com uma entrada e 4 saídas independentes. A fim de satisfazer os requisitos de projeto, opta-se pela utilização de uma chave de RF (*RF Switch*) modelo SP4T RF Switch HSWA4-63DR+. Essa chave apresenta operação na frequência desejada, velocidade de chaveamento de 255 ns e portas de saída do tipo absorvedora, ou seja, as portas de saída desativadas são conectadas em cargas casadas.

As principais características da chave escolhida são fornecidas pelo fabricante e listadas abaixo conforme (MINI-CIRCUITS, 2012):

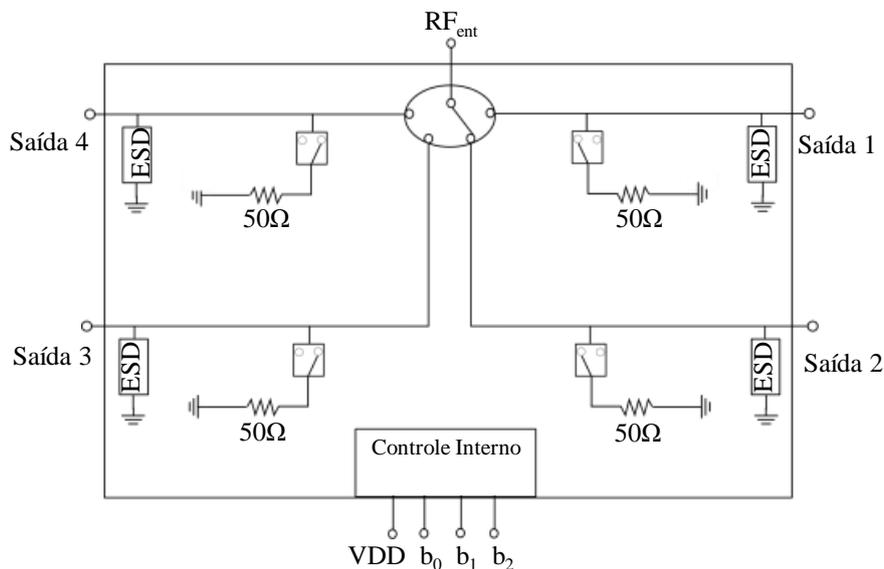
- Faixa de operação: 30 MHz até 6 GHz;
- Alta isolamento;
- Baixa perda de inserção;
- Baixo consumo de corrente: 110 μ A;
- Alta velocidade de chaveamento : 255 ns;
- Absorção de canais desligados.

Aplicações em lavouras de arroz não exigem comutação rápida da chave que está interligada ao sistema, pois a coleta de dados pode ser realizada em intervalos de 4 minutos entre as medições, ou seja, deve-se mudar o diagrama de irradiação a cada minuto, de modo a completar 360° de cobertura em 4 minutos.

A Figura 50 apresenta o circuito interno da chave em blocos. Pode-se observar no esquemático que as portas de saída possuem um resistor de 50 Ω , que somente são ativados quando as portas estão em estado desligado, ou seja, são responsáveis pelo casamento de impedância. Ainda, cada uma das portas possui o sistema de proteção contra descargas eletrostáticas ESD, do inglês *Electrostatic discharge*.

As saídas são escolhidas a partir de 3 bits de seleção (denominados b_0 , b_1 e b_2), conforme estado apresentado na Tabela 15. Vale destacar que a porta RF_{ent} deve ser conectada na entrada do receptor.

Figura 50 – Esquemático do circuito interno da chave modelo HSWA4-63DR+.



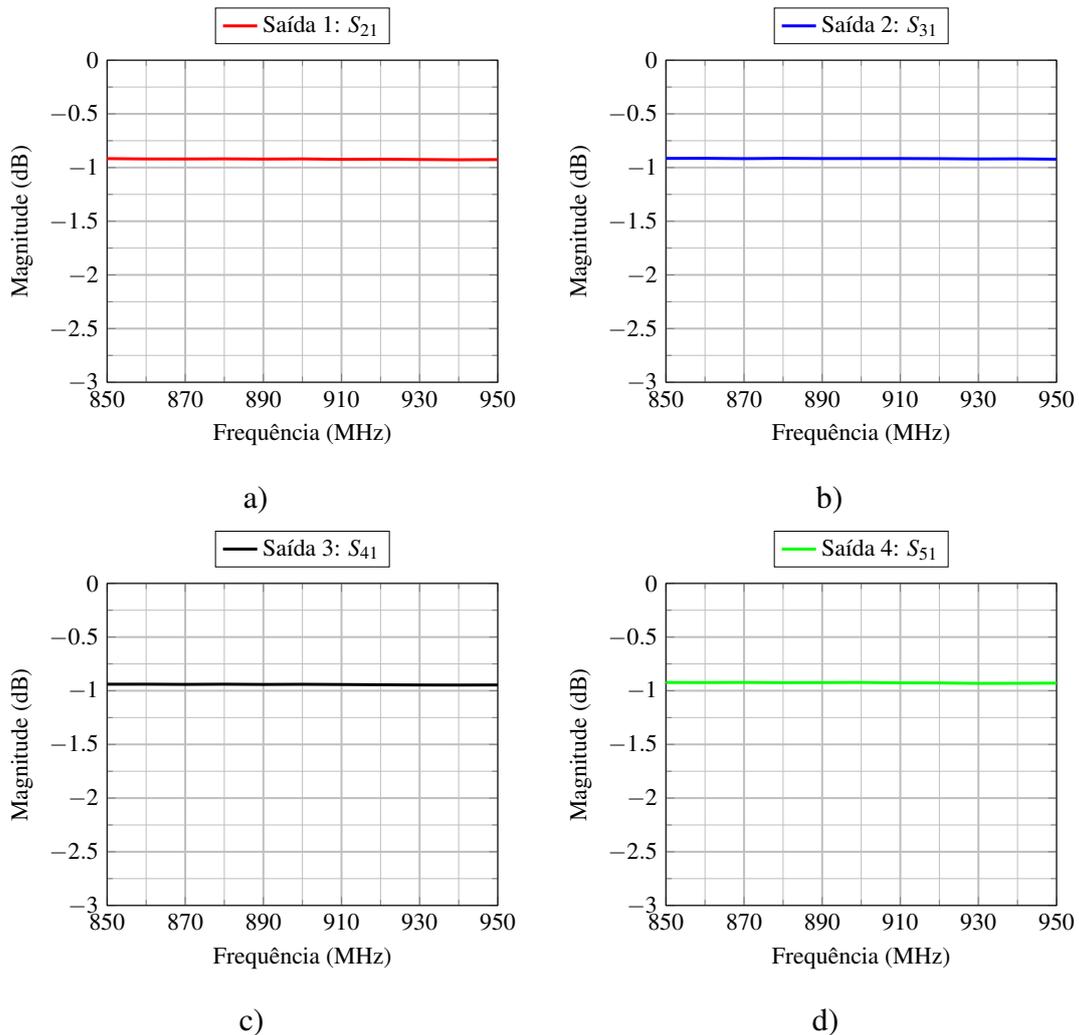
Fonte: Autoral.

Tabela 15 – Tabela verdade da chave HSWA4-63DR+: seleção do canal de saída a partir do estado dos *bits* de controle.

Modo	Estado		
	b_0	b_1	b_2
Saída 1 ligada	0	0	1
Saída 2 ligada	0	1	0
Saída 3 ligada	0	1	1
Saída 4 ligada	1	0	0
	0	0	0
Desligado	1	0	1
Desligado	1	1	0
Não suportado	1	1	1

Nas Figuras 51, 52 e 53 são apresentados os parâmetros S fornecidos pelo fabricante, em que a porta 1 corresponde à entrada, porta 2 à saída 1, porta 3 à saída 2, porta 4 à saída 3 e porta 5 à saída 4. Destaca-se o fato de que os parâmetros S são apresentados para todos os casos de acionamento da chave.

Figura 51 – Acionamento da chave: parâmetros de transmissão. a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.



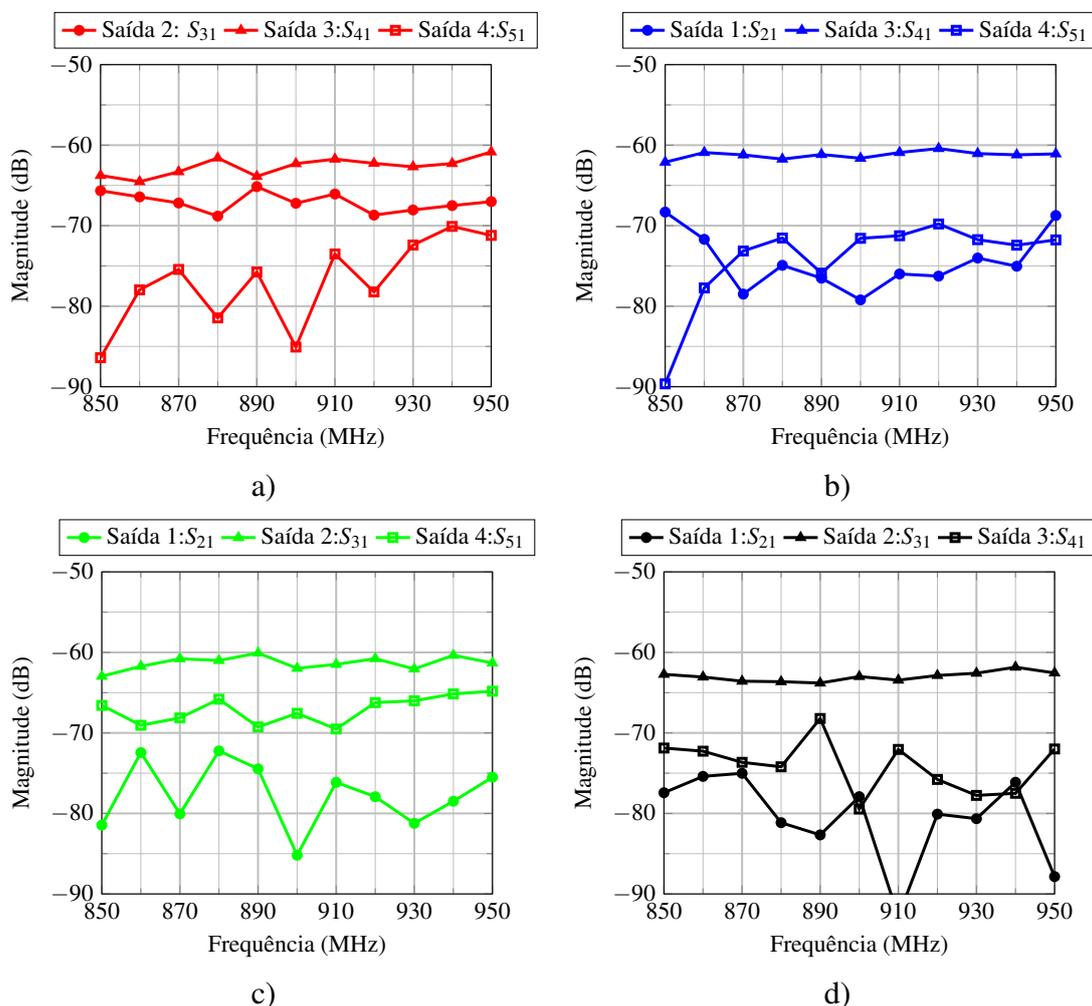
Fonte: Autoral.

Na Figura 51 podem ser visualizados os parâmetros de transmissão de acordo com o caso de acionamento para as portas de saída, ou seja, para o caso de acionamento 1 tem-se que S_{21} corresponde à transmissão da porta de entrada para a saída 1, para o caso de acionamento 2 tem-se que S_{31} corresponde à transmissão da porta de entrada para a saída 2, para o caso de acionamento 3 tem-se que S_{41} corresponde à transmissão da porta de entrada para a saída 4 e para o caso de acionamento 4 tem-se que S_{51} corresponde à transmissão da porta de entrada para a saída 1. Para todos os casos apresentados pode-se visualizar uma perda de inserção de 0,9 dB na frequência de 900 MHz.

Na Figura 52 podem ser visualizados os parâmetros de isolamento de acordo com o caso de acionamento para as portas de saída, ou seja, para o caso de acionamento 1 tem-se que S_{31} , S_{41} e S_{51} correspondem à transmissão da porta de entrada para as saídas 2, 3 e 4, para o caso de acionamento 2 tem-se que S_{21} , S_{41} e S_{51} correspondem à transmissão

da porta de entrada para as saídas 1, 3 e 4, para o caso de acionamento 3 tem-se que S_{21} , S_{31} e S_{51} correspondem à transmissão da porta de entrada para as saídas 1, 2 e 4, e para o caso de acionamento 4 tem-se que S_{21} , S_{31} e S_{41} correspondem à transmissão da porta de entrada para as saídas 1, 2 e 3, respectivamente. Para todos os casos apresentados pode-se visualizar uma isolamento superior a 60 dB na frequência de 900 MHz.

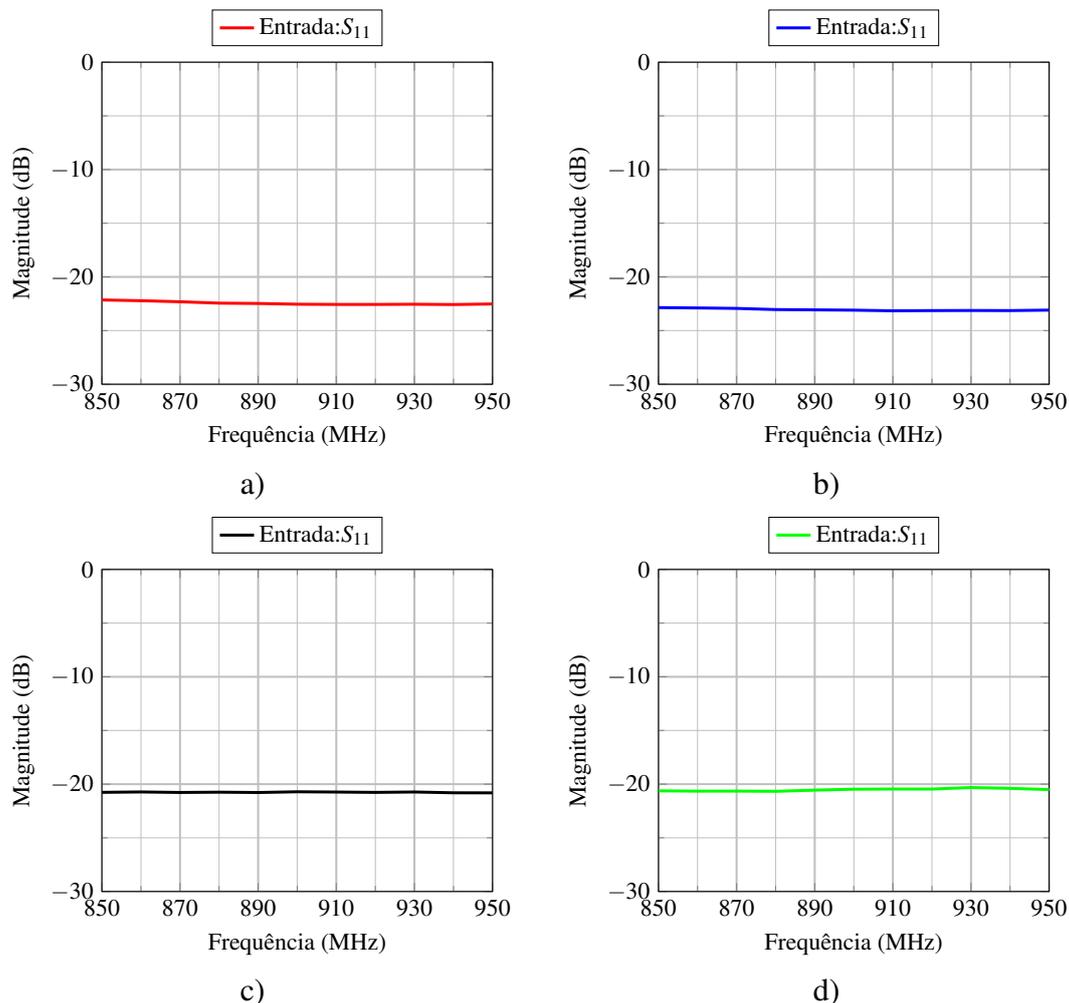
Figura 52 – Acionamento da chave: parâmetros de isolamento. a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.



Fonte: Autoral.

Na Figura 53 podem ser visualizados os parâmetros de reflexão de acordo com o caso de acionamento para as portas de saída. Para todos os casos apresentados pode-se visualizar uma reflexão inferior a -20 dB na frequência de 900 MHz, indicando que a porta de entrada está casada com o receptor caso as saídas estejam conectadas em cargas casadas.

Figura 53 – Acionamento da chave: parâmetros de reflexão. a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.



Fonte: Autoral.

4.4 Integração do sistema de alimentação da rede de antenas

A integração da chave HSWA4-63DR+ com a matriz Butler projetada é realizada através de uma simulação dos parâmetros S dos dispositivos no *software Ansys Designer*. O esquemático implementado para simulação, a partir da integração da matriz Butler e chave de RF, pode ser visualizado na Figura 54.

Os resultados obtidos são ilustrados nas Figuras 55, 56, 57 e 58 para os casos 1, 2, 3 e 4, respectivamente. Nessa configuração os efeitos devido ao acoplamento entre as portas e as perdas nos trajetos são contabilizadas e impactam nas respostas de saída. Pode-se verificar que a amplitude decai 0,9 dB para todas as saídas devido a atenuação na chave de RF.

Figura 54 – Esquemático contendo a integração da chave de RF com a matriz Butler.

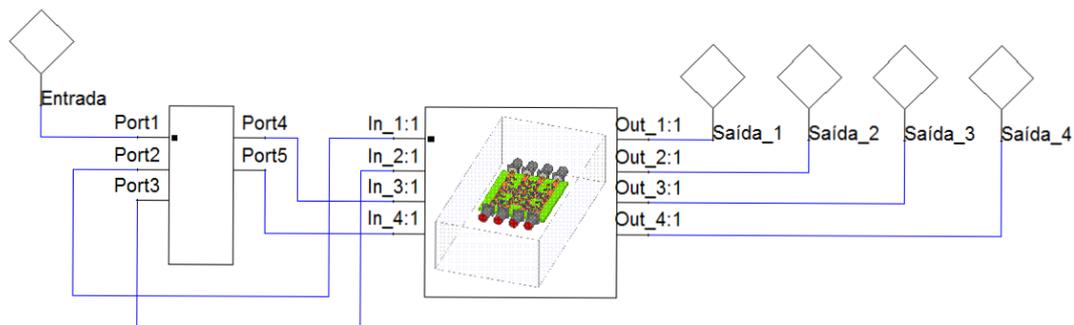
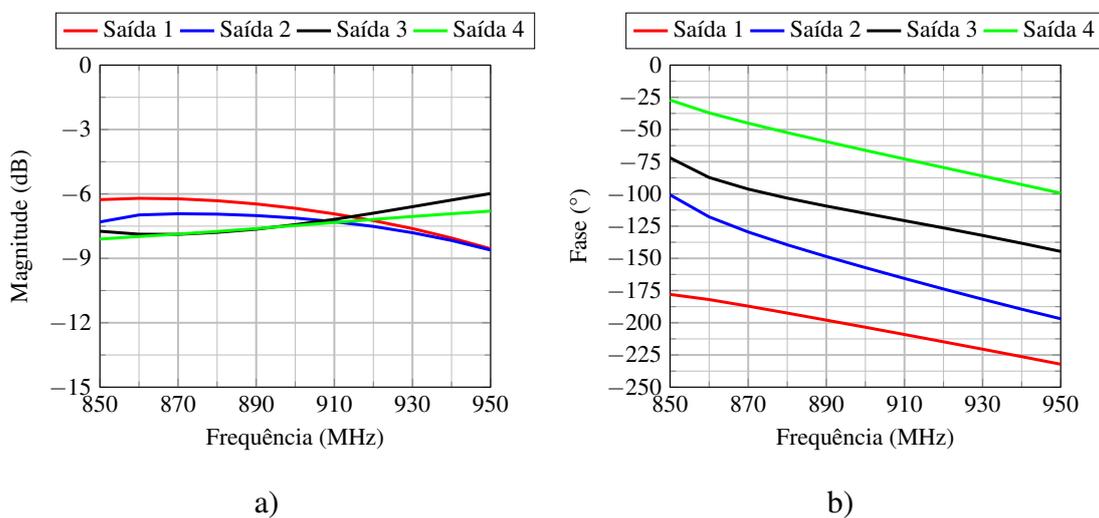
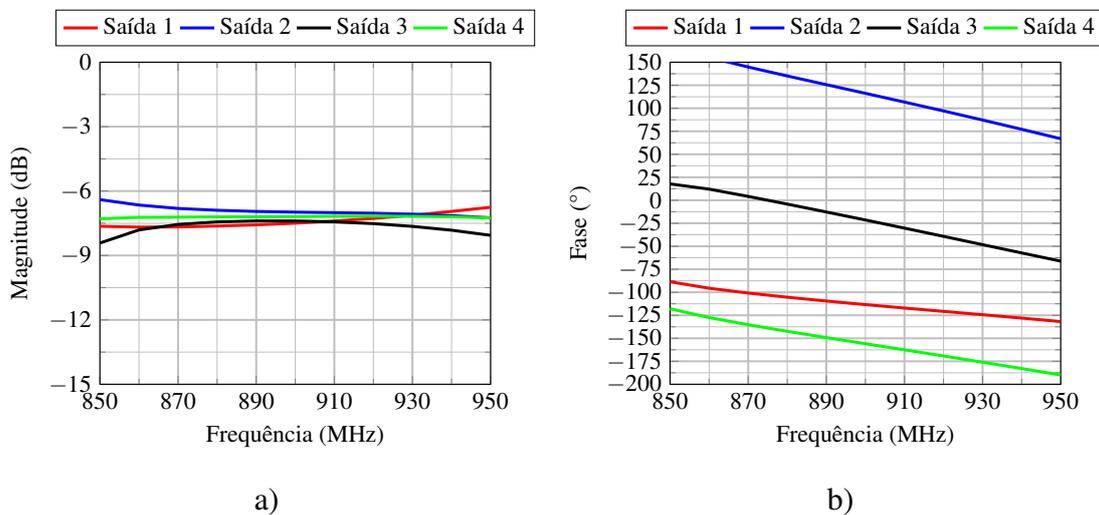


Figura 55 – Parâmetros de saída do alimentador: Caso 1. a) Amplitude; b) Fase.



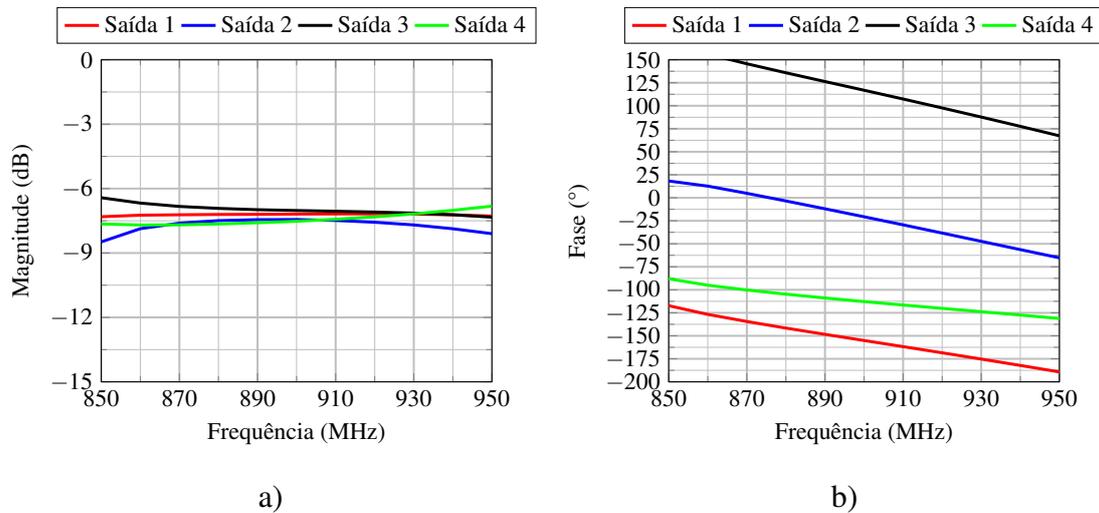
Fonte: Autoral.

Figura 56 – Parâmetros de saída do alimentador: Caso 2. a) Amplitude; b) Fase.



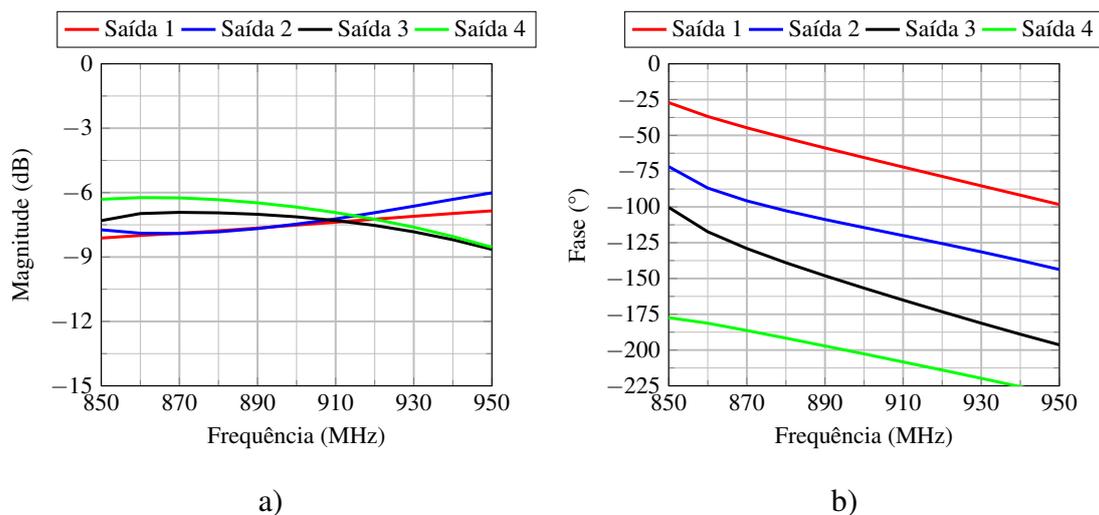
Fonte: Autoral.

Figura 57 – Parâmetros de saída do alimentador: Caso 3. a) Amplitude; b) Fase.



Fonte: Autoral.

Figura 58 – Parâmetros de saída do alimentador: Caso 4. a) Amplitude; b) Fase.



Fonte: Autoral.

Pode-se verificar na Tabela 16 as amplitudes e fases de saída para cada configuração na frequência central do projeto. Para o caso 1, tem-se a pior diferença de amplitude de 0,78 dB entre as saídas 1 e 4, enquanto que constata-se um erro máximo de fase entre as portas 3 e 4 de 3,95°. Para o caso 2, tem-se a pior diferença de amplitude de 0,52 dB entre as saídas 1 e 2, enquanto que constata-se um erro máximo de fase entre as portas 1 e 2 de 4,62°. Para o caso 3, tem-se a pior diferença de amplitude de 0,5 dB entre as saídas 3 e 4, enquanto que constata-se um erro máximo de fase entre as portas 3 e 4 de 4,7°. Já para o caso 4, tem-se a pior diferença de amplitude de 0,84 dB entre as saídas 1 e 4, enquanto que constata-se um erro máximo de fase entre as portas 1 e 2 de 3,92°.

Tabela 16 – Amplitudes e fases de saída do circuito completo.

Caso 1				
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4
Magnitude (dB)	-6,69	-7,12	-7,43	-7,47
Fase (°)	-203,48	-157,22	-115,11	-66,16
Caso 2				
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4
Magnitude (dB)	-7,50	-6,98	-7,39	-7,19
Fase (°)	-113,39	+116,23	-21,42	-155,89
Caso 3				
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4
Magnitude (dB)	-7,19	-7,44	-7,02	-7,52
Fase (°)	-155,10	-20,62	+116,87	-112,82
Caso 4				
	Saída 1	Saída 2	Saída 3	Saída 4
Magnitude (dB)	-7,51	-7,47	-7,13	-6,67
Fase (°)	-65,52	-114,44	-156,72	-202,68

Os coeficientes de alimentação dispostos na Tabela 16 foram aplicados nas portas de excitação da rede de monopolos. Então, atribui-se o conjunto de bits ($b_0 = 0$, $b_1 = 0$ e $b_2 = 1$) para alimentar a porta de entrada 1 da matriz de Butler (Caso 1), o conjunto de bits ($b_0 = 0$, $b_1 = 1$ e $b_2 = 0$) para alimentar a porta de entrada 2 da matriz de Butler (Caso 2), o conjunto de bits ($b_0 = 0$, $b_1 = 1$ e $b_2 = 1$) para alimentar a porta de entrada 3 da matriz de Butler (Caso 3) e o conjunto de bits ($b_0 = 1$, $b_1 = 0$ e $b_2 = 0$) para alimentar a porta de entrada 4 da matriz de Butler (Caso 4). A partir disso, tem-se os diagramas de irradiação para todos os casos ilustrados na Figura 59. Os diagramas são ilustrados para $\theta = 40^\circ$, 60° e 80° . Os ganhos obtidos dependem da inclinação analisada, entretanto podem-se verificar ganhos contidos na faixa de 4 dBi a 10 dBi para cada região de cobertura. Os casos 1 e 4 apresentam dois feixes principais nos intervalos de $[315^\circ, 0^\circ]$ - $[180^\circ, 225^\circ]$ e $[0^\circ, 45^\circ]$ - $[135^\circ, 180^\circ]$, respectivamente. Para ambos apontamentos, tem-se ganhos máximos de 10 dBi, 9,7 dBi e 7 dBi para inclinações de 40° , 60° e 80° , respectivamente. Já os casos 2 e 3 apresentam um feixe principal nos intervalos de $[45^\circ, 135^\circ]$ e $[225^\circ, 315^\circ]$, respectivamente. Para ambos apontamentos, tem-se ganhos máximos de 8 dBi, 9 dBi e 8,6 dBi para inclinações de 40° , 60° e 80° , respectivamente.

Para cada caso de excitação foram extraídas as impedâncias de entrada em cada antena, conforme apresentadas na Tabela 17. Os valores dispostos podem ser usados no futuro para o projeto de um casador de impedância ótimo, que deve ser conectado na saída da matriz Butler, de forma a garantir a máxima transferência de potência do circuito

adaptativo para a rede de antenas.

Figura 59 – Diagrama de irradiação chaveado para os 4 casos. a) Caso 1; b) Caso 2; c) Caso 3; d) Caso 4.

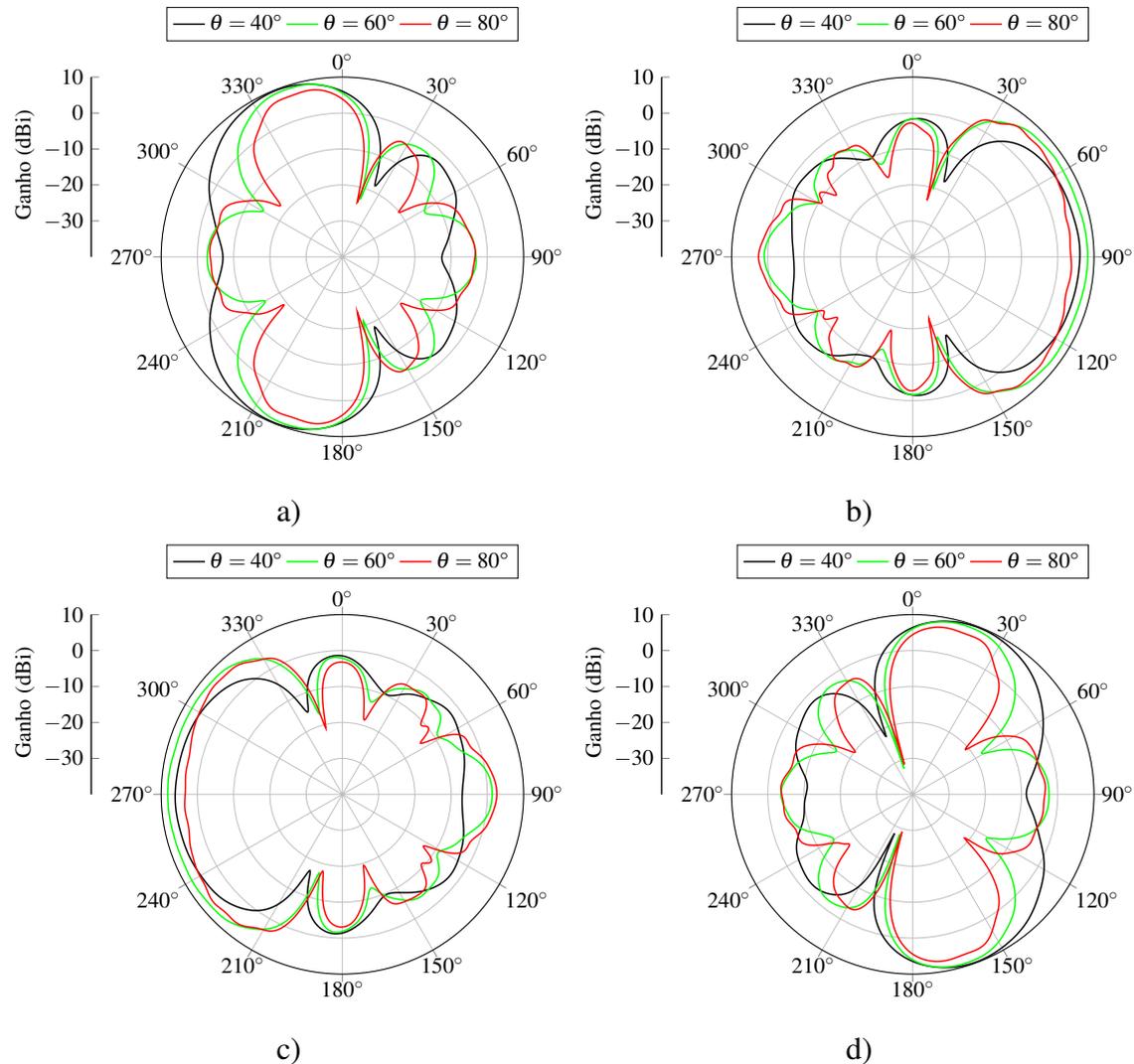


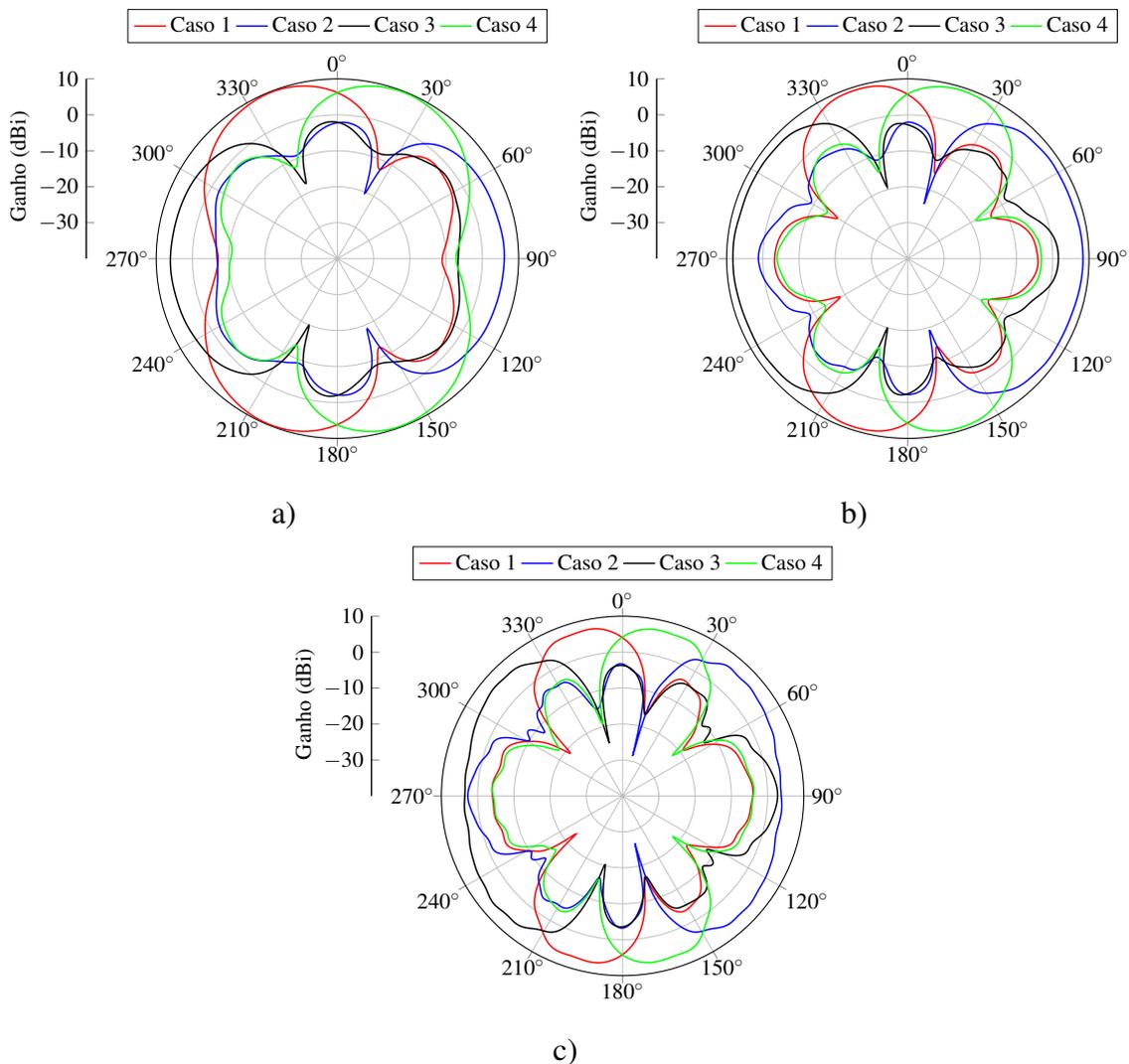
Tabela 17 – Impedâncias de entrada ativas (Ω).

Antena	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4
1	$39,46 - j2,58$	$58,85 + j36,76$	$49,75 - j6,08$	$39,05 + j12,19$
2	$31,10 + j7,05$	$83,81 + j2,54$	$70,74 - j7,91$	$27,78 + j0,16$
3	$27,32 + j0,48$	$70,28 - j8,06$	$82,77 + j2,435$	$30,13 + j6,12$
4	$38,68 + j11,70$	$49,20 - j6,03$	$58,70 + j36,45$	$38,44 - j1,56$

Na Figura 60 são apresentados os diagramas de irradiação no plano azimutal que devem ser medidos a partir da comutação. Percebe-se que é possível realizar uma cobertura de 360° a partir do chaveamento do feixe, em que constata-se decaimentos dos

campos eletromagnéticos irradiados, no pior cenário, em aproximadamente 3 dB.

Figura 60 – Diagrama de irradiação obtidos através do circuito adaptativo aplicado nas portas de excitação das antenas que compõe a rede; a) $\theta = 40^\circ$; b) $\theta = 60^\circ$; c) $\theta = 80^\circ$.



Fonte: Autoral.

4.5 Síntese do capítulo

Nesse capítulo foi desenvolvido o projeto de uma matriz Butler com seleção digital da porta de excitação de entrada a partir de uma chave de RF, possibilitando assim variar a direção de apontamento do diagrama de irradiação em tempo real. Os resultados obtidos a partir do Ansys HFSS e Ansys Designer foram satisfatórios em termos de amplitude e fase de saída. Adicionalmente, o circuito é composto por componentes de baixo custo de implementação e apresentam grande potencial para aplicação no monitoramento do nível de água nas lavouras de arroz.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho abordou a implementação de um sistema alimentador para redes de antenas na frequência de 900 MHz a ser utilizado na obtenção de dados advindos de sensores localizados em lavouras de arroz. Para tal, os estudos foram dirigidos de modo a obter um sistema compacto e com baixo custo capaz de controlar o apontamento de feixe de uma rede de antenas do tipo monopolo localizada ao centro da rede de sensores instaladas nas lavouras de arroz.

No capítulo 2 foram abordados os principais conceitos a serem explorados durante a análise e construção deste projeto, como parâmetros fundamentais de caracterização de antenas (ganho, diretividade e impedância de entrada) além da análise de parâmetros de caracterização de circuitos de N portas (matriz de espalhamento e matriz [ABCD]). Desta forma, foram abordados os dois principais tipos de antenas filamentosas, conceitos de redes de antenas lineares e as principais topologias utilizadas para controle de diagrama de irradiação.

A partir do estudo de circuitos de controle de diagramas de irradiação, observou-se a matriz Butler como dispositivo capaz de atingir os objetivos necessários em termos de custo e eficiência e, a partir deste ponto, realizaram-se estudos para que os blocos de elementos constituintes fossem projetados. Assim, o Capítulo 3 abordou as topologias de cada elemento (deslocadores híbridos 3 dB/90°, cruzamentos e deslocadores de fase) sob a perspectiva utilizando tecnologia de linhas de transmissão conforme (POZAR, 2005) e a analogia base para suas implementações com o emprego de elementos concentrados conforme (BAHL, 2003) e posteriormente (VIEIRA; FACCO; HECKLER, 2018), (ARIGONG et al., 2015) e (SILVA et al., 2019), respectivamente para deslocadores, cruzamentos e deslocadores de fase.

Todos os dispositivos projetados atingiram os resultados esperados com coerência absoluta em relação à teoria analisada para os mesmos. Neste ponto, destaca-se a análise quanto às diferentes relações de atraso/avanço de fase entre o projeto de acopladores híbridos com LTs e LEs.

A fim de validar os resultados de simulação do sistema alimentador, previamente projetou-se uma única antena filamentar do tipo monopolo, avaliando-se os seus parâmetros de reflexão e diagrama de irradiação a partir da variação do plano refletor, tendo esta análise servido como base para na Seção 4.1 projetar-se uma rede linear com 4 elementos. A rede projetada utilizou espaçamento $d = \lambda_0/2$ e largura $A = \lambda_0$ para o plano refletor,

além de 4 monopolos de comprimento $l = \lambda_0/4$.

A partir do projeto da rede, foram avaliados os diagramas de irradiação para redes *broadside* e *end-fire*, prosseguindo num segundo momento para a avaliação de cobertura a partir da excitação utilizando-se os parâmetros teóricos da matriz Butler analisada a partir da teoria de linhas de transmissão (ver Tabela 2) onde comprovou-se que ao utilizar uma matriz Butler é possível controlar o diagrama de irradiação da rede e cobrir todas as direções desejadas no plano de azimute.

Utilizando os dispositivos projetados com o emprego de elementos concentrados foi realizado o projeto de uma matriz Butler apenas com o uso de elementos concentrados, onde foi necessário analisar-se a fase de saída do circuito conforme a Tabela 12 de modo a se obter a descrição adequada para a tecnologia implementada. Para o projeto, os blocos individuais foram dispostos seguindo a topologia clássica apresentada na Figura 15.

Os parâmetros de amplitude e fase foram analisados a partir da excitação individual de cada uma das portas de entrada, gerando desta forma 4 diferentes configurações de fases na saída do dispositivo. Os parâmetros de espalhamento do alimentador foram avaliados em magnitude e fase, obtendo excelente resultado quanto à obtenção das diferentes defasagens progressivas esperadas em cada caso. O parâmetro de magnitude foi observado e obteve comportamento satisfatório, com variação máxima de amplitude inferior à 1 dB entre os extremos.

De posse dos resultados de projeto da matriz Butler pôde-se realizar a integração com a chave de RF analisada em 4.3. Destas análises partiu-se para a integração dos dois elementos, realizando a simulação conjunta dos mesmos, resultando em um sistema alimentador compacto e de baixo custo capaz de, a partir da seleção de canais da chave de RF, controlar o deslocamento progressivo de fase entre seus terminais de saída, resultando em 4 diagramas de irradiação com apontamento de lóbulo principal distintos.

Por fim, os elementos projetados foram utilizados de modo a alimentar a rede de antenas, obtendo-se então a validação do sistema em termos de simulação. O chaveamento de feixe da rede foi visualizado de forma bastante clara e capaz de atingir os requisitos de projeto quanto a cobertura do plano azimutal. A pequena variação de amplitude entre terminais de saída não apresentou variações perceptíveis no diagrama de irradiação.

O projeto apresentou grande eficiência no controle de apontamento da rede de antenas, além de apresentar baixo custo com o emprego de elementos passivos. Outro importante parâmetro alcançado foi a compactação do circuito da matriz Butler, tendo as dimensões finais de $0,11\lambda_0 \times 0,12\lambda_0$. Em termos comparativos, a matriz Butler projetada

com o emprego de elementos concentrados possui metade das dimensões de um deslocador híbrido em tecnologia de microfita e ocupa uma área quase 6 vezes menor em relação ao cruzamento projetado em microfita.

Como trabalhos futuros, deseja-se implementar de forma completa o sistema alimentador, integrando-se fisicamente a chave em conjunto com a matriz Butler projetada e posteriormente construindo-se um protótipo do sistema a fim de validar os resultados obtidos durante as simulações. Ainda, pode-se realizar a integração do sistema de alimentação com a rede de antenas a partir do projeto de casadores ótimos a serem implementados, realizando o casamento de impedância adequado aos elementos da rede. O estudo de controle de diagramas de irradiação utilizando componentes concentrados pode gerar ainda outros frutos em termos de trabalho de conclusão de curso, expandindo-se a análise para outras topologias de dispositivos com o emprego de elementos concentrados, novas faixas de frequência e análises de outras topologias de redes de antenas implementadas em meios diversos.

REFERÊNCIAS

- AGC. **RF-60TC Base Material for High Power RF Applications**. AGC, 2020. Disponível em: <<http://www.taconic.co.kr/download/RF-60TC.pdf>>.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. **Fundamentos de circuitos elétricos**. [S.l.]: AMGH Editora, 2013.
- ARIGONG, B. et al. Ultra-compact lumped element cross-over. **Electronics Letters**, IET, v. 51, n. 14, p. 1082–1084, 2015.
- BAHL, I. J. **Lumped elements for RF and microwave circuits**. [S.l.]: Artech house, 2003.
- BALANIS, C. A. **Advanced engineering electromagnetics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1999.
- BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**. 3. ed. [S.l.]: John wiley & sons, 2005.
- BUTLER, J. Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antenna. **Electron. Design**, v. 9, p. 170–173, 1961.
- ELEKTRONIK, W. **Standard FR4 TG135 Datasheet**. Wurth Elektronik, 2017. Disponível em: <http://www.wedirekt.com/web/mandators/media/16_wedirekt/spezifikationen/leiterplatten_daten_downloads/FR4TG135_UK.pdf>.
- FARIAS, R. L. **Viabilidade da ampliação do alcance de rádio-enlaces entre uma central e sensores de nível de água em lavouras de arroz**. 92 p. — Universidade Federal do Pampa, Alegrete-RS, 2011.
- FREDRICK, J. D.; WANG, Y.; ITOH, T. A smart antenna receiver array using a single rf channel and digital beamforming. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 50, n. 12, p. 3052–3058, 2002.
- GROHS, M. et al. **A lavoura arroeira**. IRGA, 2020. Disponível em: <<https://irga.rs.gov.br/upload/arquivos/202001/10152924-circular-tecnica-003-2020.pdf>>.
- HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física: Eletromagnetismo. Vol. 3**. [S.l.]: Grupo Gen-LTC, 2000.
- HOU, J.-A.; WANG, Y.-H. A compact quadrature hybrid based on high-pass and low-pass lumped elements. **IEEE Microwave and Wireless components LETTERS**, IEEE, v. 17, n. 8, p. 595–597, 2007.
- HUANG, Y.; BOYLE, K. **Antennas: from theory to practice**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.
- IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation. **ANSI/IEEE Std 211-1977**, p. 1–15, 1977.
- IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation. **IEEE Std 211-2018 (Revision of IEEE Std 211-1997)**, p. 1–57, 2019.

KHOLODNIK, D. et al. Wideband 0-db branch-line directional couplers. In: IEEE. **2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 00CH37017)**. [S.l.], 2000. v. 3, p. 1307–1310.

LI, L.; FENG, B. A three-dimensional printed dipole antenna with dual-circular polarization and wide beamwidth. In: IEEE. **2019 International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)**. [S.l.], 2019. p. 1–2.

MINI-CIRCUITS. **MMIC SP4T RF Switch HSWA4-63DR+**. Mini-Circuits, 2012. Disponível em: <<https://www.minicircuits.com/pdfs/HSWA4-63DR+.pdf>>.

OHTA, I. et al. A design of lumped-element 3 db quadrature hybrids. In: IEEE. **Proceedings of 1997 Asia-Pacific Microwave Conference**. [S.l.], 1997. v. 3, p. 1141–1144.

PARISI, S. J. 180 degrees lumped element hybrid. In: IEEE. **IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest**. [S.l.], 1989. p. 1243–1246.

POZAR, D. M. *Microwave engineering*. 3. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.

PURANIK, V. et al. Automation in agriculture and iot. In: IEEE. **2019 4th International Conference on Internet of Things: Smart Innovation and Usages (IoT-SIU)**. [S.l.], 2019. p. 1–6.

PURNIMA, G.; MENON, S. K. Microstrip patch based high isolation planar crossover for beamforming applications. In: IEEE. **2016 IEEE International WIE Conference on Electrical and Computer Engineering (WIECON-ECE)**. [S.l.], 2016. p. 184–187.

SILVA, L. L. da et al. Estudo de defasadores em banda s utilizando elementos discretos. In: **XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais Petrópolis-RJ**. [S.l.: s.n.], 2019.

TELECO. **850 e 900 MHz**. Teleco: Inteligência em telecomunicações, 2019. Disponível em: <<https://www.teleco.com.br/Bandac.asp>>.

VIEIRA, J. M.; FACCO, R.; HECKLER, M. V. T. Acoplador híbrido de 90° utilizando elementos discretos para dispositivos uhf. In: . **18° Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica - MOMAG 2018 - Santa Rita do Sapucaí-MG**: [s.n.], 2018. p. 62–65.

WIGHT, J.; CHUDOBIK, W.; MAKIOS, V. A microstrip and stripline crossover structure. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 24, n. 5, p. 270–270, 1976.

YOSHIMOTO, E. **Projeto de Rede de Antenas Filamentares Embarcada em um Modelo Real de Aeronave Radiocontrolada**. 96 p. — Universidade Federal do Pampa, Alegrete-RS, 2016.

YU, X.; SUN, S. Design of rf / microwave planar crossovers using pure-series-connected lumped elements. In: IEEE. **2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting**. [S.l.], 2017. p. 2231–2232.