

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA**

**LIEBERT LEMES DA SILVA**

**Sistemas de Controle e Conformação de Diagrama de Irradiação para Redes  
de Antenas**

**Alegrete**

**2020**



LIEBERT LEMES DA SILVA

**Sistemas de Controle e Conformação de Diagrama de Irradiação para Redes  
de Antenas**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, Área de concentração em Radiofrequência, da Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA-RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**.

Orientador: Prof. Dr. Marcos V.T. Heckler

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA - UNIPAMPA  
Graduação em Engenharia de Telecomunicações

Alegrete  
2020

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

S716s Silva, Liebert Lemes  
Sistemas de Controle e Conformação de Diagramas de Irradiação para Redes de Antenas / Liebert Lemes Silva.  
78 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade Federal do Pampa, ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES, 2020.  
"Orientação: Marcos Vinício Thomas Heckler".

1. Redes de Antenas. 2. Métodos de Otimização. 3. Circuitos Eletrônicos. 4. Micro-ondas. I. Título.



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL  
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
Universidade Federal do Pampa

**LIEBERT LEMES DA SILVA**

**SISTEMAS DE CONTROLE E CONFORMAÇÃO DE DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO PARA REDES DE ANTENAS**

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: 11 de Setembro de 2020.

Banca examinadora:

---

Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler  
Orientador  
UNIPAMPA

---

Prof. Dr. Edson Rodrigo Schlosser  
UNIPAMPA

---

Prof. Me. Lucas Santos Pereira  
UNIPAMPA



Documento assinado eletronicamente por **LUCAS SANTOS PEREIRA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 17/09/2020, às 23:37, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **EDSON RODRIGO SCHLOSSER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 18/09/2020, às 09:37, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **MARCOS VINICIO THOMAS HECKLER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 18/09/2020, às 11:50, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



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](https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **0362785** e o código CRC **40645B04**.

---

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete  
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550  
Telefone: (55) 3422-8400



*Este trabalho é dedicado às minhas avós Sônia e Liege, que me ensinaram a amar incondicionalmente.*



## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço à todas as pessoas que de alguma forma participaram, direta ou indiretamente, da elaboração deste trabalho e de toda minha graduação. Agradeço aos meus amigos por fazerem esta jornada ser mais leve e alegre, à minha família por me apoiar financeira e moralmente, e aos meus professores por todo conhecimento passado. Especificamente, deixo meu agradecimento aos meus melhores amigos Maurílio e Niwton por estarem desde sempre ao meu lado, à minha mãe Luana, avó Sônia e a meu tio Sávio por me ensinarem tudo que sei, ao meu professor e orientador Marcos por todos ensinamentos passados dentro e fora da sala de aula, aos meus grandes amigos e colegas de profissão Juner e Gabriel, ao Diego por sempre me auxiliar nos protótipos construídos para este trabalho e a alguns colegas de UNIPAMPA que tive o prazer de conhecer, dentre eles: Joe, Alvimar, Idenilton, Rodrigo, Marina, Rafael, Luiza, Jair, Vinícius, Mônica e Thelmo.



*”Se você não está assustado, significa  
que você não está se arriscando.  
E se vocês não estão se arriscando,  
então o que vocês estão fazendo? ”*  
*(Ted Mosby)*



## RESUMO

Este trabalho descreve o projeto e a realização de testes práticos de circuitos defasadores e atenuadores para operação em micro-ondas. O trabalho inicia-se com a exposição do contexto e das principais motivações para sua realização. Em seguida, a revisão bibliográfica sobre topologias de circuitos defasadores é apresentada. No capítulo 3, circuitos atenuadores e deslocadores de fase variáveis com quatro *bits* de controle são apresentados. Esses dispositivos foram inicialmente projetados considerando-se sua integração a um nanossatélite operando em 2,26 GHz. Duas topologias de atenuadores foram testadas: topologia em **T** e topologia em **II**. O projeto foi realizado a partir da análise dos parâmetros de espalhamento (matriz *S*) dessas estruturas. Os defasadores foram projetados e implementados em duas configurações: defasadores com linhas de transmissão comutadas, baseada em atraso espacial do sinal propagante, e outra baseada em filtros passivos passa-alta e passa-baixa, que são empregados para sintetizar uma linha de transmissão com circuitos **T** e **II** compostos por elementos LC concentrados. Tanto os atenuadores quanto os defasadores apresentaram desempenho experimental semelhante ao predito teoricamente para a maioria dos estados de controle. O defasador com melhor desempenho foi aquele com geometria baseada em linhas comutadas, uma vez que não foi possível controlar completamente a variabilidade dos parâmetros dos componentes LC discretos na frequência de projeto. Por fim, foi considerada uma rede linear de antenas para aplicações em redes sem fio. Para permitir que o feixe principal dessa rede pudesse ser deslocado eletronicamente com simultâneo controle do nível dos lóbulos secundários, o circuito defasador baseado em linhas de transmissão comutada foi otimizado para operação em 2,4 GHz. Para estimar o desempenho dessa rede de antenas sob diversas condições de *beamforming*, uma heurística baseada em colônia de vaga-lumes foi codificada na forma de um programa de computador. Essa ferramenta foi utilizada para demonstrar que é possível deslocar o feixe principal em uma região angular superior a  $50^\circ$  mantendo-se, simultaneamente, o nível dos lóbulos secundários 20 dB abaixo do nível do feixe principal.

**Palavras-chave:** Rede de Antenas. Otimização. Deslocador de Fase. Atenuador.



## ABSTRACT

This work describes the design and test of phase-shifters and attenuator to operate in the microwaves range. The document starts with the presentation of the main motivations for this work. Then, the results of a literature survey about phase-shifter topologies is presented. In chapter 3, attenuators and phase-shifters with four-bit control signals are presented. These devices were initially designed considering their integration into a nano-satellite that operates at 2.26 GHz. Two topologies of attenuators have been tested: one with **T**-shape and another with **II**-shape. The design of such devices has been achieved by considering the scattering parameters (S-matrix). The phase-shifters were designed in two configurations: with switchable transmission lines, based on the propagation delay, and another based on high-pass and low-pass passive filters, which have been used to synthesize a transmission line with the **T** and **II** circuits composed of lumped LC elements. The fabricated attenuators as well as the phase-shifters exhibited similar behavior than the theoretical models for most of the control states. The phase-shifter topology with the best performance was the one based on switchable transmission lines, since it was not possible to control completely the variability of the parameters of the lumped LC components in the design frequency. Finally, a linear antenna array has been considered for wireless local area networks. In order to allow this antenna to steer the main beam electronically whilst controlling the side lobe levels simultaneously, the phase-shifter based on switchable transmission lines has been optimized for operation at 2.4 GHz. In order to assess the performance of this antenna array under different beamforming situations, an heuristic based on the firefly algorithm has been used to generate a computer code. This tool has been employed to demonstrate that it is possible to steer the main beam in an angular region larger than  $50^\circ$  whilst still keeping the side lobe levels 20 dB below the level of the main beam.

**Key words:** Antennas Network. Optimization. Phase shifter. Attenuator.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Vista superior de um comparativo entre radares móveis e fixos. . . . .	26
Figura 2 – Linha de transmissão generalizada. . . . .	29
Figura 3 – LT em tecnologia de microfita. . . . .	30
Figura 4 – LT em GCPW. . . . .	31
Figura 5 – Simbologia de uma antena. . . . .	32
Figura 6 – Geometrias de redes de antenas; (a) rede linear; (b) rede planar. . . . .	34
Figura 7 – Simbologia e funcionamento de um dispositivo defasador. . . . .	35
Figura 8 – Esquemático de um deslocador de fase variável baseado em linhas de transmissão comutadas. . . . .	36
Figura 9 – Esquemático de um deslocador de fase variável baseado em filtros PA e PB. . . . .	37
Figura 10 – Topologia tipo <b>T</b> proposta para defasagens positivas. . . . .	37
Figura 11 – Topologia tipo <b>II</b> proposta para defasagens negativas. . . . .	37
Figura 12 – Simbologia e atuação de um dispositivo atenuador variável. . . . .	39
Figura 13 – Topologia de atenuador tipo <b>T</b> . . . . .	39
Figura 14 – Topologia de atenuador tipo <b>II</b> . . . . .	39
Figura 15 – SBCDA - CONASAT. . . . .	41
Figura 16 – Nanossatélite 8U. . . . .	42
Figura 17 – Modelo eletromagnético de uma LT em GCPW. . . . .	44
Figura 18 – Resultados simulados dos parâmetros S da LT em GCPW. . . . .	44
Figura 19 – Esquemático de polarização do CI MASWSS0115. . . . .	45
Figura 20 – Protótipo da chave de RF em GCPW. . . . .	45
Figura 21 – Resultados medidos dos parâmetros S do protótipo da chave de RF. . . . .	46
Figura 22 – Topologia completa do atenuador variável de quatro <i>bits</i> ( $A_0 = 0$ dB, $A_1 = 1$ dB, $A_2 = 2$ dB, $A_3 = 4$ dB e $A_4 = 8$ dB). . . . .	46
Figura 23 – Atenuador resistivo de 3 dB tipo <b>II</b> . . . . .	48
Figura 24 – Resultados medidos dos parâmetros S do atenuador de 3 dB. . . . .	48
Figura 25 – Atenuador resistivo variável de um estágio. . . . .	48
Figura 26 – Resultados medidos dos parâmetros S do atenuador de 1 <i>bit</i> . . . . .	49
Figura 27 – Topologia completa do deslocador de fase baseado em linhas de trans- missão comutadas com quatro <i>bits</i> de controle ( $\phi_0^{LT} = 0^\circ$ , $\phi_1^{LT} = -22,5^\circ$ , $\phi_2^{LT} = -45^\circ$ , $\phi_3^{LT} = -90^\circ$ e $\phi_4^{LT} = -180^\circ$ ). . . . .	50
Figura 28 – Protótipo de um estágio do deslocador de fase baseado em LTs comutadas. . . . .	50
Figura 29 – Resultados medidos da fase dos parâmetros $S_{21}$ do deslocador de fase em LT comutada com um <i>bit</i> . . . . .	51
Figura 30 – Protótipo completo do deslocador de fase em LT comutada com quatro <i>bits</i> de controle. . . . .	52

Figura 31 – Diferenças de fase medidas dos parâmetros $S_{21}$ do deslocador de fase em LT comutada com quatro <i>bits</i> . . . . .	52
Figura 32 – Perdas de inserção medidas para todos os modos de operação do deslocador de fase baseado na topologia de LTs comutadas com quatro <i>bits</i> . . . . .	53
Figura 33 – Topologia completa do deslocador de fase baseado em filtros PA e PB de quatro <i>bits</i> ( $\phi_1 = 11,25^\circ$ , $\phi_2 = 22,5^\circ$ , $\phi_3 = 45^\circ$ e $\phi_4 = 90^\circ$ ). . . . .	54
Figura 34 – Modelo eletromagnético do circuito <b>T</b> PA em GCPW. . . . .	55
Figura 35 – Modelo eletromagnético do circuito <b>II</b> PB em GCPW. . . . .	55
Figura 36 – Metodologia de obtenção do valor de $C_g$ em forma de fluxograma. . . . .	56
Figura 37 – Resultados simulados de fase para o circuito <b>T</b> com valores LC calculados e ajustados. . . . .	57
Figura 38 – Resultados simulados de fase para o circuito <b>II</b> com valores LC calculados e ajustados. . . . .	57
Figura 39 – Protótipo dos defasadores do tipo <b>II</b> . . . . .	58
Figura 40 – Protótipo dos defasadores do tipo <b>T</b> . . . . .	58
Figura 41 – Comparativo entre os resultados simulados e medidos para as fases dos parâmetros $S_{21}$ dos defasadores <b>II</b> e <b>T</b> . . . . .	59
Figura 42 – Protótipo do deslocador de fase completo com elementos discretos de quatro <i>bits</i> . . . . .	59
Figura 43 – Fases medidas dos parâmetros $S_{21}$ do deslocador de fase com elementos discretos com quatro <i>bits</i> . . . . .	60
Figura 44 – Perdas de inserção medidas para todos os modos de operação do deslocador de fase com elementos discretos e quatro <i>bits</i> de controle. . . . .	60
Figura 45 – Máscara com SLL menor que -20 dB. . . . .	62
Figura 46 – Fluxograma do algoritmo de colônia de vaga-lumes. . . . .	63
Figura 47 – Intensidades de irradiação simuladas para a rede isotrópica com SLL menor que -20dB. . . . .	64
Figura 48 – Modelo eletromagnético da rede de antenas de microfita. . . . .	65
Figura 49 – Intensidades de irradiação simuladas de cada elemento da rede de antenas de microfita. . . . .	65
Figura 50 – Intensidades de irradiação simuladas para 5 apontamentos de feixe distintos. . . . .	66
Figura 51 – Curva de evolução do método iterativo para apontamento em $\theta = 63^\circ$ . . . . .	66
Figura 52 – Protótipo da rede de antenas de microfita. . . . .	67
Figura 53 – Diagramas de irradiação ( <i>broadside</i> ) das redes simulada e construída. . . . .	67
Figura 54 – Diagramas de irradiação individuais para as redes simulada e construída. . . . .	68
Figura 55 – Intensidades de irradiação para apontamentos de feixe das redes simulada e construída. . . . .	69

Figura 56 – Curva de evolução do método iterativo para 3 apontamentos distintos.	70
Figura 57 – Protótipo completo do deslocador de fase em LT comutada com quatro <i>bits</i> de controle para WLAN. . . . .	70
Figura 58 – Resultados das diferenças de fase dos parâmetros $S_{21}$ do deslocador de fase com LT's. . . . .	71
Figura 59 – Perdas de inserção medidas para todos os modos de operação do deslocador de fase baseado na topologia de LTs para WLAN. . . . .	71
Figura 60 – Protótipo do atenuador resistivo variável com quatro <i>bits</i> de controle. .	72
Figura 61 – Magnitude dos parâmetros $S_{21}$ medidos do atenuador com quatro <i>bits</i> .	73
Figura 62 – Apontamentos de feixe da rede no HFSS com valores discretos. . . . .	74
Figura 63 – Apontamentos de feixe da rede construída com valores discretos. . . . .	74

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Categorias de satélites. . . . .	42
Tabela 2 –	Parâmetros constitutivos do laminado FR-4. . . . .	43
Tabela 3 –	Tabela verdade do CI MASWSS0115. . . . .	44
Tabela 4 –	Tabela verdade do atenuador variável de quatro <i>bits</i> . . . . .	47
Tabela 5 –	Valores de resistência calculados para os atenuadores <b>T</b> e <b>II</b> . . . . .	47
Tabela 6 –	Tabela verdade do deslocador de fase em LT comutada com quatro <i>bits</i> . . . . .	51
Tabela 7 –	Tabela verdade do deslocador de fase de quatro <i>bits</i> com filtros PA e PB. . . . .	54
Tabela 8 –	Valores calculados para os componentes LC dos defasadores <b>II</b> e <b>T</b> . . . . .	54
Tabela 9 –	Resultados de fase simulados para os componentes LC calculados. . . . .	55
Tabela 10 –	Valores ajustados para os componentes LC comerciais. . . . .	56
Tabela 11 –	Coefficientes de <i>beamforming</i> . . . . .	69
Tabela 12 –	Coefficientes de <i>beamforming</i> discretizados. . . . .	73



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AF	Fator de Rede, do inglês <i>Array Factor</i>
CBERS	Satélite China - Brasil de Recursos Terrestres, do inglês <i>China-Brazil Earth Resources Satellite</i>
CI	Circuito Integrado
CMCD	Centro de Missão de Coleta de Dados
CONASAT	Constelação de Nanossatélites
CSO	Otimização por Bando de Gatos, do inglês <i>Cat Swarm Optimization</i>
CPW	Guia de Onda Coplanar, do inglês <i>Coplanar Waveguide</i>
DC	Corrente Contínua, do inglês <i>Direct Current</i>
FA	Algoritmo de Vaga-lume, do inglês <i>Firefly Algorithm</i>
GA	Algoritmo Genético, do inglês <i>Genetic Algorithm</i>
GCPW	Guia de Onda Coplanar Aterrado, do inglês <i>Grounded Coplanar Waveguide</i>
GND	Plano de Terra, do inglês <i>Ground</i>
HFSS	Simulador de Estruturas em Alta Frequência, do inglês <i>High Frequency Structure Simulator</i>
IL	Perda de Inserção, do inglês <i>Insertion Loss</i>
LT	Linha de Transmissão
LC	L refere-se a indutores e C a capacitores
MIMO	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas, do inglês <i>Multiple Input Multiple Output</i>
PA	Passa-Alta
PB	Passa-Baixa
PCD	Plataforma de Coleta de Dados
PSO	Otimização por Enxame de Partículas, do inglês <i>Particle Swarm Optimization</i>
RF	Rádio Frequência

SBCDA	Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais
SCD	Satélite de Coleta de Dados
SLL	Nível de Lóbulo Secundário, do inglês <i>Side Lobe Level</i>
SMA	Versão Sub-Miniatura A, do inglês <i>SubMiniature version A</i>
SQP	Programação Quadrática Sequencial, do inglês <i>Sequential Quadratic Programming</i>
UHF	Frequência Ultra-Alta, do inglês <i>Ultra High Frequency</i>
UNIPAMPA	Universidade Federal do Pampa
WLAN	Rede Local sem Fio, do inglês <i>Wireless Local Area Network</i>

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO . . . . .	26
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .	29
2.1	Linhas de Transmissão . . . . .	29
2.2	Linhas de Transmissão Impressas . . . . .	30
2.2.1	Tecnologia de GCPW . . . . .	31
2.3	Antenas . . . . .	32
2.3.1	Redes de Antenas . . . . .	33
2.4	Controle e Conformação do Diagrama de Irradiação . . . . .	34
2.4.1	Defasadores . . . . .	35
2.4.1.1	Linhas de Transmissão Comutadas . . . . .	35
2.4.1.2	Filtros PA e PB . . . . .	36
2.4.2	Atenuadores . . . . .	39
2.4.3	Algoritmo de Otimização por Colônia de Vaga-lumes . . . . .	40
2.5	Projeto CONASAT . . . . .	41
3	DISPOSITIVOS PARA CONTROLE E CONFORMAÇÃO DE FEIXE PARA NANOSSATÉLITES EM BANDA S . . . . .	43
3.1	GCPW e Chave de RF . . . . .	43
3.2	Atenuador Resistivo Variável para Nanossatélites . . . . .	46
3.3	Deslocadores de Fase Variáveis para Nanossatélites . . . . .	49
3.3.1	Deslocador de Fase Variável Baseado em Linhas de Transmis- são Comutadas para Nanossatélites . . . . .	49
3.3.2	Deslocador de Fase Variável Baseado em Filtros PA e PB para Nanossatélites . . . . .	53
4	SISTEMA DE CONTROLE E CONFORMAÇÃO DE FEIXE PARA WLAN (2,4 GHZ) . . . . .	61
4.1	Aplicação do FA para Redes de Antenas WLAN . . . . .	61
4.1.1	Rede Linear de Antenas Isotrópicas . . . . .	62
4.1.2	Rede Linear de Antenas de Microfita . . . . .	63
4.2	Deslocador de Fase Variável para WLAN . . . . .	69
4.3	Atenuador Variável para WLAN . . . . .	71
4.4	Discretização dos Coeficientes de Beamforming . . . . .	72
5	CONCLUSÕES . . . . .	75
	REFERÊNCIAS . . . . .	77

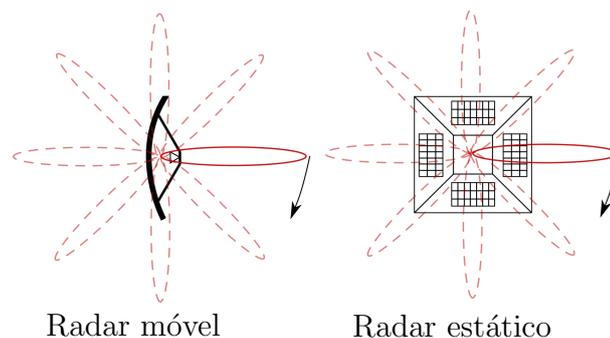


## 1 INTRODUÇÃO

O aumento do acesso a redes de comunicação sem fio nas últimas décadas motivou o surgimento das técnicas de processamento espacial de sinais (BALANIS, 2005), que se baseiam, basicamente, em direcionar virtualmente o diagrama de irradiação das antenas de um arranjo de elementos irradiantes, de forma a concentrar a potência emitida em uma ou mais direções específicas. Advindas da necessidade de melhorar o tráfego de dados, as técnicas de controle e conformação de diagrama de irradiação, juntamente com técnicas de diversidade, tal como a de múltiplas antenas (do inglês, *Multiple Input Multiple Output* - MIMO), aumentam a eficiência energética e, por conseguinte, as taxas de transmissão de dados, alcance e confiabilidade em sistemas de comunicações móveis (SANTOS, 2015).

O controle de feixe é amplamente utilizado em radares militares, na detecção de alvos fixos ou móveis e mapeamento de regiões de difícil acesso terrestre (ANTONIK et al., 2006). A Figura 1 ilustra dois cenários: no primeiro, um radar com antena móvel, que gira, e, conseqüentemente, movimenta seu diagrama de irradiação em torno do próprio eixo, o que gera desperdício de potência e desgaste mecânico na estrutura. Já no segundo cenário, é mostrado um radar fixo, composto por redes de antenas alimentadas por um sistema de apontamento de feixe controlado eletronicamente. Neste caso, o diagrama de irradiação realiza a mesma varredura do local, porém com maior velocidade, menor custo energético e sem desgaste mecânico. Entretanto o sistema eletrônico, de forma geral, aumenta a complexidade do projeto.

Figura 1 – Vista superior de um comparativo entre radares móveis e fixos.



Fonte: Autoria própria.

Em sistemas de comunicação via satélite, é necessário conformar o diagrama de irradiação das antenas para aumentar a eficiência do enlace. Uma forma frequentemente utilizada para tal aplicação é o padrão *isoflux*, que atua de forma a iluminar a superfície terrena uniformemente (YOSHIMOTO; HECKLER, 2018).

Para efetuar o controle de feixe, é necessário variar alguns parâmetros do arranjo. De forma geral, existem cinco parâmetros que governam a forma de um diagrama de irradiação: a geometria da rede, o espaçamento entre os elementos, a amplitude e a fase

dos coeficientes de excitação de cada elemento do conjunto, e o diagrama de irradiação dos elementos. Analisando estes cinco parâmetros, nota-se que modificar a amplitude e a fase das excitações dos elementos é a única forma eletrônica e com menor custo de potência (SILVA et al., 2019).

Este controle de feixe pode ser feito, basicamente, de duas maneiras: de forma analógica em radiofrequência (RF), ou digital em banda base. O controle digital proporciona maior flexibilidade, pelo fato de este processamento poder ser feito de forma adaptativa. Entretanto, neste caso, utiliza-se um complexo circuito de recepção para rebaixar o sinal em frequência. Por outro lado, no *beamforming* analógico, o *hardware* utilizado é simplificado, uma vez que são necessários apenas circuitos atenuadores e defasadores em RF.

A manipulação da amplitude e fase dos coeficientes de excitação de cada elemento em um conjunto de antenas pode ser feita, respectivamente, por um atenuador e um defasador (VIEIRA; FACCO; HECKLER, 2018). Tais circuitos possuem projetos complexos em altas frequências, uma vez que, neste caso, deve-se usar a teoria eletromagnética e também considerar-se efeitos parasitas.

Para encontrar os valores de amplitude e fase dos coeficientes de excitação necessários para sintetizar cada diagrama de irradiação, algoritmos de otimização são utilizados. Os métodos de otimização têm como finalidade encontrar valores ótimos de variáveis para atender critérios de projeto pré-estabelecidos. Existem, basicamente, duas classes usuais deste tipo de algoritmo: métodos heurísticos e técnicas baseadas na teoria do cálculo (YOSHIMOTO; HECKLER, 2018).

Alguns dos algoritmos heurísticos são: o algoritmo genético (do inglês, *genetic algorithm* - GA) (RAHMAT-SAMII; MICHIELSSEN, 1999), otimização por bando de gatos (do inglês, *cat swarm optimization* - CSO) (CHU; TSAI; PAN, 2006) e a otimização por enxame de partículas (do inglês, *particle swarm optimization* - PSO) (TOLFO, 2016). Já um método baseado em teoria do cálculo que apresenta bons resultados na literatura é o de programação quadrática sequencial (do inglês, *sequential quadratic programming* - SQP) (SLAVAKIS; YAMADA, 2007).

Neste trabalho, propõe-se projetar dois sistemas de alimentação de redes de antenas e a codificação de um algoritmo de otimização que possibilitem o controle e a conformação do diagrama de irradiação resultante do conjunto. Especificamente, pretende-se, com este trabalho, projetar dispositivos atenuadores e defasadores variáveis para redes locais sem fio (do inglês, *wireless local area network* - WLAN) (2,4 GHz) e para aplicação em nanossatélites do programa de constelação de nanossatélites (CONASAT) (2,26 GHz), compactos, de baixo custo (quando comparados com componentes comerciais), com baixa perda de inserção em toda a banda passante e baixos erros de magnitude e fase. O algoritmo escolhido é um método heurístico de otimização, denominado colônia de vaga-lumes.

O presente trabalho de conclusão de curso está dividido da seguinte forma: no Capítulo 2 é abordada a revisão bibliográfica; no Capítulo 3 são apresentados os resultados

alcançados para os circuitos em Banda S; já no Capítulo 4 são analisados e discutidos os resultados para WLAN (2,4 GHz); por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as considerações finais.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, é abordado todo ferramental teórico necessário para implementar todos os objetivos propostos no presente trabalho. Conceitos de linhas de transmissão, algumas tecnologias utilizadas, um algoritmo de otimização, teoria de antenas e conjuntos, e algumas topologias de circuitos atenuadores e defasadores, são apresentados e discutidos.

### 2.1 Linhas de Transmissão

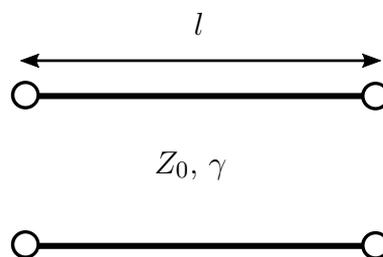
Existem, basicamente, duas formas de propagar uma onda eletromagnética de um ponto para outro: por irradiação ou guiamento (BALANIS, 2005). Estas duas técnicas possuem vantagens e desvantagens, que dependem do objetivo que se deseja alcançar.

A propagação por irradiação é vantajosa quando a distância entre os pontos de transmissão e recepção é grande (a partir de dezenas de metros), pelo fato de o meio de propagação (ar) oferecer menos perdas à onda eletromagnética, quando comparado com um meio qualquer (RIBEIRO, 2008). Por outro lado, este modo de operação é vulnerável a interferências de outros canais de comunicação operando em frequências iguais ou próximas às dos elementos irradiantes.

Já a técnica de guiamento de onda possui a vantagem de ser imune à interferência externa e também possibilita a manipulação dos sinais propagantes. Esta última característica é a base para todo este trabalho.

Uma linha de transmissão (LT), de forma geral, é composta por dois condutores elétricos (em grande parte dos casos, cobre) separados por um material dielétrico. A Figura 2 mostra a simbologia e alguns parâmetros fundamentais de uma LT de forma generalizada. As características principais de uma LT são: a impedância característica  $Z_0$ , a constante de propagação  $\gamma$  e seu comprimento físico  $l$ .

Figura 2 – Linha de transmissão generalizada.



Fonte: Autoria própria.

De forma geral, a impedância característica de uma LT pode ser descrita por

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}, \quad (2.1)$$

onde  $R$  e  $L$  representam, respectivamente, a resistência e indutância dos condutores,  $G$  é a condutância resultante das perdas no material dielétrico e  $C$  é a capacitância gerada pelo distanciamento dos condutores (POZAR, 2005). Em (2.1), os termos  $R$ ,  $G$ ,  $C$  e  $L$  são representados por unidade de comprimento. A constante de propagação  $\gamma$  é dada por

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (2.2)$$

onde  $\alpha$  é a constante de atenuação e  $\beta$  é a constante de fase. Para uma LT sem perdas, (2.1) e (2.2) reduzem a

$$Z_{0SP} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.3)$$

e

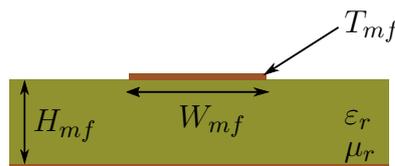
$$\gamma = j\beta. \quad (2.4)$$

## 2.2 Linhas de Transmissão Impressas

Advinda da necessidade de efetuar a manipulação de ondas eletromagnéticas em meios guiados, as LTs impressas são empregadas em sistemas com pequenas dimensões, onde sua utilidade principal é conectar circuitos eletrônicos (POZAR, 2005). Dentre as tecnologias mais exploradas atualmente, estão a microfita, a *stripline* e a de guia de onda coplanar (do inglês, *coplanar waveguide* - CPW).

A Figura 3 mostra um exemplo de LT na tecnologia de microfita, onde  $W_{mf}$  é a largura da trilha superior,  $T_{mf}$  é a espessura dos condutores,  $H_{mf}$  é a altura do substrato,  $\epsilon_r$  e  $\mu_r$  são, respectivamente, a permissividade e a permeabilidade relativas do material dielétrico. Outro parâmetro importante é a tangente de perdas ( $\text{tg}\delta$ ), que indica o quanto a LT insere de atenuação no sistema.

Figura 3 – LT em tecnologia de microfita.

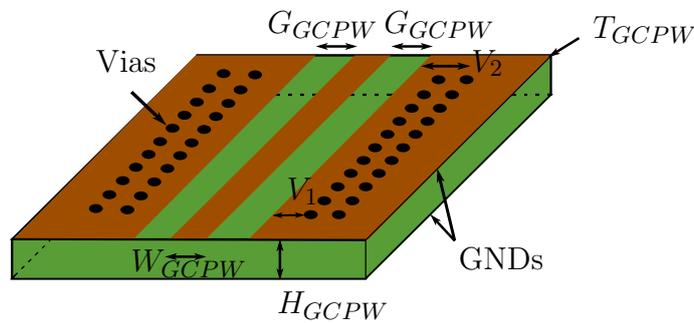


Fonte: Autoria própria.

### 2.2.1 Tecnologia de GCPW

O guia de onda coplanar aterrado (do inglês, *grounded coplanar waveguide* - GCPW) é uma variação de LT impressa (DIB, 2005). Suas principais vantagens são: diminuição nas perdas no substrato e maior praticidade na alocação de componentes eletrônicos na placa. A Figura 4 mostra esquematicamente uma LT em tecnologia de GCPW. Esta estrutura é composta por três planos de terra (do inglês, *ground* - GND), dois na parte superior e um na parte inferior. Os dois GNDs superiores são conectados ao GND inferior por meio de vias condutoras. Esta técnica oferece uma maior blindagem no caminho do sinal e também facilita no aterramento de elementos discretos.

Figura 4 – LT em GCPW.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4,  $H_{GCPW}$  é a altura do substrato,  $W_{GCPW}$  a largura do condutor central,  $G_{GCPW}$  é a largura do *gap* entre trilha e GNDs,  $T_{GCPW}$  é a espessura dos condutores e  $V_1$  e  $V_2$  são as distâncias entre o final do plano de terra superior e a primeira e a segunda fila de vias, respectivamente.

O principal parâmetro deste tipo de estrutura é a impedância característica ( $Z_{0GCPW}$ ), dada aproximadamente por

$$Z_{0GCPW} = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{refGCPW}} \left( \frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_2)}{K(k'_2)} \right)}, \quad (2.5)$$

onde  $\varepsilon_{refGCPW}$  é a permissividade relativa efetiva da estrutura e  $K(k)$  é a integral elíptica de primeira espécie

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \text{sen}^2(\theta)}}. \quad (2.6)$$

Os termos em  $k$  são obtidos com as relações entre a largura do condutor central ( $W_{GCPW}$ ) e dos *gaps* ( $G_{GCPW}$ ). Tal característica é importante, pois, desta forma, pode-se compactar a estrutura, o que não é possível com uma LT em microfita, por exemplo. Os parâmetros  $k$  e  $k'$  são dados, respectivamente, por

$$k = \frac{W_{GCPW}}{W_{GCPW} + 2G_{GCPW}} \quad (2.7)$$

e

$$k' = \sqrt{1 - k^2}. \quad (2.8)$$

Já os termos de segunda ordem  $k_2$  e  $k'_2$  são representados, respectivamente, por

$$k_2 = \frac{\tanh\left(W_{GCPW} \frac{\pi}{4H_{GCPW}}\right)}{\tanh\left((W_{GCPW} + 2G_{GCPW}) \frac{\pi}{4H_{GCPW}}\right)} \quad (2.9)$$

e

$$k'_2 = \sqrt{1 - k_2^2}. \quad (2.10)$$

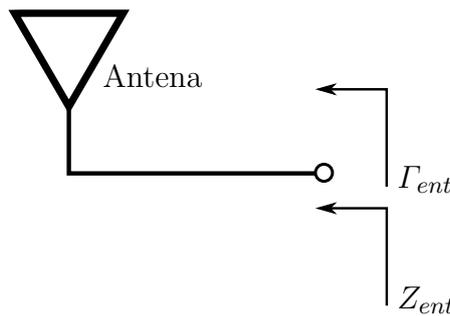
Por fim, é necessário estimar a permissividade relativa efetiva da estrutura, uma vez que parte do campo eletromagnético excitado propaga-se no dielétrico e parte no ar ( $\epsilon_{r_{AR}} \simeq 1$ ) (PEREIRA, 2017). Portanto,

$$\epsilon_{ref_{GCPW}} = \frac{1 + \frac{\epsilon_r K(k') K(k_2)}{K(k) K(k'_2)}}{1 + \frac{K(k') K(k_2)}{K(k) K(k'_2)}}. \quad (2.11)$$

### 2.3 Antenas

Uma antena, em linhas gerais, é um dispositivo que irradia e recebe ondas eletromagnéticas (BALANIS, 2005). Dentre as principais topologias de antenas estão: as antenas filamentosas, refletoras, cornetas e impressas. Os principais parâmetros de projeto podem ser descritos como: ganho, diretividade, coeficiente de reflexão e impedância de entrada. A Figura 5 mostra um esquema de uma antena,  $\Gamma_{ent}$  e  $Z_{ent}$  são, respectivamente, o coeficiente de reflexão e a impedância vistos na entrada do irradiador.

Figura 5 – Simbologia de uma antena.



Fonte: Autoria própria.

As antenas são comumente utilizadas em receptores e transmissores de RF como, respectivamente, o primeiro e o último estágio do *front-end* (LUDWIG, 2000). Sua funcionalidade é atuar como um conversor passivo, isto é, em um sistema de recepção, converte ondas eletromagnéticas em sinais elétricos. No caso de uma antena transmissora, ocorre o processo contrário.

A informação mais importante de uma antena é seu diagrama de irradiação, que pode ser descrito em coordenadas esféricas pelo ganho

$$G(\theta, \phi) = \varepsilon_{rad} D(\theta, \phi), \quad (2.12)$$

onde  $\varepsilon_{rad}$  é a eficiência de irradiação da antena, que depende dos parâmetros constitutivos da mesma, e  $D(\theta, \phi)$  é a função de diretividade do elemento, dada por

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}}. \quad (2.13)$$

A função  $G(\theta, \phi)$  descreve o ganho que a antena fornece ao sinal irradiado (ou recebido) em função das coordenadas espaciais  $\theta$  e  $\phi$ . Já a diretividade é o parâmetro que indica o nível de concentração de energia irradiada em uma dada direção, isto é, quanto mais diretiva é uma antena, mais concentrada em uma direção está a potência por ela emitida (BALANIS, 2005).

Na equação (2.13),  $U(\theta, \phi)$  é a intensidade de irradiação e  $P_{rad}$  a potência irradiada pela antena, que podem ser descritas, respectivamente, por

$$U(\theta, \phi) = r^2 W_{rad} \quad (2.14)$$

e

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi. \quad (2.15)$$

Em (2.14),  $W_{rad}$  é a densidade de potência irradiada (BALANIS, 2005), que pode ser descrita por

$$W_{rad} = \left| \frac{Re[E \times H^*]}{2} \right|. \quad (2.16)$$

### 2.3.1 Redes de Antenas

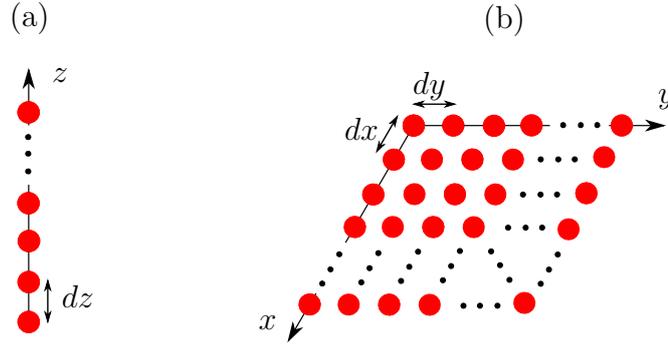
Um conjunto de elementos irradiantes idênticos é chamado de rede de antenas. Este tipo de arranjo possui inúmeras aplicações nos mais diversos ramos da engenharia, desde sistemas de comunicação via satélite, até aplicações na medicina, como a detecção de câncer.

Por definição, uma rede de antenas é um conjunto de elementos que irradiam e recebem ondas eletromagnéticas. A disposição de cada elemento do arranjo é chamada de geometria da rede. As geometrias mais utilizadas são: a linear, a planar e a cilíndrica. A linear é aplicada quando se deseja uma estrutura simples. A planar é normalmente utilizada em aplicações que necessitam de um diagrama de irradiação mais diretivo, como exemplo, em radares. As estruturas cilíndricas possuem aplicação mais restrita, normalmente empregada no setor aeroespacial, em foguetes e aeronaves. As Figuras 6(a) e 6(b) mostram duas geometrias clássicas de arranjo de antenas.

Para uma rede de antenas uniforme, têm-se que o campo elétrico total irradiado pode ser descrito por

$$\vec{E}_{TOTAL} = \vec{E}_{ELEMENTO} AF, \quad (2.17)$$

Figura 6 – Geometrias de redes de antenas; (a) rede linear; (b) rede planar.



Fonte: Autoria própria.

onde o  $\vec{E}_{ELEMENTO}$  é o campo elétrico de um elemento da rede isolado e  $AF$  é o fator de rede (do inglês, *array factor* - AF), que modela o efeito de agrupar antenas em um arranjo. O campo elétrico de um elemento isolado depende do tipo de antena aplicado na rede. Já o  $AF$  é calculado considerando-se que cada elemento do conjunto seja uma antena isotrópica.

Se um conjunto linear de antenas com  $M$  elementos está disposto ao longo de um eixo  $x$ , assim como na Figura 6(b), o seu fator de rede pode ser descrito por

$$AF_x = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(\beta d_x \sin(\theta) \cos(\phi) + \beta_x)}, \quad (2.18)$$

onde  $I_{m1}$  é a amplitude da corrente de excitação do  $m$ -ésimo elemento,  $d_x$  é o espaçamento entre as antenas e  $\beta_x$  é a defasagem progressiva entre as excitações dos elementos da rede. Analogamente, se um conjunto linear de elementos irradiantes com  $N$  antenas está disposto ao longo de um eixo  $y$ , assim como na Figura 6(b), o seu  $AF$  pode ser descrito por

$$AF_y = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(\beta d_y \sin(\theta) \sin(\phi) + \beta_y)}. \quad (2.19)$$

Segundo (BALANIS, 2005), o fator de rede total de um conjunto planar (no plano  $xy$ ) é a multiplicação dos fatores de rede em  $x$  e  $y$  separadamente. Isto é,

$$AF = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(\beta d_x \sin(\theta) \cos(\phi) + \beta_x)} \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(\beta d_y \sin(\theta) \sin(\phi) + \beta_y)}. \quad (2.20)$$

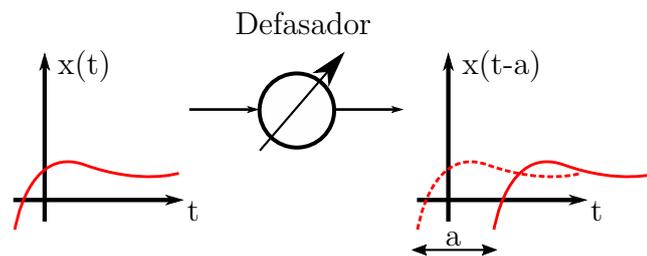
## 2.4 Controle e Conformação do Diagrama de Irradiação

Como pode ser visto em (2.17)-(2.20) o campo elétrico gerado por uma rede de antenas é dependente das amplitudes e fases dos coeficientes de excitação de cada elemento do conjunto. Logo, é possível controlar a forma e o apontamento de um diagrama de irradiação, controlando a fase e a atenuação de cada canal que conecta cada elemento do arranjo.

### 2.4.1 Defasadores

Dispositivos defasadores são aqueles que atrasam ou adiantam um sinal no domínio do tempo, isto é, manipulam a fase do mesmo (BHONKAR; SUTAR, 2016). A Figura 7 mostra o esquemático de funcionamento e a simbologia de defasador variável. Tais dispositivos possuem várias aplicações em telecomunicações, tais como: em sistemas de modulação analógicos e digitais na geração de portadoras em fase e quadratura, e em sistemas de controle de diagramas de irradiação em conjuntos de antenas.

Figura 7 – Simbologia e funcionamento de um dispositivo defasador.



Fonte: Autoria própria.

Dentre as topologias mais utilizadas estão a de linhas de transmissão comutadas (SANTOS, 2015) e a baseada em filtros passa-alta (PA) e passa-baixa (PB) (TANG; MOUTHAN, 2009). A técnica de LT utiliza-se de atraso espacial e é extremamente sensível à frequência de operação, possuindo uma largura de banda estreita. Contudo, as defasagens sintetizadas tendem a ter melhores resultados na frequência de operação do sistema. A topologia baseada em filtros PA e PB utilizam elementos concentrados, o que permite compactar o circuito. Também apresenta largura de banda estreita, porém, em geral, apresenta menor perda de inserção quando comparada com a técnica de LTs comutadas.

#### 2.4.1.1 Linhas de Transmissão Comutadas

Uma LT de comprimento  $l$  possui um comprimento elétrico

$$\theta_{rad} = \beta l, \quad (2.21)$$

que é a defasagem (atraso temporal) que este dispositivo proporciona ao sinal que nele se propaga (SANTOS, 2015). Basicamente, os parâmetros que ditam esta defasagem são a frequência do sinal propagante e o comprimento da LT, visto que

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}, \quad (2.22)$$

$$\lambda_g = \frac{v}{f} \quad (2.23)$$

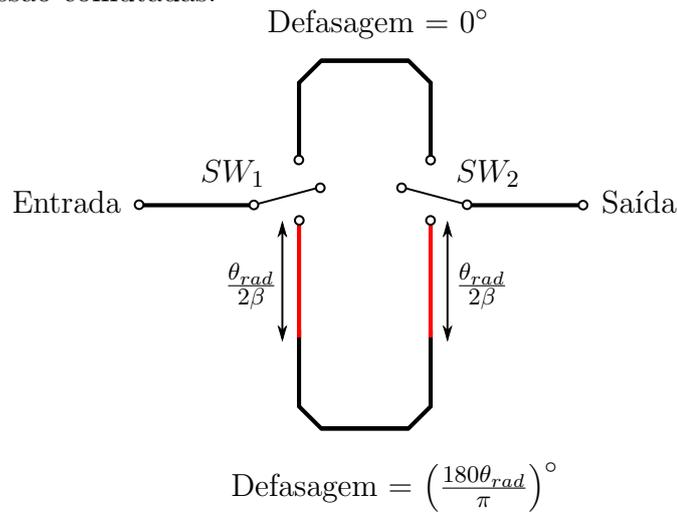
e

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}\mu}}, \quad (2.24)$$

onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda guiado,  $v$  é a velocidade da onda eletromagnética na estrutura,  $\varepsilon_{eff}$  é a constante dielétrica efetiva do sistema e  $\mu$  a permeabilidade do material dielétrico. Contudo, nota-se em (2.24) que o material dielétrico da LT também influencia na defasagem.

A Figura 8 mostra um esquema de um deslocador de fase variável baseado na topologia de LTs comutadas. Neste exemplo, é apresentado um deslocador de fase com um *bit* de controle, isto é, o *bit* '0' corresponde à defasagem de referência, convencionada como  $0^\circ$ , e o *bit* '1' a  $\left(\frac{180\theta_{rad}}{\pi}\right)^\circ$ . Este *bit* de controle aciona simultaneamente as chaves, fazendo a mudança de estado de fase do dispositivo. Nota-se que a diferença entre os comprimentos da LT acima das chaves e da LT abaixo são os trechos de LT destacados na Figura 8. Logo, utilizando-se as equações (2.21) - (2.24), é possível projetar qualquer valor de defasagem desejado.

Figura 8 – Esquemático de um deslocador de fase variável baseado em linhas de transmissão comutadas.



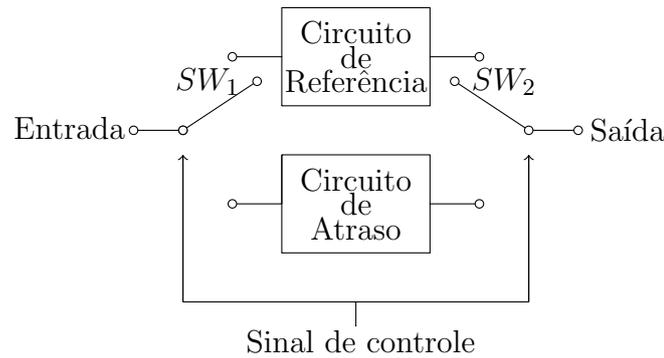
Fonte: Autoria própria.

#### 2.4.1.2 Filtros PA e PB

As topologias de defasadores baseadas em filtros passa-alta e passa-baixa são utilizadas quando se deseja compactar o circuito de defasagem e uma menor perda de inserção no dispositivo (XIAO, 2011). A Figura 9 mostra o esquemático de um deslocador de fase variável baseado em circuitos de referência e atraso.

Por definição, um filtro PA oferece defasagens positivas, ou seja, adianta o sinal no domínio do tempo, logo este é utilizado como circuito de referência. Por outro lado, um

Figura 9 – Esquemático de um deslocador de fase variável baseado em filtros PA e PB.

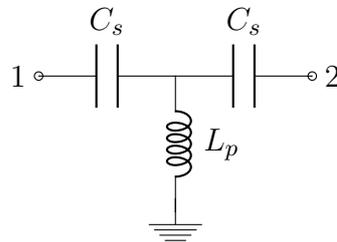


Fonte: Autoria própria.

filtro PB proporciona defasagem negativa, isto é, atrasa o sinal, portanto é empregado como circuito de atraso.

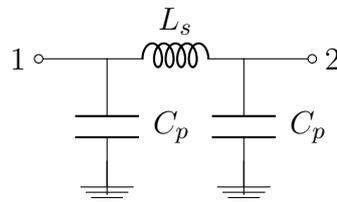
Na Figura 9, assim como na Figura 8, a mudança no estado de defasagem é aplicada por um *bit* de controle, que aciona as chaves  $SW_1$  e  $SW_2$  simultaneamente.

Os circuitos de referência (Figura 10) e atraso (Figura 11) podem ser implementados utilizando as topologias **T** e **II**, respectivamente.

Figura 10 – Topologia tipo **T** proposta para defasagens positivas.

Fonte: Autoria própria.

Figura 11 – Topologia tipo II proposta para defasagens negativas.



Fonte: Autoria própria.

Os circuitos são projetados de forma a utilizar o menor número possível de indutores, uma vez que estes apresentam uma maior sensibilidade quanto a fator de qualidade quando comparados com capacitores.

O projeto deste tipo de circuito baseia-se em sintetizar uma LT de comprimento elétrico  $\theta_{rad}$  com os circuitos **T** e **II** (SILVA et al., 2019). Primeiramente, é feita uma análise dos parâmetros ABCD (matriz transmissão) de uma LT. Segundo (POZAR, 2005), a matriz ABCD de uma LT de comprimento elétrico  $\theta_{rad}$ , constante de fase  $\beta$  e impedância característica  $Z_0$  é representada por

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{rad}) & jZ_0 \text{sen}(\theta_{rad}) \\ jY_0 \text{sen}(\theta_{rad}) & \cos(\theta_{rad}) \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Já as matrizes ABCD dos circuitos **T** PA e **II** PB são dadas, respectivamente, por

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{X_{Lp}B_{Cs}} & \frac{1}{jB_{Cs}} \left( 2 - \frac{1}{X_{Lp}B_{Cs}} \right) \\ \frac{1}{jX_{Lp}} & 1 - \frac{1}{X_{Lp}B_{Cs}} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

e

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - X_{Ls}B_{Cp} & jX_{Ls} \\ jB_{Cp} \left( 2 - X_{Ls}B_{Cp} \right) & 1 - X_{Ls}B_{Cp} \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

Ao sintetizar uma LT com estes circuitos, é necessário que os parâmetros ABCD de suas matrizes de transmissão sejam equivalentes. Logo, igualando-se, parâmetro a parâmetro, as matrizes ABCD da LT com os circuitos **II** e **T**, e organizando os termos, tem-se, para a reatância indutiva série  $X_{Ls}$ , que

$$X_{Ls} = Z_0 \text{sen}(\theta_{rad}). \quad (2.28)$$

Da mesma forma, obtém-se o valor da susceptância capacitiva paralela  $B_{Cp}$ , dada por

$$B_{Cp} = \frac{1 - \cos(\theta_{rad})}{Z_0 \text{sen}(\theta_{rad})}. \quad (2.29)$$

Analogamente, analisando o circuito **T**, o valor da reatância indutiva em paralelo  $X_{Lp}$  pode ser obtido por

$$X_{Lp} = \left| \frac{-Z_0}{\text{sen}(\theta_{rad})} \right|. \quad (2.30)$$

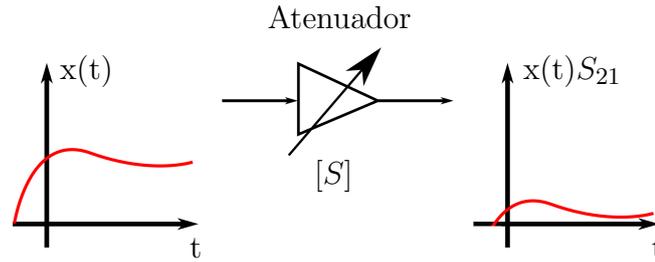
Por fim a susceptância série  $B_{Cs}$ , pode ser descrita por

$$B_{Cs} = \left| \frac{-\text{sen}(\theta_{rad})}{Z_0(1 - \cos(\theta_{rad}))} \right|. \quad (2.31)$$

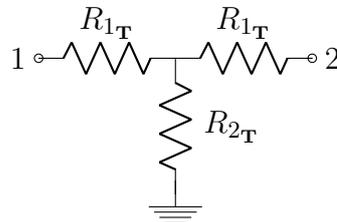
Para gerar diferentes defasagens, é necessário variar o comprimento elétrico da LT sintetizada. Logo

$$\frac{180\theta_{rad}}{\pi}(\text{graus}) = \text{Defasagem}(\text{graus}). \quad (2.32)$$

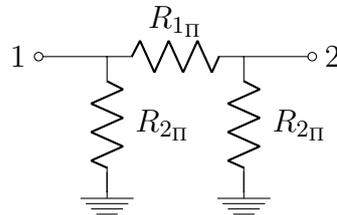
Figura 12 – Simbologia e atuação de um dispositivo atenuador variável.



Fonte: Autoria própria.

Figura 13 – Topologia de atenuador tipo **T**.

Fonte: Autoria própria.

Figura 14 – Topologia de atenuador tipo **Π**.

Fonte: Autoria própria.

### 2.4.2 Atenuadores

Dispositivos atenuadores são aqueles que reduzem a amplitude de um sinal. A Figura 12 mostra o princípio de funcionamento e a simbologia de um atenuador variável. Dentre as principais topologias estão as de circuitos resistivos **T** (Figura 13) e **Π** (Figura 14).

A análise e o projeto deste tipo de circuito, são realizados com base em seus parâmetros de espalhamento (matriz  $S$ ) e os valores de atenuação são dados pelos parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{12}$ . Contudo, para um dispositivo simétrico, têm-se que

$$S_{21} = S_{12}. \quad (2.33)$$

O parâmetro  $S_{21}$  de um atenuador resistivo do tipo  $\mathbf{T}$  é dado por

$$S_{21} = \frac{\left(\frac{Z_0}{Z_0 + R_{1\mathbf{T}}}\right) \left(\frac{R_{2\mathbf{T}}(Z_0 + R_{1\mathbf{T}})}{R_{1\mathbf{T}} + R_{2\mathbf{T}} + Z_0}\right)}{\left(\frac{R_{2\mathbf{T}}(Z_0 + R_{1\mathbf{T}})}{R_{1\mathbf{T}} + R_{2\mathbf{T}} + Z_0}\right) + R_{1\mathbf{T}}}, \quad (2.34)$$

já o parâmetro  $S_{21}$  de circuito atenuador do tipo  $\mathbf{\Pi}$  é representado por

$$S_{21} = \frac{\left(\frac{Z_0 R_{2\mathbf{\Pi}}}{Z_0 + R_{2\mathbf{\Pi}}}\right)}{\left(\frac{Z_0 R_{2\mathbf{\Pi}}}{Z_0 + R_{2\mathbf{\Pi}}}\right) + R_{1\mathbf{\Pi}}}. \quad (2.35)$$

Sendo  $P_{indB}$  a potência do sinal na entrada do atenuador, na saída o sinal terá potência

$$P_{outdB} = P_{indB} + 20 \log(|S_{21}|). \quad (2.36)$$

### 2.4.3 Algoritmo de Otimização por Colônia de Vaga-lumes

O algoritmo baseado em colônia de vaga-lumes é considerado um método heurístico. Esta técnica é fundamentada no modo com que os vaga-lumes se comportam na busca de parceiros para acasalamento (YANG, 2009).

O método consiste na geração de um enxame de vaga-lumes, sendo que cada indivíduo deve ter sua posição (potencial solução do problema) atualizada de acordo com a seguinte equação

$$x_i^{n+1} = x_i^n + \beta_0 e^{-\gamma_0 r_{ij}^2} (x_j^n - x_i^n) + \alpha_0 \epsilon_i, \quad (2.37)$$

onde  $x_i^{n+1}$  é a nova posição do vaga-lume  $i$  (iteração  $n+1$ ),  $x_i^n$  é a sua posição atual,  $\beta_0$  é a atratividade entre os vaga-lumes  $i$  e  $j$ , ou seja, o quanto o melhor vaga-lume atrai o pior,  $\gamma_0$  é o índice de decaimento da potência luminosa no ambiente,  $r_{ij}$  é a distância entre os vaga-lumes  $i$  e  $j$  no espaço de busca multidimensional, dada por

$$r_{ij} = \sqrt{\sum_{k=1}^d (x_{i,k}^n - x_{j,k}^n)^2}, \quad (2.38)$$

$x_i^n$  e  $x_j^n$  são, respectivamente, as posições atuais dos vaga-lumes  $i$  e  $j$ ,  $\alpha_0$  é o coeficiente de aleatoriedade e  $\epsilon_i$  é uma variável aleatória com valores entre 0 e 1. O vaga-lume com índice  $j$  será aquele que estiver mais próximo de satisfazer as especificações. Os termos de aleatoriedade são utilizados de forma a possibilitar que os vaga-lumes realizem busca local.

Cada vaga-lume é um vetor multidimensional composto por todas as variáveis otimizáveis, tal que

$$x = [a_1 \ \delta_1 \ a_2 \ \delta_2 \ \dots \ a_m \ \delta_m], \quad (2.39)$$

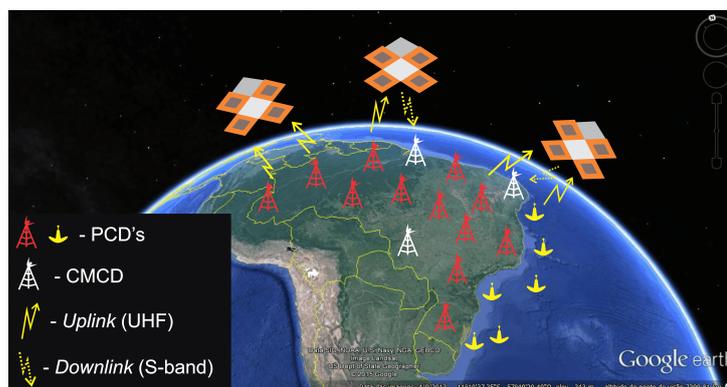
sendo  $a_m$  e  $\delta_m$  a amplitude e a fase, respectivamente, do coeficiente de excitação do  $m$ -ésimo elemento da rede de antenas, visto como exemplo a aplicação descrita neste trabalho.

## 2.5 Projeto CONASAT

O projeto CONASAT, ou Constelação de Nanossatélites, surgiu como uma possível solução para atualizar e modernizar o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA). Este que têm como finalidade pesquisar, analisar e divulgar dados sobre o meio ambiente em todo território nacional.

O SBCDA atualmente é composto por satélites e estações terrenas com plataformas de coleta de dados (PCD) e centros de missão de coleta de dados (CMCD). De forma geral, os dados são coletados pelas PCDs e enviados aos satélites que operam como transceptores, retransmitindo os dados para as CMCDs, onde são armazenados e analisados. O *uplink* (transmissão PCD - satélite) ocorre na faixa de frequências ultra-altas (do inglês, *ultra high frequency* - UHF) (401 MHz), já o *downlink* (retransmissão satélite - CMCD) em Banda S (2,26 GHz). A Figura 15 mostra o cenário da constelação de nanossatélites, proposta pelo projeto CONASAT, em substituição aos atuais satélites de grande porte: satélites de coleta de dados (SCD-1 e SCD-2) e o satélite China - Brasil de recursos terrestres (do inglês, *China-Brazil earth resources satellite* - CBERS-4).

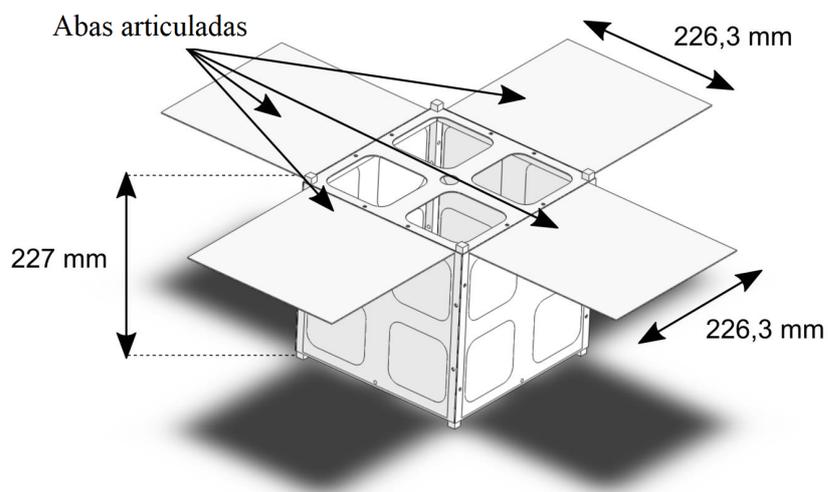
Figura 15 – SBCDA - CONASAT.



Fonte: Disponível em (VIEIRA, 2019).

A Tabela 1 mostra algumas categorias de satélites. Pelo fato de os nanossatélites serem mais leves que os convencionais (1 - 10 kg), o custo para enviá-los ao espaço é muito reduzido, o que justifica sua utilização. O modelo utilizado como base neste trabalho é o 8U, com abas articuláveis, mostrado na Figura 16.

Figura 16 – Nanossatélite 8U.



Fonte: Disponível em (VIEIRA, 2019).

Tabela 1 – Categorias de satélites.

<b>Categoria</b>	<b>Massa (kg)</b>
Grandes	> 1000
Médios	500 - 1000
Pequenos	< 500
Mini	100 - 500
Micro	10 - 100
Nano	1 - 10
Pico	0,1 - 1

Fonte: Adaptado de (VIEIRA, 2019).

### 3 DISPOSITIVOS PARA CONTROLE E CONFORMAÇÃO DE FEIXE PARA NANOSSATÉLITES EM BANDA S

Neste capítulo, dispositivos atenuadores e defasadores para nanossatélites operando em Banda S, bem como seus resultados experimentais, são apresentados e discutidos.

#### 3.1 GCPW e Chave de RF

Utilizando os parâmetros constitutivos referentes ao laminado de micro-ondas FR-4, presentes na Tabela 2, foi possível projetar uma LT em GCPW. Aplicando as equações (2.5) - (2.11) com os valores do FR-4 para uma impedância característica  $Z_{0_{GCPW}} = 50 \Omega$ , obtêm-se as seguintes dimensões para a estrutura:  $W_{GCPW} = 1,976 \text{ mm}$  e  $G_{GCPW} = 0,5 \text{ mm}$ .

Tabela 2 – Parâmetros constitutivos do laminado FR-4.

Parâmetro	Valor
$\varepsilon_r$	4,4
$\mu_r$	1
$\text{tg}\delta$	0,02
$H_{GCPW}$	1,55 mm
$T_{GCPW}$	35 $\mu\text{m}$

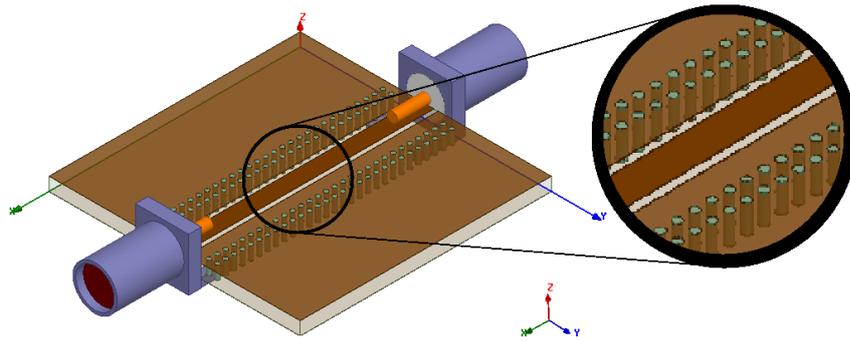
Fonte: Autoria própria.

A Figura 17 mostra o modelo eletromagnético simulado no *software* de simulação de estruturas em alta frequência (do inglês, *high-frequency structure simulator* - HFSS). Para fins de aumentar a fidelidade dos resultados, foram adicionados ao modelo conectores de versão sub-miniatura A, (do inglês, *SubMiniature version A* - SMA) nas duas portas do dispositivo. As distâncias entre vias e *gap* que oferecem o melhor isolamento do circuito, encontrada após algumas variações paramétricas no *software*, são  $V_1 = 1,625 \text{ mm}$  e  $V_2 = 2,625 \text{ mm}$ .

O gráfico da Figura 18 descreve o comportamento da magnitude dos parâmetros S da LT em GCPW, lembrando que, uma vez que o circuito é recíproco,  $|S_{21}| = |S_{12}|$  e  $|S_{11}| = |S_{22}|$ . Nota-se que o GCPW apresenta ótimos resultados simulados, com os parâmetros de transmissão ( $S_{21}$  e  $S_{12}$ ) aproximadamente em 0 dB e os parâmetros de reflexão ( $S_{11}$  e  $S_{22}$ ) abaixo de -20 dB em toda banda de interesse, o que garante que praticamente todo sinal é transmitido da porta 1 para a porta 2 ou vice-versa.

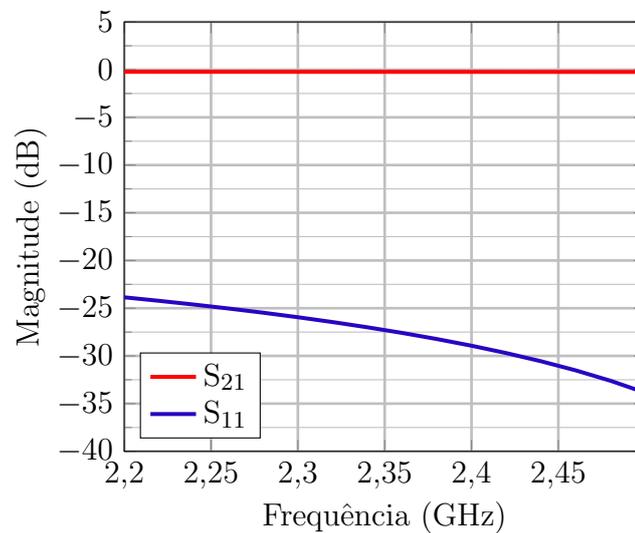
O uso de chaves de RF é fundamental para todos circuitos propostos neste trabalho. O circuito integrado (CI) MASWSS0115 da MACOM foi utilizado para a função de chaveamento nos dispositivos. A Figura 19 mostra o esquemático de polarização do CI, onde  $V_c^1$  e  $V_c^2$  são *bits* de controle da chave,  $R_1$  e  $R_2$  são resistores de *pull-down* utilizados para referenciar o circuito ao GND, e  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  são capacitores de desacoplamento em

Figura 17 – Modelo eletromagnético de uma LT em GCPW.



Fonte: Autoria própria.

Figura 18 – Resultados simulados dos parâmetros S da LT em GCPW.



Fonte: Autoria própria.

corrente contínua (do inglês, *direct current* - DC). O *datasheet* do dispositivo recomenda utilizar capacitores de desacoplamento com 39 pF e tensões de controle entre +2,5 e +5 V. Os resistores de polarização possuem 91 kΩ. A Tabela 3 mostra os estados de funcionamento do CI utilizado.

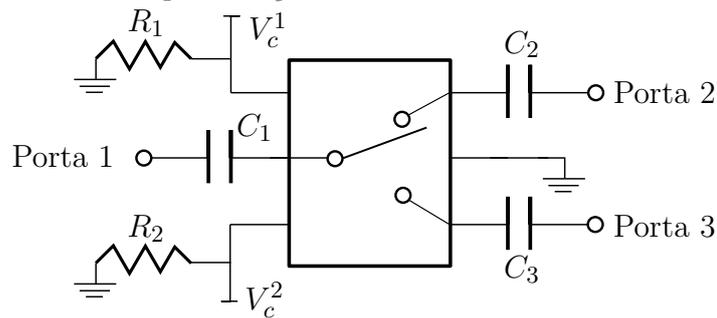
Tabela 3 – Tabela verdade do CI MASWSS0115.

$V_c^1$	$V_c^2$	Saída 1	Saída 2
0	0	Desligada	Desligada
0	1	Desligada	Ligada
1	0	Ligada	Desligada
1	1	Desligada	Desligada

Fonte: Autoria própria.

O protótipo da LT em GCPW, chaveado com o CI MASWSS0115, é demonstrado

Figura 19 – Esquemático de polarização do CI MASWSS0115.

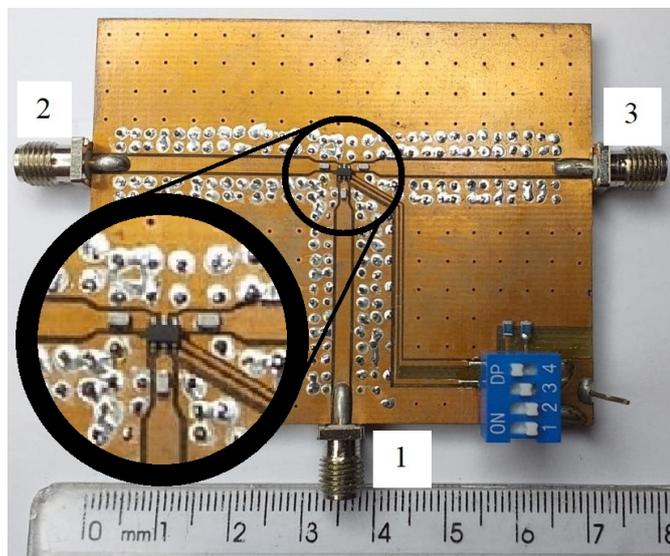


Fonte: Autoria própria.

na Figura 20. As tensões de controle são alteradas por uma chave seletora *on/off* (em azul) e, nas portas, são soldados conectores SMA.

A Figura 21 mostra o gráfico que descreve a magnitude dos parâmetros de transmissão ( $S_{21}$  e  $S_{31}$ ) da chave de RF para os dois estados válidos de chaveamento. Nota-se que a perda de inserção (do inglês, *insertion loss* - IL) da chave, juntamente com as perdas no substrato, é de aproximadamente 1 dB. Este valor condiz com o que é explicitado no *datasheet* do componente ( $IL_{CI} \cong 0,3$  dB), pois a trilha na qual o elemento foi soldada também oferece perdas consideráveis, uma vez que é utilizado um laminado com uma alta tangente de perdas.

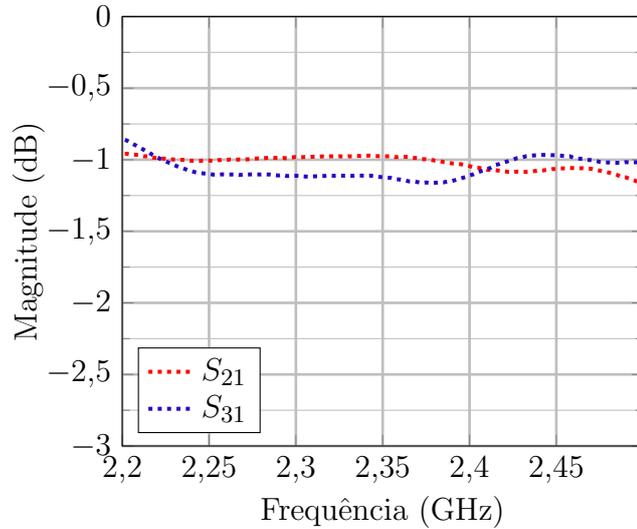
Figura 20 – Protótipo da chave de RF em GCPW.



Fonte: Autoria própria.

Nota-se na Figura 21 que, no estado de chaveamento em que a porta 3 é ligada, acontece um pequeno *ripple* de 0,1 dB na magnitude de  $S_{31}$  em relação ao  $S_{21}$ . Isto ocorre pois na polarização da chave é necessário que a trilha em DC contorne uma pequena fração da trilha de RF da porta 3, o que gera um leve descasamento da mesma.

Figura 21 – Resultados medidos dos parâmetros  $S$  do protótipo da chave de RF.



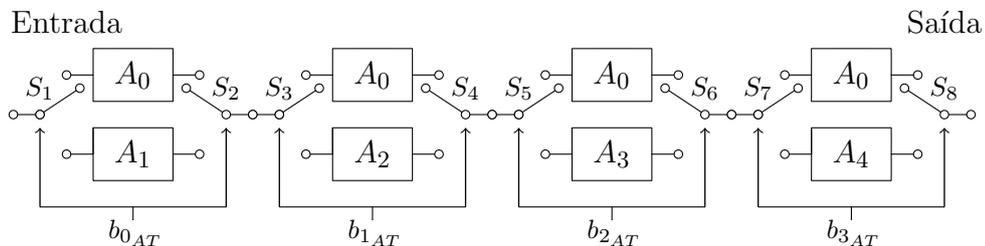
Fonte: Autoria própria.

É importante ressaltar que, tanto a LT em GCPW, quanto a chave de RF, possuem ampla banda de operação (maior que 300 MHz), podendo, assim, serem aplicadas também em 2,4 GHz sem nenhuma penalidade de potência de transmissão.

### 3.2 Atenuador Resistivo Variável para Nanossatélites

O atenuador variável de quatro *bits*, proposto neste trabalho, é constituído de estágios de atenuadores com topologias **T** e **II** (SANTOS, 2015). As atenuações propostas para o dispositivo final são 1, 2, 4 e 8 dB. O diagrama de blocos completo do circuito e sua tabela verdade são mostrados, respectivamente, na Figura 22 e na Tabela 4.

Figura 22 – Topologia completa do atenuador variável de quatro *bits* ( $A_0 = 0$  dB,  $A_1 = 1$  dB,  $A_2 = 2$  dB,  $A_3 = 4$  dB e  $A_4 = 8$  dB).



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 22,  $S_1 - S_8$  são chaves de RF responsáveis pela alteração nos estados de atenuação. Cada um dos quatro estágios do circuito possui um *bit* de controle, que aciona simultaneamente as duas chaves do respectivo estágio ( $b_{0_{AT}} - b_{3_{AT}}$ ), sendo o nível lógico

Tabela 4 – Tabela verdade do atenuador variável de quatro bits.

Atenuação (dB)	$b_{3_{AT}}$	$b_{2_{AT}}$	$b_{1_{AT}}$	$b_{0_{AT}}$
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Fonte: Autoria própria.

'0' e '1' referentes, respectivamente, aos circuitos de referência, isto é,  $A_0$ , e de atenuação  $A_n$  ( $n = 1, 2, 3$  e  $4$ ).

Utilizando (2.34) e (2.35), é possível calcular os elementos resistivos para cada atenuação desejada. Os valores calculados, já ajustados para componentes comerciais, estão dispostos na Tabela 5.

Tabela 5 – Valores de resistência calculados para os atenuadores **T** e **II**.

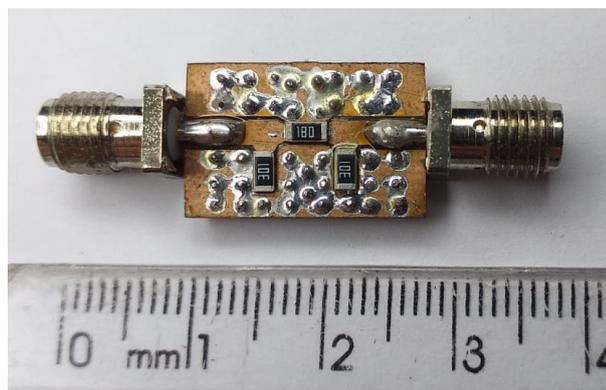
Atenuação (dB)	$R_{1_T}$ [ $\Omega$ ]	$R_{2_T}$ [ $\Omega$ ]	$R_{1_{II}}$ [ $\Omega$ ]	$R_{2_{II}}$ [ $\Omega$ ]
1	3	430	5,6	750
2	5,6	180	12	750
4	11	91	24	240
8	22	51	51	100

Fonte: Autoria própria.

A fim de validar os cálculos, um atenuador resistivo do tipo II de 3 dB, apresentado na Figura 23, foi projetado e implementado. Os valores dos resistores, neste caso, são:  $R_{1_{II}} = 18 \Omega$  e  $R_{2_{II}} = 300 \Omega$ . A Figura 24 mostra os parâmetros S deste circuito. Nota-se que o parâmetro  $S_{21}$  é, aproximadamente, -3 dB, tendo uma pequena disparidade devido às perdas no substrato. Contudo, este resultado pode ser considerado extremamente satisfatório.

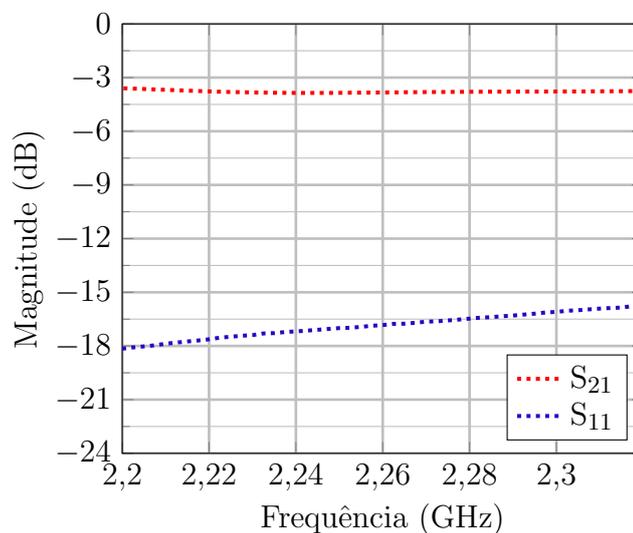
Com intuito de projetar um estágio de um atenuador variável, com níveis de atenuação de 0 e 6 dB, o protótipo da Figura 25 foi idealizado e implementado. Neste caso, para o atenuador de 6 dB, foi utilizada a topologia em **T**, com  $R_{1_T} = 18 \Omega$  e  $R_{2_T} = 91 \Omega$ .

Figura 23 – Atenuador resistivo de 3 dB tipo II.



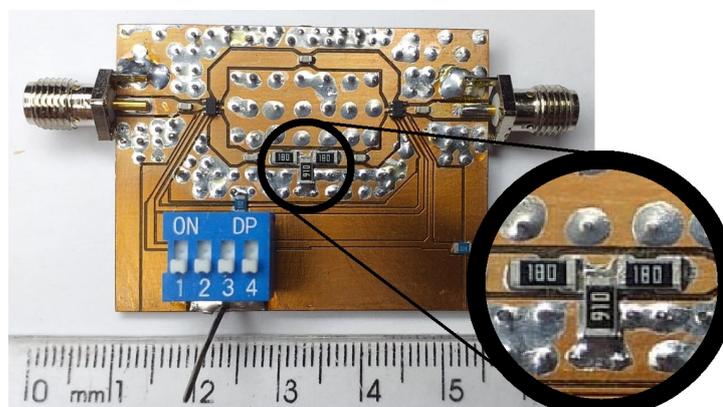
Fonte: Autoria própria.

Figura 24 – Resultados medidos dos parâmetros S do atenuador de 3 dB.

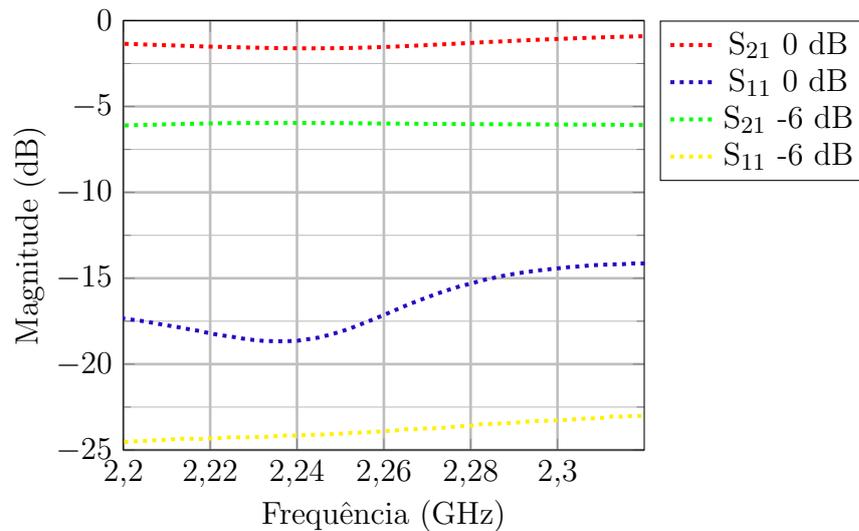


Fonte: Autoria própria.

Figura 25 – Atenuador resistivo variável de um estágio.



Fonte: Autoria própria.

Figura 26 – Resultados medidos dos parâmetros S do atenuador de 1 *bit*.

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 26, são mostrados os parâmetros S referentes aos dois estados de atenuação do dispositivo. Nota-se uma disparidade de aproximadamente 1,5 dB do resultado esperado. Isto ocorre devido à utilização de resistores inapropriados para RF, visto que nesta faixa de frequências é recomendado empregar resistores com dimensões menores que 2 mm, pois, com esta dimensão, o componente é considerado concentrado e seus efeitos parasitas podem ser desconsiderados (LUDWIG, 2000).

### 3.3 Deslocadores de Fase Variáveis para Nanossatélites

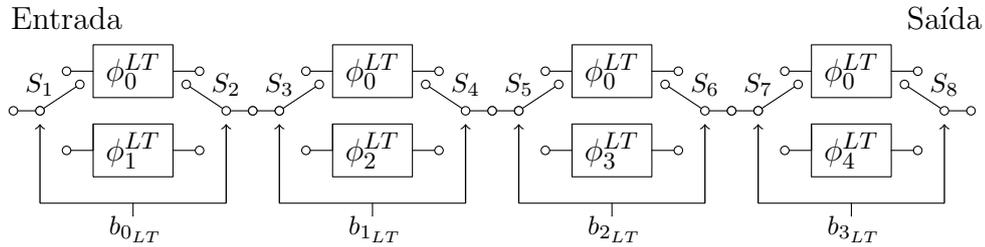
Nesta seção, são abordados os projetos de dois deslocadores de fase variáveis com quatro *bits* de controle. Um baseado em circuitos PA e PB e outro em linhas de transmissão comutadas.

#### 3.3.1 Deslocador de Fase Variável Baseado em Linhas de Transmissão Comutadas para Nanossatélites

O deslocador de fase de quatro *bits* baseado em LTs comutadas proposto neste trabalho é mostrado em esquemático na Figura 27 (SANTOS, 2015). Este dispositivo é composto por quatro estágios, sendo cada estágio chaveado entre trilha de referência e defasagem. Esta comutação também é realizada pela chave de RF exposta em detalhes na seção 3.1. Os atrasos escolhidos para as trilhas de defasagem de cada estágio foram de 22,5°, 45°, 90° e 180°.

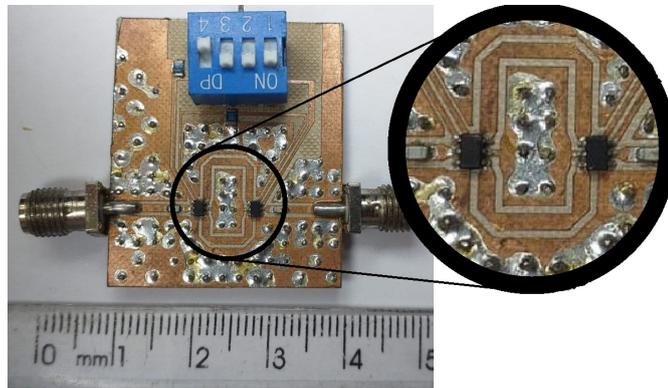
A foto da Figura 28 mostra um protótipo de dispositivo deslocador de fase baseado em LTs comutadas com um *bit* de controle, ou seja, possui dois estados de defasagens (neste caso, 0° e -22,5°).

Figura 27 – Topologia completa do deslocador de fase baseado em linhas de transmissão comutadas com quatro *bits* de controle ( $\phi_0^{LT} = 0^\circ$ ,  $\phi_1^{LT} = -22,5^\circ$ ,  $\phi_2^{LT} = -45^\circ$ ,  $\phi_3^{LT} = -90^\circ$  e  $\phi_4^{LT} = -180^\circ$ ).



Fonte: Autoria própria.

Figura 28 – Protótipo de um estágio do deslocador de fase baseado em LTs comutadas.



Fonte: Autoria própria.

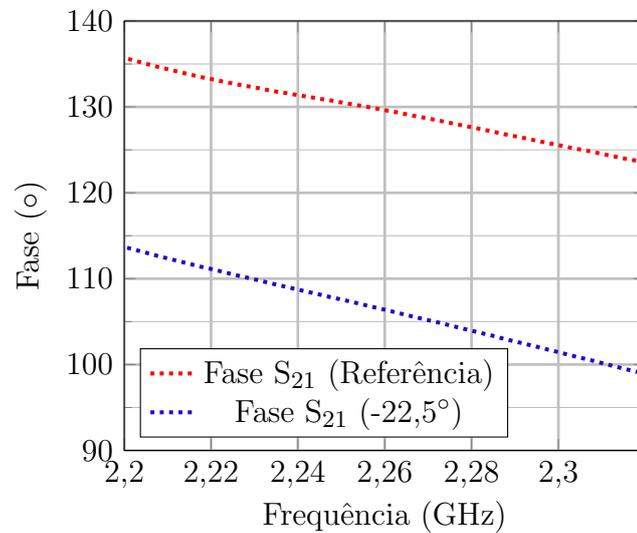
Para este dispositivo, foi utilizado o laminado de RF Taconic RF-60A, com altura do substrato  $H_{tac} = 0,79$  mm, espessura dos planos condutores  $T_{tac} = 35$   $\mu$ m, permissividade relativa do dielétrico  $\epsilon_{rtac} = 6,15$ , permeabilidade relativa  $\mu_{rtac} = 1$  e tangente de perdas  $tg\delta_{tac} = 0,002$ . Aplicando as equações (2.5) - (2.11), referentes ao GCPW, foram obtidos os parâmetros construtivos da estrutura: largura do condutor central  $W_{GCPW}^{tac} = 0,926$  mm e largura dos *gaps*  $G_{GCPW}^{tac} = 0,5$  mm.

Os comprimentos físicos referentes às defasagens de  $-22,5^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $-90^\circ$  e  $-180^\circ$ , foram calculados com base nas equações (2.21) - (2.24) e são dados, respectivamente, por:  $l_1 = 4,22$  mm,  $l_2 = 8,44$  mm,  $l_3 = 16,89$  mm e  $l_4 = 33,78$  mm.

O gráfico da Figura 29 mostra a fase dos parâmetros  $S_{21}$  referentes aos dois estados de defasagem do dispositivo. É possível notar que os resultados experimentais são extremamente satisfatórios, uma vez que o deslocador ofereceu uma defasagem, na frequência central, de  $-23,2^\circ$  o que significa um erro de, aproximadamente,  $0,7^\circ$  do valor desejado. Além disso os parâmetros de fase apresentaram um comportamento linear, indispensável neste tipo de circuito.

A partir da obtenção de ótimos resultados com o deslocador de fase de dois estados, foi proposto expandir este dispositivo para um circuito de quatro *bits*, ou seja, 16 estados

Figura 29 – Resultados medidos da fase dos parâmetros  $S_{21}$  do deslocador de fase em LT comutada com um *bit*.



Fonte: Autoria própria.

de defasagens distintos, assim como mostrado no esquemático da Figura 27. A Tabela 6 mostra todos os modos de funcionamento do dispositivo.

Tabela 6 – Tabela verdade do deslocador de fase em LT comutada com quatro *bits*.

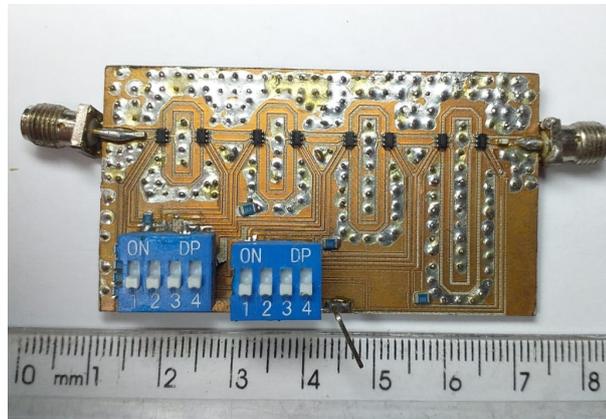
Defasagem (°)	$b_{3_{LT}}$	$b_{2_{LT}}$	$b_{1_{LT}}$	$b_{0_{LT}}$
0	0	0	0	0
-22,5	0	0	0	1
-45	0	0	1	0
-67,5	0	0	1	1
-90	0	1	0	0
-112,5	0	1	0	1
-135	0	1	1	0
-157,5	0	1	1	1
-180	1	0	0	0
-202,5	1	0	0	1
-225	1	0	1	0
-247,5	1	0	1	1
-270	1	1	0	0
-292,5	1	1	0	1
-315	1	1	1	0
-337,5	1	1	1	1

Fonte: Autoria própria.

O protótipo do deslocador de fase com quatro *bits* é mostrado na foto da Figura 30. As diferenças de fase de seus parâmetros  $S_{21}$  são expostas graficamente na Figura 31. É possível afirmar que estes resultados possuem boa concordância com o esperado, com

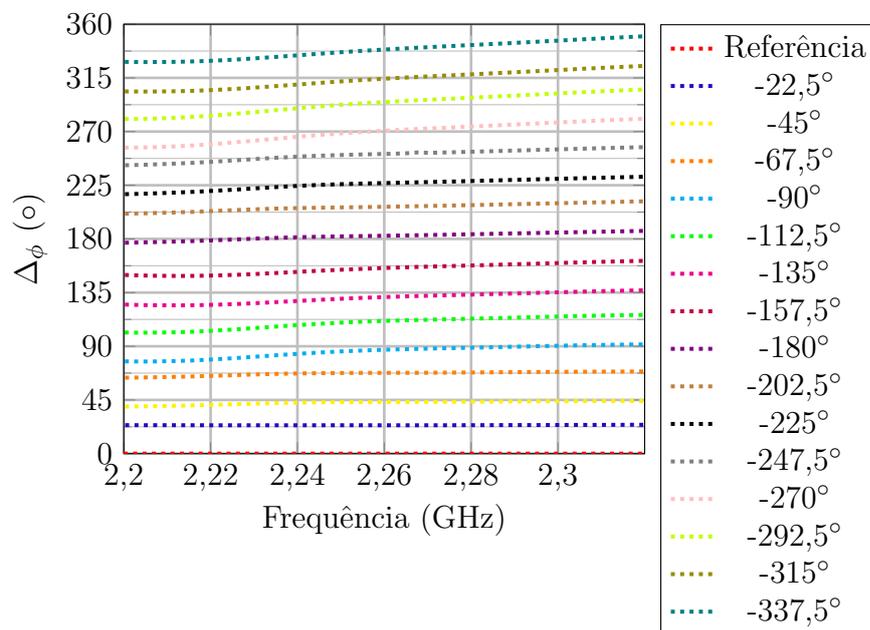
nenhuma espécie de distorção em toda banda de operação.

Figura 30 – Protótipo completo do deslocador de fase em LT comutada com quatro *bits* de controle.



Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – Diferenças de fase medidas dos parâmetros  $S_{21}$  do deslocador de fase em LT comutada com quatro *bits*.

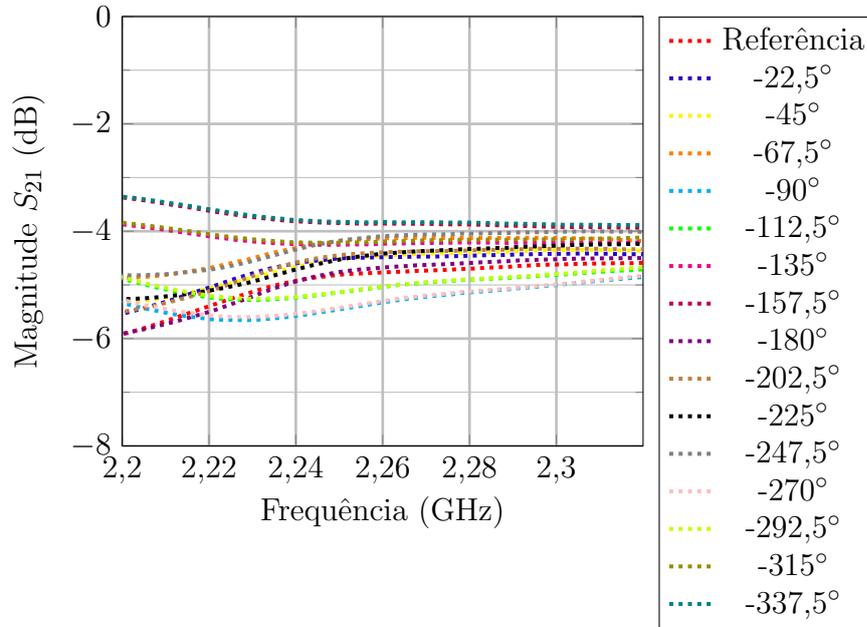


Fonte: Autoria própria.

Os resultados de fase do circuito apresentaram erros de, no máximo,  $4^\circ$  na frequência central de operação e  $13^\circ$  nas fronteiras da banda passante (2,2 GHz - 2,32 GHz). É importante salientar que em apenas seis estados o erro é superior à  $10^\circ$  nos limites da banda, sendo que, em 12 estados o erro é inferior a  $1^\circ$ , o que garante e supera expressivamente a figura de mérito estabelecida em (SANTOS, 2015).

Outro parâmetro muito importante na análise de resultados gerados por dispositivos deslocadores de fase é a sua perda de inserção. O gráfico da Figura 32 explicita a perda de inserção para cada estado de funcionamento.

Figura 32 – Perdas de inserção medidas para todos os modos de operação do deslocador de fase baseado na topologia de LTs comutadas com quatro *bits*.



Fonte: Autoria própria.

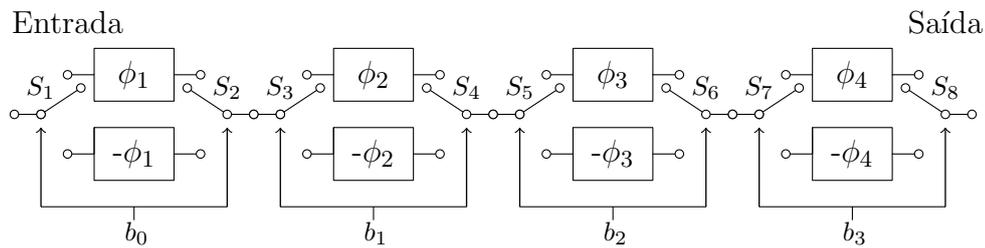
No caso de defasadores variáveis, idealmente deve-se manter a mesma perda de inserção para os diferentes modos de operação. Da Figura 32 pode-se afirmar que a atenuação do circuito variou aproximadamente 1,5 dB na frequência de operação, o que é aceitável neste tipo de estrutura, uma vez que, de um estado para o outro, a variação de comprimento da LT pode ser superior a 6 cm, implicando em atenuações por propagação distintas.

### 3.3.2 Deslocador de Fase Variável Baseado em Filtros PA e PB para Nanossatélites

Baseando-se nas topologias de defasadores PA **T** e PB **II** (SILVA et al., 2019), foi proposto um deslocador de fase variável com quatro *bits* de controle. O esquemático do dispositivo é apresentado na Figura 33, onde ( $S_1$ ) - ( $S_8$ ) são chaves de RF descritas na seção 3.1. Neste esquema,  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  e  $b_3$  são *bits* de controle, onde o nível lógico '0' e '1' acionam, respectivamente, os circuitos de atraso e referência.

A Tabela 7 demonstra todos os 16 modos de atuação do dispositivo. A variação ocorre de  $-168,75^\circ$  até  $168,75^\circ$ , ou, modificando-se a referência de fase, de  $0^\circ$  até  $-337,5^\circ$ , assim como o circuito proposto na seção 3.3.1.

Figura 33 – Topologia completa do deslocador de fase baseado em filtros PA e PB de quatro bits ( $\phi_1 = 11,25^\circ$ ,  $\phi_2 = 22,5^\circ$ ,  $\phi_3 = 45^\circ$  e  $\phi_4 = 90^\circ$ ).



Fonte: Autoria própria.

Tabela 7 – Tabela verdade do deslocador de fase de quatro bits com filtros PA e PB.

Defasagem ( $^\circ$ )	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$b_0$
-168,75	0	0	0	0
-146,25	0	0	0	1
-123,75	0	0	1	0
-101,25	0	0	1	1
-78,75	0	1	0	0
-56,25	0	1	0	1
-33,75	0	1	1	0
-11,25	0	1	1	1
+11,25	1	0	0	0
+33,75	1	0	0	1
+56,25	1	0	1	0
+78,75	1	0	1	1
+101,25	1	1	0	0
+123,75	1	1	0	1
+146,25	1	1	1	0
+168,75	1	1	1	1

Fonte: Autoria própria.

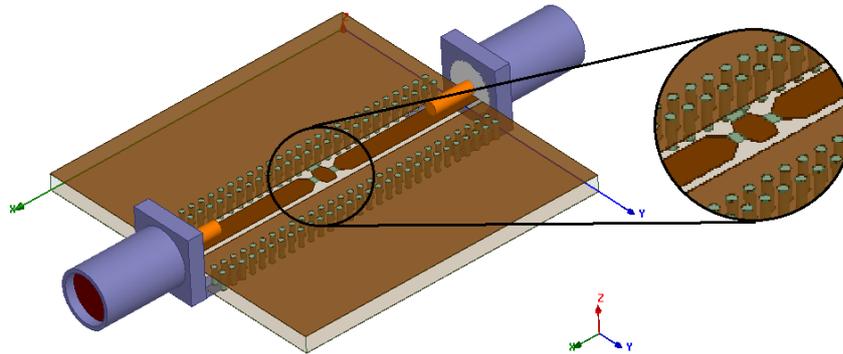
Aplicando as equações (2.28) - (2.32), pôde-se encontrar os valores dos componentes LC referentes às defasagens desejadas para este caso. A Tabela 8 mostra os valores calculados dos componentes discretos e as Figuras 34 e 35 mostram, respectivamente, os modelos eletromagnéticos  $\mathbf{T}$  e  $\mathbf{II}$  simulados.

Tabela 8 – Valores calculados para os componentes LC dos defasadores  $\mathbf{II}$  e  $\mathbf{T}$ .

Defasagem ( $^\circ$ )	$L_s$ (nH)	$C_p$ (pF)	$L_p$ (nH)	$C_s$ (pF)
$\pm 90$	3,52	1,4	3,52	1,4
$\pm 45$	2,49	0,58	4,98	3,4
$\pm 22,5$	1,34	0,28	9,2	7,08
$\pm 11,25$	0,687	0,138	18,05	14,3

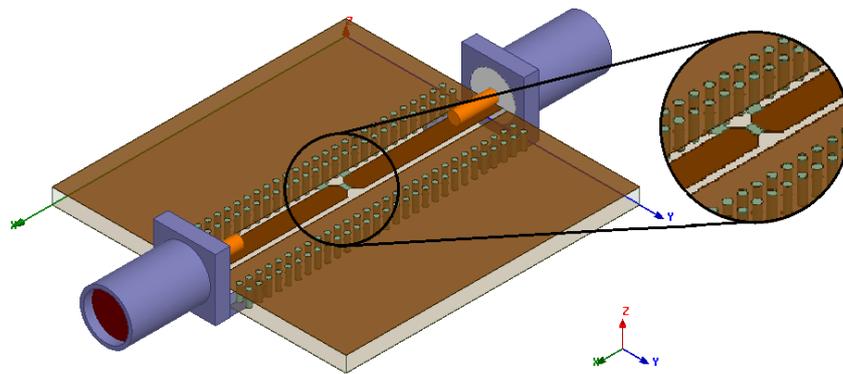
Fonte: Autoria própria.

Figura 34 – Modelo eletromagnético do circuito **T** PA em GCPW.



Fonte: Autoria própria.

Figura 35 – Modelo eletromagnético do circuito **II** PB em GCPW.



Fonte: Autoria própria.

A frequência de operação elevada faz com que os valores dos dispositivos concentrados sejam da ordem de elementos parasitas provenientes das discontinuidades das LTs. Estes problemas se tornam evidentes ao analisar os resultados simulados da Tabela 9. Nota-se que são gerados erros significativos nas defasagens sintetizadas, que chegam a  $30^\circ$ . Logo, um ajuste do dimensionamento dos componentes foi necessário.

Tabela 9 – Resultados de fase simulados para os componentes LC calculados.

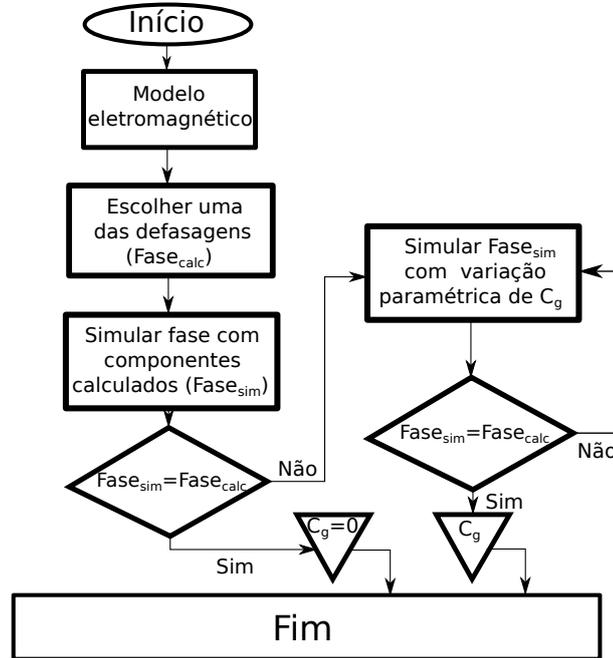
Defasagem teórica ( $^\circ$ )	Defasagem <b>T</b> ( $^\circ$ )	Defasagem <b>II</b> ( $^\circ$ )
$\pm 90$	+81,6	-121,5
$\pm 45$	+43,4	-52,8
$\pm 22,5$	+22,2	-25,4
$\pm 11,25$	+11	-12,4

Fonte: Autoria própria.

É possível modelar efeitos parasitas como um capacitor em paralelo com o elemento em série ( $C_s$  ou  $L_s$ ) na LT. A Figura 36 mostra um fluxograma da metodologia utilizada

para encontrar os valores das capacitâncias parasitas nos circuitos **T** ( $C_{gT}$ ) e **II** ( $C_{gII}$ ).

Figura 36 – Metodologia de obtenção do valor de  $C_g$  em forma de fluxograma.



Fonte: Autoria própria.

Os valores encontrados após algumas iterações são:  $C_{gT} = 0,23$  pF e  $C_{gII} = 0,97$  pF. Aplicando esta modelagem, foi possível ajustar os componentes LC. Os novos valores dos elementos discretos  $L'_s$  e  $C'_s$ , já adequados para valores comerciais, são expostos na Tabela 10.

Tabela 10 – Valores ajustados para os componentes LC comerciais.

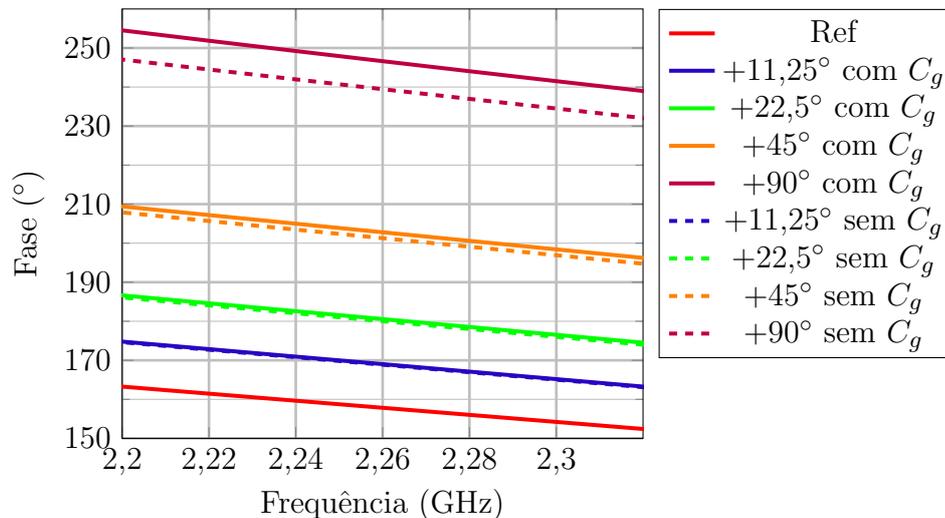
Defasagem (°)	$L'_s$ (nH)	$C'_s$ (pF)
±90	2,1	1,2
±45	1,9	3,2
±22,5	1	6,8
±11,25	0,6	14

Fonte: Autoria própria.

As Figuras 37 e 38 mostram, nesta ordem, os gráficos referentes às fases dos parâmetros  $S_{21}$  para os circuitos **T** PA e **II** PB, antes e após a modelagem dos efeitos parasitas. É notória a diminuição do erro de fase nos dois casos, o que implica na necessidade de utilizar esta metodologia de ajuste em circuitos com componentes discretos que operam em frequências de RF.

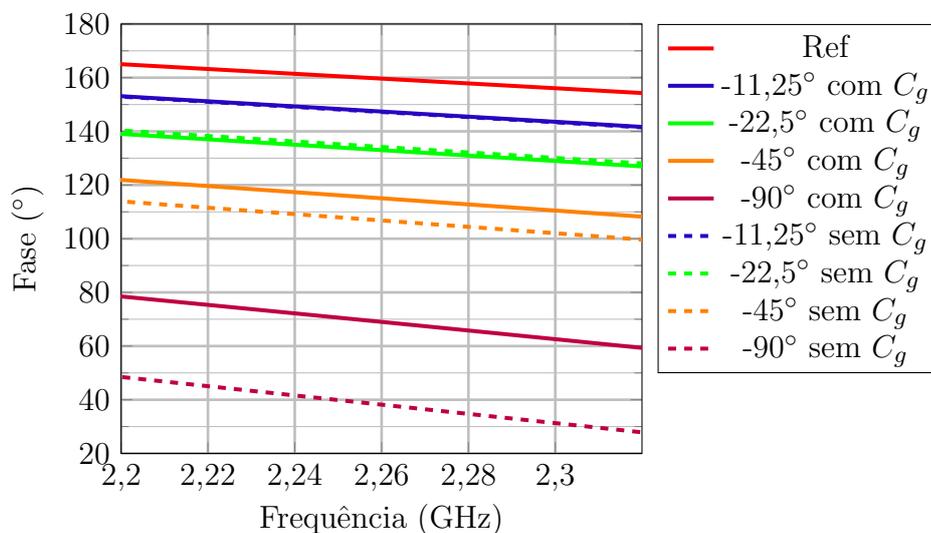
Esta modelagem é pouco abordada na literatura. Em (BHONKAR; SUTAR, 2016), esta topologia é proposta apenas em simulações elétricas, onde os efeitos eletromagnéticos não são levados em consideração. Já em (SANTOS, 2015), estas topologias são revisadas,

Figura 37 – Resultados simulados de fase para o circuito **T** com valores LC calculados e ajustados.



Fonte: Autoria própria.

Figura 38 – Resultados simulados de fase para o circuito **II** com valores LC calculados e ajustados.



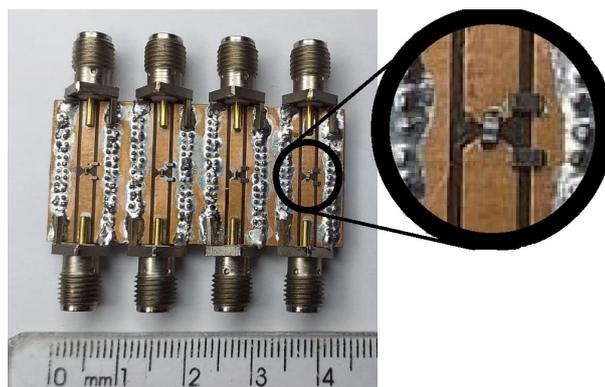
Fonte: Autoria própria.

porém não implementadas pelo fato de não haver na literatura formas concretas de contornar os efeitos parasitas. Visto isso, este trabalho apresenta uma evolução na análise deste tipo de circuito.

A fim de validar as simulações, foram construídos os protótipos dos defasadores com as topologias **II** e **T** demonstrados, nesta ordem, nas fotos das Figuras 39 e 40. O gráfico da Figura 41 mostra uma comparação entre as simulações no *software* ANSYS HFSS e as medições das fases dos parâmetros de transmissão dos circuitos. É possível notar uma boa concordância entre os resultados, o que valida as simulações. Contudo, nos circuitos **II**

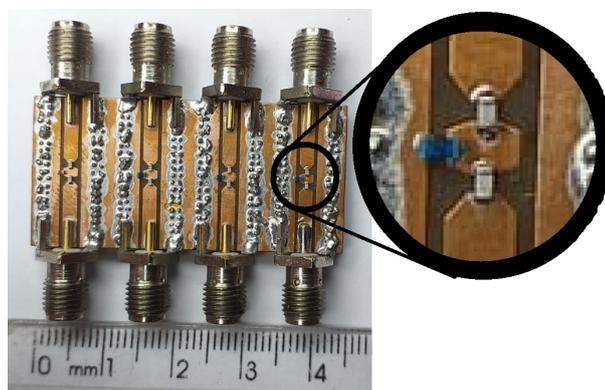
com menores defasagens ( $-11,25^\circ$  e  $-22,5^\circ$ ), é perceptível uma maior disparidade entre os resultados. Isto ocorre pelo fato de que são usados canais diferentes para cada circuito, o que pode ter ocasionado uma soldagem diferenciada em cada conector. Em 2,26 GHz, estes circuitos em GCPW possuem um comprimento de onda guiado de, aproximadamente, 80 mm, isto significa que cada milímetro de diferença na soldagem dos conectores implica em um erro de, aproximadamente,  $4^\circ$  na defasagem sintetizada.

Figura 39 – Protótipo dos defasadores do tipo II.



Fonte:Autoria própria.

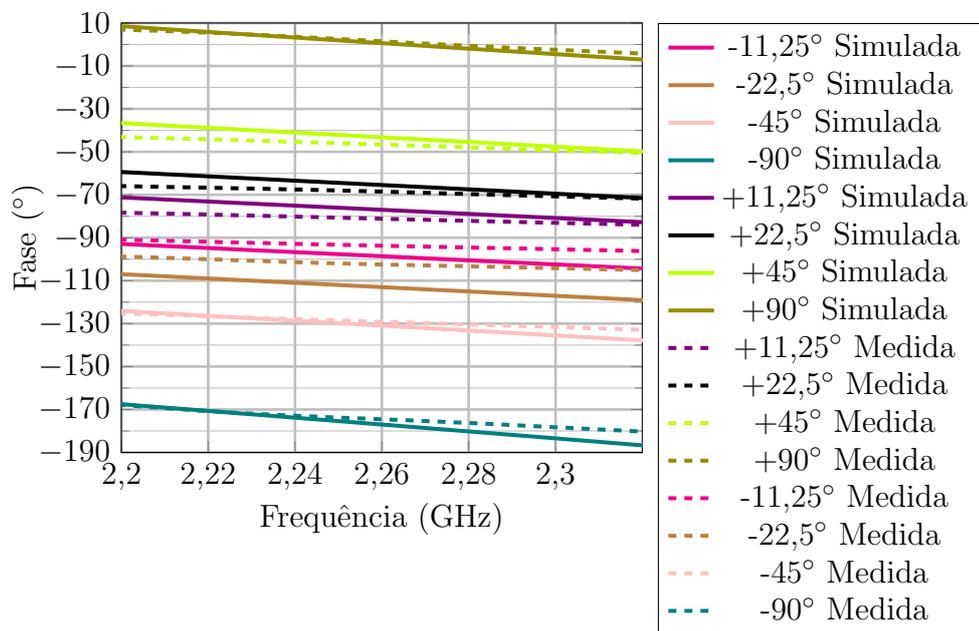
Figura 40 – Protótipo dos defasadores do tipo T.



Fonte:Autoria própria.

A Figura 42 mostra uma foto do protótipo de deslocador de fase com elementos discretos e quatro *bits* de controle. Nesta versão, foram adicionados *leds* para indicar os estados de defasagem ativos em cada estágio do dispositivo. A Figura 43 mostra os resultados de fase dos parâmetros S para o defasador. Nota-se uma boa distribuição nas fases dos diferentes estados do defasador. Contudo, são apresentados erros significativos. Em média, o circuito apresenta  $15^\circ$  de erro entre o calculado e o medido, sendo o erro máximo de, aproximadamente,  $22^\circ$ . Portanto este dispositivo pode não ser efetivo no controle de fase para alguns casos que não toleram erros maiores que  $20^\circ$  nas defasagens. A Figura 44 mostra a perda de inserção do dispositivo. Nota-se uma diferença máxima de

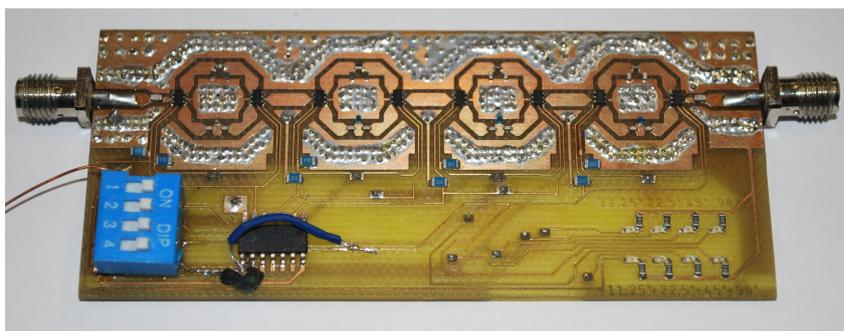
Figura 41 – Comparativo entre os resultados simulados e medidos para as fases dos parâmetros  $S_{21}$  dos defasadores  $\Pi$  e  $\mathbf{T}$ .



Fonte: Autoria própria.

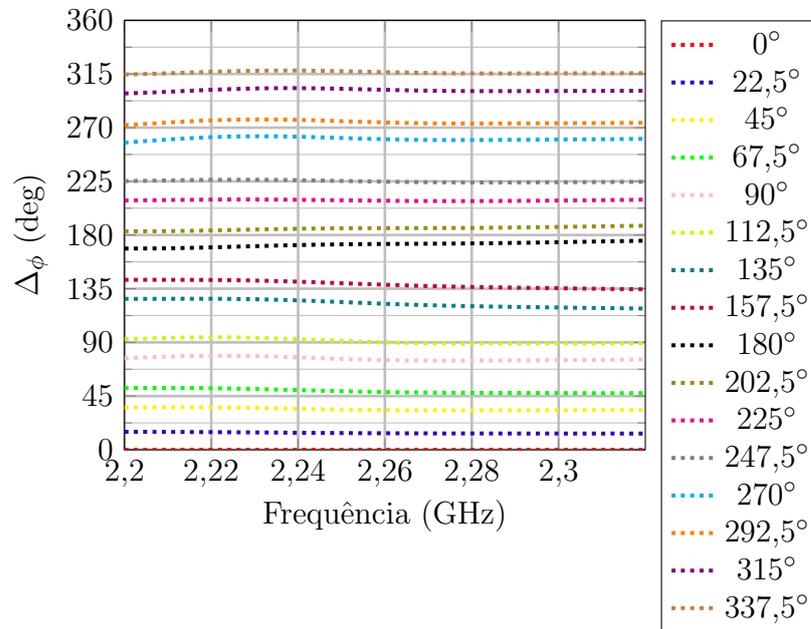
4 dB de atenuação entre os estágios. Logo, este protótipo apresenta um resultado pior que o deslocador de fase com linhas de transmissão, uma vez que alguns dos circuitos  $\mathbf{T}$  e  $\Pi$  adicionam maiores perdas de inserção.

Figura 42 – Protótipo do deslocador de fase completo com elementos discretos de quatro bits.



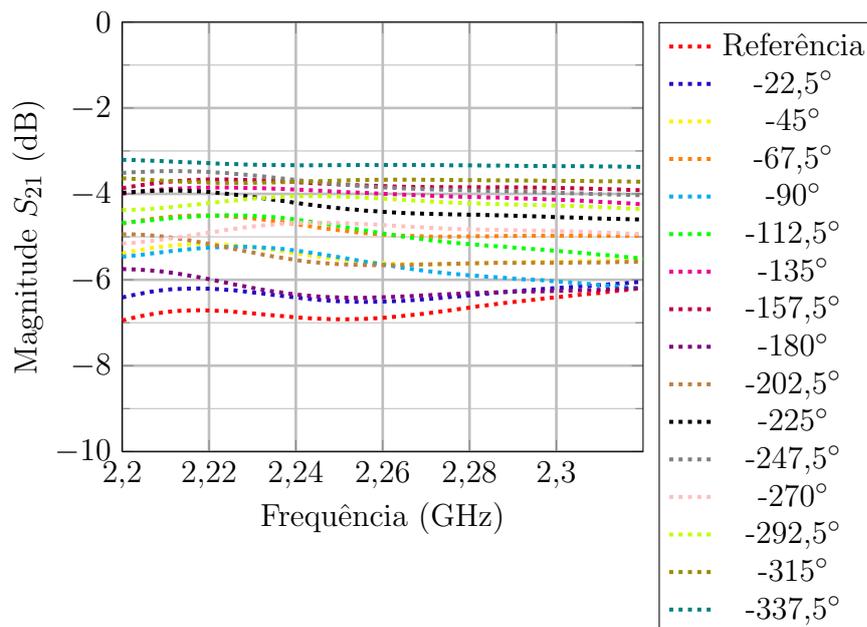
Fonte: Autoria própria.

Figura 43 – Fases medidas dos parâmetros  $S_{21}$  do deslocador de fase com elementos discretos com quatro *bits*.



Fonte: Autoria própria.

Figura 44 – Perdas de inserção medidas para todos os modos de operação do deslocador de fase com elementos discretos e quatro *bits* de controle.



Fonte: Autoria própria.

## 4 SISTEMA DE CONTROLE E CONFORMAÇÃO DE FEIXE PARA WLAN (2,4 GHZ)

Neste capítulo, um sistema de alimentação com defasagem e atenuação variáveis, bem como seus resultados experimentais, e a validação do algoritmo de otimização por colônia de vaga-lumes (do inglês, *firefly algorithm* - FA) com duas redes de antenas (isotrópica e de microfita), são apresentados e discutidos.

### 4.1 Aplicação do FA para Redes de Antenas WLAN

Nesta aplicação, busca-se otimizar as amplitudes e fase dos coeficientes de excitação da rede. A função que deve ser minimizada é a função erro definida por

$$erro(\theta) = \sum_{0^\circ}^{180^\circ} |O(\theta)Peso(\theta)(\bar{U}_{Mask}(\theta)_{dB} - \bar{U}_{Rede}(\theta)_{dB})|, \quad (4.1)$$

onde  $\bar{U}_{Mask}(\theta)_{dB}$  e  $\bar{U}_{Rede}(\theta)_{dB}$  são, respectivamente, as intensidades de potência normalizadas da máscara e da rede, dadas por

$$\bar{U}(\theta)_{dB} = 10 \log \left( \frac{U}{\max(U)} \right) \quad (4.2)$$

e

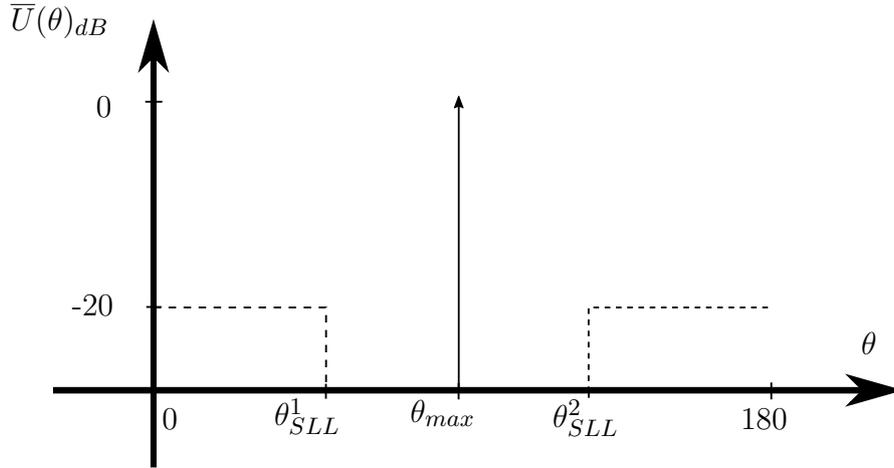
$$U = \frac{|\vec{E}|^2}{2\eta_0} r^2, \quad (4.3)$$

onde  $\eta_0$  é a impedância intrínseca no espaço livre,  $\vec{E}$  é o campo elétrico irradiado,  $r$  é a distância a um ponto de observação em campo distante,  $O(\theta)$  é uma função que assume valores 0 ou 1, utilizada para computar ou não o erro em uma determinada direção  $\theta$ , e  $Peso(\theta)$  é a função que distribui pesos específicos para cada ângulo  $\theta$ .

A Figura 45 mostra um gráfico da máscara utilizada para sintetizar os diagramas de irradiação desejados. Neste exemplo, a máscara está, basicamente, dividida em duas regiões: a fim de minimizar o nível de lóbulos secundários (do inglês, *side lobe level* - SLL), nos intervalos de  $0^\circ$  a  $\theta_{SLL}^1$  e de  $\theta_{SLL}^2$  a  $180^\circ$ , a intensidade de irradiação normalizada possui valor de -20 dB e, na direção de máxima irradiação,  $\bar{U}(\theta_{max}) = 0$  dB. O ângulo de máxima irradiação e a abertura do lóbulo principal variam de acordo com o diagrama que se deseja sintetizar.

A função  $O(\theta)$ , nesta aplicação, possui dois tipos de funcionamento. No lóbulo principal, ela é ativada apenas no ângulo de máxima irradiação. Já para o controle de SLL, possui uma condição para ser ativada: se  $\bar{U}_{Mask}(\theta_i)_{dB} \geq \bar{U}_{Rede}(\theta_i)_{dB}$ , então  $O(\theta_i) = 0$ , senão,  $O(\theta_i) = 1$ ; ou seja, se o diagrama respeitar o máximo valor de SLL imposto pela máscara, então o erro nesta direção ( $\theta_i$ ) não deve ser computado e minimizado. A função  $Peso(\theta)$  tem a finalidade de aumentar a eficiência da otimização em uma certa região da máscara.

Figura 45 – Máscara com SLL menor que -20 dB.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 46 mostra um fluxograma do algoritmo de colônia de vaga-lumes implementado neste trabalho. Primeiramente são especificados os dados da rede de antenas, tais como: frequência de operação e distância entre elementos. Logo após, as características da colônia (número máximo de iterações e quantidade de vaga-lumes) são definidas, bem como as variáveis otimizáveis. Posteriormente, a colônia de vaga-lumes inicial é criada e então é feita uma comparação, em relação à função erro (4.1), entre todos os vaga-lumes da colônia. Os piores (vaga-lumes  $i$ ), ou seja, que apresentam maior erro, são guiados a acompanhar o melhor (vaga-lume  $j$ ) de acordo com (2.37). Este processo é realizado com todos os vaga-lumes até que o número máximo de iterações seja alcançado. Por fim, como saída do código, são gerados os diagramas de irradiação desejados e os coeficientes de *beamforming* otimizados.

#### 4.1.1 Rede Linear de Antenas Isotrópicas

Para uma rede linear de quatro elementos isotrópicos dispostos ao longo do eixo  $z$  com a origem de coordenadas no centro do arranjo, tem-se o campo elétrico total irradiado

$$\vec{E}_{Total}^{iso} = |a_1|e^{j(-k_0d_1 \cos(\theta)+\delta_1)} + |a_2|e^{j(-k_0d_2 \cos(\theta)+\delta_2)} + |a_3|e^{j(k_0d_3 \cos(\theta)+\delta_3)} + |a_4|e^{j(k_0d_4 \cos(\theta)+\delta_4)}, \quad (4.4)$$

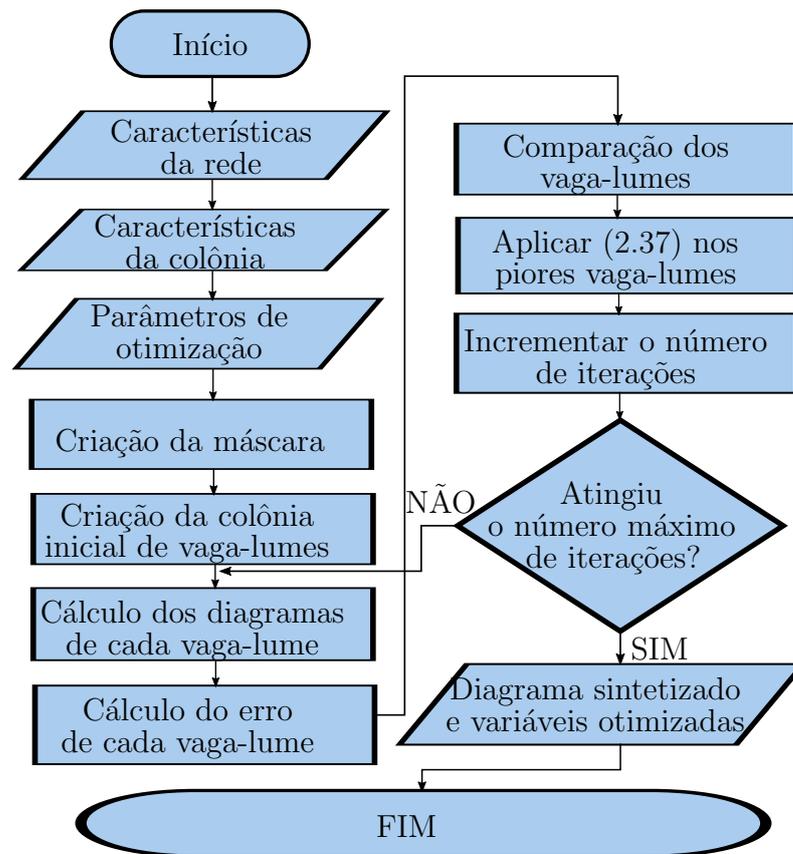
onde  $d_n$  são as distâncias entre cada elemento e a origem, e  $k_0$  é a constante de fase no espaço livre dada por

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}, \quad (4.5)$$

onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre. A distância entre antenas adjacentes é de  $\frac{\lambda_0}{2}$ , que em 2,4 GHz é 6,25 cm.

Para esta otimização são utilizados 20 vaga-lumes,  $\beta_0 = 2$ ,  $\gamma_0 = 5$ ,  $\alpha_0 = 10^{-3}$  e número máximo de iterações igual a 200. A quantidade de vaga-lumes é encontrada com

Figura 46 – Fluxograma do algoritmo de colônia de vaga-lumes.



Fonte: Autoria própria.

base no compromisso entre velocidade de processamento e resultado final da otimização, isto é, este é o menor valor que gera uma boa resposta. A Figura 47 mostra os diagramas de irradiação sintetizados com estas especificações.

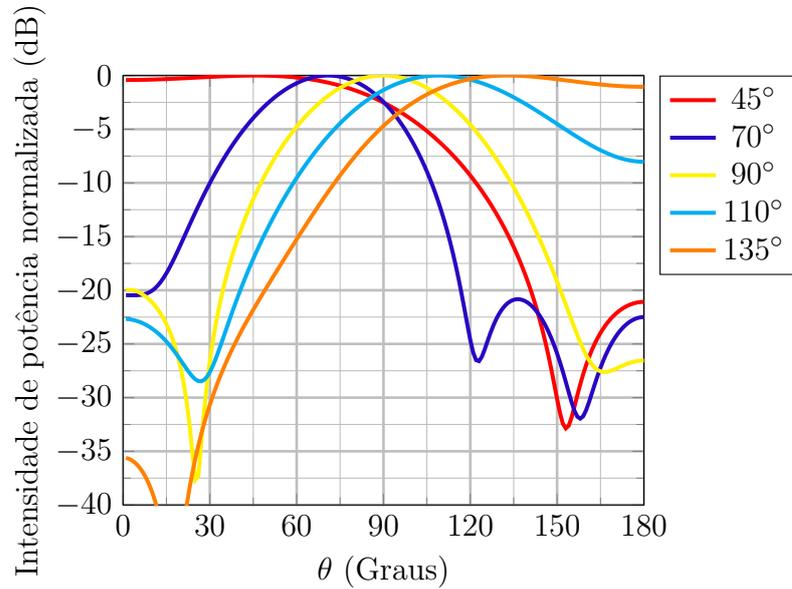
Nota-se que, ao direcionar o feixe para fora da direção de *broadside* ( $90^\circ$ ), este tende a se alargar, isto ocorre pois a distribuição dos coeficientes de excitação dos elementos da rede neste caso é menos concentrada no centro do arranjo, em comparação ao caso de apontamento para  $\theta_{max} = 90^\circ$ .

É possível verificar, também, que próximo de  $0^\circ$  e de  $180^\circ$  o diagrama não obedece ao SLL desejado. Isto se deve ao fato de haver campo irradiado entre  $180^\circ$  e  $360^\circ$ , não analisado na otimização devido à simetria do arranjo. Este efeito pode ser contornado substituindo-se as antenas isotrópicas por elementos diretivos.

#### 4.1.2 Rede Linear de Antenas de Microfitas

A equação (4.4) deve ser modificada para antenas realistas, para levar o acoplamento mútuo, ignorado na teoria clássica de antenas, em consideração. Devido ao acoplamento mútuo entre os elementos da rede, é interessante utilizar os campos individuais irradiados na análise desta rede de antenas. Logo, o campo total irradiado pelo arranjo

Figura 47 – Intensidades de irradiação simuladas para a rede isotrópica com SLL menor que -20dB.



Fonte: Autoria própria.

é descrito por

$$\vec{E}_{total}^{mut} = \sum_{m=1}^M a_m e^{j\delta_m} \vec{E}_m^{ind}(\theta), \quad (4.6)$$

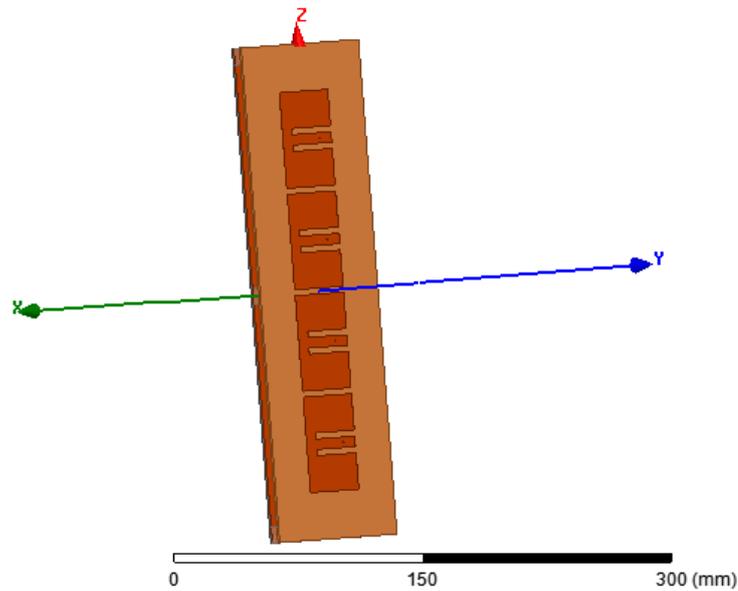
onde  $\vec{E}_m^{ind}(\theta)$  é o campo elétrico irradiado pelo  $m$ -ésimo elemento da rede. A fim de aplicar os conceitos de otimização, é utilizado um modelo eletromagnético de uma rede de antenas de microfita para realizar um *beamforming*. A Figura 48 mostra o modelo simulado, com quatro elementos, espaçados entre si de  $\frac{\lambda_0}{2}$  (BARBOSA, 2016).

A Figura 49 mostra as intensidades de potência normalizadas simuladas para cada uma das antenas do conjunto. Estes diagramas são simulados excitando-se uma antena por vez, terminando-se as demais antenas da rede com carga casada. Verifica-se que, devido ao acoplamento mútuo, cada elemento apresenta um diagrama de irradiação particular.

Com os diagramas de irradiação gerados pelo simulador eletromagnético, é possível realizar a otimização com o FA. Nesta aplicação são utilizados 20 vaga-lumes,  $\beta_0 = 2$ ,  $\gamma_0 = 5$ ,  $\alpha_0 = 10^{-3}$  e um número máximo de iterações igual a 200. A Figura 50 mostra a intensidade de potência normalizada para cinco diferentes apontamentos. Em todos casos, o diagrama sintetizado obedeceu ao SLL imposto pela máscara. Foram alcançados resultados satisfatórios para apontamento de feixe, sendo estes de até  $27^\circ$  para fora da direção de *broadside*. A área total de varredura em  $\theta$ , obtida para um  $SLL \leq -20$  dB, foi de  $54^\circ$ , o que significa que a potência irradiada pela rede pode ser apontada em diversas direções no intervalo angular entre  $63^\circ$  e  $117^\circ$ .

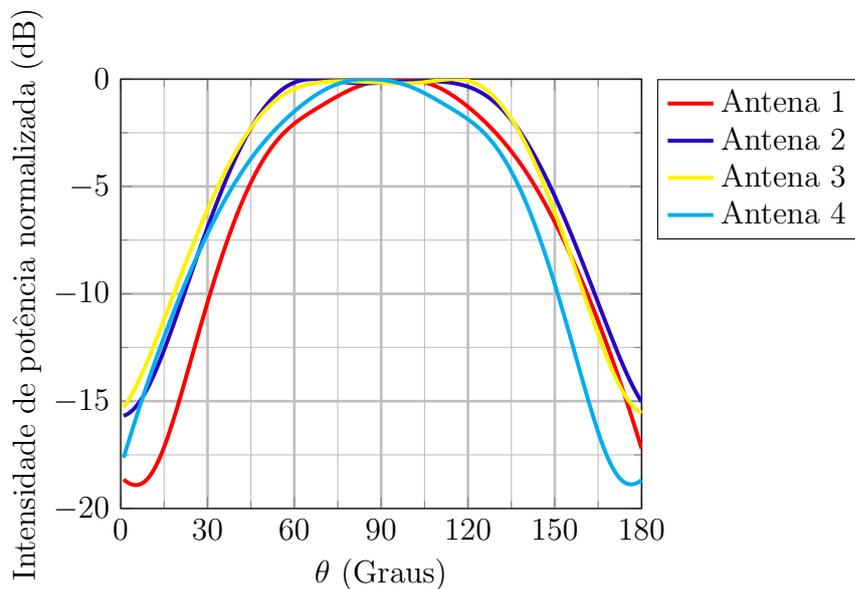
Pelo fato de esta rede possuir apenas quatro elementos e os diagramas de irradiação possuírem uma forma simples, o método converge em poucas iterações. A Figura 51

Figura 48 – Modelo eletromagnético da rede de antenas de microfita.



Fonte: Autoria própria.

Figura 49 – Intensidades de irradiação simuladas de cada elemento da rede de antenas de microfita.

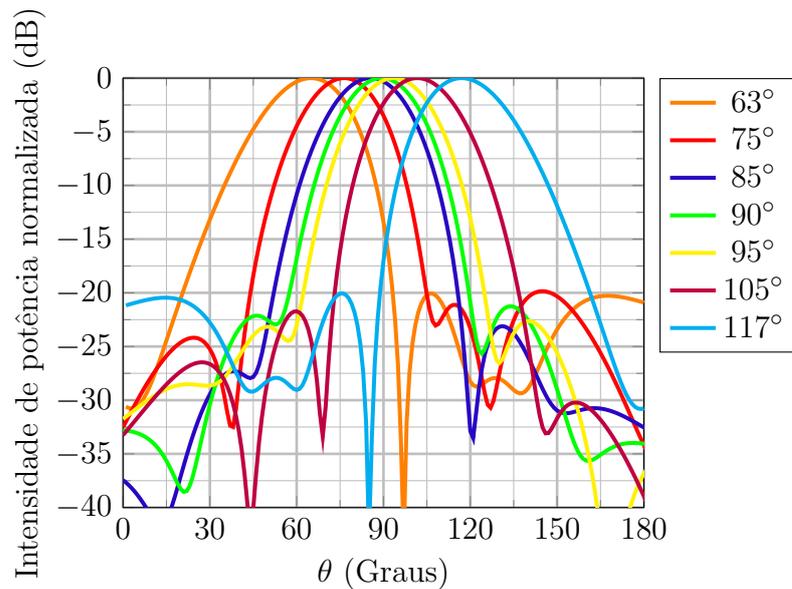


Fonte: Autoria própria.

apresenta a curva de evolução do algoritmo, que mostra a função erro em relação ao número de iterações para o caso de apontamento em  $\theta = 63^\circ$ . Nota-se que, apesar de serem utilizadas 200 iterações, o método converge em torno da iteração número 60.

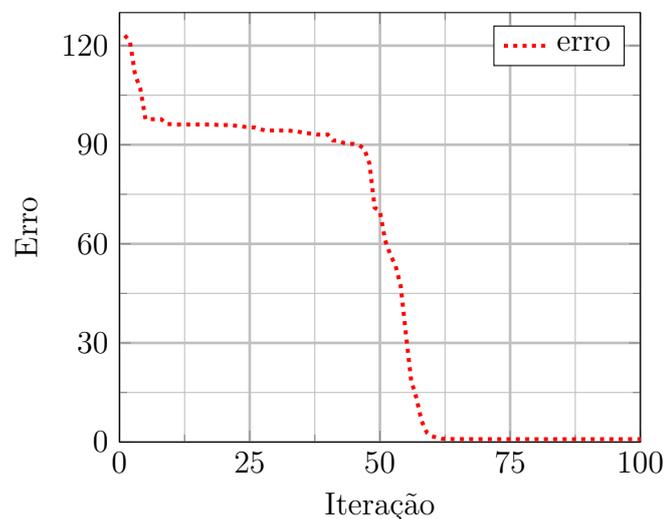
É interessante ressaltar a boa evolução do algoritmo, minimizando um erro de, aproximadamente, 120 na primeira iteração para 0,8 na última. Isso corresponde a um valor de erro residual de cerca de 0,06 % do valor de erro inicial. Outro parâmetro interessante é

Figura 50 – Intensidades de irradiação simuladas para 5 apontamentos de feixe distintos.



Fonte: Autoria própria.

o tempo de processamento, que em todos os casos abordados neste trabalho é inferior a 1 segundo, em um computador pessoal com capacidade limitada.

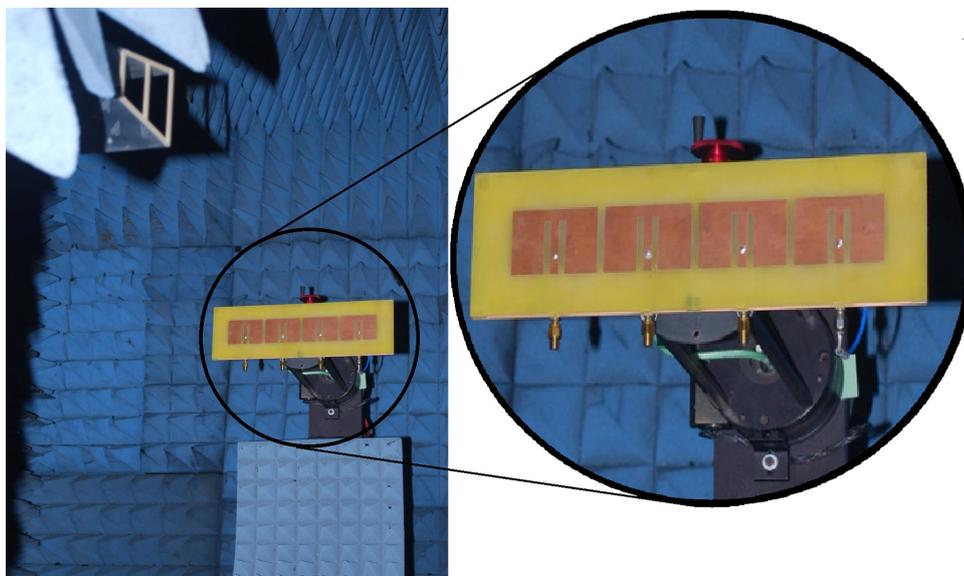
Figura 51 – Curva de evolução do método iterativo para apontamento em  $\theta = 63^\circ$ .

Fonte: Autoria própria.

Para validação das simulações, o protótipo foi instalado na câmara anecoica de campo próximo da Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), como mostrado na Figura 52, e os campos irradiados por cada elemento individualmente foram medidos utilizando-se procedimento similar ao realizado no HFSS. De posse desses dados, pôde-se calcular o diagrama que seria medido excitando-se os elementos para apontar o feixe para  $\theta_{max} = 90^\circ$  sem controle de lóbulos secundários. A comparação entre o diagrama obtido

com os dados medidos com o resultado do HFSS é mostrada na Figura 53. Percebe-se excelente concordância entre os resultados, o que valida o modelo eletromagnético. Já na Figura 54, são mostrados os diagramas de irradiação individuais de cada elemento da rede para o modelo eletromagnético e para o protótipo.

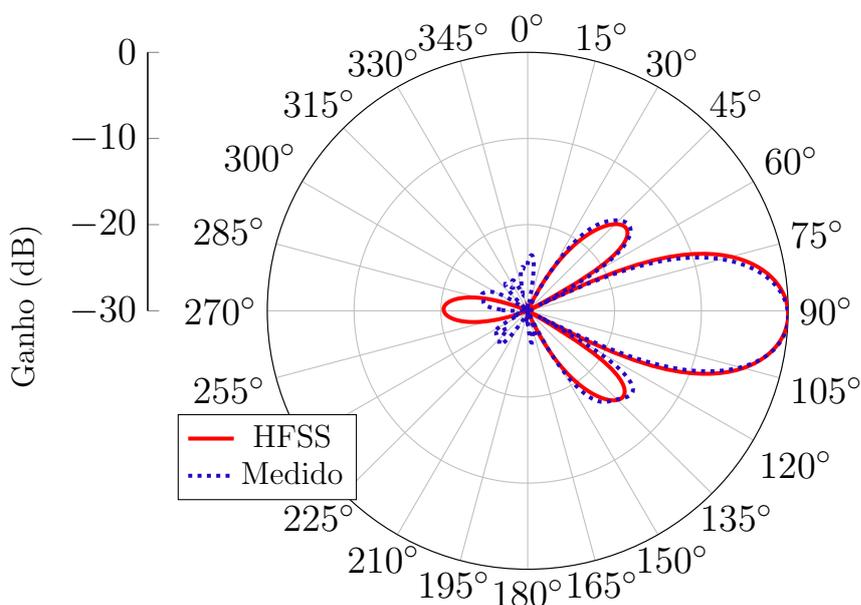
Figura 52 – Protótipo da rede de antenas de microfita.



Fonte: Autoria própria.

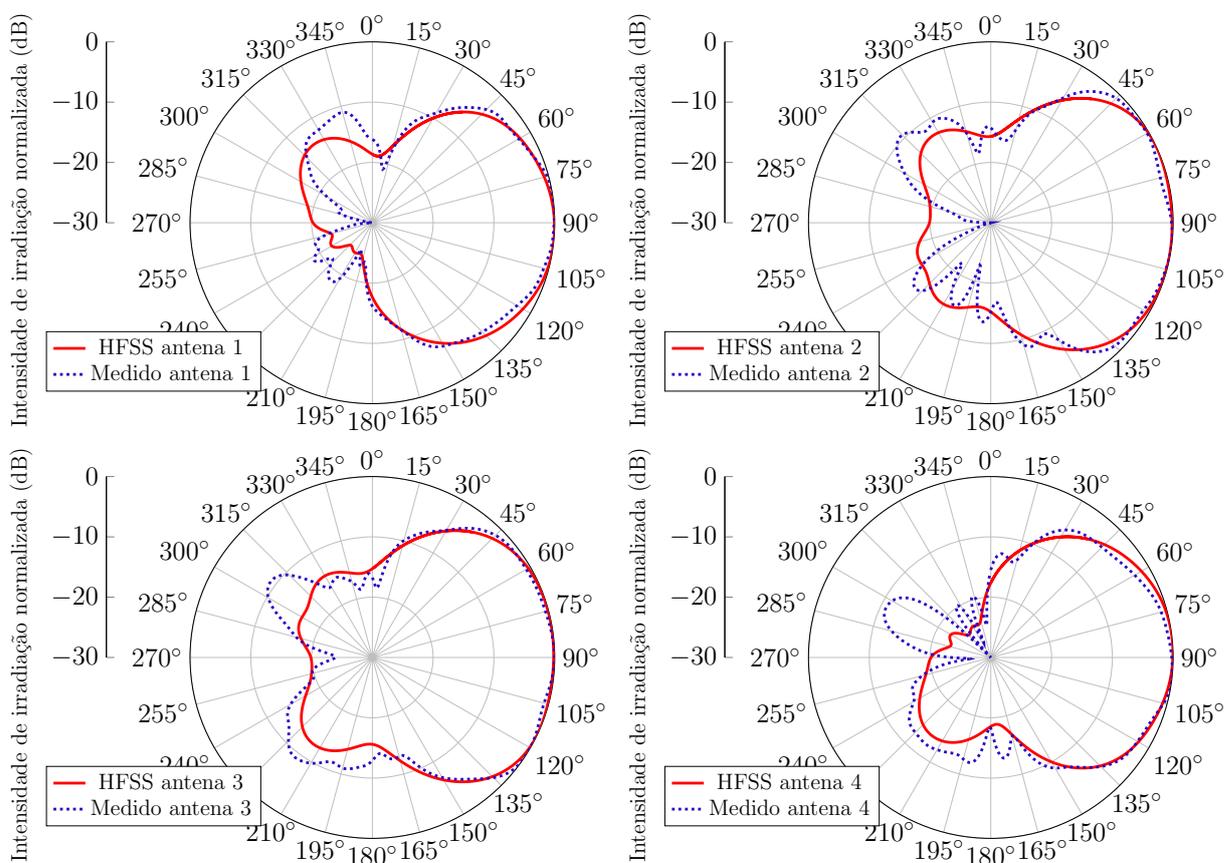
Para validar os diagramas de irradiação sintetizados para o modelo eletromagnético, os coeficientes de *beamforming* (amplitude e fase dos coeficientes de excitação das antenas),

Figura 53 – Diagramas de irradiação (*broadside*) das redes simulada e construída.



Fonte: Autoria própria.

Figura 54 – Diagramas de irradiação individuais para as redes simulada e construída.



Fonte: Autoria própria.

expostos na Tabela 11, foram aplicados nos diagramas individuais medidos do protótipo da rede. A Figura 55 mostra a comparação entre os diagramas gerados com a rede simulada e a construída, para cinco diferentes direções de apontamento. Nota-se uma ótima concordância no lóbulo principal, uma vez que a direção de máxima irradiação é mantida e, em geral, os resultados se sobrepõem nesta região. Entretanto, os lóbulos secundários apresentam um aumento, com valores maiores que o SLL imposto, contudo a diferença do esperado não supera 5 dB no pior caso, ou seja, o SLL varia de -20 até -15 dB nos diagramas do protótipo.

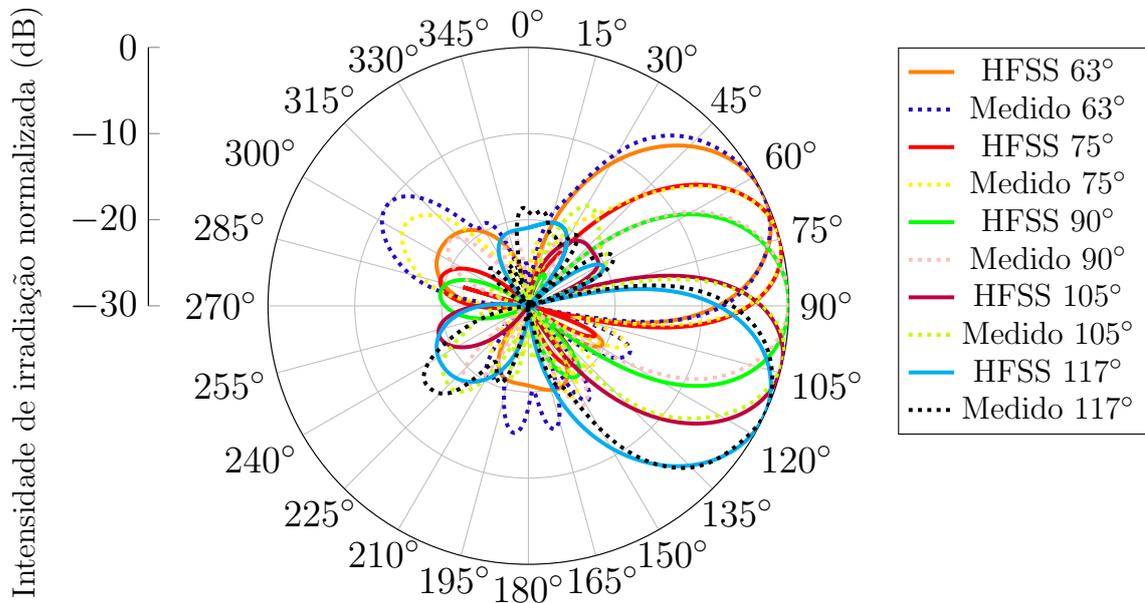
Apesar de serem utilizadas 200 iterações, o método converge mais rapidamente, como pode ser visto na Figura 56. Nota-se que a velocidade de convergência do algoritmo é diretamente proporcional a diferença do ângulo de apontamento para a direção de *broadside*, isto é, quanto mais distante desta direção, mais difícil é a otimização, logo mais iterações são necessárias para o método convergir.

Tabela 11 – Coeficientes de *beamforming*.

	$\theta = 63^\circ$	$\theta = 75^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\theta = 105^\circ$	$\theta = 117^\circ$
$a_1$	0,0768	0,4200	0,5197	0,2898	0,6231
$\delta_1(^{\circ})$	67,8989	202,8273	238,8827	146,2885	145,3637
$a_2$	0,7344	0,6807	0,6303	0,6747	1,0000
$\delta_2(^{\circ})$	319,9881	154,4723	234,2197	195,8395	230,9700
$a_3$	1,0000	0,8643	0,4840	0,7796	0,7344
$\delta_3(^{\circ})$	230,9700	107,6538	227,3329	237,6093	319,9881
$a_4$	0,6231	0,6350	0,0173	0,6331	0,0768
$\delta_4(^{\circ})$	145,3637	41,8321	266,2805	292,0093	67,8989

Fonte: Autoria própria.

Figura 55 – Intensidades de irradiação para apontamentos de feixe das redes simulada e construída.



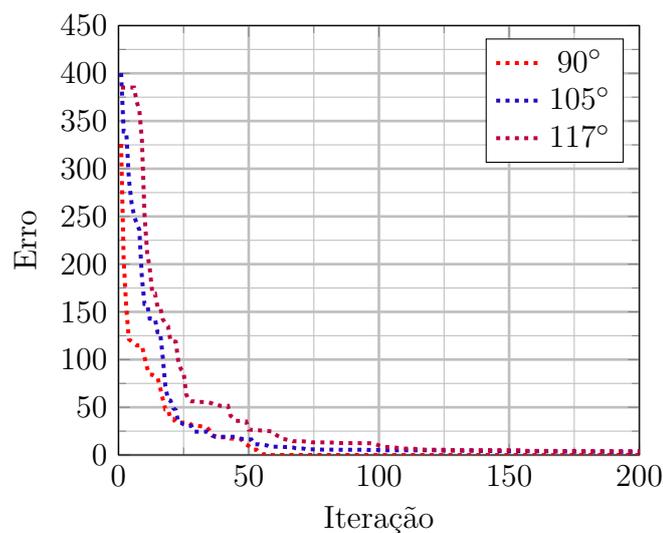
Fonte: Autoria própria.

## 4.2 Deslocador de Fase Variável para WLAN

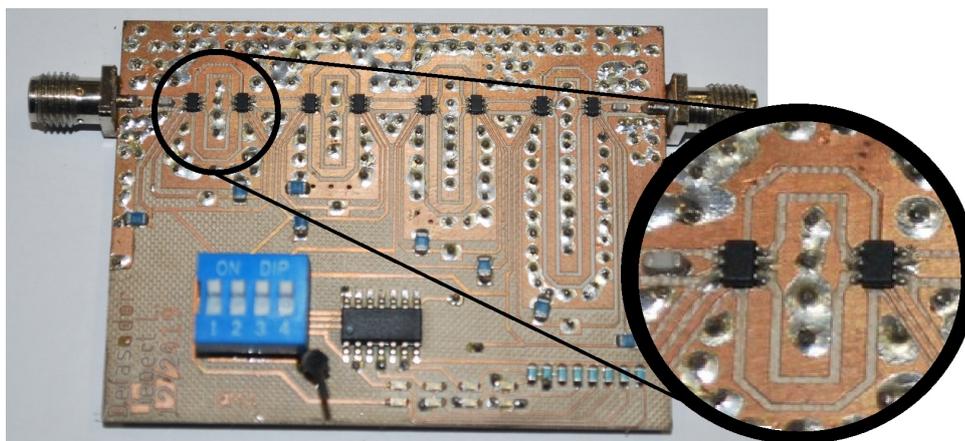
Utilizando-se a teoria de deslocadores de fase baseados em linhas de transmissão comutadas (SANTOS, 2015), também aplicada nos circuitos defasadores da seção 3.3.1, o protótipo da Figura 57 foi reprojeto e reconstruído para aplicação no controle e apontamento de feixe para WLAN em 2,4 GHz. Basicamente, ajustou-se o comprimento das linhas de transmissão de atraso de acordo com a nova frequência de operação utilizando-se (2.21) - (2.24).

A Figura 58 mostra os resultados para as diferenças de fase entre todos os estados de operação do dispositivo. O dispositivo apresenta ótimos resultados de fase, obtendo-se um erro máximo, na frequência de operação, de  $8^\circ$ , o que valida o projeto. Para a maioria

Figura 56 – Curva de evolução do método iterativo para 3 apontamentos distintos.



Fonte: Autoria própria.

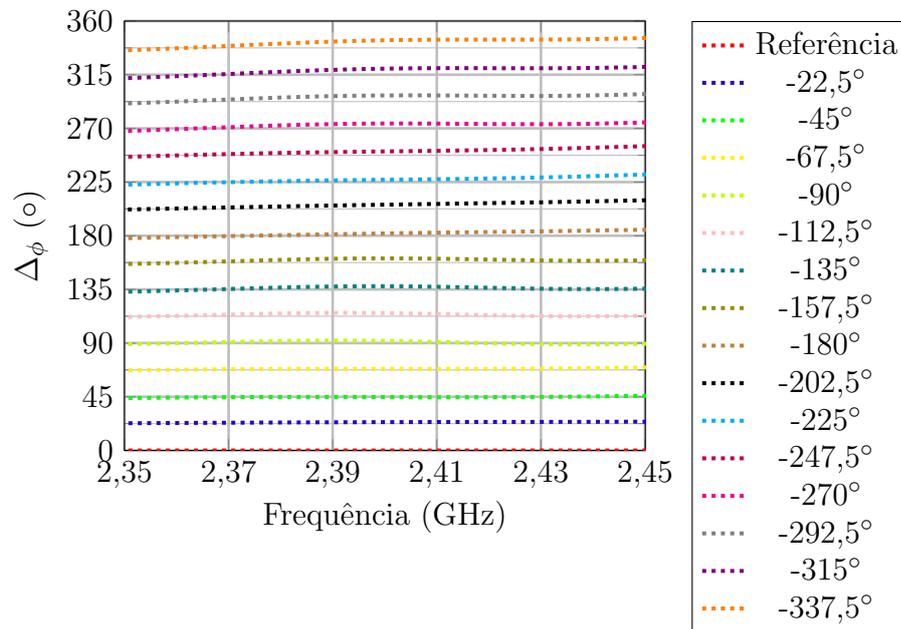
Figura 57 – Protótipo completo do deslocador de fase em LT comutada com quatro *bits* de controle para WLAN.

Fonte: Autoria própria.

dos estados de defasagem, os erros são insignificantes, sendo de, na média, 2° de disparidade entre projeto e implementação.

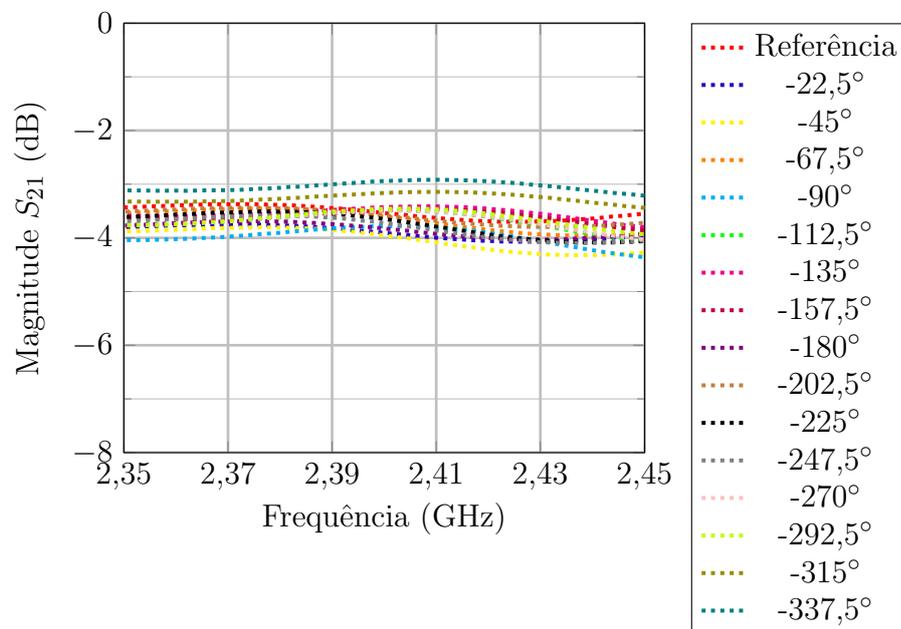
O dispositivo apresentou ótimos resultados no que se refere à perda de inserção, como pode ser visto na Figura 59. Nota-se que este parâmetro oscila pouco entre os estados de defasagem, ficando entre valores de -3 e -4 dB, o que resulta em uma disparidade máxima entre estados de 1 dB. Com relação ao circuito projetado em (SANTOS, 2015), o dispositivo apresentou resultados melhores tanto em perda de inserção quanto em defasagem.

Figura 58 – Resultados das diferenças de fase dos parâmetros  $S_{21}$  do deslocador de fase com LT's.



Fonte: Autoria própria.

Figura 59 – Perdas de inserção medidas para todos os modos de operação do deslocador de fase baseado na topologia de LTs para WLAN.



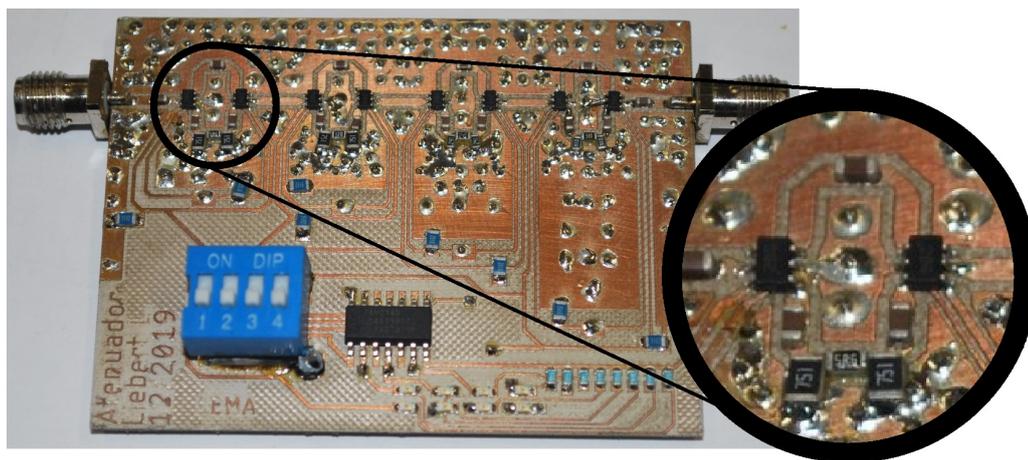
Fonte: Autoria própria.

### 4.3 Atenuador Variável para WLAN

A fim de implementar a topologia da seção 3.2 (SANTOS, 2015), o dispositivo atenuador resistivo variável foi projetado e construído. Utilizou-se o substrato RF Taconic

RF-60A com os mesmos parâmetros calculados na seção 3.3.1, pois a mudança de frequência não influencia de maneira significativa nas dimensões da linha de transmissão referentes a  $50 \Omega$ . A foto da Figura 60 mostra o protótipo completo do atenuador com quatro *bits* de controle, construído efetuando-se a troca dos resistores por componentes apropriados a frequência de operação, otimizando o protótipo da seção 3.2.

Figura 60 – Protótipo do atenuador resistivo variável com quatro *bits* de controle.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 61 mostra os resultados de parâmetros S para o atenuador completo. Nota-se uma boa distribuição dos valores de atenuação medidos. No entanto em alguns estados de atenuação existe diferenças de até 1,4 dB, contudo o dispositivo apresenta um funcionamento aceitável.

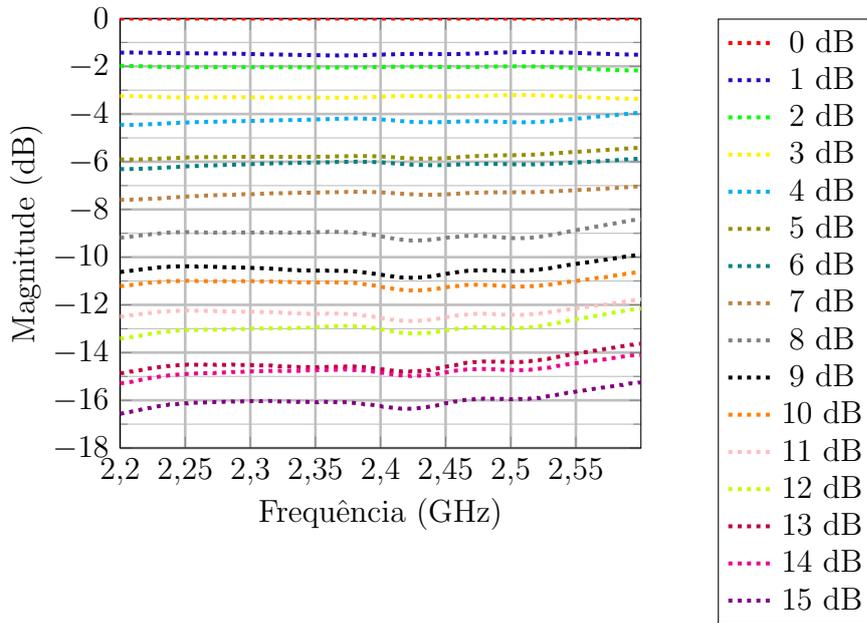
É importante ressaltar que, por possuir banda de operação larga, este circuito também pode ser utilizado para aplicação em nanossatélites em 2,26 GHz. A perda de inserção deste dispositivo é de, aproximadamente, 3,4 dB. O circuito projetado em (SANTOS, 2015), com apenas 1 *bit* de controle, apresenta 2,48 dB de perda de inserção, o que demonstra a vantagem do circuito proposto neste trabalho em relação ao encontrado na literatura.

#### 4.4 Discretização dos Coeficientes de Beamforming

Com a finalidade de avaliar o *beamforming* com os circuitos apresentados na seções 4.3 e 4.2, é proposto implementar os diagramas de irradiação da Figura 55 com os valores discretizados obtidos com o deslocador de fase e o atenuador. A Tabela 12 mostra os coeficientes de *beamforming* discretos.

As Figura 62 mostra a comparação entre os diagramas de irradiação com os coeficientes de *beamforming* otimizados pelo FA e discretizados para o modelo eletromagnético da rede. Analogamente, a Figura 63 mostra esta comparação para o protótipo. Nota-se que os resultados, em ambos os casos, apresentam extrema semelhança entre os diagramas

Figura 61 – Magnitude dos parâmetros  $S_{21}$  medidos do atenuador com quatro bits.



Fonte: Autoria própria.

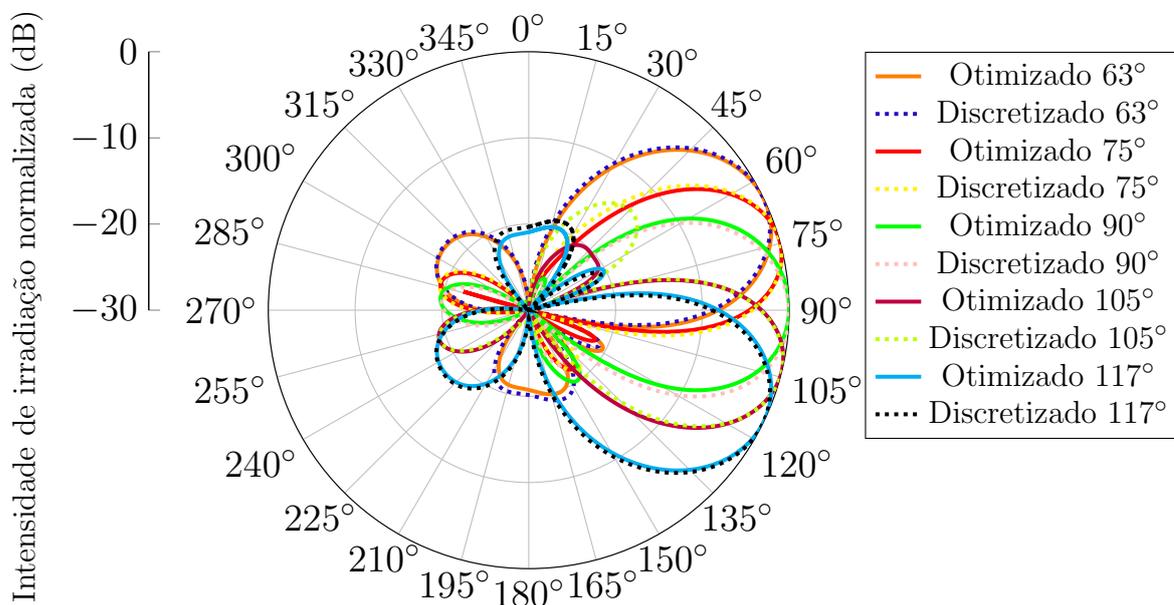
Tabela 12 – Coeficientes de *beamforming* discretizados.

	$\theta = 63^\circ$	$\theta = 75^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\theta = 105^\circ$	$\theta = 117^\circ$
$a_1$	0,0751	0,3783	0,4706	0,2640	0,6268
$\delta_1(^{\circ})$	68,3996	206,0298	226,9401	137,6553	137,6553
$a_2$	0,7061	0,7061	0,6268	0,7061	1,0000
$\delta_2(^{\circ})$	320,0681	161,0171	226,9401	206,0298	226,9401
$a_3$	1,0000	1,0000	0,4706	0,7061	0,7061
$\delta_3(^{\circ})$	226,9401	115,1221	226,9401	226,9401	320,0681
$a_4$	0,6268	0,6268	0,0237	0,6268	0,0751
$\delta_4(^{\circ})$	137,6553	44,7795	274,1075	297,6239	68,3996

Fonte: Autoria própria.

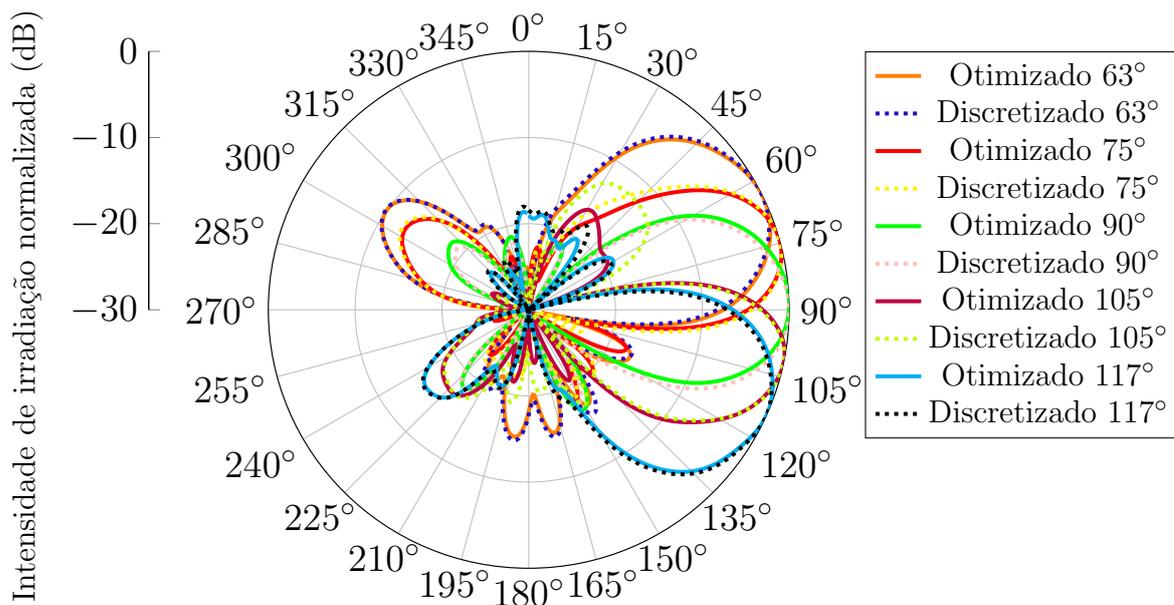
gerados pelos coeficientes otimizados e discretos. Contudo, em um dos apontamentos (na direção  $\theta = 105^\circ$ ), é possível notar um aumento em um dos lóbulos laterais, isto se deve a própria discretização, que, neste caso, ocasionou um erro maior entre os coeficientes de amplitude.

Figura 62 – Apontamentos de feixe da rede no HFSS com valores discretos.



Fonte: Autoria própria.

Figura 63 – Apontamentos de feixe da rede construída com valores discretos.



Fonte: Autoria própria.

## 5 CONCLUSÕES

Neste trabalho foram propostos dois dispositivos de controle e conformação de diagramas de irradiação para redes de antenas, em duas faixas de frequências distintas (2,26 GHz e 2,4 GHz), para aplicações em redes locais sem fio e nanossatélites. Especificamente, foram abordados uma aplicação do algoritmo de otimização por colônia de vaga-lumes (FA) na síntese de diagramas de irradiação em redes de antenas, o projeto e a construção de dois canais de comunicação com atenuação e defasagem variáveis com quatro *bits* de controle para cada parâmetro. Bons resultados para ambos os canais de comunicação foram obtidos.

Para o canal em Banda S notou-se que o deslocador de fase com linhas de transmissão comutadas apresentou melhores resultados, tanto em fase quanto em perda de inserção, em comparação à topologia implementada com filtros passa-alta (PA) e passa-baixa (PB). Em 2,4 GHz, o deslocador de fase proposto exibiu baixos valores de erro de fase e perda de inserção aceitável, com pequena oscilação entre estados de funcionamento. O atenuador, aplicável em ambas faixas de frequência, apresentou boa distribuição de valores de atenuação. Contudo alguns erros significantes entre projeto e implementação foram verificados.

O presente trabalho propôs uma modelagem de efeitos parasitas da placa de circuito impresso. Este tipo de modelo é pouco abordado na literatura e durante o desenvolvimento deste trabalho se mostrou extremamente útil, melhorando muito a resposta dos circuitos compostos por elementos passivos concentrados.

Em 2,4 GHz, foram sintetizados diferentes diagramas de irradiação e alcançados resultados satisfatórios tanto em nível dos lóbulos secundários (SLL) quanto em apontamento do lóbulo principal. O protótipo da rede apresentou bons resultados experimentais. Entretanto, ao aplicar os mesmos coeficientes otimizados para a rede simulada nos diagramas medidos do protótipo, notou-se um aumento no SLL. Por fim, foi feita a discretização dos coeficientes de *beamforming*, utilizando os valores de defasagem e atenuação gerados pelos circuitos. Notou-se que os diagramas com os coeficientes discretos apresentaram resultados extremamente semelhantes aos sintetizados pelo FA com valores de até 4 casas decimais. Em suma, o algoritmo foi devidamente validado e foi verificada a eficácia dos circuitos projetados no controle e conformação de feixe para redes de antenas lineares.

Destacaram-se como pontos críticos no desenvolvimento do trabalho: a implementação dos circuitos na tecnologia de GCPW, pelo fato de possuir vias para contato entre planos de terra, é consideravelmente mais complexa; a soldagem de componentes em SMD, muitas vezes menores que 1 mm; o projeto dos defasadores com filtros PA e PB, uma vez que elementos parasitas tiveram que ser considerados; a codificação do algoritmo de otimização.

Como sugestão para trabalhos futuros, destaca-se a implementação do *beamforming*

---

com os circuitos propostos, de forma a integrar a rede de antenas com o canal de defasagem e atenuação variáveis em 2,4 GHz. Também recomenda-se aplicar o método de otimização em redes de antenas operando em 2,26 GHz. Por fim, seria interessante ampliar o presente estudo para redes planares de antenas.

## REFERÊNCIAS

- ANTONIK, P. et al. *Frequency diverse array radars*. In: IEEE. *2006 IEEE Conference on Radar*. [S.l.], 2006. p. 3–pp. Citado na página 26.
- BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. 3. ed. [S.l.]: John wiley & sons, 2005. Citado 5 vezes nas páginas 26, 29, 32, 33 e 34.
- BARBOSA, V. L. Estudo e desenvolvimento de uma rede linear de antenas de microfita com feixe chaveado e de um receptor homódino para aplicação em banda ism. Universidade Federal de Santa Maria, 2016. Citado na página 64.
- BHONKAR, A. A.; SUTAR, U. *3 bit balanced digital phase shifter using switch mode topology*. In: *2016 International Conference on Automatic Control and Dynamic Optimization Techniques (ICACDOT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 513–517. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 56.
- CHU, S.-C.; TSAI, P.-W.; PAN, J.-S. Cat swarm optimization. In: SPRINGER. *Pacific Rim international conference on artificial intelligence*. [S.l.], 2006. p. 854–858. Citado na página 27.
- DIB, N. *Comprehensive study of CAD models of several coplanar waveguide (CPW) discontinuities*. *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, v. 152, n. 2, p. 69–76, April 2005. ISSN 1350-2417. Citado na página 31.
- LUDWIG, R. *RF Circuit Design: Theory & Applications, 2/e*. [S.l.]: Pearson Education India, 2000. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 49.
- PEREIRA, V. M. *Projeto de um Circuito Transceptor de Frequências para Integração em Nanossatélites*. 2017. Citado na página 32.
- POZAR, D. M. *Microwave engineering*. 3. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 38.
- RAHMAT-SAMII, Y.; MICHELSEN, E. Electromagnetic optimization by genetic algorithms. *Microwave Journal*, Horizon House Publications, Inc., v. 42, n. 11, p. 232–232, 1999. Citado na página 27.
- RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de Microondas*. [S.l.: s.n.], 2008. Citado na página 29.
- SANTOS, D. H. V. d. *Controlo do diagrama de radiação de agrupamento de antenas*. Tese (Doutorado), 2015. Citado 10 vezes nas páginas 26, 35, 46, 49, 52, 56, 69, 70, 71 e 72.
- 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.n.], 2019. Citado 3 vezes nas páginas 27, 38 e 53.
- SLAVAKIS, K.; YAMADA, I. Robust wideband beamforming by the hybrid steepest descent method. *IEEE Transactions on Signal Processing*, IEEE, v. 55, n. 9, p. 4511–4522, 2007. Citado na página 27.
- TANG, X.; MOUTHAN, K. *A broadband 180 phase shifter with a small phase error using lumped elements*. In: IEEE. *2009 Asia Pacific Microwave Conference*. [S.l.], 2009. p. 1315–1318. Citado na página 35.

- TOLFO, S. M. *Desenvolvimento de uma ferramenta computacional para síntese de redes de antenas*. Universidade Federal do Pampa, 2016. Citado na página 27.
- VIEIRA, J. M. *Estudo de antenas dielétricas ressoadoras para nanossatélites*. Universidade Federal do Pampa, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.
- 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. Citado na página 27.
- XIAO, Q. *A compact L-band broadband 4-bit MMIC phase shifter with low phase error*. In: IEEE. *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*. [S.l.], 2011. p. 291–294. Citado na página 36.
- YANG, X.-S. Firefly algorithms for multimodal optimization. In: SPRINGER. *International symposium on stochastic algorithms*. [S.l.], 2009. p. 169–178. Citado na página 40.
- YOSHIMOTO, E.; HECKLER, M. V. T. *Otimização de Redes Planares de Antenas Utilizando o Método de Colônia de Vaga-lumes*. In: . 18° Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica - MOMAG 2018 - Santa Rita do Sapucaí-MG: [s.n.], 2018. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.