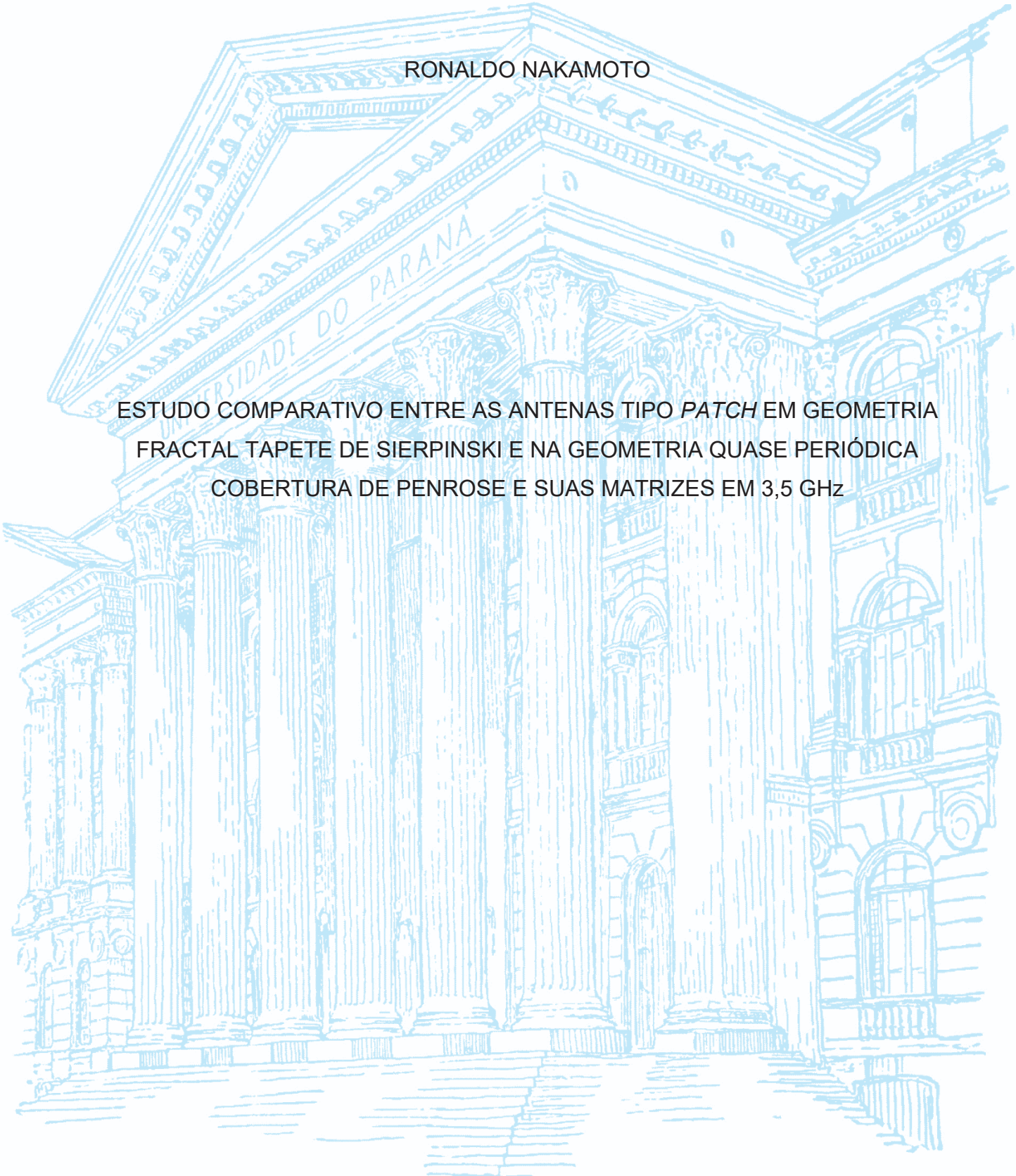
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

RONALDO NAKAMOTO



ESTUDO COMPARATIVO ENTRE AS ANTENAS TIPO *PATCH* EM GEOMETRIA FRACTAL TAPETE DE SIERPINSKI E NA GEOMETRIA QUASE PERIÓDICA COBERTURA DE PENROSE E SUAS MATRIZES EM 3,5 GHz

CURITIBA
2023

RONALDO NAKAMOTO

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE AS ANTENAS TIPO *PATCH* EM GEOMETRIA FRACTAL TAPETE DE SIERPINSKI E NA GEOMETRIA QUASE PERIÓDICA COBERTURA DE PENROSE E SUAS MATRIZES EM 3,5 GHz

Dissertação do Programa de Mestrado, apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, na Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

Orientador: Prof. Ph.D. Horácio Tertuliano dos Santos Filho.
Coorientador: Prof. Dr. César Augusto Dartora.

CURITIBA
2023

DADOS INTERNACIONAIS DE CATALOGAÇÃO NA PUBLICAÇÃO (CIP)

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SISTEMA DE BIBLIOTECAS – BIBLIOTECA DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA

Nakamoto, Ronaldo
Estudo comparativo entre as antenas tipo patch em geometria fractal tapete de Sierpinski e na geometria quase periódica cobertura de Penrose e suas matrizes em 3,5 GHz / Ronaldo Nakamoto. – Curitiba, 2023.
1 recurso on-line : PDF.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Horácio Tertuliano dos Santos Filho
Coorientador: César Augusto Dartora

1. Ondas eletromagnéticas – Espalhamento. 2. Antenas (Eletrônica). 3. Geometria Fractal. 4. Indução Eletromagnética. I. Universidade Federal do Paraná. II. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Santos Filho, Horácio Tertuliano dos. IV. Dartora, César Augusto. V. Título.

Bibliotecário: Elias Barbosa da Silva CRB-9/1894

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SETOR DE TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA ELÉTRICA - 40001016043P4

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **RONALDO NAKAMOTO** intitulada: **Estudo comparativo entre as antenas tipo patch em geometria fractal tapete de Sierpinski e na geometria quase periódica cobertura de Penrose e suas matrizes em 3,5 GHz.**, sob orientação do Prof. Dr. HORACIO TERTULIANO DOS SANTOS FILHO, que após terem inquirido o aluno e realizada a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO no rito de defesa.

A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

Curitiba, 01 de Dezembro de 2023.

Assinatura Eletrônica
05/12/2023 12:48:49.0
HORACIO TERTULIANO DOS SANTOS FILHO
Presidente da Banca Examinadora

Assinatura Eletrônica
05/12/2023 21:13:43.0
PAULO HENRIQUE PORTELA DE CARVALHO
Avaliador Externo (UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA)

Assinatura Eletrônica
05/12/2023 16:12:21.0
ALEXANDRE RASI AOKI
Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

Documento assinado eletronicamente de acordo com o disposto na legislação federal Decreto 8539 de 08 de outubro de 2015.
Gerado e autenticado pelo SIGA-UFPR, com a seguinte identificação única: 331983
Para autenticar este documento/assinatura, acesse https://siga.ufpr.br/siga/visitante/autenticacaoassinaturas.jsp
e insira o codigo 331983

AGRADECIMENTOS

Agradeço infinitamente as pessoas que, direta ou indiretamente, contribuíram de alguma forma para que esse Projeto de Mestrado se concretizasse. Ao meu Orientador, o Senhor Prof. Ph.D Horácio Tertuliano dos Santos Filho, aos Senhores Professores que assessoraram esse projeto, Prof. Dr. César Augusto Dartora e Prof. Dr. Bruno Pohlot Ricobom e aos Senhores Professores Convidados Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández, Prof. Dr. Alexandre Rasi Aoki e Prof. Dr. Paulo Henrique Portela de Carvalho.

RESUMO

De acordo com a evolução tecnológica percebe-se que a transmissão de sinal sem fio é um recurso primordial para conectar dispositivos e atender as demandas de acordo com cada necessidade. Indo mais além, tal transmissão se torna cada vez mais importante quando se analisa que a transmissão de ondas é primordial para que esses dados cheguem no destino. Para isso, deve ser estudado com mais detalhes os dispositivos que permitem tal evento, como no caso das antenas *patch*es e suas matrizes (arranjos). O Cenário atual indica que a propagação de Ondas Eletromagnéticas é o grande caminho para se chegar a absoluta conectividade e o crescimento da *internet* das coisas (IoT), da quinta geração de sinais e da necessidade de um tráfego cada vez mais rápido e seguro. Assim, projetar e entender o impacto real da utilização das antenas *patch* na geometria fractal e na quase periódica tem se mostrado de extrema importância no cenário da conectividade e em diversos campos de pesquisa para se aprimorar tais aplicações, incluindo as antenas na faixa UHF utilizada na comunicação *wireless*. Estas geometrias têm sido estudadas com aplicações na engenharia por suas peculiaridades quando colocadas lado a lado com as geometrias mais difundidas, tanto na forma *single* como em arranjos. A utilização dessas geometrias com as suas matrizes pretende comparar as suas vantagens e desvantagens perante modelos mais tradicionais de antenas para aplicações em alta frequência com uma área limitada e impressas em placas de circuitos elétricos.

Palavras-chave: Propagação de Ondas Eletromagnéticas. Antena Fractal. Geometria Fractal. Tapete de Sierpinski. Penrose de Tilling e Indução Eletromagnética.

ABSTRACT

According to technological evolution, it is realized that wireless signal transmission is a primary resource to connect devices and meet the demands according to each need. Going further, such transmission becomes increasingly important when it is analyzed that the transmission of waves is essential for this data to reach the destination. To this end, the devices that allow such an event should be studied in more detail, as in the case of patch antennas and their arrays. The current scenario indicates that the propagation of Electromagnetic Waves is the great way to reach absolute connectivity and the growth of the Internet of Things (IoT), the fifth generation of signals and the need for increasingly fast and secure traffic. Thus, designing and understanding the real impact of the use of patch antennas on fractal and quasi-periodic geometry has been shown to be extremely important in the connectivity scenario and in several fields of research to improve such applications, including antennas in the UHF band used in wireless communication. These geometries have been studied with applications in engineering for their peculiarities when placed side by side with the most widespread geometries, both in single form and in arrangements. The use of these geometries with their matrices aims to compare their advantages and disadvantages compared to more traditional antenna models for high frequency applications with a limited area and printed on electrical circuit boards.

Keywords: Propagation of Electromagnetic Wave. Fractal Antenna. Fractal Geometry. Carpet of Sierpinski. Penrose de Tilling and Electromagnetic Induction.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - REPRESENTAÇÃO DE ANTENA DE MICROFITA (ACIMA) E COMPORTAMENTO 24
FIGURA 2 - TAPETE DE SIERPINSKI DE NÍVEL DE ITERAÇÃO 3 27
FIGURA 3 - FORMAÇÃO DO TAPETE DE SIERPINSKI COM SUAS DIVERSAS INTERAÇÕES 28
FIGURA 4 - ESQUEMÁTICO DO PATCH NO SUBSTRATO 29
FIGURA 5 - ESQUEMÁTICO DAS DIMENSÕES CONSIDERÁVEIS DO ARRANJO EM PARALELO 30
FIGURA 6 - GEOMETRIA DA PENROSE DE TILLING ORDEM 3 32
FIGURA 7 - GEOMETRIA DA PENROSE DE TILLING COM SEUS PADRÕES 33
FIGURA 8 - DEFINIÇÃO DA PENROSE DE TILLING 34
FIGURA 9 - OS LOSANGOS NA GEOMETRIA PLANA DA PENROSE DE TILLING ORDEM 3 36
FIGURA 10 - ORDEM DE FORMAÇÃO DA GEOMETRIA PENROSE DE TILLING 37
FIGURA 11 - PENROSE CONDUTORA 1X2 UTILIZADA NO TRABALHO 38
FIGURA 12 - DETALHE DA GEOMETRIA INTERNA DA PENROSE. UTILIZADA NO TRABALHO 38
FIGURA 13 - ESQUEMÁTICO DO PATCH RETANGULAR NO SUBSTRATO COM O CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA 43
FIGURA 14 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO PATCH RETANGULAR 44
FIGURA 15 - ESQUEMÁTICO DO PATCH CIRCULAR COM A LINHA DE TRANSMISSÃO DENTRO DO PLANO TERRA 46
FIGURA 16 - EXEMPLO DE MATRIZ PARALELA 1X4 DE ANTENAS PATCHES COM A CONDUÇÃO ELÉTRICA. VALORES DO CAMPO ELÉTRICO POR METRO E SUA COLORAÇÃO REPRESENTATIVA 50
FIGURA 17 - DIMENSIONAMENTO DA SIERPINSKI 1X1 53
FIGURA 18 - BOX SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA DA S 1x1 55
FIGURA 19 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA S 1X1 56
FIGURA 20 - CARTA DE SMITH SIMULADA COM O COEFICIENTE DE REFLEXÃO DA S 1X1 57
FIGURA 21 - SIMULAÇÃO CAMPO DISTANTE LATERAL S 1X1 58
FIGURA 22 - DIMENSIONAMENTO DA SIERPINSKI 1X2 59

FIGURA 23 - BOX DE SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA. S 1x2.....60
FIGURA 24 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA S 1X2.....61
FIGURA 25 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA S 1X2 62
FIGURA 26 - SIMULAÇÃO CAMPO DISTANTE LATERAL DA S 1X2 63
FIGURA 27 - DIMENSIONAMENTO DA PENROSE CONDUTORA 1X1 64
FIGURA 28 - BOX DE SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA DA PEÇA 1x1 65
FIGURA 29 - PERDA DE RETORNO DA PC 1X1 66
FIGURA 30 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA PC 1X1 67
FIGURA 31 - SIMULAÇÃO CAMPO DISTANTE LATERAL DA PC 1X1.....68
FIGURA 32 - DIMENSIONAMENTO DA PENROSE CONDUTORA 1X2 69
FIGURA 33 - BOX DE SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA DA PC 1X2 70
FIGURA 34 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA PC 1X2.....71
FIGURA 35 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA PC 1X2.....72
FIGURA 36 - SIMULAÇÃO CAMPO DISTANTE LATERAL DA PC 1X2.....73
FIGURA 37 - DIMENSIONAMENTO DA PENROSE INDUTORA 1X1.....74
FIGURA 38 - BOX DE SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA DA PI 1X1 75
FIGURA 39 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA PI 1X1.....76
FIGURA 40 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA PI 1X1 77
FIGURA 41 - SIMULAÇÃO CAMPO DISTANTE LATERAL DA PI 1X1 78
FIGURA 42 - ESQUEMÁTICO DA GEOMETRIA INTERNA (ACOPLAMENTO CAPACITIVO) 78
FIGURA 43 - DIMENSIONAMENTO DA PENROSE INDUTORA 1X2.....79
FIGURA 44 - BOX SIMULAÇÃ COM O PLANO TERRA DA PI 1X2.....80
FIGURA 45 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA PI 1X2.....81
FIGURA 46 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA PI 1X2 82
FIGURA 47 - SIMULAÇÃO CAMPO DISTANTE LATERAL DA PI 1X2 83
FIGURA 48 - OS ARRANJOS FABRICADOS.....86
FIGURA 49 - ANALISADOR VETORIAL DE REDES. UFPR-LCE.....88
FIGURA 50 - PERDA DE RETORNO NO AVN. S_1X1 89
FIGURA 51 - CARTA DE SMITH NO AVN. S_1X1 90
FIGURA 52 - PERDA DE RETORNO NO AVN. S_1X2 91
FIGURA 53 - CARTA DE SMITH NO AVN. S_1X2 92
FIGURA 54 - PERDA DE RETORNO NO AVN. PC_1X1 93
FIGURA 55 - CARTA DE SMITH NO AVN. PC_1X1 94

FIGURA 56 - PERDA DE RETORNO NO AVN. PC_1X2 95
FIGURA 57 - CARTA DE SMITH NO AVN. PC_1X2 96
FIGURA 58 - PERDA DE RETORNO NO AVN. PI_1X1 97
FIGURA 59 - CARTA DE SMITH NO AVN. PI_1X1 98
FIGURA 60 - PERDA DE RETORNO NO AVN. PI_1X2 99
FIGURA 61 - CARTA DE SMITH NO AVN. PI_1X2 100
FIGURA 62 - CAMARA ANECÓICA DO LABORATÓRIO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DA UFPR 101
FIGURA 63 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. S 1X1 102
FIGURA 64 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. S 1X1 103
FIGURA 65 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. S 1X2 104
FIGURA 66 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. S 1X2 105
FIGURA 67 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PC 1X1 106
FIGURA 68 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PC 1X1 107
FIGURA 69 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PC 1X2 108
FIGURA 70 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PC 1X2 109
FIGURA 71 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PI 1X1 110
FIGURA 72 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PI 1X1 111
FIGURA 73 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PI 1X2 112
FIGURA 74 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PI 1X2 113

LISTA DE QUADROS

QUADRO 1 - PARÂMETROS DIRETOS E INDIRETOS DOS ARRANJOS. APECTOS GEOMÉTRICOS E SIMULAÇÃO... 54
QUADRO 2 - RESULTADOS DIRETOS E INDIRETOS DO ANALISADOR VETORIAL DE REDES. 116
QUADRO 3 - MEDIÇÃO DA POTÊNCIA ELETROMAGNÉTICA RECEBIDA EM CÂMERA ANECÓICA DA GEOMETRIA SIERPINSKI ORDEM 1X1 E 1X2 118
QUADRO 4 - - MEDIÇÃO DA POTÊNCIA ELETROMAGNÉTICA RECEBIDA EM CÂMERA ANECÓICA DA GEOMETRIA PENROSE CONDUTORA ORDEM 1X1 E 1X2.....118
QUADRO 5 - MEDIÇÃO DA POTÊNCIA ELETROMAGNÉTICA RECEBIDA EM CÂMERA ANECÓICA DA GEOMETRIA PENROSE INDUTORA ORDEM 1X1 E 1X2. 119
QUADRO 6 - CÁLCULO DO GANHO DOS ARRANJOS FABRICADOS 121
QUADRO 7 - CÁLCULO DA EFICIÊNCIA DOS ARRANJOS FABRICADOS. 123
QUADRO 8 - CÁLCULO DO DESEMPENHO DOS ARRANJOS FABRICADOS. ..124

LISTA DE SIGLAS

IoT	*Internet of things*
PCB	*Printed Circuit Board*
NF RFID	*Near-field Radio Frequency Identification*
ISM	*Industrial, scientific or medical applications*
S	*Antena Patch na Geometria Tapete de Sierpinski*
PC	*Antena Patch na Geometria Penrose Condutora (Ramificações)*
PI	*Antena Patch na Geometria Penrose Indutora (Acoplamento Capacitivo)*

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 14
1.1 ESTADO DA ARTE E JUSTIFICATIVA 16
1.2 OBJETIVOS 21
1.2.1 Objetivo Geral 22
1.2.2 Objetivos Específicos 22
1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO 23
2 REFERENCIAL TEÓRICO 24
2.1 TAPETE DE SIERPINSKI 25
2.2 COBERTURA DE PENROSE (Penrose de Tilling) 31
2.3 AS COMPARAÇÕES ENTRE AS GEOMETRIAS TAPETE DE SIERPINSKI E COBERTURA DE PENROSE 39
3 METODOLOGIA E MATERIAIS 41
3.1 MODELAGEM MATEMÁTICA 42
3.1.1 Geometria Retangular (Tapete de Sierpinski) 43
3.1.2 Geometria Circular (Penrose de Tilling Condutora e Indutora) 45
3.1.3 Casamento de Impedância com Transformador com Comprimento igual a Um Quarto do Comprimento de Onda considerado pelo substrato e pela largura da linha de 50Ω. 47
3.2 VARIAÇÃO DA COMBINAÇÃO DE TIPOS 50
3.3 SIMULAÇÕES: O *SOFTWARE* 50
3.4 ESTUDO DO CÁLCULO DO VALOR REAL DA PERMISSIVIDADE ELÉTRICA DO SUBSTRATO UTILIZADO NA MONTAGEM DAS ANTENAS: 51
4 ANÁLISE DOS ARRANJOS 52
4.1 SIERPINSKI 1X1 53
4.2 SIERPINSKI 1X2 58
4.3 PENROSE DE TILLING CONDUTORA 1X1 63
4.4 PENROSE DE TILLING CONDUTORA 1X2 68
4.5 PENROSE DE TILLING INDUTORA 1X1 73
4.6 PENROSE DE TILLING INDUTORA 1X2 78
4.7 VALORES OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DOS ARRANJOS 83
4.8 FABRICAÇÃO DOS ARRANJOS (FABRICAÇÃO ELETRÔNICA) 85
4.9 MEDIÇÃO DO PARÂMETRO (S11) PARA O CÁLCULO DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO COM O ANALISADOR VETORIAL DE REDES_AVN 87

4.9.1 Sierpinski 1x1 89
4.9.2 Sierpinski 1x2 90
4.9.3 Penrose Condutora 1x1 92
4.9.4 Penrose Condutora 1x2 94
4.9.5 Penrose Indutora 1x1 96
4.9.6 Penrose Indutora 1x2 98
4.10 MEDIÇÃO DO GANHO DOS ARRANJOS NO LABORATÓRIO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA – LCE 100
4.10.1 Sierpinski 1x1 101
4.10.2 Sierpinski 1x2 103
4.10.3 Penrose Condutora 1x1 105
4.10.4 Penrose Condutora 1x2 107
4.10.5 Penrose Indutora 1x1 109
4.10.6 Penrose Indutora 1x2 111
5 ANÁLISE DOS RESULTADOS 114
5.1 INTERPRETAÇÃO DOS PARÂMETROS 114
5.2 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO 115
5.3 PARÂMETROS MEDIDOS NO ANALISADOR VETORIAL DE REDES 116
5.4 PARÂMETROS MEDIDOS NO LCE _ CAMÂRA ANECÓICA 117
5.5 PARÂMETROS MEDIDOS INDIRETAMENTE (CÁLCULO DO DESEMPENHO DOS ARRANJOS) 122
6 ANÁLISES CONCLUSIVAS 126
6.1 ANÁLISES CONCLUSIVAS DAS GEOMETRIAS SEMELHANTES. 126
6.2 ANÁLISES CONCLUSIVAS DA ORDEM 1X1 129
6.3 ANÁLISES CONCLUSIVAS DA ORDEM 1X2 130
6.4 ANÁLISES CONCLUSIVAS DA SIERPINSKI PARA AS PENROSES (ENTRE CONDUTORAS E INDUTORAS). 132
6.5 ANÁLISES CONCLUSIVAS SOBRE AS DIFERENÇAS ENTRE *PATCH SINGLE* E ARRANJOS. 133
6.6 ANÁLISE CONCLUSIVA GERAL FINAL DO PROJETO 133
7 DIFICULDADES E TRABALHOS FUTUROS 135
REFERÊNCIAS 137

1 INTRODUÇÃO

Percebe-se, com frequência, que a comunicação se tornou fundamental atualmente e será ainda mais importante no futuro, haja vista que todas as negociações e trabalhos são inteiramente dependentes da troca de informações, sejam elas de forma sonora, gráfica ou em textos. Para isso, os dispositivos eletrônicos se tornaram peças fundamentais nas relações humanas, sejam elas no trabalho ou nas horas de lazer. Diante disso, a utilização de dispositivo capaz de transmitir dados entre um aparelho eletrônico e outro tornou-se um componente vital para o cotidiano das pessoas. Assim, pode-se afirmar que as antenas são as protagonistas desse cenário. Indo um pouco mais além, as antenas *patch*, fabricadas em placas de circuito impresso, tornam-se, ainda, mais importantes quando permitem a sua aplicação em qualquer dispositivo eletrônico para a troca de informações entre usuários nas mais diversas localidades, em todo o tempo e lugar.

A presente dissertação tem por finalidade o estudo comparativo entre arranjos *patch* utilizando geometrias fractais e aperiódicas, vislumbrando a otimização das características de antenas para aplicações em 3,5 GHz. Teve-se como objetivo projetar e entender o impacto da utilização da geometria fractal Tapete de Sierpinski, na ordem dois, e da geometria Telhado (ou Cobertura) de Penrose, na ordem três, através do estudo dos arranjos dessas antenas, as quais são muito utilizadas na comunicação sem fio.

Para efeitos comparativos, foram utilizadas simulações no *software* ADS *(Advanced Design System)* para se obter as medidas dos parâmetros dos arranjos e permitir confeccioná-los em placas de FR-4. Tais arranjos foram modelados, primeiramente, de acordo com o propósito do trabalho (frequência de ressonância) e confeccionados em laboratório para, assim, serem medidos e comparados uns com os outros, estabelecendo uma relação entre cada geometria e o seu desempenho.

Tais faixas de frequências são importantes, segundo Finkenzeller (2003), pois traduz uma grande aplicação no setor industrial, na área científica e na saúde, tendo faixas de frequências específicas como *Low Frequency, High Frequency, Ultra High Frequency* e micro-ondas. Assim, procurou-se estudar uma faixa de frequência que traga muitos benefícios para as atividades atuais e futuras.

Diante disso, pode-se afirmar que com esse estudo procurou-se aumentar o entendimento dos efeitos eletromagnéticos em arranjos fabricados em placas de circuito impresso para que se entendesse melhor o comportamento desses dispositivos e de outros com características semelhantes.

Desse modo, o estudo teve como propósito fazer comparações entre arranjos de modo a permitir uma associação entre a estrutura física e os respectivos efeitos eletromagnéticos para, então, ser possível melhorar o desempenho desses dispositivos apenas com ajustes geométricos. Com isso, pode-se entender como essas relações entre antenas e ondas eletromagnéticas podem atender a diversos projetos, sendo que as conclusões foram importantes para que se planeje trabalhos futuros baseados nas características desses arranjos.

Tais estruturas estudadas são muito utilizadas em telefonia móvel, sendo que a análise comparativa é importante para que se possa entender os efeitos da radiação diante da estrutura física da antena projetada. A intenção dessa dissertação não foi entender unicamente como que se comporta determinado arranjo, mas utilizar-se das comparações para entender os efeitos dessas *patches* de uma forma geral através desses dispositivos em placas de circuito impresso. Logo, o estudo dos arranjos foi um meio de se adquirir um conhecimento mais extensivo, mais genérico e mais abrangente do eletromagnetismo para que se possa projetar outros dispositivos que se utilizam dessas geometrias em estudo.

Assim, através desse trabalho pretendeu-se aumentar o conhecimento sobre as transmissões de sinais, pois, no âmbito das comunicações sem fio, a antena é a peça mais importante e, assim, os seus arranjos também. Dessa forma, entender tais *patches* pode trazer inúmeros benefícios para o mundo das telecomunicações.

A obtenção de um maior desempenho das antenas pode ser adquirida manipulando a sua geometria, suas dimensões e, ainda, realizando arranjos. Destaca-se que o Telhado de Penrose é uma geometria quase-periódica capaz de preencher o espaço de forma otimizada, sendo que há poucas pesquisas relatadas na literatura corrente, e, por isso, justifica-se o seu estudo mais diversificado. No caso das geometrias em análise, elas apresentam grande contribuição em desempenho quando permitem variar a largura de banda e parâmetros de interesse em projetos, como a diretividade, apenas com as alterações de dimensões.

A simplicidade na geometria e o aumento da otimização das antenas quando colocadas uma ao lado da outra permitem fazer com que os arranjos sejam

dispositivos muito versáteis e muito interessantes, pois, ao se trabalhar com eles, pode-se obter desempenhos muito superiores aos que se poderiam obter em geometrias mais tradicionais, sem levar em conta a facilidade de manuseio e a possível redução de espaços físicos em projetos nas telecomunicações.

Como a tendência das necessidades tanto nos negócios quanto nas relações sociais é a comunicação por celulares e pelo uso de computadores, a transmissão sem fio é um meio cada vez mais requisitado por pessoas em busca de qualidade na transmissão de sinais, de rapidez nas trocas de informações e de confiabilidade nos conteúdos transmitidos, sendo que as antenas e seus arranjos devem estar em constante estudo para otimizar essas demandas, permitindo-se obter arranjos versáteis e viáveis que possam trazer mais comodidade e segurança nos serviços prestados.

1.1 ESTADO DA ARTE E JUSTIFICATIVA

O estudo de antenas para otimizar a transmissão de sinais torna-se inevitável e promissor diante de um cenário de conectividade, sendo importante avaliar como cada uma se comporta em determinada frequência de operação e como se pode ajustar a sua geometria para um determinado propósito na transmissão de sinais. Com a dependência desse ajuste para haver otimizações, o estudo das antenas *patch* torna-se uma necessidade e deve ser aprimorado a cada tempo para melhorar o entendimento de sua geometria. Adequar o desenho da antena com a sua frequência de operação faz com que se obtenha um maior desempenho.

Esse tipo de antena é muito importante devido ao fato de ser fina, esbelta, ocupa um espaço reduzido e, por isso, é a mais utilizada em telefonia móvel e em computadores, além de ser muito requisitada em dispositivos automotivos e em eletrodomésticos. Assim, como há um grande interesse em termos de projetos industriais, estudá-las torna-se indispensável, sendo que tal contribuição será ainda maior com o advento da *Internet* das Coisas (IoT) e com a quinta geração de sinais (5G).

Devido a isso e analisando o contido em Aswoyo e Putra (2021), fica claro que, na comunicação sem fio, as antenas ou os arranjos são dispositivos de grande importância na captação e na recepção de sinais de rádio. Reforça-se a sua relevância

quando essa aplicação é muito difundida no uso de celulares, os quais necessitam de um dispositivo compacto, leve e com boa transmissão de sinais. De acordo com essas características, percebe-se que antenas de microfita são as mais adequadas para tais aplicações.

Em Buravalli (2020), as antenas *patch micro-strip* são muito demandadas devido às suas características físicas como baixo volume, menor peso, um custo reduzido de fabricação, além de uma capacidade de ser operada em várias frequências. Inclui-se, nessa vantagem, o fato dessa geometria não comprometer o seu desempenho, como o ganho e a perda de retorno. Permite-se afirmar que essas antenas também podem ser trabalhadas em altas frequências, permitindo uma exploração de várias faixas de operação. Existem vários estudos para viabilizar o desempenho da antena para poderem operar em várias faixas de frequências, além de manter sempre um valor mais baixo possível de sua perda de retorno.

Analisando de forma um pouco mais específica, no caso das geometrias fractais, é importante analisar como elas preenchem o espaço no qual estão inseridas. Isso porque tais geometrias tem características analíticas de preencher qualquer espaço físico melhor do que as outras superfícies. Isso se torna importante quando se procura por geometrias que ocupam um pequeno espaço físico com um bom desempenho. É de extrema importância, também, analisar se a antena atende à frequência de operação, requisito importante em um projeto de rádio frequência.

Para haver uma otimização em trabalhos, de acordo com o exposto acima, deve ser analisado a perda de retorno através de gráficos simulados, para se determinar se a geometria atende ao especificado ou se deve ser alterada. De acordo com Balanis (2005), deve-se ter todo um equacionamento para se obter a largura da antena bem como o seu comprimento. Para tal deve-se ter as características do substrato, como a permissividade elétrica, o tipo de material, a sua espessura e a frequência de ressonância desejada. Tudo isso deve ser fixado de acordo com os requisitos de projeto para depois ser analisado o comportamento de cada arranjo de acordo com os critérios de comparação.

As comparações entre duas geometrias são de grande importância devido ao fato de ao mesmo tempo explorar desenhos difundidos (Sierpinski) e outros não tão difundidos (Penrose) e, com isso, saber quais as vantagens de cada uma para direcionar as suas aplicações. Entender como cada geometria se comporta de forma isolada e através de arranjos é importante para se prever o melhor projeto. A

comparação entre arranjos de uma mesma geometria também é importante, mas a maior contribuição está na comparação dos arranjos entre as duas geometrias distintas, permitindo analisar as propriedades e estabelecer padrões em cada uma delas. Essa relatividade é importante nas tomadas de decisões em projetos de comunicação sem fio. Para Soily (2016), quando se compara o estudo de antenas *pacth* com as suas matrizes, percebe-se que os arranjos apresentam uma maior largura do feixe de frequências ressonantes, demonstrando uma otimização em relação às antenas únicas.

De acordo com o referendado por Cao e Krzysztofik (2018), a antena na geometria Tapete de Sierpinski possui muitas vantagens em relação às outras geometrias como o tamanho compacto, o peso reduzido, o custo viável e um projeto não muito complexo devido à fácil fabricação desses dispositivos em laboratórios. Analisando as desvantagens, percebe que não tem uma largura de banda muito grande e apresenta um baixo ganho de potência. Para tentar minimizar as desvantagens, vários estudos são realizados, incluindo o projeto de arranjos. Com relação aos benefícios trazidos por essa geometria, inclui-se a possibilidade de operar em múltiplas frequências de ressonâncias com um tamanho reduzido. Explicando as geometrias, elas apresentam sempre a mesma figura, mas em escalas cada vez menores, podendo ser separadas em seções, sendo muito utilizada para se operar em várias frequências de ressonância.

Segundo o relatado em Sagne, Batra e Zade (2013), o uso dessa geometria fractal oferece melhorias ainda maiores quando confeccionadas em arranjos, com um aumento de largura de banda, com recursos multibanda e com uma diminuição do espaço físico utilizado. Além de um excelente desempenho, tais fractais reduzem em até a metade a área de material empregado. Os arranjos são formas de se ampliar as dimensões de uma antena sem a necessidade de aumentar as geometrias internas e individuais, permitindo formar um conjunto de elementos radiantes em configuração elétrica e geométrica. Devem ser analisadas com cuidado, devendo ser respeitadas as distâncias entre cada elemento, além de se utilizar dimensões com valores múltiplos de meio comprimento de onda para um desempenho ideal da antena.

De acordo com Kalaiyarasan, Nagarajan e Eenuvasamurthi (2022), o aumento da demanda por antenas *patch* na comunicação sem fio se deve às diferentes frequências que se pode operar sem a necessidade de alterar a sua estrutura. A capacidade de preenchimento de uma área da geometria Sierpinski permite uma

melhor distribuição da corrente elétrica sobre a superfície da antena. É importante que a técnica de alimentação seja adequada nessa geometria, além da existência de substrato abaixo do material condutor para que haja um desempenho maior. Essa geometria oferece muitas variações nas dimensões e existem inúmeras aplicações na transmissão de sinais sem fio.

Com uma grande aplicabilidade em projetos, a geometria Tapete de Sierpinski, segundo Praveena (2022), é derivada da antena de microfita, sendo que o seu ganho cresce com o aumento das repetições e com o aumento da ordem da recursividade, mas com uma diminuição do VSWR (analisa a eficiência de energia transmitida em rádio frequência). Essa antena é utilizada por apresentar uma comunicação mais segura e um desempenho comparável às tradicionais, além de um tamanho reduzido, sendo ideais para aplicações em satélites e para telefones celulares de bolso. Para ter aplicações mais otimizadas, como aumento da largura de banda e do ganho, pode-se ajustar as ordens da recursividade dessa geometria.

Com relação à geometria Cobertura de Penrose em estudo, pode se afirmar que, segundo Spence e Werner (2008), traz características bem diferenciadas em relação às tradicionais, incluindo aspectos de largura de banda e diretividade. Tais larguras permitem um dimensionamento bem amplo com várias aplicações em projetos de engenharia. Explorar geometrias com características que envolvam a simetria lateral e a aperiodicidade faz com que haja um aumento no desempenho que não seria possível apenas com os desenhos mais difundidos sem cavidades internas.

Como as geometrias aperiódicas trazem inúmeros benefícios, explorar as suas matrizes também traz vantagens em termos de otimização em projeto e, por isso, os estudos nessa área devem ser aprofundados. Isso pelo fato de que, quando se utiliza matrizes, as alterações nas otimizações ficam mais dependentes das distâncias entre as partes constituintes, podendo ser mais bem exploradas, pois os arranjos têm, além das geometrias internas, as distâncias entre as *patches.*

Para Dicandia, Genovesi e Simone (2022), esses arranjos são muito importantes para lidar com a crescente necessidade de requisitos de sistemas sem fio. No entanto, alguns dispositivos, embora apresentem bons desempenhos, podem trazer grande consumo de energia. Nesse caso, os arranjos têm demonstrado boas otimizações com um custo e um consumo de energia minimizados. Para isso, vários métodos não tradicionais de arranjos têm sido interessantes e muito requisitados em termo de estudo e pesquisa, tentando-se obter bom desempenho com baixo custo e

baixo consumo de energia. Os arranjos têm várias aplicabilidades e seus elementos trabalham em uma mesma fase de operação. Arranjos planares baseados em Penrose são propostos para se obter uma varredura ampla de radiação com menos consumo de energia.

Segundo Wang, Werner e Turpin (2013) na comparação entre as estruturas periódicas e aperiódicas, percebe-se que as aplicações da Cobertura de Penrose trazem uma variação maior da largura de banda e, com isso, aumenta-se a faixa das frequências de interesse. A utilização de matrizes se torna importante pelo aumento de desempenho sem alterar muito a geometria interna, permitindo explorar uma dimensão maior com as mesmas geometrias primitivas, havendo apenas um número maior de antenas.

Desse modo, ambas as geometrias possuem características importantes que as tornam de grande interesse na pesquisa, pois podem trazer grandes benefícios em projetos que requeiram antenas específicas e com grande otimização de suas propriedades. Indo mais além, segundo Khraisat, Olaimat e Abdel-Razeq (2012), os arranjos possuem características que alteram bastante as propriedades das antenas *single*, trazendo grande interesse em seus estudos através da comparação entre geometrias distintas. Utilizar antenas *single* pode vir a ser interessante em casos bem específicos, mas, mesmo assim, elas podem trazer muitas limitações.

Em determinadas aplicações, as características desejadas em antenas de micro-ondas só podem ser alcançadas quando antenas *single* são combinadas para formar as matrizes. Tais características são: o alto ganho e a varredura de feixe ou a capacidade de direção. São vários os tipos de matrizes, como a linear, a planar ou a de volume. Uma matriz linear consiste em vários elementos colocados em uma linha reta, podendo ser em série ou paralela. Como existem vários tipos de métodos de aplicação dessas matrizes, sempre é importante analisar para qual fim se destina e prever a melhor solução tanto no desempenho como no casamento de impedâncias, sendo que, nesse trabalho, foi utilizado o transformador de um quarto de comprimento de onda. Assim, a comparação dos arranjos permite prever como cada geometria se comporta e as suas vantagens e desvantagens relativas.

Desse modo, pode-se analisar as vantagens de cada uma dessas geometrias e saber qual é mais viável para cada projeto. Saber os benefícios relativos de cada uma das diferentes geometrias permite fazer escolhas mais assertivas nas tomadas de decisões. Por isso, essa dissertação traz uma importante contribuição para a

pesquisa científica, seja pela importância do conhecimento adquirido ou pelo estudo, até então, pouco explorado, trazendo inovações para a sociedade tecnológica.

Trabalhar com as geometrias para se obter a alteração de frequência ressonante, de largura de banda e da diretividade, além do aumento do desempenho, torna-se uma manipulação de extrema importância, pois isso traz ajustes simples e de baixo custo, uma vez que a cada mudança de geometria os ajustes são pequenos, mas os efeitos eletromagnéticos podem ser grandiosos.

No caso dos arranjos, a vantagem se torna ainda maior pelo fato de os desempenhos serem bem mais variáveis de acordo com cada combinação, permitindo, com ajustes simples e única alimentação, obter uma variação de parâmetros muito maior. Dessa forma, os traçados recursivos e aperiódicos trazem grande contribuição nesse estudo, pois são geometrias que permitem mudar consideravelmente os desempenhos com ajustes pequenos em suas dimensões, tornando importante esse entendimento para permitir a fabricação de arranjos cada vez mais precisos.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo maior dessa dissertação foi analisar arranjos *patch* (Sierpinski e Penrose) em geometrias distintas para estabelecer uma relação direta funcional entre o ganho [dBi] e a geometria para, através de comparações, relacionar os aspectos dimensionais com os efeitos de radiações eletromagnéticas produzidas por cada uma.

Dessa forma, pretendeu-se realizar ajustes geométricos de acordo com cada propósito, seja ele o desempenho dos arranjos ou outros parâmetros de grande interesse em projetos industriais como a largura de banda, o número de frequências ressonantes, a diretividade e o consumo de energia. A frequência de operação escolhida foi a de 3,5 GHz, a qual foi a referência em todas as etapas desse trabalho para que fosse possível ter cenários comparativos com a mesma escala de desenvolvimento.

1.2.1 Objetivo Geral

Esse trabalho teve embasamento no desenvolvimento de arranjos com antenas em paralelo na geometria fractal Tapete de Sierpinski de ordem dois e com a geometria Cobertura de Penrose de ordem três, impressas sobre uma placa de circuito de face simples. Para isso, foi desenvolvido um protótipo para aquisição de dados medidos, a fim de comparar a aplicação destes tipos de antenas, a vantagem de seu uso e suas funcionalidades. Diante disso, pode-se considerar que este trabalho teve como objetivo maior o entendimento dos efeitos eletromagnéticos em arranjos fabricados em placas de circuito impresso para que se entenda melhor o comportamento dessas geometrias e, então, ter uma interpretação extensiva a outros tipos de dispositivos com características semelhantes.

Desse modo, o estudo teve a predominância de comparações entre arranjos que permitam fazer uma associação entre a estrutura física e os respectivos efeitos eletromagnéticos para que, através disso, consiga-se estabelecer uma sistematização do conhecimento.

Com isso, pôde-se entender como essas relações atendem a diversos projetos relacionados a esses dispositivos estudados, sendo que as conclusões foram pontuais e extensivas de forma a serem empregados em outros projetos relacionados a esse tema.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Definir matematicamente as Antenas Fractais Tapete de Sierpinski e Cobertura de Penrose (Equacionar a partir da definição);
- Analisar a Geometria das Antenas Impressas *Patch* (comportamento na simulação, característica que as diferem das outras antenas);
- Estudar os efeitos eletromagnéticos destas geometrias (captar todas as radiações emitidas para poder medir e quantificar os seus benefícios e as deficiências para poder fazer os ajustes necessários, incluindo o tipo de geometria, o tipo de arranjo e as distâncias entre as partes constituintes);
- Modelar matematicamente a antena a ser implementada (tanto a geometria fractal Tapete de Sierpinski e a Cobertura de Penrose como a linha de

transmissão através do transformador de um quarto de comprimento de onda, além das distâncias entre as antenas e as bordas do substrato para uma correta captação da radiação com os *softwares* utilizados);

- Calcular de forma empírica e através de dados teóricos os espaçamentos entre cada antena de forma a otimizar os ganhos e a diretividade da radiação;
- Simular os arranjos projetados em *software* com o Método dos Momentos (ADS). Configuração em Paralelo (1x1 – 1x2). Nesse aspecto, deve ser feito todo um estudo de como devem ser simuladas as antenas. Conceber a antena dentro dos valores calculados;
- Fabricar as *singles* dos arranjos (fractal Tapete de Sierpinski ordem dois e Cobertura de Penrose ordem três);
- Medir os arranjos de ambas as geometrias no Analisador Vetorial de Redes (AVN);
- Medir os arranjos das antenas em Laboratório Anecóico - LCE (analisar os ganhos, a frequência de ressonância e diretividade);
- Analisar os resultados obtidos em laboratório juntamente com os valores calculados e simulados (ADS, Câmara Anecóica e AVN).
- Fazer uma análise quantitativa e qualitativa das diferenças encontradas entre ambas as geometrias e seus arranjos.

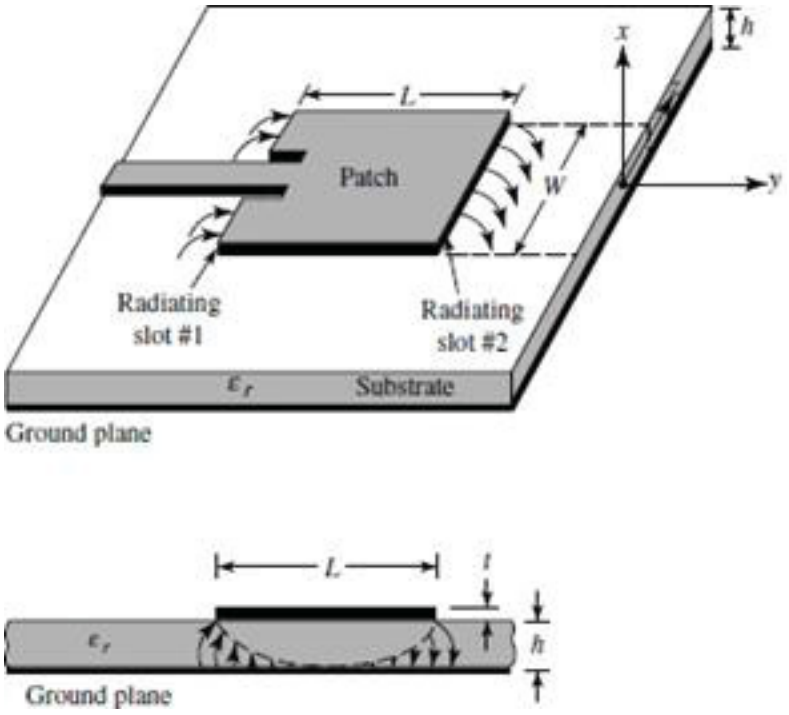
1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho foi dividido em cinco capítulos, sendo que, inicialmente, foi feita toda uma justificativa dentro da tecnologia e concluída com as observações das geometrais em estudo. No primeiro capítulo, foi feito uma explanação dos conceitos existentes dentro da literatura para justificar os métodos e os procedimentos realizados. No segundo, foi explicado detalhadamente as metodologias de prototipagem, de confecção e de testes. No terceiro, procurou-se mostrar os testes realizados com os arranjos, tanto simulados quanto medidos. No quarto, foi feita toda uma análise de cada resultado, associando-o ao arranjo medido. Para finalizar, no quinto capítulo foi feita uma análise conclusiva sobre o que se pode ter de efeitos eletromagnéticos diante de cada tipo de arranjo fabricado.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

De acordo com Balanis (2005), as antenas *patch* possuem alguns componentes importantes para a sua aplicação, como a camada de metal condutor e um dielétrico (substrato) que fica abaixo do metal e acima do plano terra. São confeccionadas sobre uma placa de circuito impresso. Também chamadas de antenas de abertura devido ao fato de que a fonte de radiação é limitada a uma superfície com meio definido, que é o material condutor ou a área de cobre que compõem a antena. A configuração da antena *patch* (L x W) fica evidenciada conforme a Figura 1. Na figura, as setas indicam as radiações. Embaixo existe o plano terra, em uma área maior, sendo o h a altura do substrato.

FIGURA 1 - REPRESENTAÇÃO DA ANTENA DE MICROFITA (ACIMA) COM O COMPORTAMENTO DA RADIAÇÃO



Fonte: Balanis (2005).

O mecanismo de radiação das antenas de microfita, segundo Eslley e Medeiros (2013), está relacionado aos campos de borda, local onde há uma descontinuidade na microfita e pode ser vista como ponto de circuito aberto com uma impedância infinita e uma corrente nula. Assim, ocorre a formação de campo elétrico com o efeito de borda. Para Hayt (2006), portadores de cargas elétricas

estáticas criam campos elétricos, os quais criam campos magnéticos e esses últimos os campos elétricos novamente e, assim, sucessivamente, gerando a propagação de ondas.

2.1 TAPETE DE SIERPINSKI

De acordo com Carleti (2015), uma das grandes propriedades de uma antena fractal é a sua dimensão fracionada, sendo essa definição importante para o preenchimento do espaço físico. As curvas fractais têm a propriedade matemática de preencher um determinado espaço com a redução da área ocupada.

Para Matos (2012), essas geometrias fractais tem a performance multibanda em frequências não harmônicas e o casamento de impedâncias de entrada ajuda na simplificação desse ajuste, sendo um casamento bem próprio em comparação com as antenas tradicionais. Além disso, o diagrama de radiação do campo distante é similar para as mesmas frequências analisadas. Em uma análise preliminar, as antenas fractais usam uma geometria complexa derivada da geometria fractal básica e a ordem do fractal depende do número de iterações, ou seja, quanto maior mais complexa tende a ser essa geometria. Tal geometria traz benefícios bem importantes no que diz respeito ao potencial de redução de tamanho, com uma aplicação multibanda.

Para Fusco (2006), o termo fractal significa "*criação ou forma fragmentada*", ou que só tem padronização na irregularidade, sendo que tal geometria traz um grupo complexo de formas que possuem similaridades com a sua própria estrutura geométrica.

Explicando tal recursividade, de acordo com Mandelbrot (1977), a geometria mais externa vai se repetindo internamente com as mesmas proporções, mas cada vez menor em suas dimensões. A geometria fractal, identificada como geometria da natureza, acaba projetando, na sua forma infinita, um padrão geométrico que se repete nas diversas dimensões do objeto em análise.

Levando-se em consideração os estudos já publicados, de acordo com Zampier (2018), a aplicação da geometria fractal em antenas de microfita traz efeitos de ressonância em várias frequências de operações, tornando a antena um bom receptor e um bom emissor de radiação eletromagnética, além de apresentar

ganhos mais elevados se comparados a outras antenas de mesma dimensão física.

Para ser considerada uma forma geométrica fractal, segundo Debnath (2006), a antena deve possuir características bem peculiares, incluindo a propriedade de ser semelhante a ela mesma, mas em escalas cada vez menores.

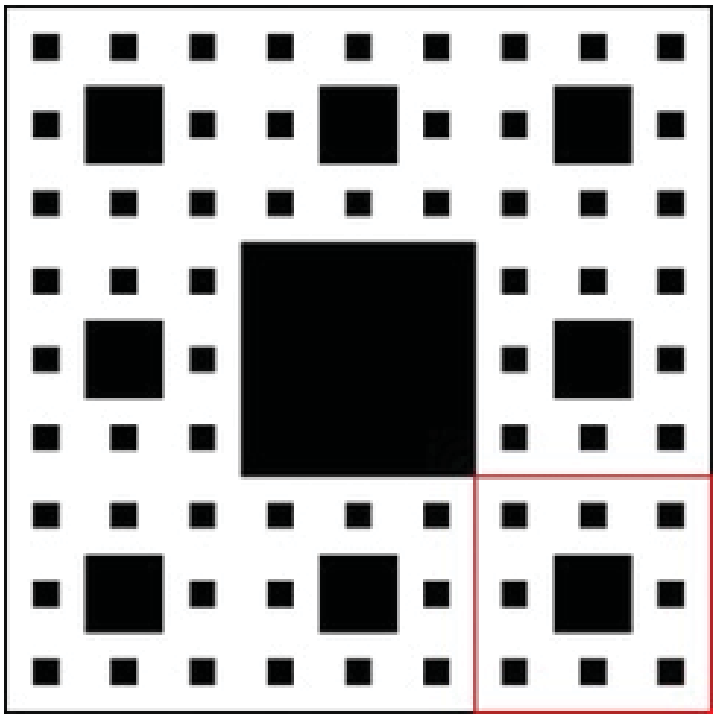
Para Eslley e Medeiros (2013), as geometrias fractais tem um aspecto infinito, permitindo conceituá-las como geometrias compostas por pontos, linhas e círculos. Além disso, é irregular com variados tipos de padrões, com diversas formas geométricas, com representações de terrenos, de plantas e de outros elementos naturais. Uma geometria, para ser considerada uma fractal, deve possuir autossimilaridade, complexidade infinita, simplicidade da lei de formação e uma estrutura fina.

Essa característica de similaridade própria, de uma forma genérica, é uma característica necessária, e não suficiente, para se caracterizar um fractal, a qual define que uma parte dessa figura se assemelhe a uma parte maior, ou à figura como um todo, ou seja, uma recursividade na geometria interna. No entanto, ao se referir à autossemelhança de figuras, devem ser consideradas dois tipos: a exata e a aproximada. A exata existe apenas em fractais gerados matematicamente, na qual o conjunto total é formado a partir de processos iterativos, ou seja, quando o conjunto total é formado por pequenas cópias perfeitas dela mesma, como no caso do Tapete de Sierpinski.

A autossimilaridade é uma característica que faz parte do processo de construção dos fractais, pois essas figuras são formadas por um processo recursivo indefinido, sendo que aumenta a complexidade com as iterações até o infinito. Desse modo, é importante destacar que nem toda forma geométrica que sucede processos iterativos será um fractal e muito menos um Tapete de Sierpinski. Como exemplo, se for retirado um pequeno pedaço de um segmento de reta e for reproduzido esse procedimento várias vezes, não será obtido um fractal, e, sim, um segmento de reta cada vez menor. Em relação a autossemelhança aproximada se refere às figuras que têm em suas partes internas a mesma estrutura da externa, porém em dimensões menores ou reduzidas. Desse modo, esses fractais são encontrados em diversas formas na natureza, como nuvens, árvores e raios.

A estrutura fina permite que o grau de detalhamento não diminua quando se analisa apenas uma pequena porção arbitrária da figura. Assim, ao se analisar essa porção, haverá a mesma riqueza de detalhes da geometria inteira. Como exemplo, Figura 2, considere a figura Tapete de Sierpinski de nível 3, ou seja, a figura após passar 3 vezes pelo processo iterativo.

FIGURA 2 - TAPETE DE SIERPINSKI DE NÍVEL DE ITERAÇÃO 3



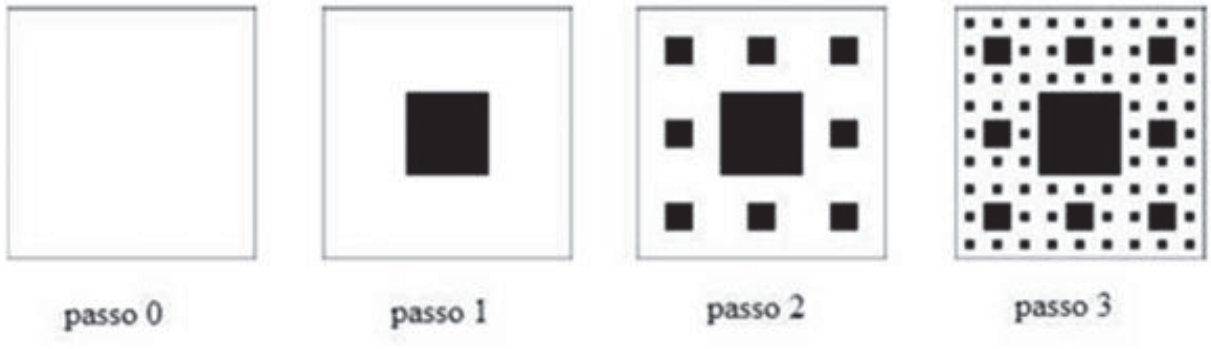
Fonte: Eslley e Medeiros (2013).

Ao focalizar o trecho em vermelho explicitado na figura 2, obtém-se o grau de detalhamento semelhante ao da figura como um todo, o que é caracterizado como um fractal. Com relação à simplicidade da geometria, é iterativa e consiste em um processo simples de repetição, mas em escalas menores, além do processo direto, o que permite a simplicidade na lei de formação. Como as figuras fractais são irregulares, elas não permitem uma associação simples com relação à altura, comprimento e largura como as geometrias tradicionais. No caso da Sierpinski, por ser retangular, as aproximações são mais aceitáveis.

De acordo com Carleti (2015), o Tapete Retangular de Sierpinski constitui-se de uma figura plana obtida a partir do estudo do matemático polonês Waclav Sierpinski (1882-1969). Essa geometria é obtida por meio de um processo iterativo de divisão de um retângulo em nove retângulos idênticos. Depois disso, é eliminado o

retângulo central, o que resulta em apenas oito retângulos. Assim, repete-se, no passo seguinte, o mesmo procedimento em cada um dos oito novos retângulos, e, assim, sucessivamente. Para especificar ainda mais, esse fractal é classificado como um geométrico, pois possui todas as características que o definem como fractais, como a autossemelhança, a estrutura fina e a simplicidade da lei de formação (Figura 3). Nessa figura são mostrados os passos que se referem às ordens dos fractais, sendo que, a cada iteração, as ordens (passos) vão se tornando mais complexas.

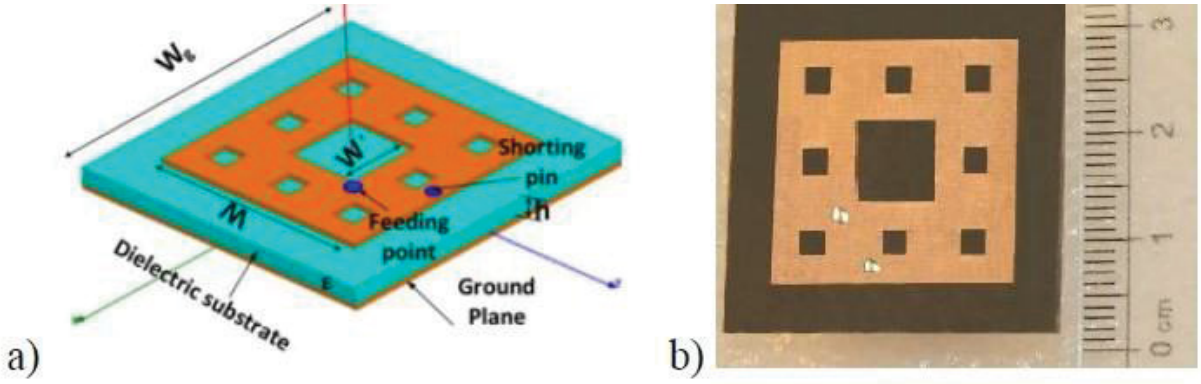
FIGURA 3 - FORMAÇÃO DO TAPETE DE SIERPINSKI COM SUAS DIVERSAS INTERAÇÕES



Fonte: Eslley e Medeiros (2013).

A geometria Tapete de Sierpinski parte do formato inicial retangular e suas dimensões posteriores são proporcionais aos limites do maior retângulo. Isso pode ser visto na Figura 4. Nessa figura, em (a), há parte metálica com dimensões W e o substrato com dimensões Wg. As partes internas são as cavidades ressonantes com a suas dimensões expressa por W. A parte de baixo refere-se ao plano terra que é construído com o mesmo material condutor da *patch* e suas dimensões estão expressas por Wg. O *pin* é a parte que faz a conexão da *patch* com a fonte de potência eletromagnética. Nessa mesma figura, mas em (b), segue a análise da dimensão em centímetro.

FIGURA 4 - ESQUEMÁTICO DO PATCH NO SUBSTRATO



Na medida em que se avança na recursividade da geometria, os retângulos menores devem ter um terço do tamanho do retângulo anterior, ou seja, (1/3) n, onde n é o número da iteração correspondente. Assim, a cada iteração, são calculadas as medidas e as localizações dos elementos a serem retirados da plaqueta metálica (as cavidades ressonantes). A proporção indicada entre as laterais de um retângulo principal de lados iguais L e a medida dos demais quadrados é de (1/3) n, onde n é o número da iteração correspondente. Assim, seguindo esse critério, tem se uma redução sequencial das dimensões dos elementos a cada iteração e um aumento na quantidade Nn destes elementos modificados. Define-se como a quantidade de divisões de L, nomeia-se M como o fator de proporcionalidade de cada lado dos quadrados e Q o fator de proporcionalidade dos elementos não removíveis a cada interação. Estes valores são:

$$Ln = (\frac{1}{r})^n = LM^n \quad (1)$$

$$Q\hat{}n = (\, r^2 - 1\,)^n \qquad Nn = Q^{(n-1)} \quad (2)$$

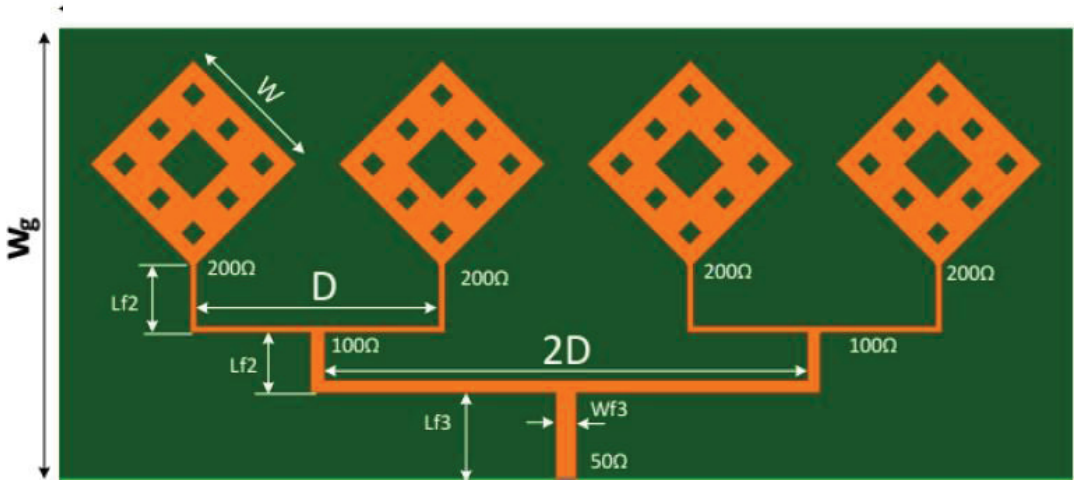
Para o Tapete de Sierpinski construído com r = 3 a área disponível para as próximas iterações é obtida por:

$$An = [(r^{2r} - 1)/r^2]^n \quad (3)$$

Para esta construção, uma parcela do material condutor referente à M é retirada de cada novo subconjunto de elementos obtidos nas sucessivas iterações. Assim, tem-se uma redução das dimensões de cada geometria de acordo com as iterações e um aumento na quantidade. Para a construção dessa geometria, uma parte do laminado é retirado a cada iteração, sendo que partes desse material é subtraído ficando com as cavidades internas. Dessa forma, com o aumento das iterações diminui-se a área de material condutor e espera-se um aumento na perda de potência por efeito Joule. Por isso a quantidade de iterações deve ser respeitada para não haver uma grande perda de potência. As iterações também influenciam nas frequências de operação, sendo que o aumento da ordem do fractal faz com que as dimensões das partes retiradas diminuam e passem a operar em frequências com comprimentos de ondas progressivamente menores. Dessa forma, depois de uma determinada ordem, os efeitos dos fractais são mais otimizados em frequências mais altas. Isso dificulta a sua verificação, exigindo aparelhos sofisticados além de dificultar a reprodução das dimensões necessárias.

No caso de uma matriz de Tapete de Sierpinski, pode-se ter inúmeras combinações com as geometrias isoladas, sendo em paralelo essa disposição quando as *singles* ficam uma ao lado da outra (Figura 5). Os arranjos passam a ter outros componentes como o D que é o comprimento das linhas horizontais e o L que é o comprimento das linhas verticais, além do plano terra que passa a ter as dimensões Lg (largura) e o Wg (comprimento).

FIGURA 5 - ESQUEMÁTICO DAS DIMENSÕES CONSIDERÁVEIS DO ARRANJO EM PARALELO



Fonte: Cao e Krzysztofik (2018).

Pode-se dizer, de acordo com Sama e Ameen (2020), que as antenas fractais possuem uma geometria complexa e organizada pela recursividade, sendo que tudo se inicia com a geometria básica sem cavidades internas. Tal complexidade depende do número de iterações, sendo que quanto mais manipulações houver mais complexa será a geometria e, assim, fica mais difícil a sua manipulação.

Com relação às geometrias, segundo Matos (2012), as antenas fractais usam um desenho complexo a partir da geometria básica e a ordem da complexidade depende desse número de iterações do fractal. Nesse trabalho, foi fixado a ordem dois por ser de média complexidade.

De acordo com Trikolikar, Lahudkar, Anuradha, Buravalli, Kumar e Shilpa (2020), a geometria retangular de ordem três é obtida através de um processo iterativo de dividir um retângulo idêntico e eliminar o central, resultando em apenas oito retângulos. No caso desse trabalho, tal ordem traria uma maior complexidade na montagem dos arranjos, sendo a mais viável a de ordem dois.

De acordo com Abdelhak, Najib, Noureddine e Ali (2009), para se determinar o desempenho de antenas impressas deve haver um estudo analítico baseado nas propriedades que alteram a sua ressonância e a sua capacidade de radiação, seja na mesma frequência ou não, sendo que, para isso, deve ser feito um estudo com as geometrias modificadas para se chegar na mais eficaz, seja modificada por recursividade ou pela ordem do fractal.

2.2 COBERTURA DE PENROSE (PENROSE DE TILLING)

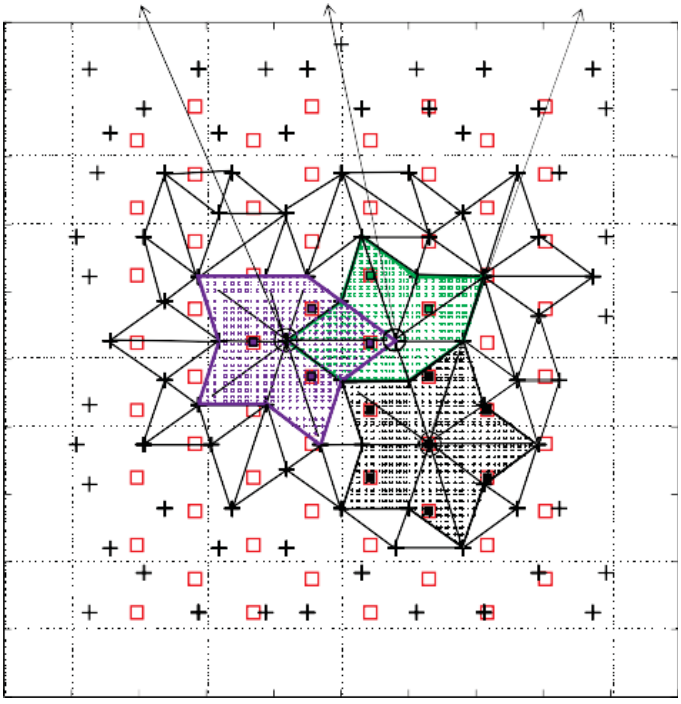
De acordo com Polyakov (2012), na Telha de Penrose os fractais têm as suas geometrias internas baseadas em estrelas generalizadas, cujos vértices geram as estrelas de menor tamanho. Para as operações de inversão de um ponto existem duas orientações possíveis de estrelas generalizadas. Analisando as dimensões, tem-se que as proporções de tamanhos lineares de estrelas generalizadas para estrelas iniciais são iguais a graus inteiros de média áurea. Esse desenho é o modelo geométrico mais popular em cristalografia de quasicristais.

Na década de 1970, o matemático e físico Roger Penrose construiu um exemplo quase periódico chamado de Telha de Penrose. Em sua análise geométrica, a quase periodicidade do seu protótipo implica que uma cópia deslocada de uma telha

nunca corresponderá ao formato original. As principais características de sua estrutura são: Não é periódica, logo não possui qualquer simetria de tradução, ou seja, em pelo menos em uma direção, o objeto é infinito. É auto similar, logo os mesmos padrões ocorrem em escalas maiores e menores. É um quase cristal, implica que seu difractograma apresenta tanto a simetria cinco vezes quanto a ordem de longo alcance subjacente.

Para Dicandia e Genovesi (2022), o arranjo na Figura 6 é composto por 8x8 elementos dispostos em triângulo com periodicidade. Os quadrados vermelhos referem-se à treliça de elementos periódicos enquanto o preto cruza alguns vértices do triângulo de Penrose.

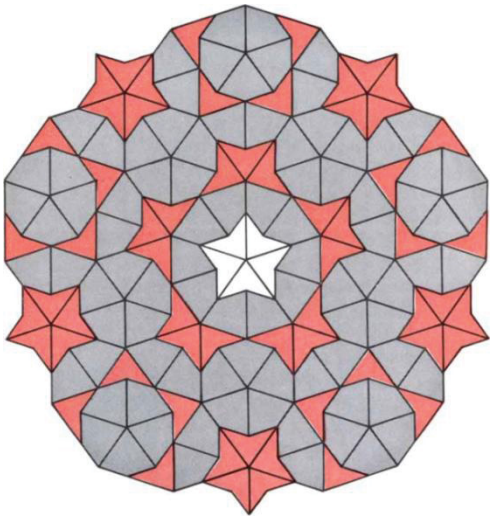
FIGURA 6 - GEOMETRIA DA PENROSE DE TILLING ORDEM 3



Fonte: Dicandia e Genovesi (2022).

Para Gardner (1977), Penrose conseguiu demonstrar que toda região finita em qualquer padrão está contida em algum lugar dentro de cada outro padrão, aparecendo, infinitamente, em cada padrão (Figura 7).

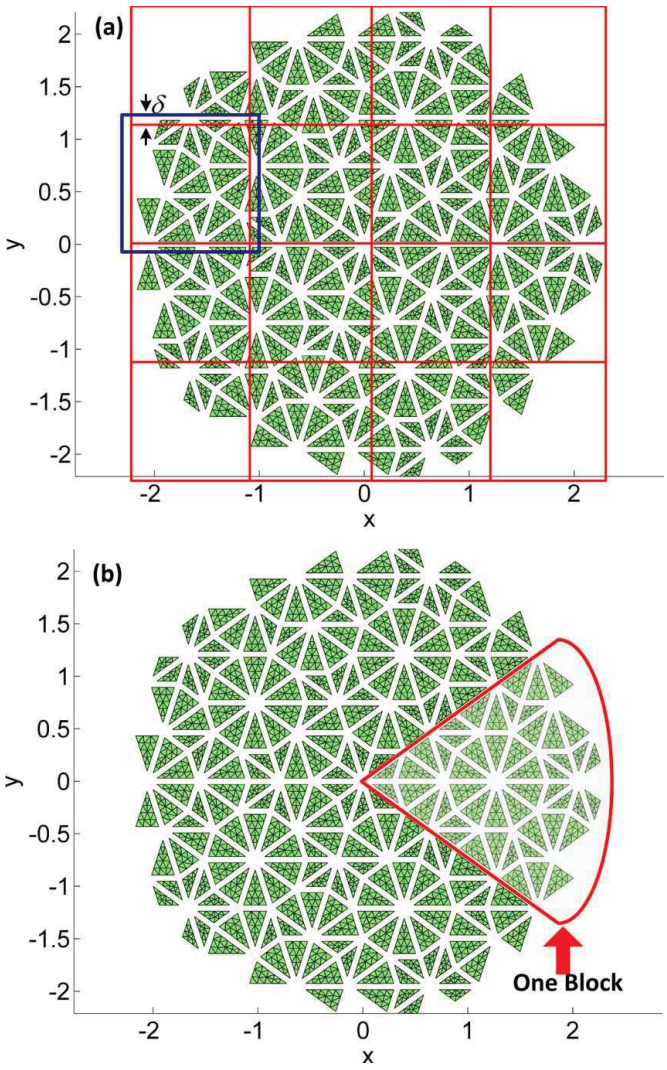
FIGURA 7 - GEOMETRIA DA PENROSE DE TILLING COM SEUS PADRÕES



Fonte: Gardner (1977).

Na Figura 8, segundo Turpin, Wang e Werner, mostra-se a estrutura de ladrilhos de Penrose aperiódica, que é uma geometria rotacionalmente simétrica de cinco lados. (a) O layout geométrico de toda a telha aperiódica de Penrose foi dividido em 16 blocos. Observa-se que em cada quadrado há uma certa semelhança. (b) A estrutura de telhas de Penrose aperiódica foi dividida em 5 blocos com base em sua geometria rotacionalmente simétrica para a implementação. Observa-se que um padrão de bloco é destacado, significando a sua quase periodicidade.

FIGURA 8 - DEFINIÇÃO DA PENROSE DE TILLING



Fonte: Turpin, Wang, Werner (2013).

Com relação a essa geometria em estudo, Cobertura de Penrose, pode se afirmar que, segundo Spence e Werner (2008), são geometrias com desenhos não periódicos com uma diretividade maior e com uma largura de banda não muito grande. Além disso, o espaçamento médio dos elementos da geometria interna possui um valor maior que metade do comprimento de onda em comparação com as matrizes periódicas convencionais. Na realização de estudos, os arranjos são dimensionados para ter um espaçamento mínimo entre eles, o que altera a largura de banda. A utilização desse tipo de desenho serve para gerar arranjos que possuem grande faixa de frequência ressonante com um espaçamento mínimo de cinco comprimentos de onda. Tal confecção de matrizes permite criar tais faixas com grande extensão. Os estudos científicos têm sido intensificados sobre as novas metodologias a serem

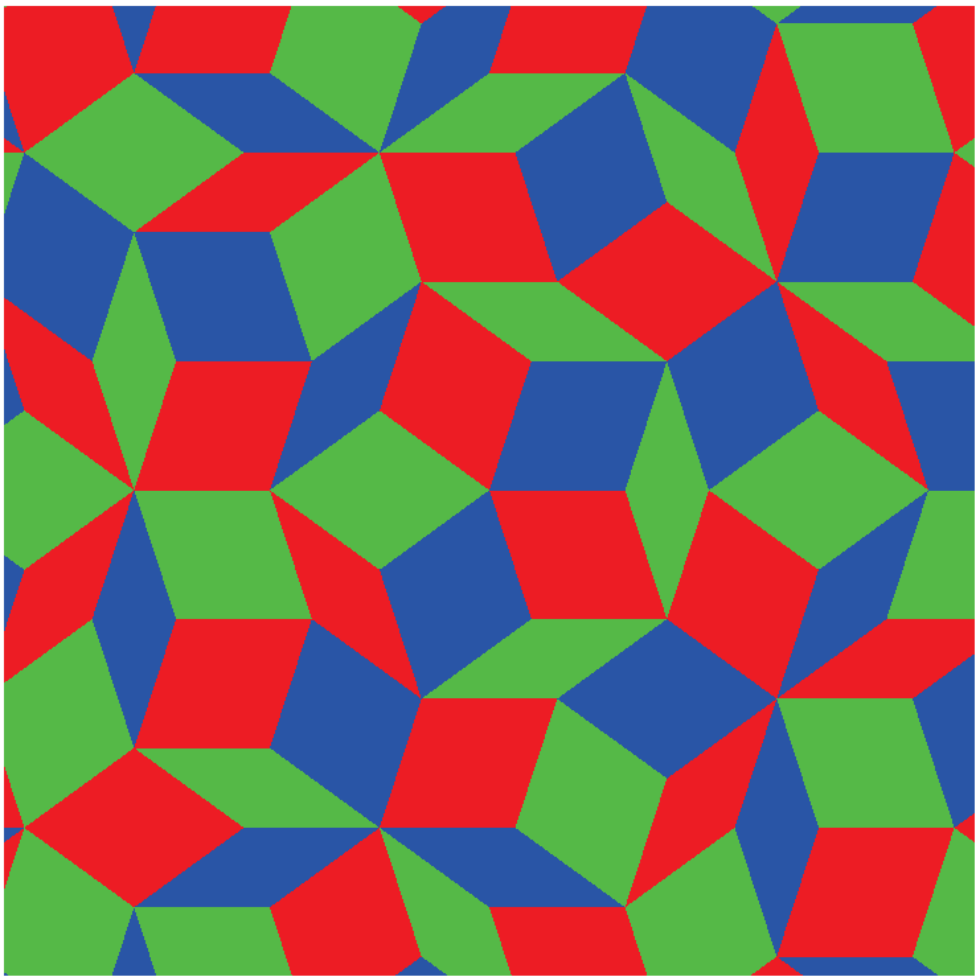
aplicadas nas geometrias com espaçamentos de elementos não uniformes ou aperiódicos.

A exploração desse tipo de geometria justifica-se pelo fato de se tentar obter características de radiação desejáveis que não seriam possíveis nos arranjos periódicos tradicionais apenas com a exploração desse espaçamento entre os elementos dessa matriz. No caso das geometrias fractais, também há uma aplicação em arranjos aperiódicos, sendo que as matrizes fractais demonstraram possuir vários benefícios com as suas propriedades, como a largura de banda e a multibanda. As matrizes utilizadas com essas geometrias demonstram uma redução dos níveis de lóbulos laterais, permitindo uma maior diretividade.

Além disso, os efeitos dessas geometrias com baixa simetria podem ser observados em suas características de radiação. Uma dessas características é que, ao contrário dos arranjos periódicos tradicionais, essa geometria aperiódica permite a configuração de arranjos com a manutenção dos níveis de lóbulos laterais e com um maior desempenho de banda larga. Além disso, as matrizes baseadas em ladrilhos aperiódicos apresentam um desenho geométrico mais afinado, possuindo um espaçamento médio entre os elementos maiores de meio comprimento de onda. Observado todas essas características e tendo as propriedades altamente desejáveis, as matrizes baseadas em ladrilhos aperiódicos, como a Penrose, apresentam-se como de grande interesse em vários segmentos de estudos e merecem uma investigação mais abrangente e aprofundada.

Dessa forma, as análises sobre tal geometria se fazem necessárias para entender a sua viabilidade em projetos. Segundo Wang, Werner e Turpin (2013), na comparação entre as estruturas periódicas e aperiódicas, percebe-se que essas últimas podem apresentar um desempenho notavelmente superior. Com algumas análises já realizadas, demonstrou-se que as estruturas de Ladrilho de Penrose possuem uma capacidade potencial de suportar várias faixas de frequência de operação. Na figura 9, de acordo com Bai, Chenyan, Lin (2015), a geometria de Penrose é uma cobertura de planos formando uma telha sem sobreposição ou lacunas, sendo usado apenas dois tipos de losango, com lados iguais, mas ângulos diferentes, os quais são chamados de losangos grossos ou finos para cada cor em destaque (vermelho, azul e verde).

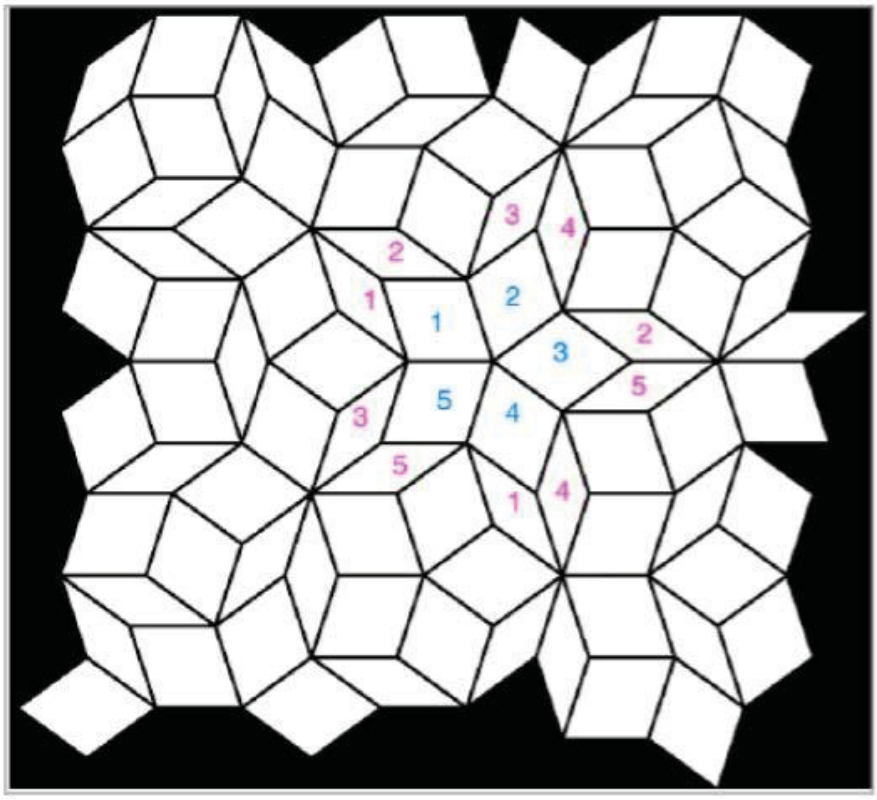
FIGURA 9 - OS LOSANGOS NA GEOMETRIA PLANA DA PENROSE DE TILLING ORDEM 3



Fonte: Bai, Chenyan, Lin (2015).

De acordo com Ezra (2010), o ladrilho de Penrose é composto por dois tipos de losangos, um maior e um mais esbelto, sendo que não possuem uma simetria translacional, ou seja, em um plano infinito nunca se repete exatamente. Isso permite explorar de forma mais abrangente cada geometria sem ter a sua repetição em uma mesma direção. A Figura 10 mostra a geometria de Penrose como uma telha aperiódica com cinco orientações diferentes, mostrando claramente a sua simetria rotacional de cinco vezes com a repetição dos losangos maiores e menores.

FIGURA 10 - ORDEM DE FORMAÇÃO DA GEOMETRIA PENROSE DE TILLING



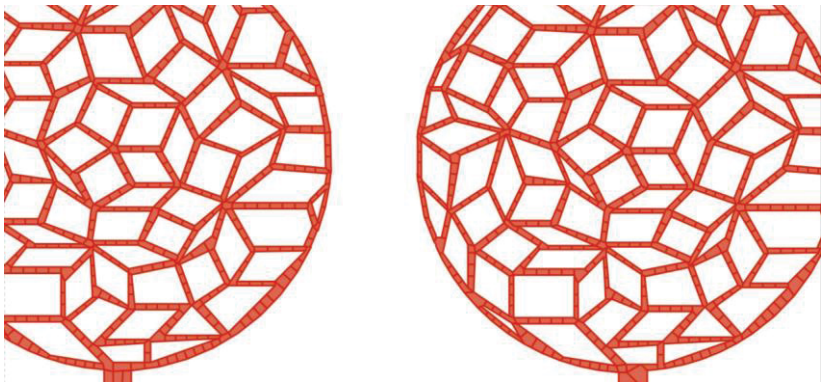
Fonte: Ezra, et al (2010).

Com relação à geometria Cobertura de Penrose em estudo, pode se afirmar que, segundo Spence e Werner (2008), possuem as propriedades que as tornam bem distintas das geometrias mais difundidas, sendo que tais peculiariedades permitem aumentar o desempenho e contribuem para uma maior faixa de valores dos parâmetros requisitados em projeto. Tal geometria tem sido muito utilizada em diversos tipos de propósitos devido as suas características de periodicidade que permitem trazer benefícios com uma exploração mais diversificada de sua geometria interna.

Com relação às geometrias utilizadas nesse trabalho, foram realizados os estudos de duas delas derivadas da Penrose, sendo uma a idêntica (Condutora) e a outra a cópia negativa (indutora) sendo que as partes em metal cobre de uma é a ausência de material em outra e vice-versa. A condutora (Figura 11) apresenta todas as suas partes com conexão em material cobre, sendo que na indutora existe parte em conexão com o material condutor e parte tem a propagação de sinais através de um acoplamento capacitivo. A geometria desse trabalho foi baseada nesse desenho

de Penrose, a qual é constituída por uma estrela central contornada com os referidos losangos mais largos ou mais esbeltos.

FIGURA 11 - PENROSE CONDUTORA 1X2 UTILIZADA NO TRABALHO

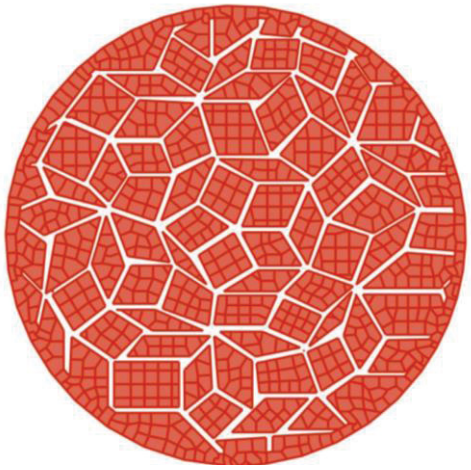


Fonte: O Autor 2022.

A geometria vermelha é a parte condutora. Detalhe para as ramificações internas.

A Figura 12 mostra a geometria indutora, por ter as partes internas interligadas por um acoplamento capacitivo. Essa Indutora é a negativa da Condutora, ou seja, onde tem material condutor em uma terá ausência desse material em outra. A geometria vermelha é a parte condutora. Detalhe para as ramificações internas em branco que são a ausência de material condutor.

FIGURA 12 - DETALHE DA GEOMETRIA INTERNA DA PENROSE UTILIZADA NO TRABALHO



Fonte: O Autor 2022.

Para Silveira (2004), o efeito do acoplamento capacitivo é devido à tensão da fonte de perturbação e não à corrente que flui no circuito. Isso ocorre, na prática,

quando há uma transferência de energia de uma linha de transmissão para uma outra parte aérea e vizinha através de suas capacitâncias próprias e mútuas. Além disso, tal acoplamento capacitivo pode ser obtido quando o campo elétrico criado em decorrência da diferença de potencial entre dois circuitos acaba induzindo uma corrente nos condutores do outro circuito.

Assim, com essa geometria de Penrose Indutora, pode-se formar esses capacitores para que haja tal efeito, permitindo a propagação da energia eletromagnétca em todas as partes da *patch* sem haver a continuidade do material condutor (cobre). A indução diminui com o aumento da distância entre as placas dos capacitores (circuitos).

2.3 AS COMPARAÇÕES ENTRE AS GEOMETRIAS TAPETE DE SIERPINSKI E COBERTURA DE PENROSE

Diante de um estudo sobre as antenas *patch* e as variações de suas geometrias, é importante entender por que as análises devem ser feitas baseadas em comparações. Isso porque, quando se trata de antenas, a grande maioria dos parâmetros são relativos e não valores absolutos que podem ser mensurados e avaliados isoladamente. Dessa forma, quando se faz essa relação entre as geometrias em estudo, pode-se melhor decidir por cada uma delas de acordo com os interesses de projeto.

As comparações devem ser feitas de forma a produzir sentenças de entendimento que permitam compreender como cada curva no desenho contribui com cada parâmetro medido ou calculado. As comparações devem ter sempre a associação das diferenças entre cada geometria e as diferenças em cada efeito produzido. Isso para permitir que haja a possibilidade de relacionar os efeitos eletromagnéticos com as diferenças existentes entre cada geometria e permitir concluir o que cada desenho traz de vantagens e desvantagens.

Para isso, é importante haver comparações entre geometrias mais semelhantes e com variação de ordem, como das *singles* para os arranjos, e uma comparações entre geometrias distintas com a mesma ordem. Assim, para cada uma dessas comparações pode se identificar as diferenças existentes em cada desenho observado e associá-las a cada parâmetro simulado, medido ou calculado.

Dessa forma, pode-se, através dessas comparações, saber qual delas é a mais vantajosa para cada fim a que se destina, permitindo analisar quais as causas geométricas desses efeitos eletromagnéticos. Nessas análises, devem ser consideradas as geometrias internas, o polígono externo de cada arranjo, as *singles* utilizadas, as distâncias entre as *patches* e as dimensões das linhas de transmissão.

Assim sendo, as comparações devem ser feitas entre as *singles* com cada geometria distinta, uma a uma, e depois com os arranjos (ordem 1x2). Devem ser analisados os aspectos recursivos e os quase periódicos das geometrias, sendo que no caso dessas últimas, há a separação entre a geometria contínua (Penrose Condutora) e a com acoplamento capacitivo (Penrose Indutora). As análises devem ser feitas sempre associando as características de cada geometria com os seus parâmetros medidos para se formar as conclusões desse trabalho.

3 METODOLOGIA E MATERIAIS

A metodologia consistiu em ter o desenvolvimento geral do trabalho baseado na literatura sobre os dispositivos (arranjos) que foram fabricados, sendo que esse processo deve ser iniciado com o cálculo e a modelagem com o parâmetro fixo, que no caso é a frequência de operação e, consequentemente, deve-se fazer as simulações em *software* para ajustar a geometria de acordo com a frequência desejada. Depois disso, os arranjos devem ser fabricados para que os parâmetros sejam medidos e analisados.

Para isso, foram utilizados os dispositivos eletrônicos de medição no Laboratórios de Compatibilidade Eletromagnética e o *software* para ajustar as simulações. Assim, foi utilizado o *software* ADS. Nesse aspecto de simulação, foi utilizado o Método dos Momentos, pois houve uma prioridade de análise nas bordas dos *patchs*. Para Harimurugan e Punekar (2018), o Método dos Momentos (MoM) é preferido em situações que envolvam problemas de fronteira, sendo discretizado apenas o limite do condutor.

Para o desenvolvimento prático, foram utilizados os equipamentos disponíveis no laboratório de corrosão de placas, além do analisador de espectro, do analisador de impedâncias e da câmara anecóica (Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética da Universidade Federal do Paraná) para aquisição dos dados reais necessários, sendo que os valores foram adquiridos dos arranjos fabricados.

Cada arranjo teve a sua própria alimentação com conector de 50 Ω, sendo avaliado a sua simulação em *software* e a sua medição em laboratório. As alimentações foram feitas através de linhas de transmissão com casamento de impedâncias através de um transformador de um quarto de comprimento de onda. Para que o projeto fosse desenvolvido, foi importante entender como cada componente eletrônico contribuía para o trabalho como um todo.

Assim sendo, foi necessário compreender como seria montado os arranjos, quais seriam as suas partes físicas constituintes e quais os dispositivos eletrônicos necessários em laboratório para o correto sequenciamento das simulações e das medições. Desse modo, para que fossem fabricados os dispositivos foi necessário entender como os mesmos deveriam ser modelados a partir de sua definição na literatura. Com essa definição, foi possível fazer um protótipo e depois realizar a sua fabricação para que pudesse ser feita a medição de seus parâmetros. Diante disso,

as informações sobre os materiais empregados também foram importantes para que houvesse uma correspondência entre a teoria e a prática, pois, na simulação, foi feito somente a parte do desenho e valores teóricos, não se podendo garantir que os valores considerados de seus parâmetros teóricos seriam os mesmos dos materiais fabricados.

Assim, quanto mais precisas forem as informações das propriedades dos dispositivos utilizados, mais as simulações traduzem uma realidade dos arranjos confeccionados. Além disso, é importante entender como funciona a parte do eletromagnetismo diante dos dispositivos, como cada conexão e como cada material contribui para esses efeitos diante de uma conexão por fonte de potência eletromagnética.

No caso da modelagem matemática, as dimensões foram obtidas através do livro texto do Balanis (2005), sendo que as geometrias desse trabalho foram modeladas com base nas geometrias tradicionais mais semelhantes possíveis, sendo no caso do Tapete de Sierpinski a retangular e da Penrose a circular. Para analisar a frequência de operação, foi necessário o uso do Software ADS que permitiu fazer os ajustes refinados na geometria para se ter a frequência de 3,5 GHz como a frequência ressonante principal. Com a geometria definida, os arranjos foram fabricados. Depois disso, cada dispositivo desse foi analisado no AVN para se saber em qual frequência estava operando de forma real e qual era a sua reflexão em termos de potência eletromagnética.

Assim, foi possível medir cada arranjo na câmara anecóica para se obter o seu ganho. Tendo o desempenho de cada arranjo, foi feito uma análise tanto qualitativa quanto quantitativa de seus parâmetros para associá-los à cada geometria, permitindo concluir qual geometria apresenta vantagens sobre as outras nos mais diversos aspectos eletromagnéticos.

3.1 MODELAGEM MATEMÁTICA

Com relação a modelagem matemática do presente trabalho, é importante enfatizar que para todas as geometrias dos arranjos existe uma lei de formação matemática empírica, obtida através de resultados repetidos em laboratório. Diante disso, pode-se estabelecer, de acordo com a frequência de ressonância, a geometria

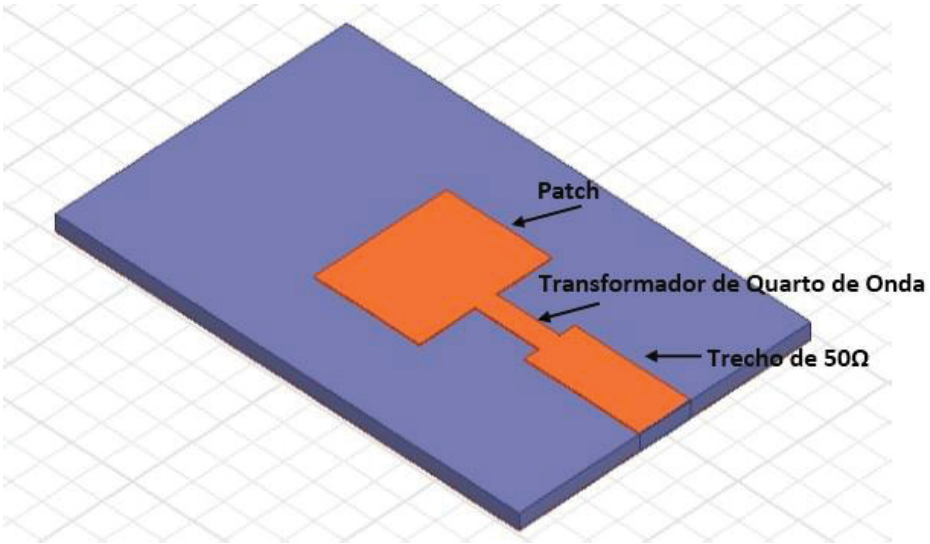
desejada, havendo uma oscilação na precisão com relação às dimensões desses arranjos. Dessa forma, a modelagem matemática ajuda não só a confeccionar a geometria, mas também a ajustar os parâmetros diretos e indiretos para uma maior otimização dos arranjos.

Foram analisadas as geometrias fractais Tapete de Sierpinski (ordem 2), tanto a *single* como o arranjo 1x2, sendo distintas tanto pela geometria quanto pelas dimensões, para que se possa analisar as características de cada combinação que teve como base a geometria retangular tradicional. Já no caso da Penrose de Tilling (ordem 3) a base foi a geometria circular, havendo a necessidade de alguns ajustes em cada característica para atender à frequência de operação, sendo, também, nas duas variações, ou seja, *single* e arranjos 1x2.

3.1.1 Geometria Retangular (Tapete de Sierpinski)

Segue a representação esquemática do conjunto da *patch* (Figura 13), apresentando o formato de uma antena na geometria retangular sobre o substrato e o respectivo casamento de impedâncias, o qual é composto pela linha de transmissão e o transformador de um quarto de comprimento de onda.

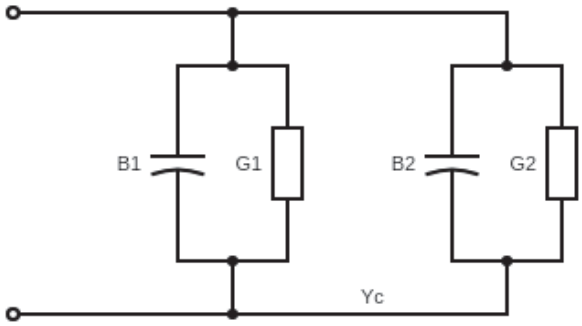
FIGURA 13 - ESQUEMÁTICO DO PATCH RETANGULAR NO SUBSTRATO COM O CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA



Fonte: Araújo (2017).

Analisando o aspecto equivalente em circuito elétrico da *patch*, segue a Figura 14.

FIGURA 14 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO PATCH RETANGULAR



Fonte: Balanis (2005).

Para cada radiação, existe uma Admitância ($Y = G1 + jB1$). De acordo com o Balanis (2005), o *Patch* tem como equivalente um circuito elétrico com duas malhas (circuito equivalente do *patch*):

Em que: G = Condutância e B = Susceptância e Y = Admitância.

Primeiramente, seguindo o contido em Balanis (2005), calcula-se a largura da geometria retangular (w), na Fórmula 4, sendo que é necessário a velocidade da onda eletromagnética no vácuo (vo), a constante dielétrica do substrato, ε_r = 4,15 (esse valor, ε_r, é importante confirmar na prática, pois o fabricante trabalha por lote e nem sempre o seu valor corresponde ao valor real de cada peça isolada) e a frequência de ressonância (f_r), a qual foi considerada 3,5 GHz.

$$w = \frac{Vo}{2f_r}\left(\frac{2}{\varepsilon_r+1}\right)^{0,5} \quad (4)$$

Para baixas frequências, a constante dielétrica efetiva é praticamente constante (BALANIS, 2005):

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\left(1 + 12\frac{h}{w}\right)^{-0,5} \quad (5)$$

$$\frac{w}{h} > 1, \text{ condicional}$$

O valor de w já foi definido e o h = 1,6 mm. Sendo o h a espessura do substrato e o ΔL a variação do comprimento da geometria (Fórmula 6).

Com os valores de w, h e ε_{ref}, calcula-se o ΔL (Balanis 2005):

$$\frac{\Delta L}{h} = 0{,}412 \left\{ \frac{\left[(\varepsilon_{ref}+0{,}3)\left(\frac{w}{h}+0{,}264\right) \right]}{\left[(\varepsilon_{ref}-0{,}258)\left(\frac{w}{h}+0{,}8\right) \right]} \right\} \quad (6)$$

Tendo-se o ΔL , $calcula-se\ o\ L$:

$$L = \frac{1}{2f_r\ {\varepsilon_{ref}}^{0{,}5}\ (\mu_0 \varepsilon_0)^{0{,}5}} - 2\Delta L \quad (7)$$

Desse modo, com as variáveis de entrada fornecidas, obtemos as variáveis de saída:

$$\varepsilon_r\ =\ 4{,}15$$

$$Ko\ =\ 19{,}16\ \left[\frac{rad}{m}\right]\ \text{(constante de fase no vácuo)}$$

$$h\ =\ 0{,}16\ [cm]$$

$$f_r\ =\ 3{,}5\ [GHz]\ \text{(frequência ressonante)}$$

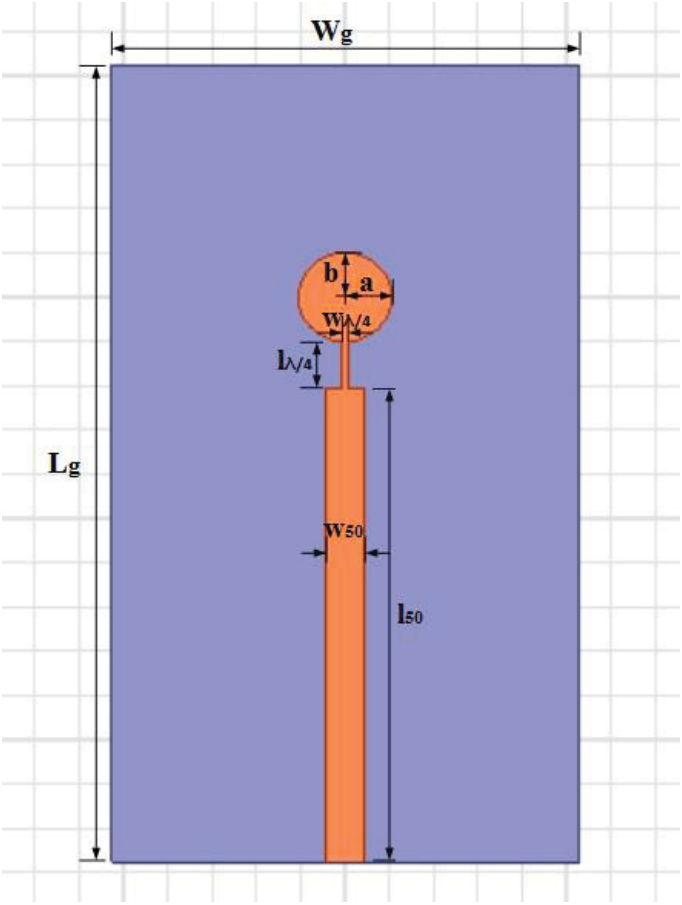
$$\mu_0\ = 4\pi x 10^{-7}[\frac{H}{m}]\ \text{(permeabilidade magnética no vácuo)}$$

$$\varepsilon_0 = 8{,}8541 x 10^{-12}[\frac{F}{m}]\ \text{(permissividade elétrica no vácuo)}$$

3.1.2 Geometria Circular (Penrose de Tilling Condutora e Indutora)

Segue a representação esquemática do conjunto da *patch* (Figura 15). Nessa figura é mostrado como o casamento de impedâncias com o transformador de um quarto de comprimento de onda deve ser feito, com alteração na largura da linha de transmissão (w_{50}). O seu comprimento L_{50} deve ser, sempre que possível, em valores múltiplos de meio comprimento de onda, pois isso evita a mudança da impedância da carga (patch) quando se adiciona trechos da linha de transmissão e, assim, diminui-se a reflexão. Quando se chega no transformador a sua largura $w(\frac{\lambda}{4})$ deve ser a calculada para fazer o casamento de impedâncias entre a linha e o *patch*, sendo que o seu comprimento $L(\frac{\lambda}{4})$ fica sendo o decorrente do comprimento de onda considerado, dividido por quatro. Os valores a e b são os da geometria circular considerada. Lg é o comprimento e o Wg é a largura do plano terra.

FIGURA 15 - ESQUEMÁTICO DO PATCH CIRCULAR COM A LINHA DE TRANSMISSÃO DENTRO DO PLANO TERRA



Fonte: Araújo (2017).

Com os valores da frequência de ressonância, calcula-se o F (Balanis, 2005):

$$fr = \frac{1{,}8412\ v_0}{2\ \pi\ a\ {\varepsilon_r}^{0{,}5}} \tag{8}$$

$$F = \frac{8791X10^9}{fr\ {\varepsilon_r}^{0{,}5}} \tag{9}$$

Assim, calcula-se o raio da antena circular (BALANIS, 2005):

$$a = \frac{F}{\left\{1+\frac{2\ h}{\pi\ \varepsilon_r\ F}\left[lnln\left(\pi\ \frac{F}{2h}\right)+17726\right]\right\}^{0{,}5}} \tag{10}$$

E o raio efetivo (11):

$$a_e = a\ \left\{1+\frac{2h}{\pi\ \varepsilon_r\ a}\left[ln\ ln\ \left(\pi\ \frac{a}{2h}\right)\ +17726\right]\right\}^{0{,}5} \tag{11}$$

3.1.3 O casamento de impedâncias com transformador com comprimento igual a um quarto do comprimento de onda considerada pelo substrato e pela largura da linha de 50 Ω.

Com a impedância da linha de microfita (z_{50} ou $z\frac{\lambda}{4}$), consegue-se calcular os parâmetros A e B e, consequentemente, a relação w/h. Como se tem o h, acha-se a largura da linha de microfita considerada. Para se calcular a largura da linha de 50 Ω, utilizaram-se as seguintes fórmulas abaixo (12, 13, 14 e 15).

$$A = \frac{z_0}{60}\left(\frac{\varepsilon_r+1}{2}\right)^{(0,5)} + \left[\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\left(0{,}23 + \frac{0{,}11}{\varepsilon_r}\right)\right] \quad (12)$$

$$B = 377\,\frac{\pi}{[2\,z_0\,\varepsilon_r{}^{0,5}\,]} \quad (13)$$

Finalmente:

$$\frac{w}{h} = \frac{8\,e^A}{e^{2\,A}-2}, \qquad se \quad \frac{w}{h} < 2 \quad (14)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi}\left\{B - 1 - ln\,ln\,(2B-1) + \frac{\varepsilon_r-1}{2\,\varepsilon_r}\left[ln\,ln\,(2B-1) + 0{,}39 - \frac{0{,}61}{\varepsilon_r}\right]\right\} \quad (15)$$

$$se \quad \frac{w}{h} > 2$$

Com um $z = 50$ Ω, chega-se ao w.

Na fórmula da linha de transmissão, pode-se associar as impedâncias com os valores dos comprimentos de ondas (Fórmula 16):

$$z_{in} = z_0\ \frac{z_L + jz_0 tan\left(2\frac{\pi}{\lambda}L\right)}{z_0 + jz_L tan\left(2\frac{\pi}{\lambda}L\right)}\ \text{, (COLLIN, 1992)} \quad (16)$$

Em que:

z_L é a impedância do *patch*, da antena na extremidade – carga (vendo *o que está à direita*) e z_0 é a da linha de transmissão, que nesse caso é 50 Ω (vendo *o que está à esquerda*). O λ representa o comprimento de onda, a qual tem a sua dimensão dada pela Fórmula 17 (BALANIS, 2005). O λ refere-se ao z_0.

$$\lambda = \frac{v_0}{fr\ {\varepsilon_{ref}}^{0,5}} \tag{17}$$

Para baixas frequências, a constante dielétrica efetiva é praticamente constante, Fórmula 18 (BALANIS, 2005):

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\left(1 + 12\frac{h}{w}\right)^{-0,5} \tag{18}$$

$\frac{w}{h} > 1$, condicional

Com um $L = \frac{\lambda}{2}$, tem-se Z_{in} = Z_L (a tangente fica zero, pois $tan(k\pi) = 0,\ \forall\ k\ \epsilon\ Z$). Assim, foi obtida a impedância do *patch* pela Fórmula 19:

$$Z_L = \left(a - jb\right)[\Omega] \tag{19}$$

Assim, com esse valor, acha o Z_{in} , isolando-se a parte imaginária e igualando-a a zero, nesse caso por ser um número imaginário fracionário deve-se multiplicar pelo conjugado, para achar o valor de L que torna o Z_{in} um número real. Isso para que seja feito o casamento de impedâncias, pois o transformador de um quarto de onda só pode ser casado com uma carga resistiva, logo esse comprimento L da linha de microfita vai transformando o Z_{in} em um número real (quando se zera a parte imaginária para obter uma carga resistiva, surge uma equação de grau 2, a qual terá quatro soluções reais e distintas, pois a incógnita é uma tangente que permite dois ângulos distintos para uma mesma solução, sendo que tais valores encontrados serão os 4 comprimentos da linha de 50 Ω possíveis que transforma o Z_{in} em uma carga resistiva):

$$L1\,,\quad L2\,,\quad L3\quad ou\quad L4$$

O valor considerado foi o menor (normalmente utiliza-se o menor comprimento por uma questão de otimização do espaço físico).

Com esses valores, monta-se novamente a antena no *software* e acha-se o valor de Zin pela Carta de Smith na frequência de operação desejada (desconsiderar

a parte imaginária, a qual deve ter um valor desprezível, sendo que o valor da parte real deve ser multiplicado por 50 por estar normalizado):

$$acha - se\ o \quad Zin.$$

Esse valor é o Zin do conjunto todo (linha de microfita mais o *patch*, impedância para quem olha para a direita) de tal forma que, o transformador de um quarto de onda fique entre esse Zin e a linha de 50 Ω anterior (o qual conecta-se a fonte – *Source*). Assim sendo, o $z(\frac{\lambda}{4})$ será a média geométrica entre esses dois valores (isso porque ao se colocar um comprimento de ¼ de onda na fórmula da linha de transmissão (16), o $z(\frac{\lambda}{4})$ fica sendo a média geométrica entre a carga (Zin), à direita, e a linha anterior ($Z0 = 50\ \Omega$), à esquerda, pois a tangente fica tendendo ao infinito, recaindo em uma indeterminação e resolve-se essa Teoria do Limite por L'Hospital):

$$z(\frac{\lambda}{4}) = \sqrt{50\ Zin} \tag{20}$$

$$Acha - se\ o\ z(\frac{\lambda}{4}).$$

Tendo o $z(\frac{\lambda}{4})$ pela fórmula anterior (14) ou (15), chega-se no $w\left(\frac{1}{4}\right)$.

Com o valor de w, calcula-se o valor de ε_{ref}, por (18), e, consequentemente, o novo valor de $\lambda, \text{por } (17)$. Com esse valor pode se calcular o valor do comprimento do transformador que é ¼ de λ. Assim, só dividir esse comprimento por 4:

$$L\left(\frac{1}{4}\right) \tag{21}$$

Tendo as dimensões do transformador, monta-se o *patch e a* linha a partir da posição que torna o Zin real, depois do transformador coloca-se a linha de 50 Ω até o *Source*, fonte. Assim obtém-se a antena inteira devidamente casada em 50 Ω (a mesma impedância dos conectores).

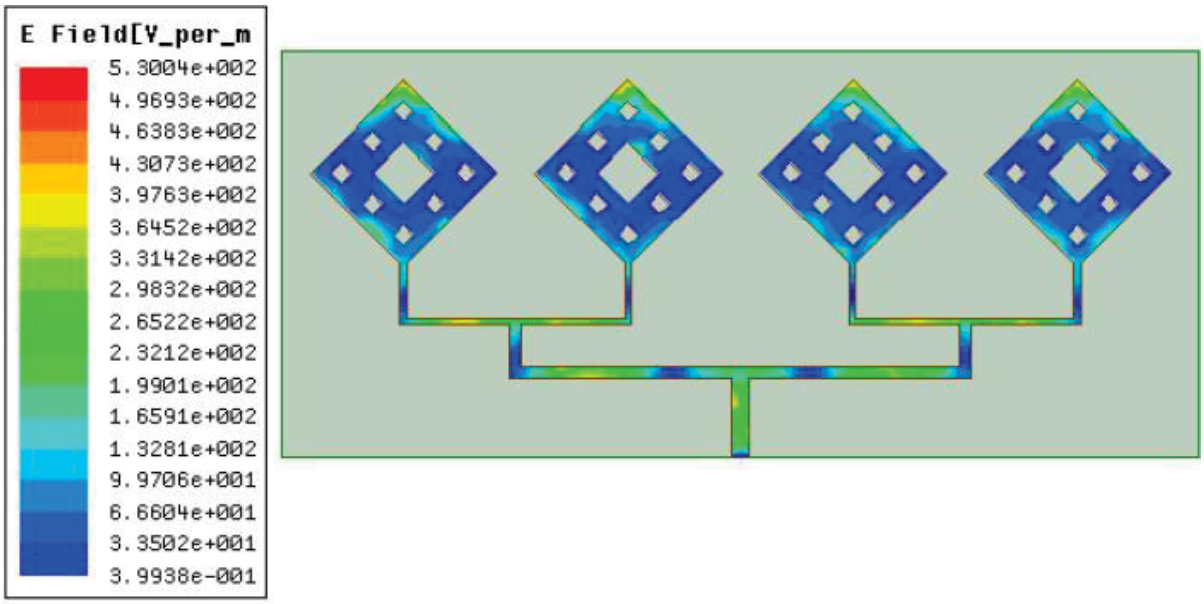
3.2 VARIAÇÃO DA COMBINAÇÃO DE TIPOS

Foi analisado as diferenças de cada tipo de arranjo (Figura 16), incluindo quatro tipos diferentes (antena *patch* fractal Tapete de Sierpinski, ordem 2, e a Cobertura de Penrose, ordem 3):

Arranjo em paralelo:

Tapete de Sierpinski	Penrose Vazada	Penrose Cheia
1X1	1X1	1x1
1X2	1X2	1x2

FIGURA 16 - EXEMPLO DE MATRIZ PARALELA 1X4 DE ANTENAS PATCHES COM A CONDUÇÃO ELÉTRICA. VALORES DO CAMPO ELÉTRICO POR METRO E SUA COLORAÇÃO REPRESENTATIVA



Fonte: Fonte: Cao e Krzysztofik (2018).

3.3 SIMULAÇÕES: O *SOFTWARE*

Para o dimensionamento dos arranjos foi necessário a realização de uma formulação matemática que conduzisse até o produto real. Para tal, simulou-se as antenas em um *software* de desenho avançado, o ADS (*Advanced Design System)* hospedado no servidor Galileu da Universidade Federal do Paraná. O *software* utilizado é destinado à simulação de produtos eletrônicos de alta frequência como antenas ou componentes de micro-ondas (conectores, filtros, interconectores de alta velocidade e outros). É utilizado, também, em todo o mundo para o desenvolvimento

de produtos como radares, satélites e produtos IoT. O *software* tem algumas metodologias matemáticas específicas para se trabalhar com a análise de dados computacionais e conseguir fazer as simulações. Além disso, tem grande aplicabilidade na modelagem de dispositivos eletrônicos para se conseguir os efeitos eletromagnéticos desejados.

Para a simulação no *software* (ADS), foi necessário um estudo do preenchimento dos parâmetros para que os arranjos fossem devidamente desenhados e simulados de acordo com as condições reais de operação. Para isso, foram necessárias as atribuições de valores da permissividade elétrica do substrato e da espessura dos materiais utilizados, desde o substrato até o material condutor, além das dimensões do box de simulação, o qual faz toda a captação das radiações efetuadas pela antena simulada. Importante salientar, também, que foi importante definir um tipo de análise das ondas eletromagnéticas geradas na radiação, sendo a escolhida o Métodos dos Momentos por ser o mais adequado quando se tem os efeitos de bordas (HARIMURUGAN E PUNEKAR, 2018).

Assim, com os parâmetros devidamente selecionados, os arranjos foram desenhados sobre um plano de acordo com as definições dimensionais estabelecidas nos cálculos teóricos, sendo que esse desenho correspondia ao material condutor, incluindo a linha de transmissão. Depois disso, era feita a conexão com a fonte e analisado os gráficos de perda de retorno e da Carta de Smith para ajustar a frequência de operação. Com a geometria definida, iniciou-se a fabricação.

3.4 ESTUDO DO CÁLCULO DO VALOR REAL DA PERMISSIVIDADE ELÉTRICA DO SUBSTRATO UTILIZADO NA MONTAGEM DAS ANTENAS

Para se chegar em um valor real da permissividade elétrica do substrato, de acordo com Nakamoto (2020), foi necessário realizar um estudo inteiramente prático. Para isso, foram feitas as medições das antenas confeccionadas em laboratório para se obter as frequências de ressonâncias reais de cada geometria. Tendo o valor real dessa frequência e as dimensões da antena, ao se colocar na Fórmula 4, pode-se obter o valor real da permissividade elétrica, pois na medição os valores são práticos e não simulados. Com isso, após várias medições e com uma análise do valor médio entre todos os calculados, obteve-se o valor real da permissividade relativa do substrato de 4,15.

4 ANÁLISE DOS ARRANJOS

Com relação a geometria dos arranjos, eles foram dimensionados matematicamente e depois simulados, obtendo-se os valores do S11 (perda de retorno) e a frequência de ressonância correspondente. Além disso, foram analisados os valores do coeficiente de reflexão pela Carta de Smith. As geometrias foram devidamente ajustadas na simulação para um controle da frequência de operação de 3,5 GHz.

Com relação aos arranjos em estudo, a geometria Sierpinski e a Penrose, depois das definições das cotas, foi possível detectar os valores da perda de retorno, o S11, e os valores do coeficiente de reflexão pela Carta de Smith. Todos esses parâmetros, dentro de um mesmo arranjo, foram analisados para uma mesma frequência ressonante, a mais próxima possível de 3,5 GHz.

Destacam-se nas figuras com essas cotas as dimensões que foram definidas na simulação em *software* (ADS) para que os arranjos atendessem à frequência de operação. Nelas estão consideradas todas as partes constituintes da antena, desde o seu polígono externo e as geometrias internas. Foram também definidas as dimensões da linha de transmissão para um correto casamento de impedâncias, o qual é constituído por um transformador de um quarto de comprimento de onda, representado na parte mais larga da linha de transmissão. As dimensões têm uma precisão de centésimo de milímetros para realizarem o casamento de impedâncias de forma mais precisa.

Nos gráficos de perda de retorno (S11), fica evidenciado os valores dentro do intervalo de 1 a 5 GHz, sendo que a frequência ressonante considerada foi a mais próxima possível da definida como a de operação e com o menor S11. Foram feitas várias simulações, com vários pontos de análises e o S11 definido foi o menor encontrado dentro do intervalo estudado. Os pontos em vermelho referem-se ao número de análises feitas por intervalo de frequência considerado na simulação, sendo que, após, aproximadamente, 50 pontos dentro desse intervalo os valores foram convergentes.

As figuras que mostram a Carta de Smith apresentam os valores da impedância de entrada (Zin) e do coeficiente de reflexão. Esses valores são importantes para saber se na frequência considerada há um baixo valor da reflexão para otimizar as radiações. Quanto mais próximo do centro da circunferência estiver o gráfico na

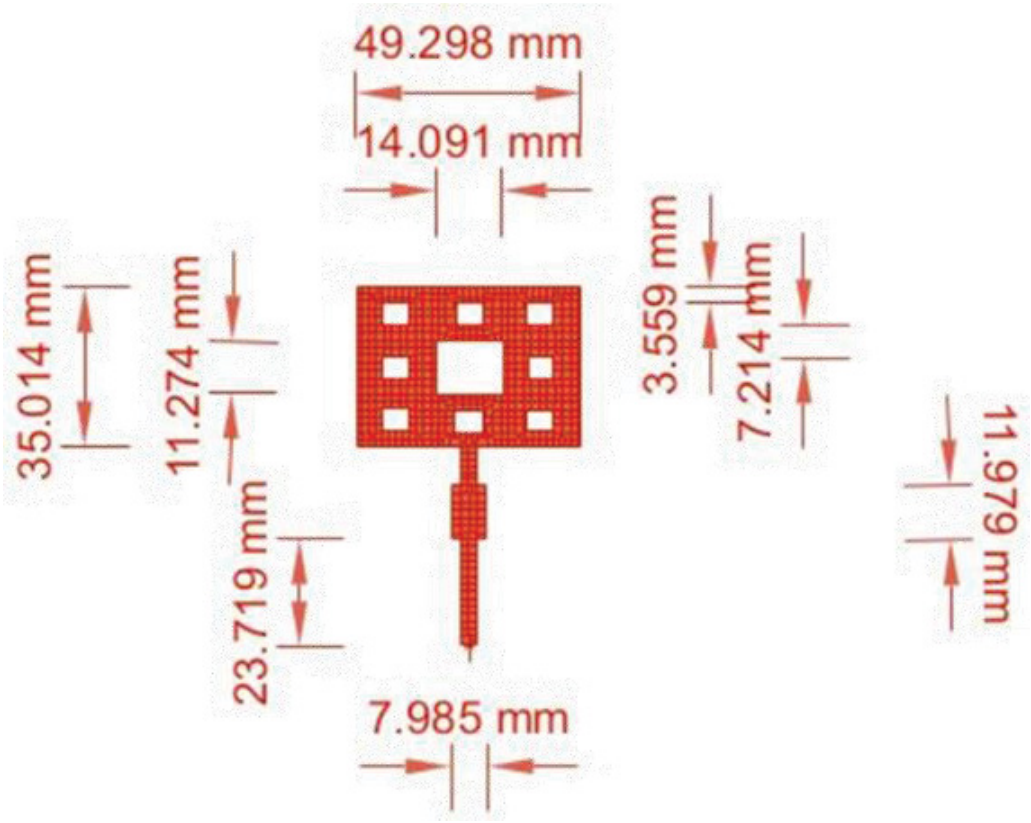
frequência considerada, menor o valor do módulo desse coeficiente, o qual deve ser o menor possível.

Na apresentação do Campo Distante, os valores das radiações são representados pelo volume desenhado em verde e varre uma angulação de 360 graus. Mostra, ainda, a densidade de ondas eletromagnéticas criadas em torno do *patch* e que se irradia para o espaço.

4.1 SIERPINSKI 1X1

A Figura 17 mostra as dimensões do arranjo.

FIGURA 17 - DIMENSIONAMENTO DA SIERPINSKI 1X1



Fonte: O Autor (2022).

No caso específico da *Sierpinski single*, fixada em ordem 2, a largura teórica ficou em torno de 26,710 mm, sendo que na prática ficou mais preciso em 49,298 mm. Isso, possivelmente, devido às cavidades internas das antenas na geometria de Sierpinski, pois como há menos material condutor em relação à retangular tradicional,

para uma mesma largura, deve ser compensado essa redução da área condutora com o aumento dessa dimensão transversal. Na simulação, as dimensões foram sendo ajustadas de forma simétrica em relação ao eixo vertical e central, incluindo o aumento e a diminuição desses valores para saber se a alteração da frequência de operação seguia uma certa convergência em direção à frequência desejada. A precisão de ajuste foi de 0,01mm.

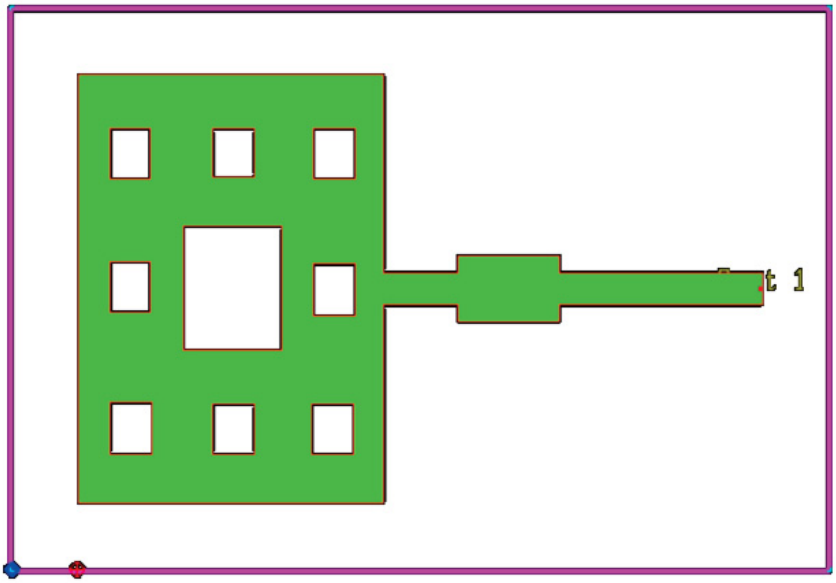
Deve-se considerar que a base de cálculo sempre foi a geometria retangular ou circular, as quais possuem fórmulas matemáticas, o que não ocorre no caso da Tapete de Sierpinski e outras geometrais com cavidades internas. Logo esses valores dimensionais tendem a ter uma certa aproximação, mas não foram exatos quando comparados com geometrias mais tradicionais como a retangular ou a circular. A informação de que a frequência de operação depende, principalmente, dessa largura é real e foi confirmada. Isso significa que, alterando-se essa dimensão, a frequência mudou ou alterou-se a perda de retorno para a mesma frequência analisada, o que não significa que somente essa dimensão altera a frequência ressonante, pois o comprimento também alterava, mas de forma mais suave. O comprimento foi alterado levemente para seguir as proporções da geometria em estudo, mas que não teve influência muito relevante na frequência de operação.

Com relação ao comprimento teórico do *patch*, chegou-se, aproximadamente, em 22,055 mm, sendo o valor prático em torno de 35,014 mm, seguindo a mesma justificativa para a alteração na largura, ou seja, o aumento deve-se a compensação de menor quantidade de material condutor empregado em relação à retangular tradicional. Alguns ajustes foram necessários, mas os valores ficaram aproximados. Os ajustes seguiram uma ordem de grandeza de 0,01 mm, sendo que foram ajustes simétricos em relação ao eixo central, sempre procurando manter a proporção dessa geometria Sierpinski ordem 2.

Nessa geometria, o valor da largura é de 49,298 mm e a do retângulo menor de 14,091 mm, sendo que esse valor menor (14,091 mm) corresponde à, aproximadamente, um terço do valor da largura original (49,298 mm), tendo sido feito pequenos ajustes para manter a frequência de operação em 3,5 GHz. No caso do comprimento, tem o valor maior em 35,014 mm (inteira) e o valor menor em 11,274 mm (retângulo interno), sendo que o valor maior (35,014 mm) corresponde à, aproximadamente, três vezes o valor menor (11,274 mm). Assim, essas proporções atendem às definições geométricas.

A Figura 18 mostra o box de simulações do arranjo com o plano terra. A parte em vermelho mostra a formação do campo elétrico.

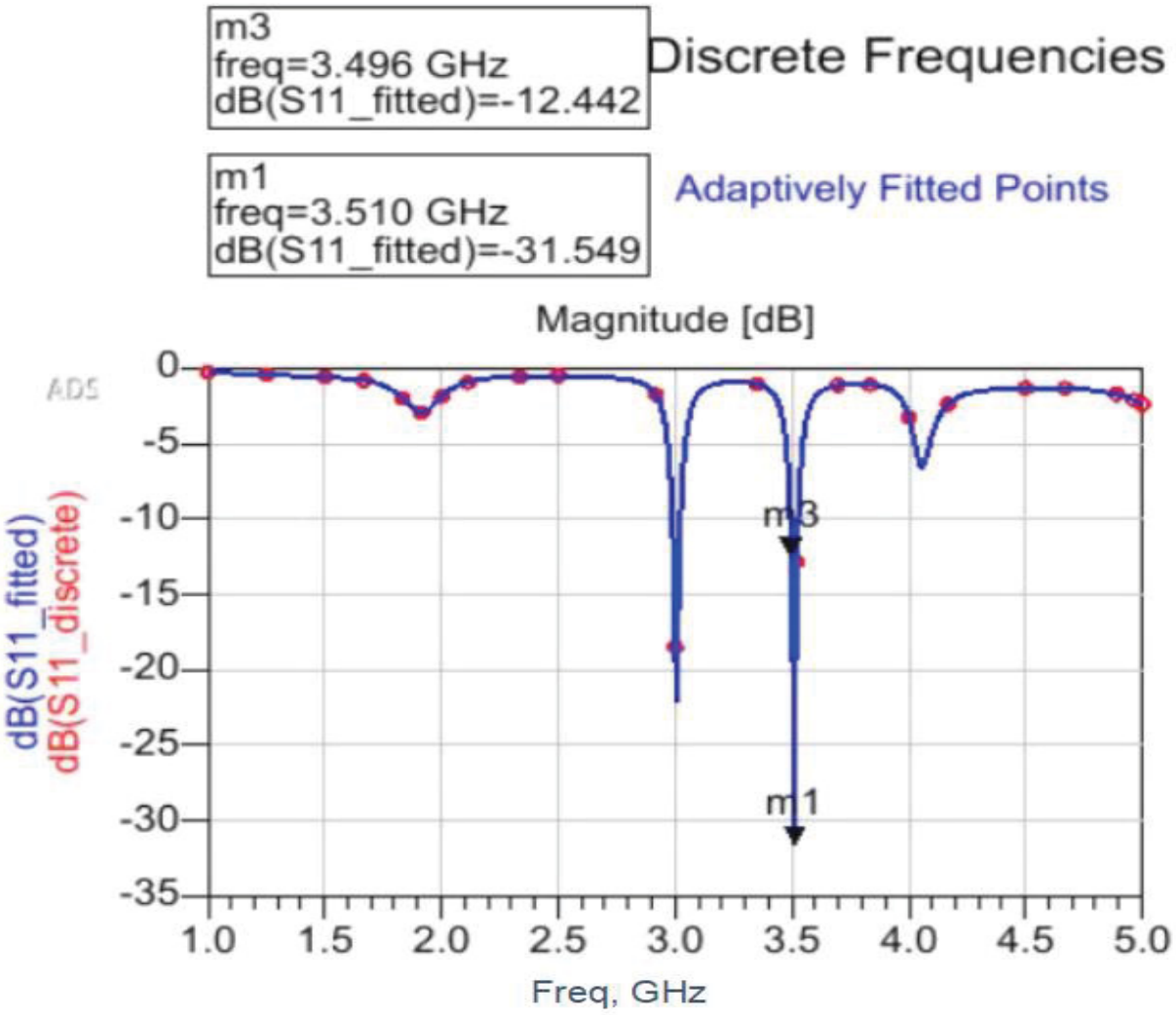
FIGURA 18 - BOX SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA DA S 1x1



Fonte: O Autor 2022.

Percebe-se, na Figura 19, que o S11 (perda de retorno) em 3,51 GHz está em, aproximadamente, - 31,55 dB.

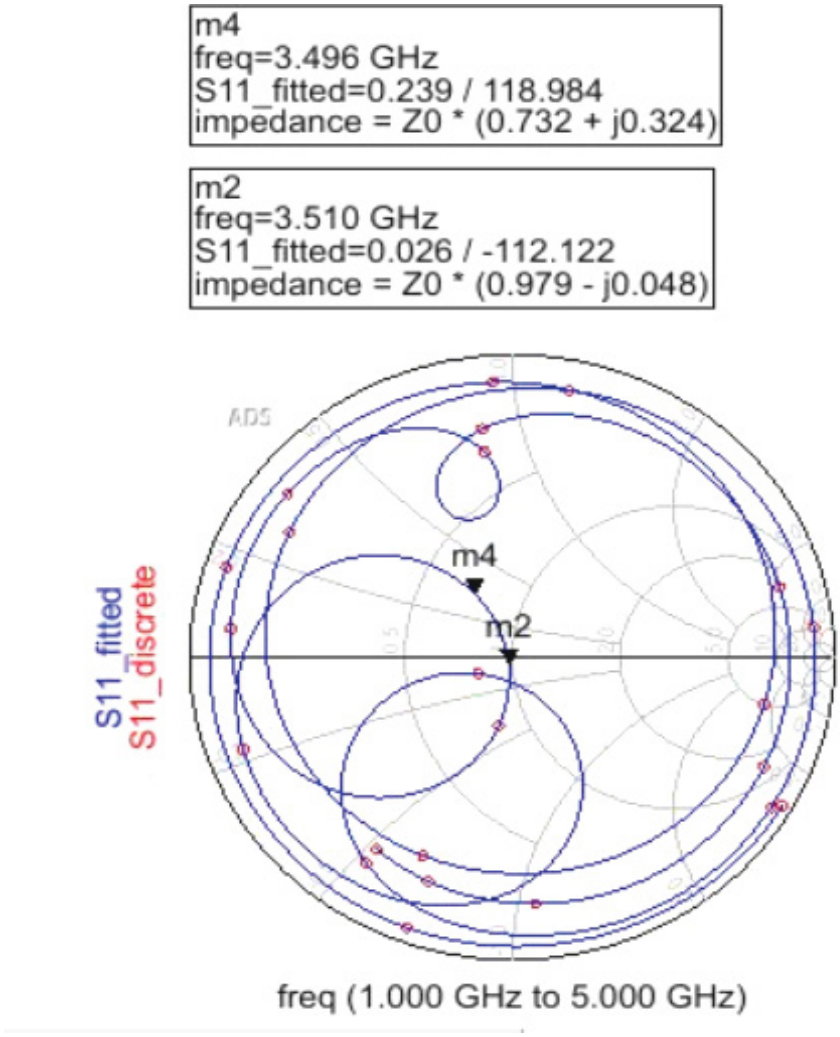
FIGURA 19 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA S 1X1



Fonte: O Autor (2022).

Mostra-se na Figura 20 a Carta de Smith, sendo que em 3,51 GHz obteve-se um $\mathrm{Zin} = (0{,}979 - j0{,}048)\ [\Omega]$.

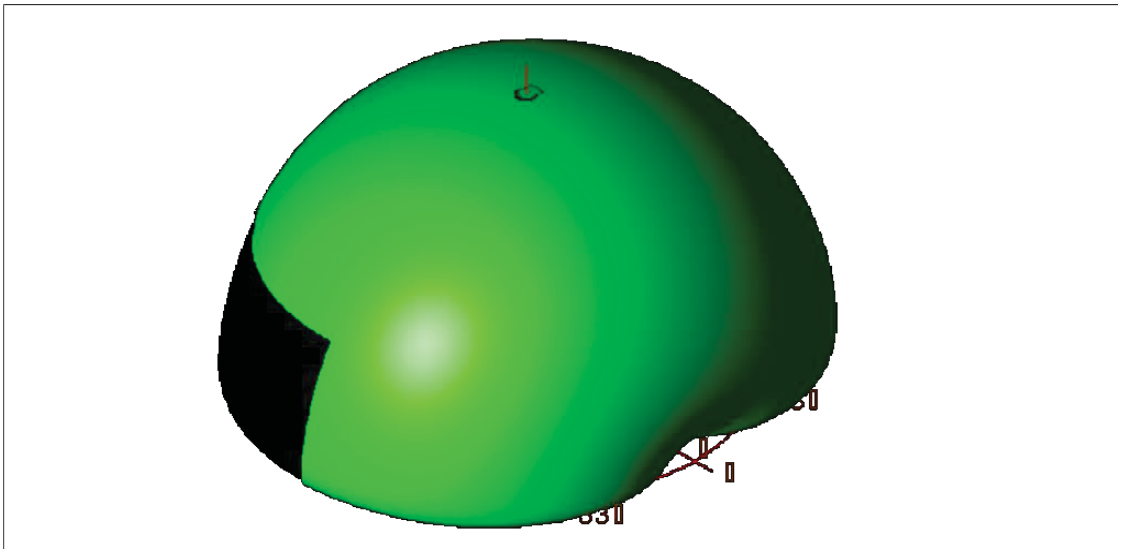
FIGURA 20 - CARTA DE SMITH SIMULADA COM O COEFICIENTE DE REFLEXÃO DA S 1X1



Fonte: O Autor (2022).

A Figura 21 mostra as radiações emitidas pelo arranjo, o Campo Distante.

FIGURA 21 - SIMULAÇÃO DO CAMPO DISTANTE LATERAL S 1X1

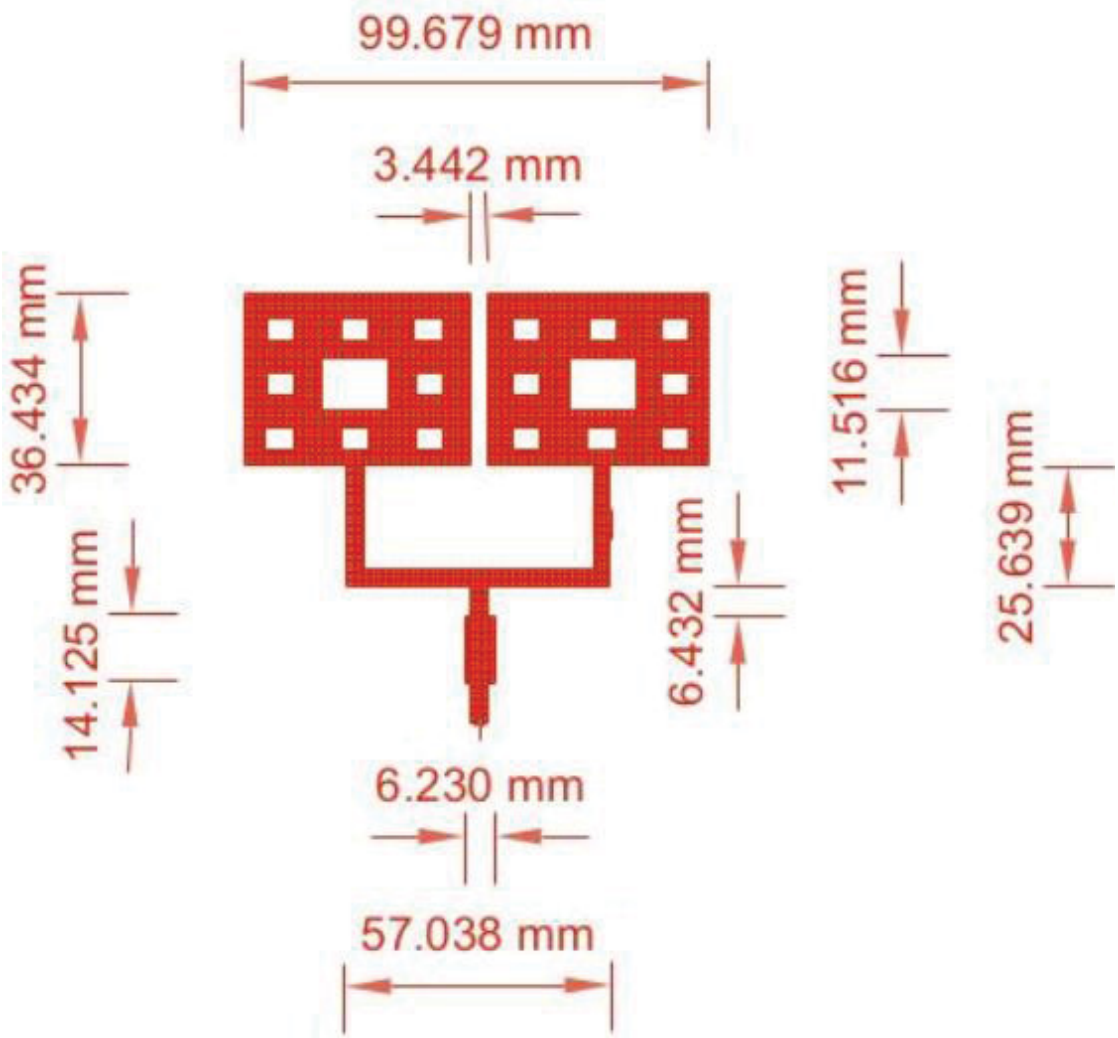


Fonte: O Autor (2022).

4.2 SIERPINSKI 1X2

A Figura 22 mostra as dimensões do arranjo.

FIGURA 22 - DIMENSIONAMENTO DA SIERPINSKI 1X2

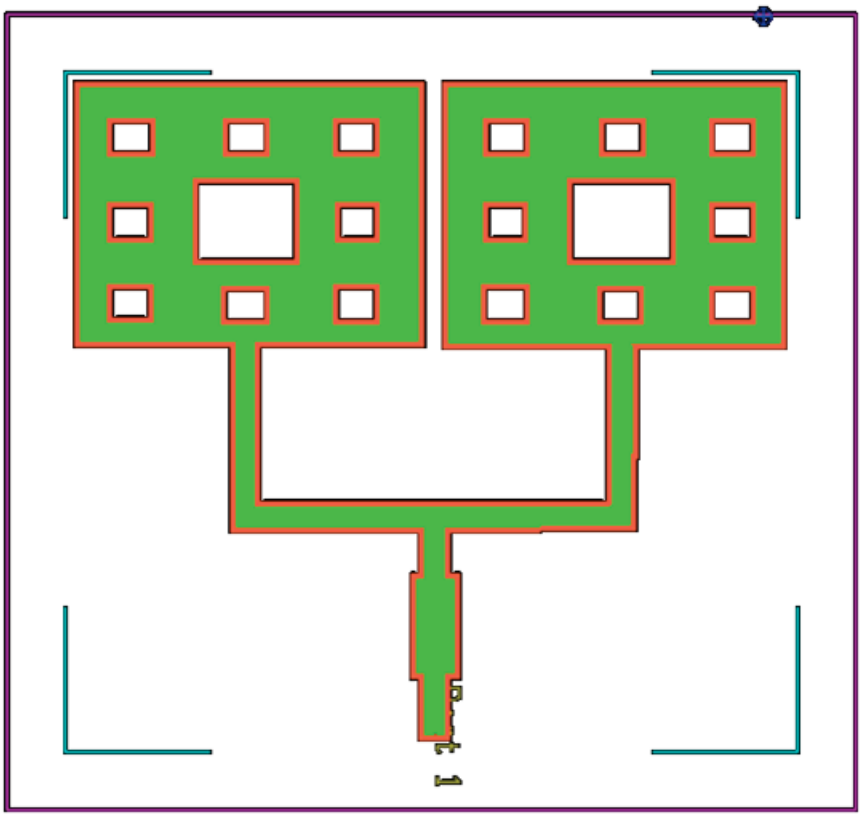


Fonte: O Autor (2022).

Os ajustes foram feitos em todas as dimensões até se chegar nos valores satisfatórios da frequência ressonante, sendo que ajustes na geometria das *singles* também foram necessários, embora em valores bem pequenos. As linhas do arranjo foram sendo ajustadas para manter a frequência ressonante desejada e um bom casamento de impedâncias, sendo que foi procurado manter a mesma largura da linha de transmissão de 50 Ω e a extensão longitudinal com valores múltiplos de meio comprimento de onda para que as impedâncias se mantivessem constante.

A Figura 23 mostra o box de simulações do arranjo com o plano terra. A parte em vermelho mostra a formação do campo elétrico.

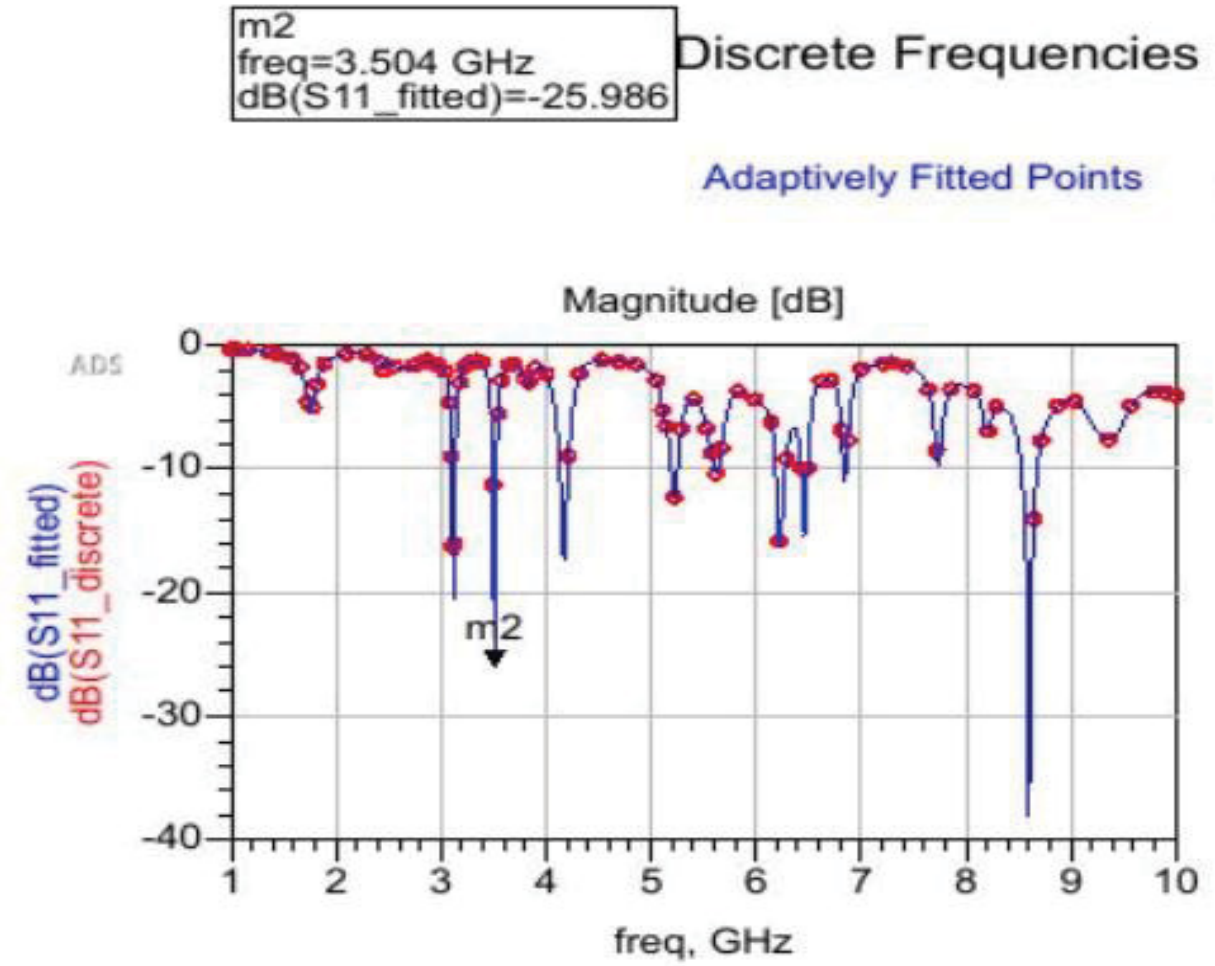
FIGURA 23 - BOX DE SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA. S 1x2



Fonte: O Autor 2022

Na Figura 24, percebe-se que o valor do S11 (perda de retorno) ficou abaixo de -10 dB, o que atende ao mínimo exigido. Para a frequência de 3,5 GHz obteve-se um S11 de -25,99 dB.

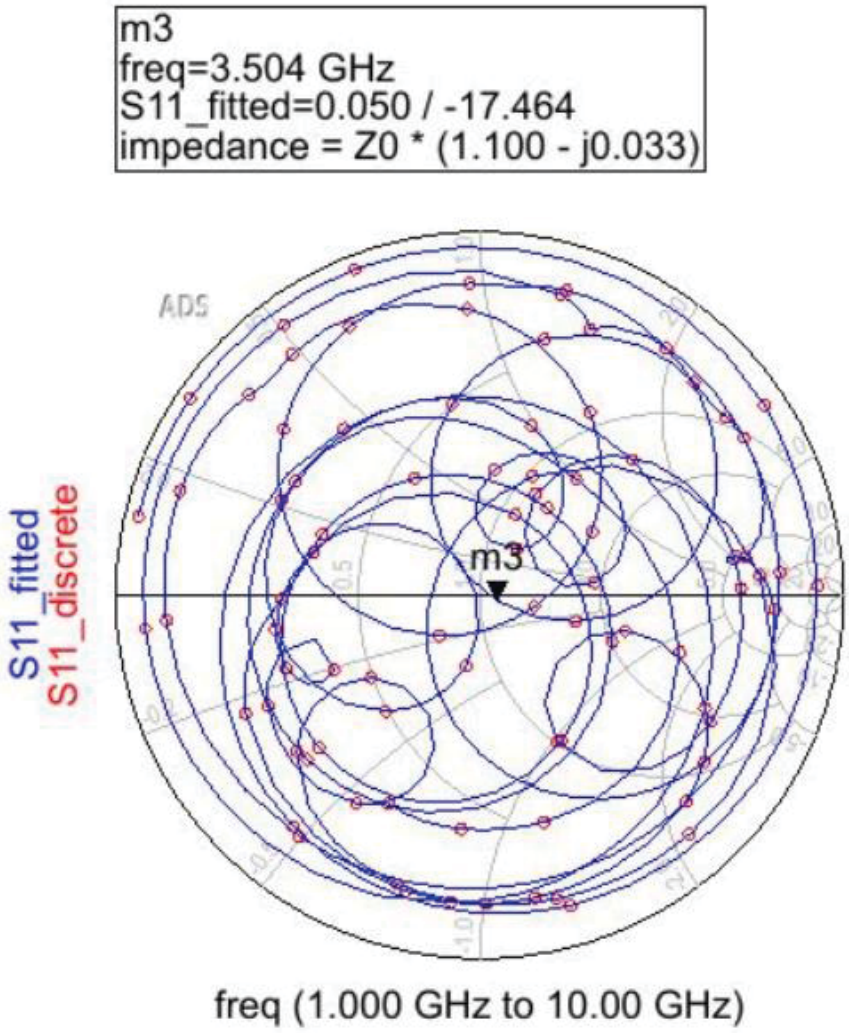
FIGURA 24 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA S 1X2



Fonte: O Autor (2022).

A Figura 25 mostra a Carta de Smith, sendo que em 3,5 GHz obteve-se um $Zin = (1{,}100 - j0{,}033)\ [\Omega]$.

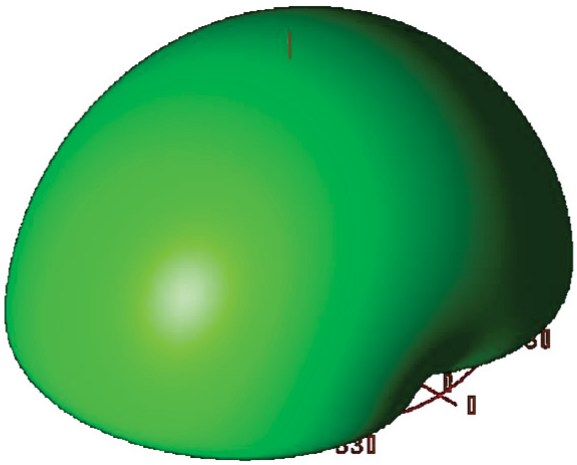
FIGURA 25 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA S 1X2



Fonte: O Autor (2022).

A Figura 26 mostra as radiações emitidas pelo arranjo, o Campo Distante.

FIGURA 26 - SIMULAÇÃO DO CAMPO DISTANTE LATERAL DA S 1X2

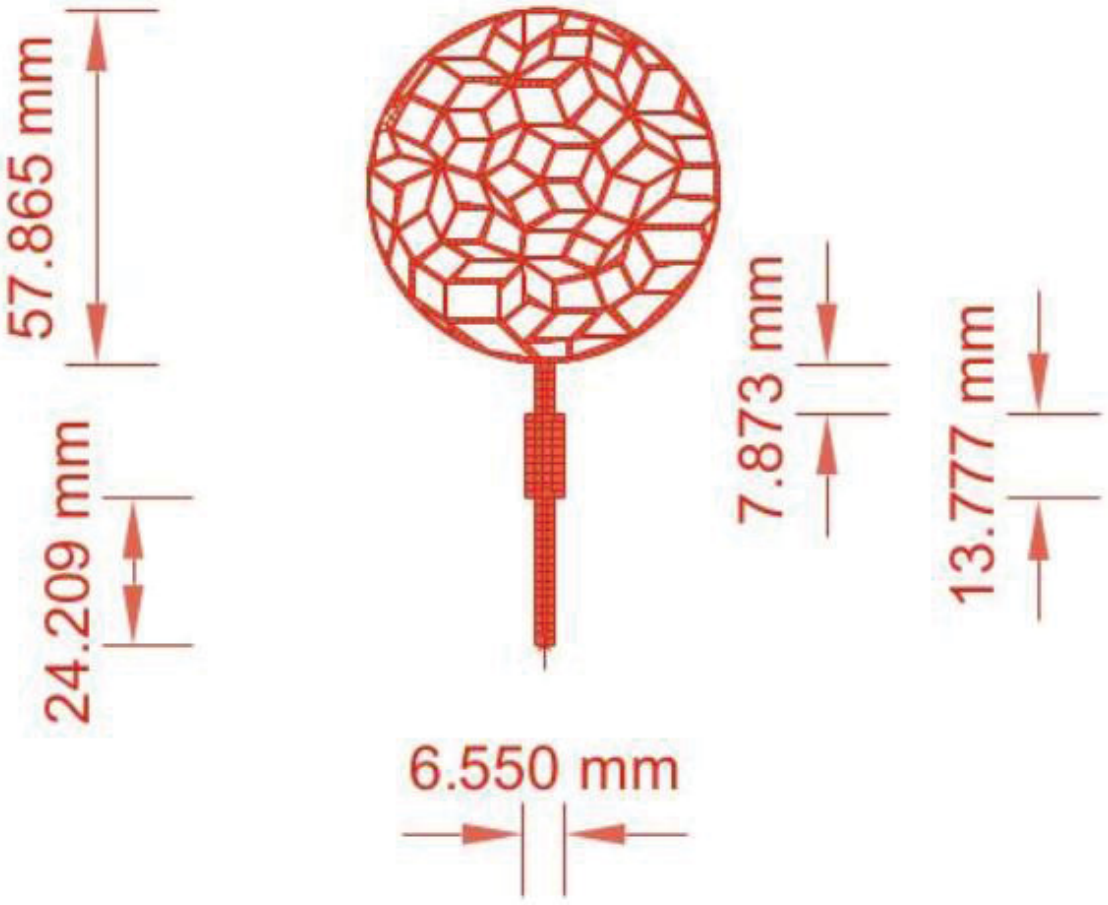


Fonte: O Autor (2022).

4.3 PENROSE DE TILLING CONDUTORA 1X1

Na Figura 27, destaca-se as dimensões que foram definidas na simulação em *software* (ADS) para que atendesse à frequência de operação.

FIGURA 27 - DIMENSIONAMENTO DA PENROSE CONDUTORA 1X1



Fonte: O Autor (2022).

No caso específico da Penrose de Tilling, ordem 1x1 *(single)*, fixada em ordem 3, o raio teórico ficou em torno de 21,890 mm, sendo que na prática ficou mais preciso em 28,933 mm. As frequências ressonantes observadas na prática foram sendo avaliadas para cada valor do raio, incluindo o aumento e a diminuição desse valor para saber se a alteração da frequência de operação seguia uma certa convergência em direção à 3,5 GHz. Quando se chegou no valor mais próximo da frequência desejada, fixou-se o raio. Deve-se considerar que a base de cálculo sempre foi a circular, a qual consta dados teóricos.

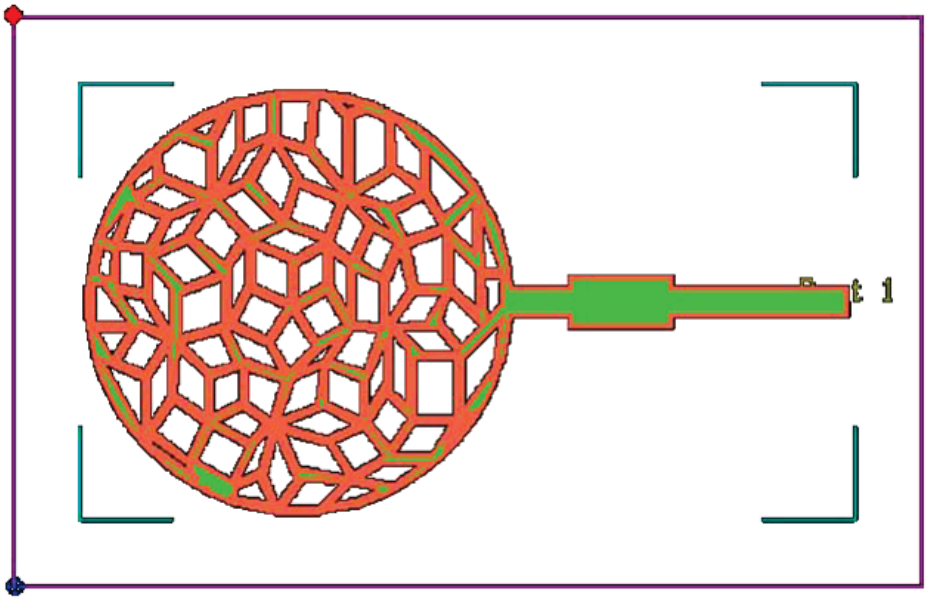
A formulação matemática que evidencia que a frequência de operação depende principalmente desse raio é real e foi confirmada como nos arranjos anteriores. Pode-se entender que a nomenclatura Penrose de Tilling Vazada é o mesmo que a Penrose de Tilling Condutora, pois a sua geometria permite a condução de sinal pelas ramificações internas.

Para formar essa geometria, iniciou-se com a geometria circular tradicional com raio correspondente à frequência em estudo e, a partir disso, foi feita a estrela central com dimensões aproximadas de um terço do raio da circular (21,890mm/3). A partir dessa estrela central, foi sendo desenhado, nas suas adjacências, o formato em três dimensões de como ela se completa na forma de cubos. Esses cubos são a interligação entre uma estrela e outra ao seu lado, formando a malha infinita em uma direção e se completando até chegar na borda do círculo com dimensões previamente calculadas. Sempre sendo formado os losangos mais grossos e os mais esbeltos em torno dessas estrelas.

Ao se conseguir esse desenho, optou-se por dois formatos de Penrose, uma vazada e a outra cheia, sendo uma negativa da outra. A condução se faz pela circunferência nas extremidades e depois pela parte interna através das ramificações dessa geometria.

A Figura 28 mostra o box de simulações do arranjo com o plano terra. A parte em vermelho mostra a formação do campo elétrico.

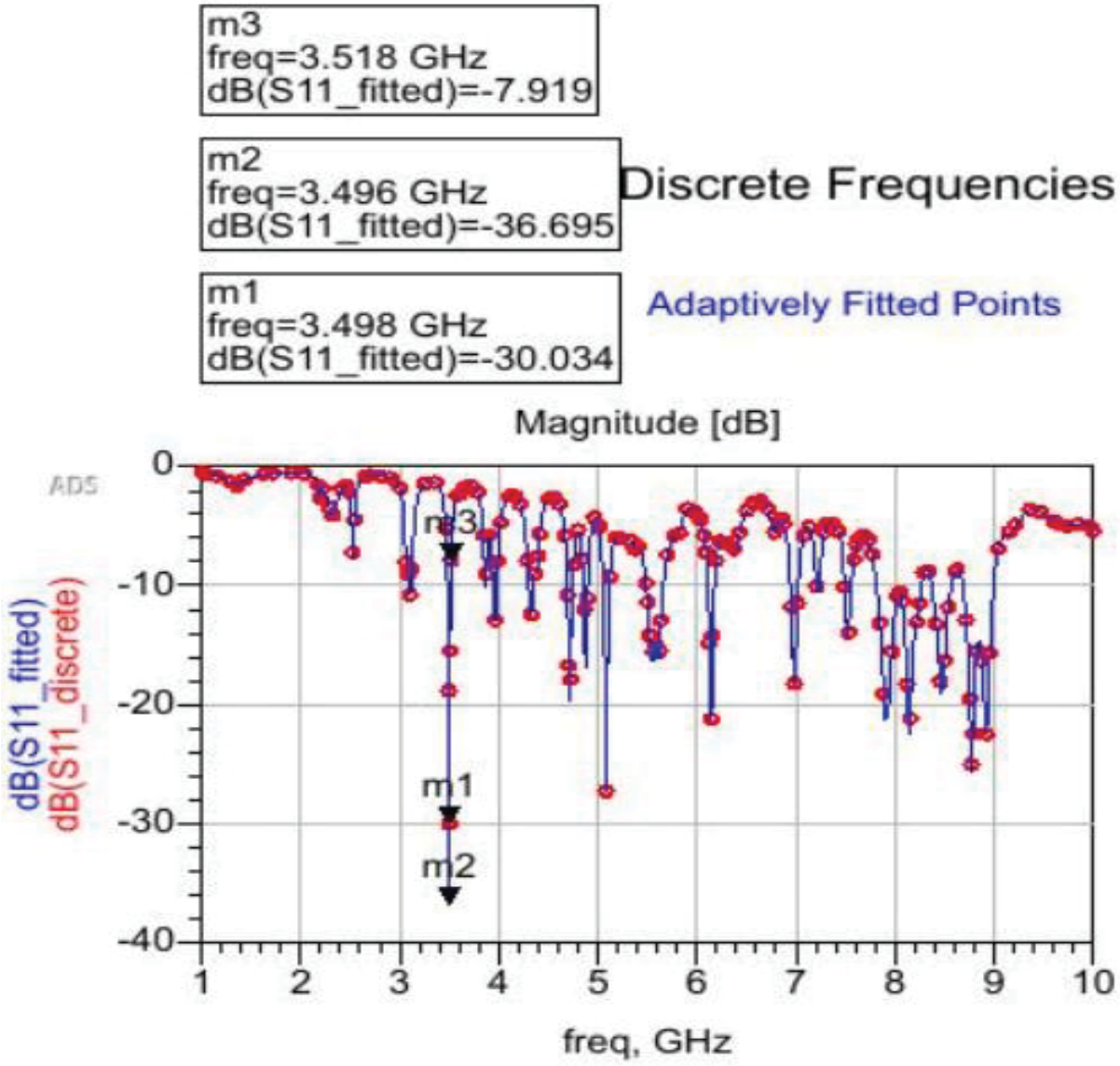
FIGURA 28 - BOX DE SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA DA PEÇA 1x1



Fonte: O Autor 2022.

Na Figura 29 percebe-se que em 3,498 GHz de frequência ressonante há uma perda de retorno de -30,03 dB.

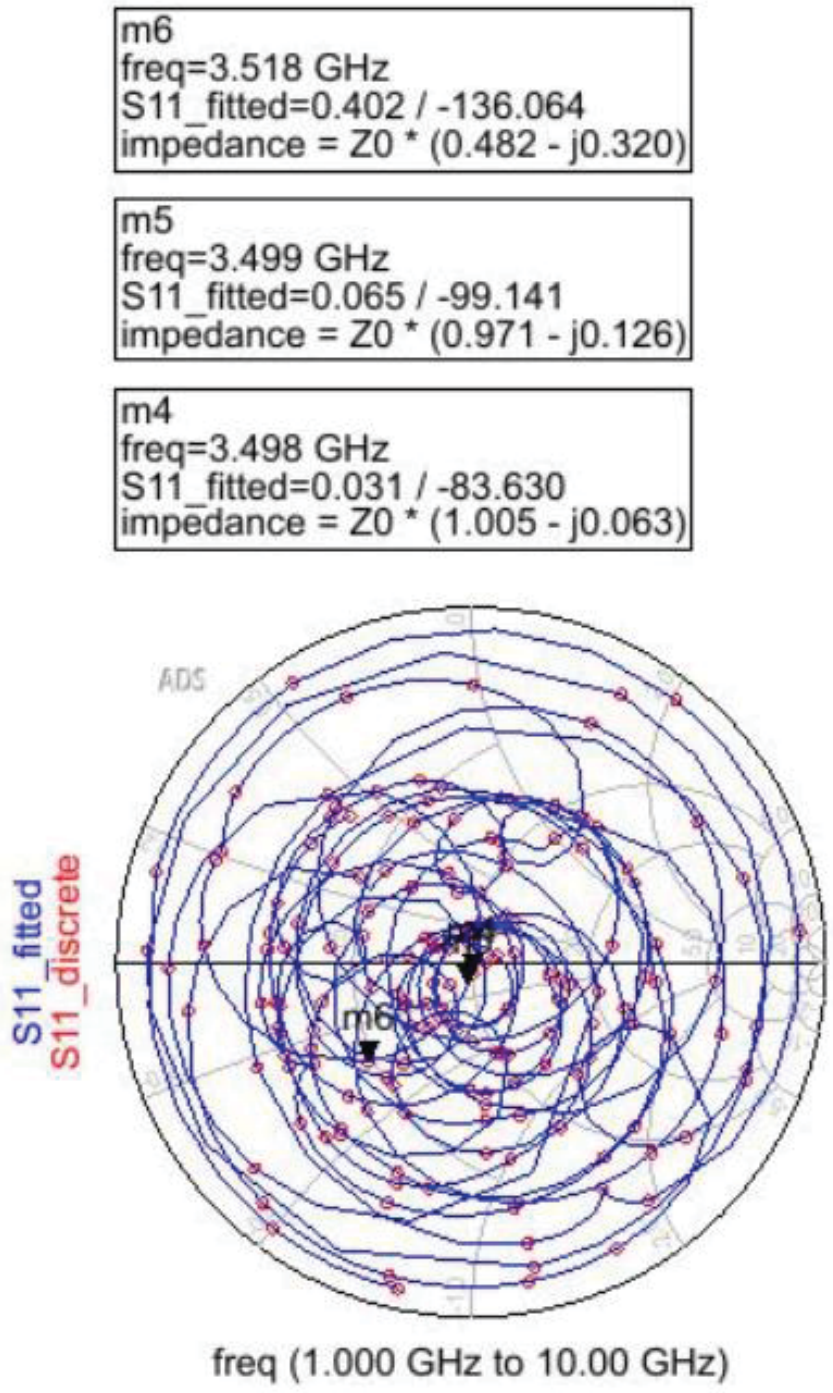
FIGURA 29 - PERDA DE RETORNO DA PC 1X1



Fonte: O Autor (2022).

A Figura 30, a Carta de Smith, mostra que em 3,498 GHz obteve-se um $Zin = (1{,}005 - j0{,}063)\ [\Omega]$.

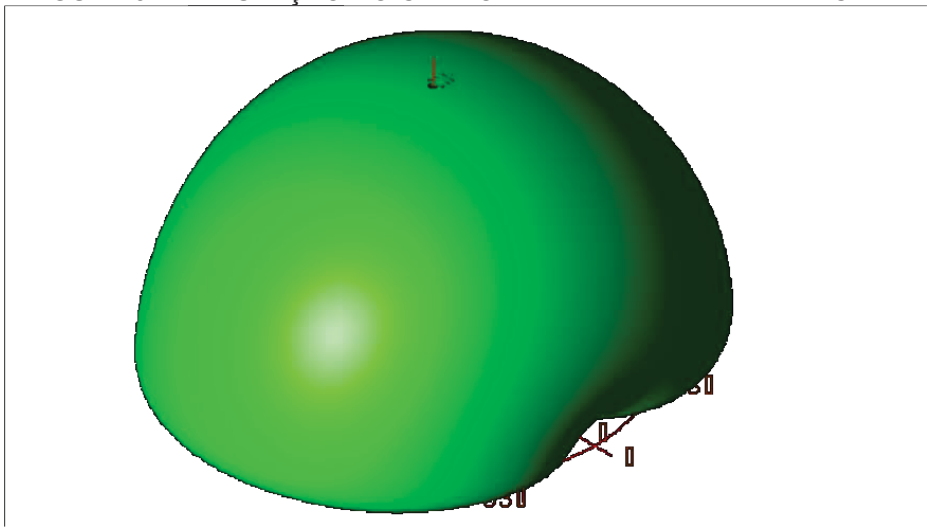
FIGURA 30 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA PC 1X1



Fonte: O Autor (2022).

Na figura 31 mostra as radiações emitidas pelo *patch*, o Campo Distante.

FIGURA 31 - SIMULAÇÃO DO CAMPO DISTANTE LATERAL DA PC 1X1

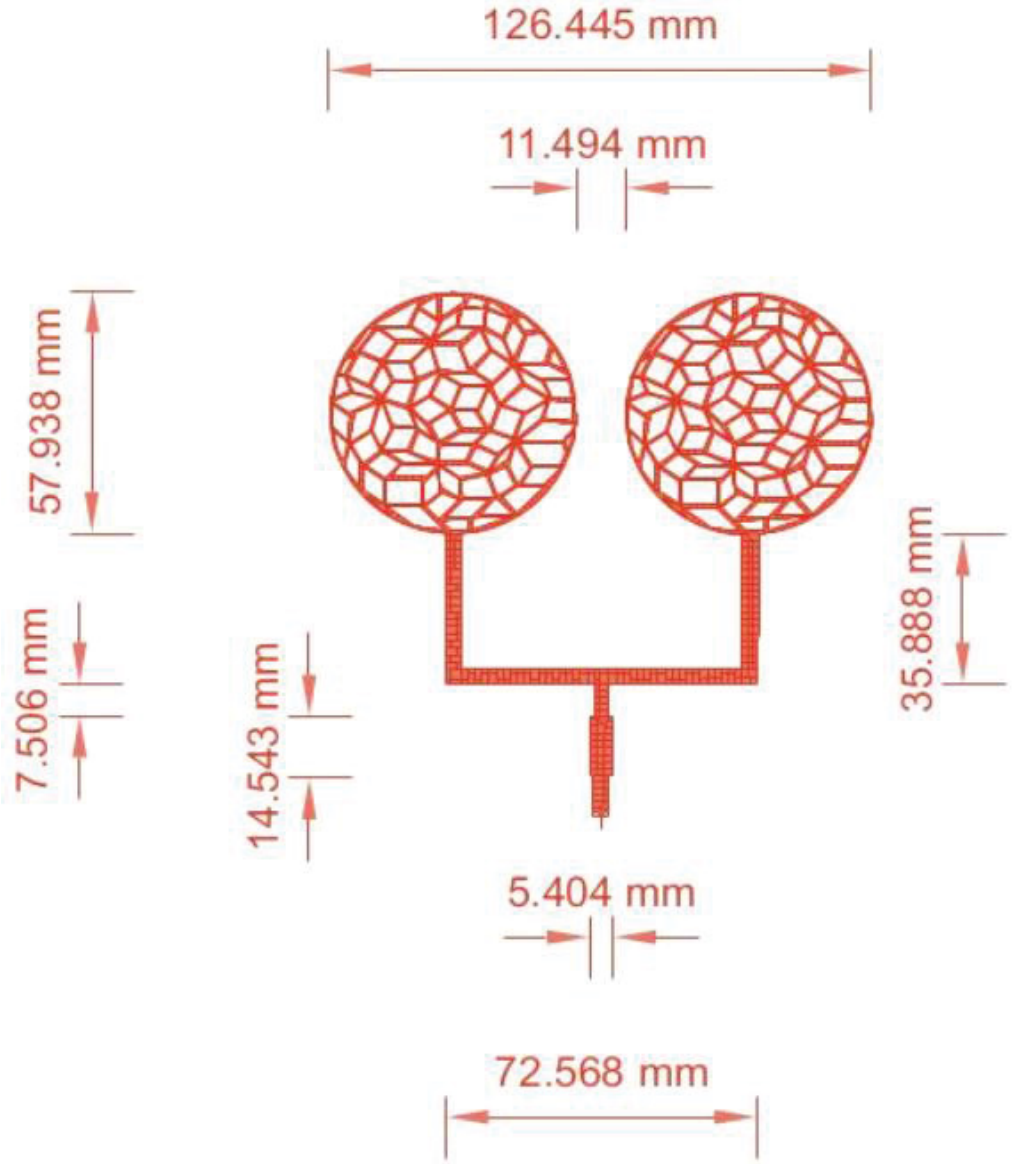


Fonte: O Autor (2022).

4.4 PENROSE DE TILLING CONDUTORA 1X2

A Figura 32 mostra as dimensões do arranjo.

FIGURA 32 - DIMENSIONAMENTO DA PENROSE CONDUTORA 1X2

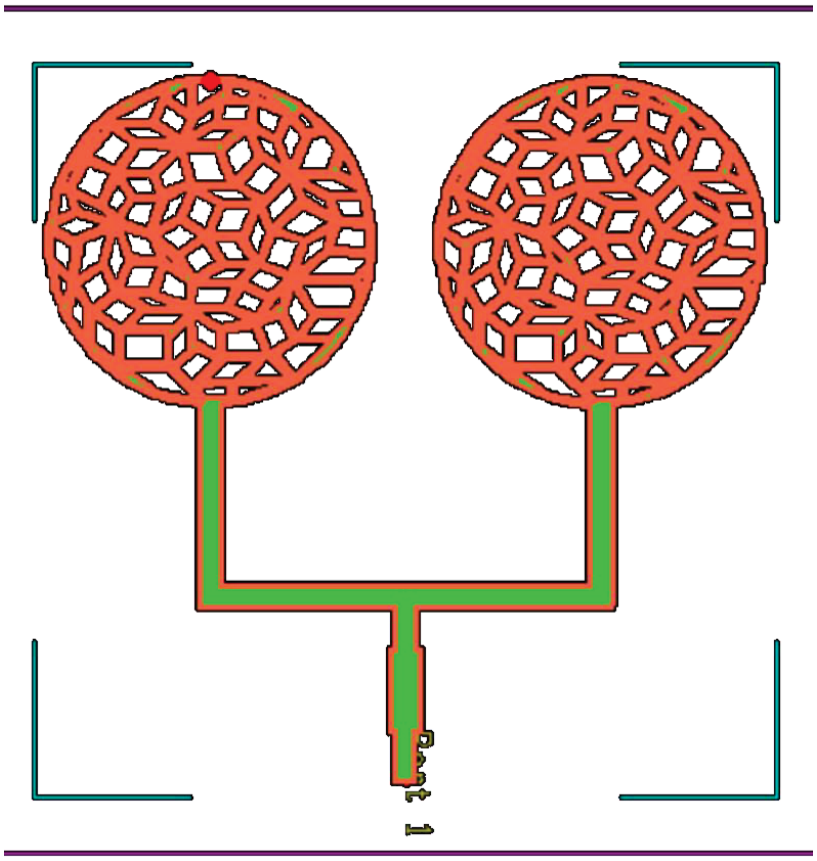


Fonte: O Autor (2022).

Os ajustes nas partes constituintes desse arranjo 1x2 segue as mesmas orientações do arranjo 1x2 da Sierpinski.

Na Figura 33 mostra-se o box de simulações do arranjo com o plano terra. A parte em vermelho mostra a formação do campo elétrico.

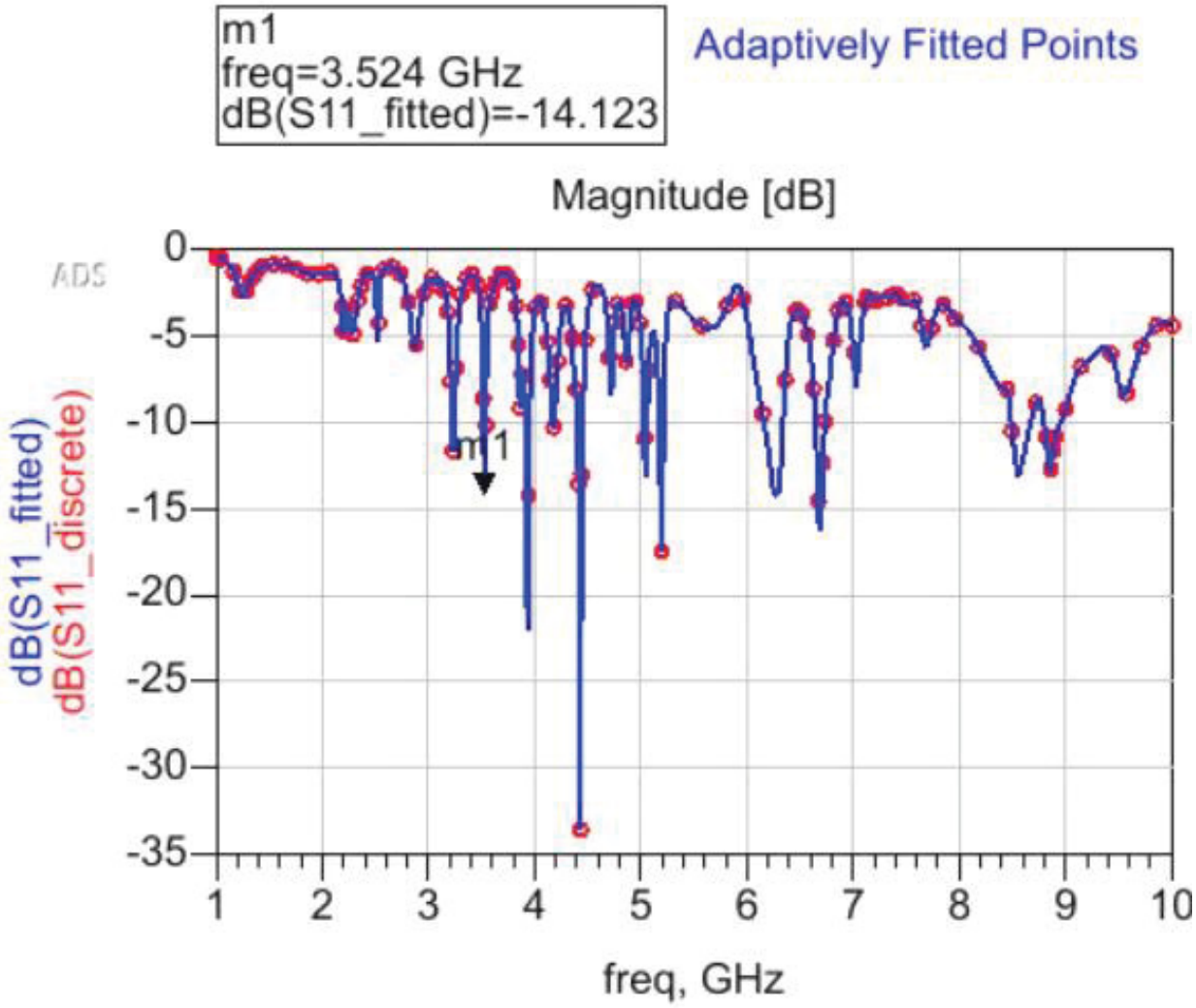
FIGURA 33 - BOX DE SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA DA PC 1X2



Fonte: O Autor 2022.

Na Figura 34 percebe-se que em 3,524 GHz de frequência ressonante tem-se uma perda de retorno de -14,12 dB.

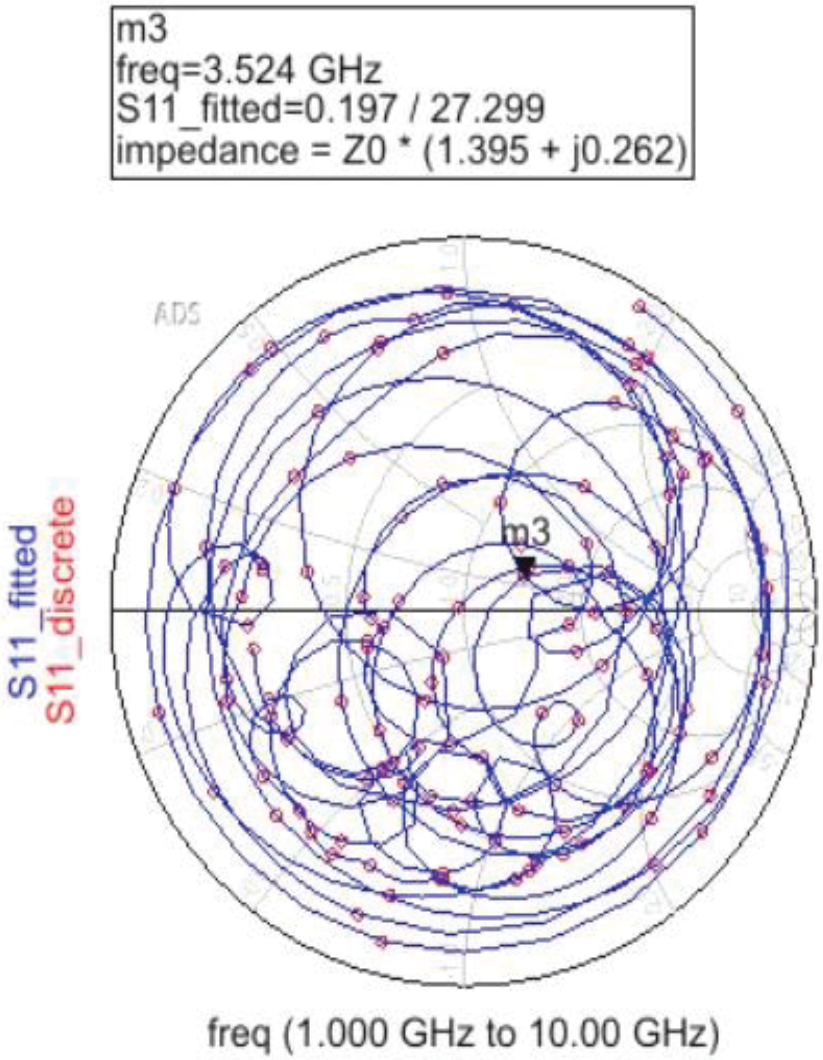
FIGURA 34 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA PC 1X2



Fonte: O Autor (2022).

A Figura 35, a Carta de Smith, mostra que em 3,524 GHz obteve-se um $Zin = (1{,}395 - j0{,}262)\ [\Omega]$.

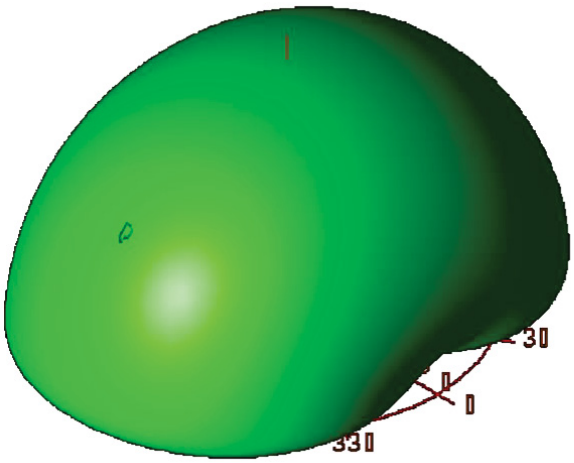
FIGURA 35 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA PC 1X2



Fonte: O Autor (2022).

A Figura 36 mostra as radiações emitidas pelo arranjo, o Campo Distante.

FIGURA 36 - SIMULAÇÃO DO CAMPO DISTANTE LATERAL DA PC 1X2

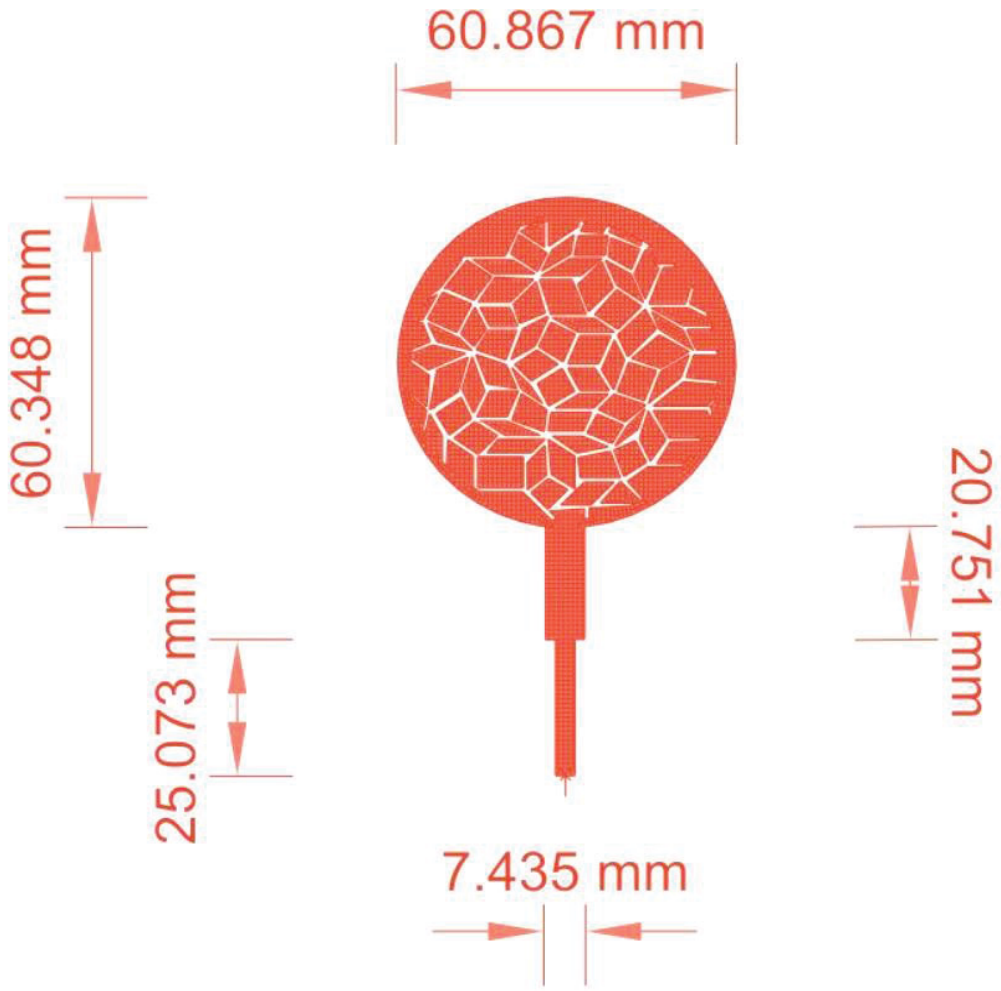


Fonte: O Autor (2022).

4.5 PENROSE DE TILLING INDUTORA 1X1

A Figura 37 mostra as dimensões do arranjo.

FIGURA 37 - DIMENSIONAMENTO DA PENROSE INDUTORA 1X1



Fonte: O Autor (2022).

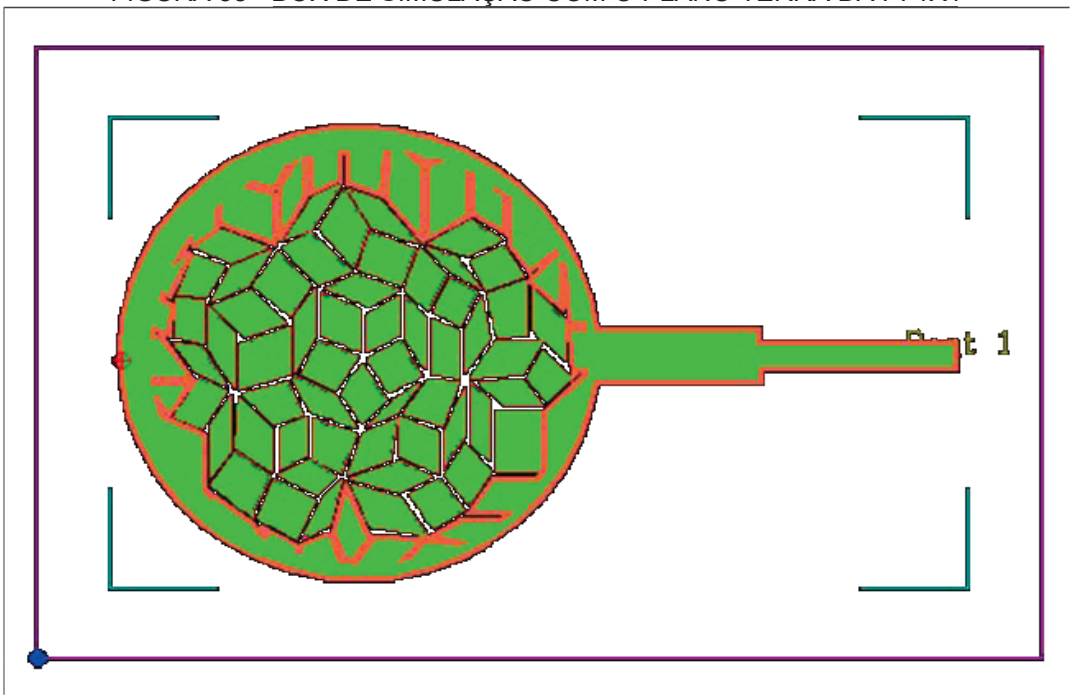
No caso específico da Penrose de Tilling Cheia, *single,* fixada em ordem 3, o raio teórico ficou em torno de 21,89 mm, sendo que na prática ficou mais preciso em 30,174 mm. As orientações de como foi sendo formada essa geometria a partir da circular tradicional segue as mesmas descrições feitas na Penrose Condutora 1x1. A Penrose de Tilling Cheia é a negativa da Penrose de Tilling Vazada. Para que houvesse a irradiação, foi necessário colocar as partes internas em uma distância não muito grande, as que não são conectadas fisicamente, havendo uma transmissão de sinais por indução eletromagnética através de um acoplamento capacitivo. Nesse aspecto, o sinal chega até a parte mais externa, circunferência, que é contínua, e, por indução eletromagnética, faz a propagação desse sinal para o centro da geometria.

Para isso, foi necessário um estudo da melhor forma de se construir a *patch*. Depois de montada a circunferência e criado as partes internas, foi necessário ajustar

tanto o diâmetro externo quanto as linhas de 50 Ω e o transformador de um quarto de onda, de forma a permitir um bom casamento de impedâncias na frequência desejada. As distâncias capacitivas internas ficaram na ordem de grandeza de 1,00 mm, que foi a dimensão com o maior desempenho na indução dos sinais. A área do capacitor interno ficou na ordem de 1,6 mm x 6 mm, aproximadamente, uma área considerável para uma indução eletromagnética.

Na Figura 38 mostra-se o box de simulações do arranjo com o plano terra. A parte em vermelho mostra a formação do campo elétrico.

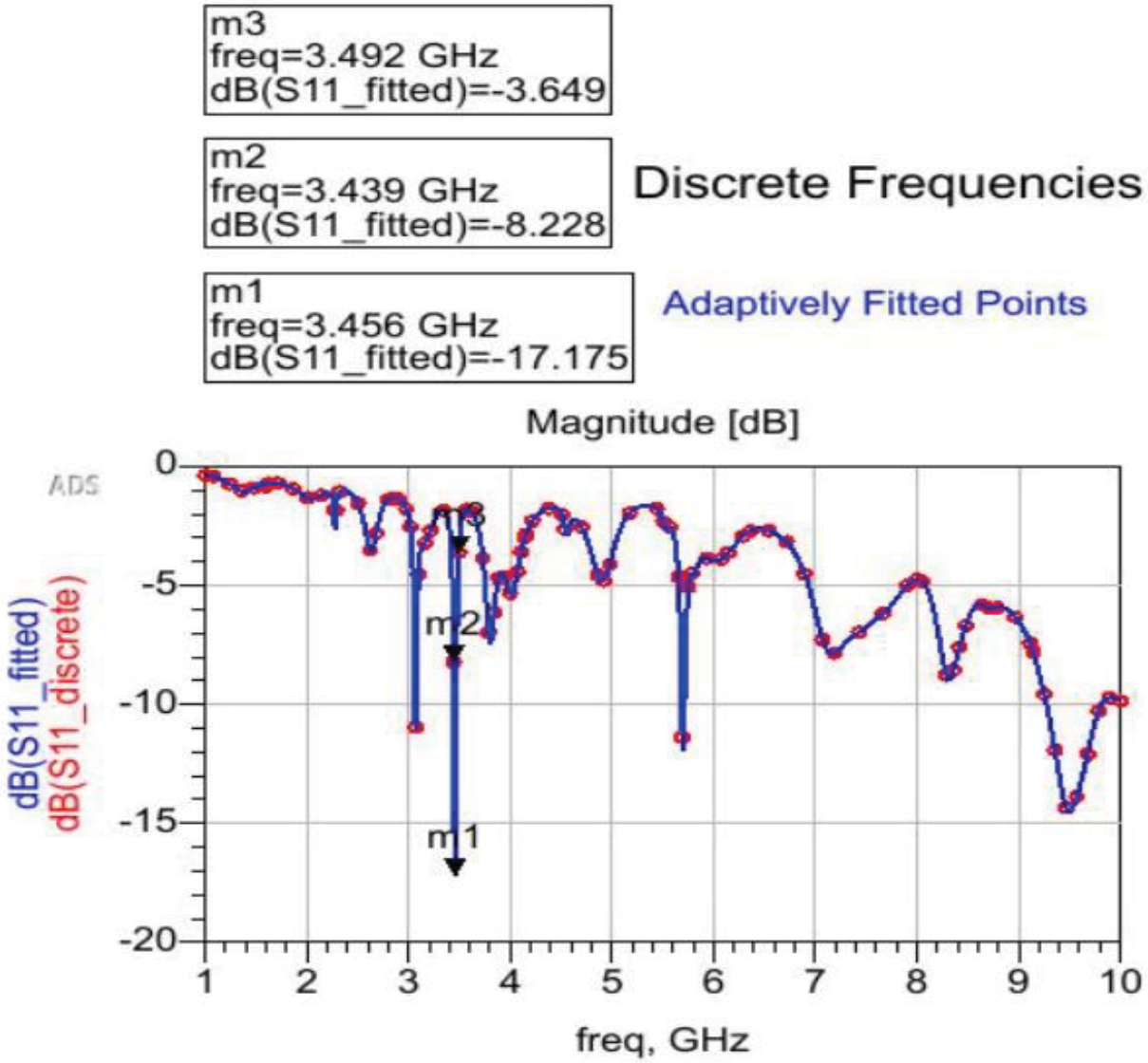
FIGURA 38 - BOX DE SIMULAÇÃO COM O PLANO TERRA DA PI 1X1



Fonte: O Autor 2022.

Na figura 39 percebe-se que em 3,456 GHz de frequência ressonante tem-se uma perda de retorno de -17,175 dB.

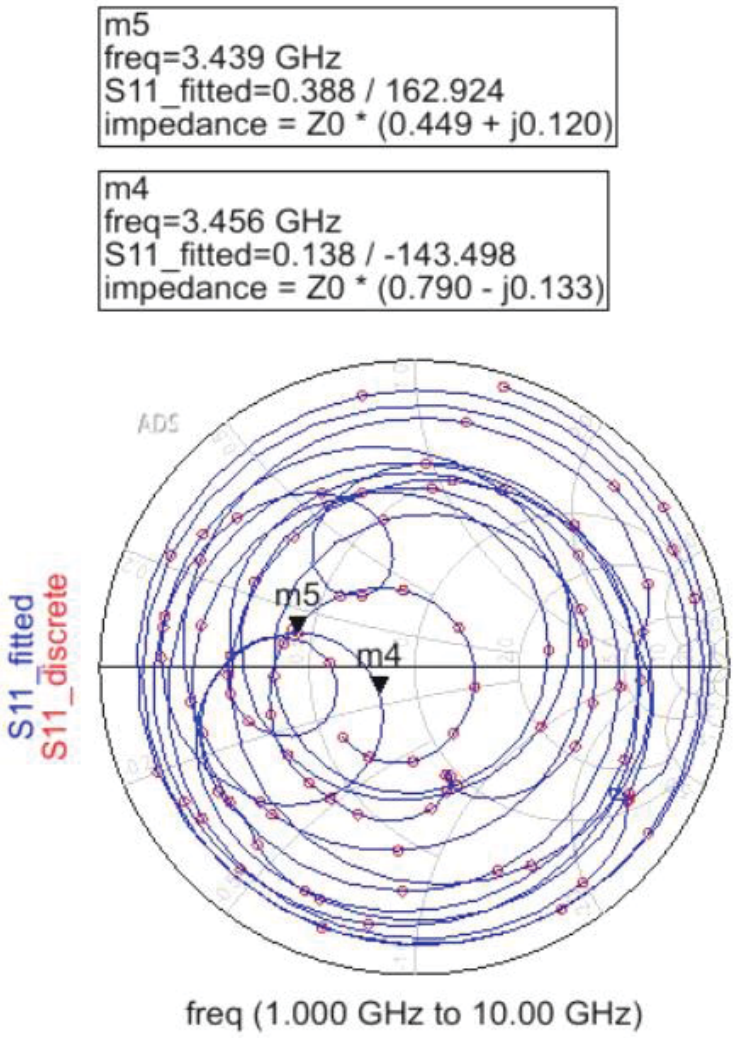
FIGURA 39 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA PI 1X1



Fonte: O Autor (2022).

Na Figura 40, a Carta de Smith, é possível verificar que em 3,456 GHz obteve-se um $Zin = (0{,}790 - j0{,}133)$ [Ω].

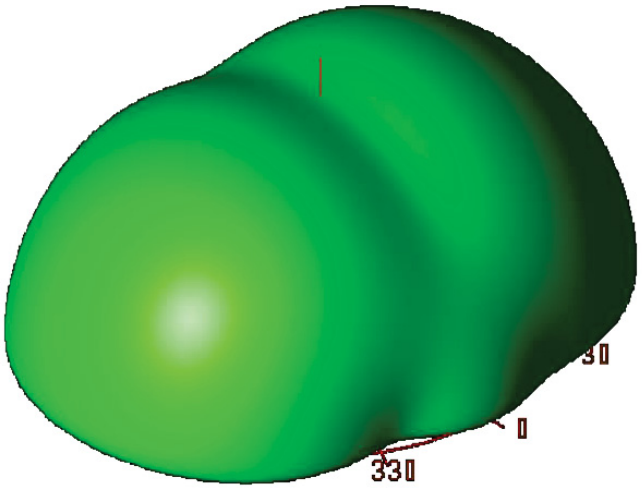
FIGURA 40 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA PI 1X1



Fonte: O Autor (2022).

A Figura 41 mostra as radiações emitidas pela *patch*, o Campo Distante.

FIGURA 41 - SIMULAÇÃO DO CAMPO DISTANTE LATERAL DA PI 1X1

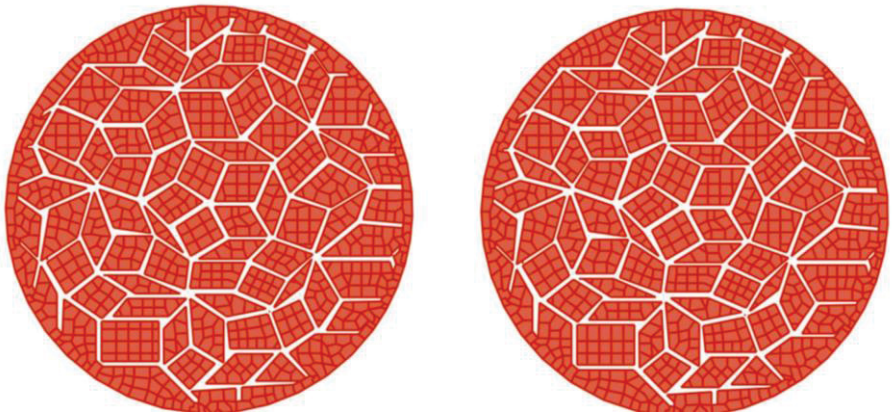


Fonte: O Autor (2022).

4.6 PENROSE DE TILLING INDUTORA 1X2

Com relação a geometria indutora 1x2, depois da definição das dimensões, foi possível detectar os valores da perda de retorno, o S11, e os valores do coeficiente de reflexão pela Carta de Smith. Todos esses parâmetros, dentro de um mesmo arranjo, foram analisados para uma mesma frequência ressonante (Figura 42). A geometria vermelha é a parte condutora. A parte descontínua terá a indução eletromagnética através do acoplamento capacitivo.

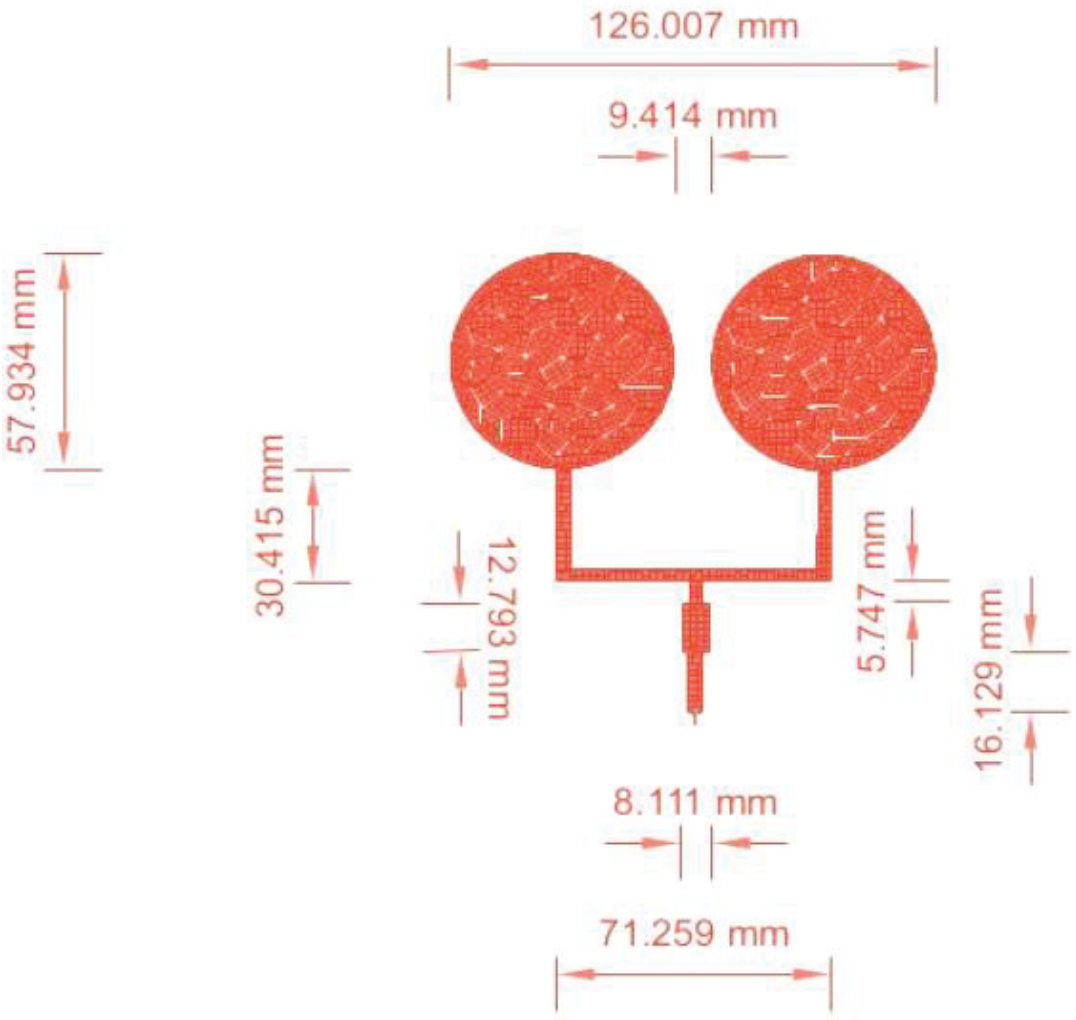
FIGURA 42 - ESQUEMÁTICO DA GEOMETRIA INTERNA (ACOPLAMENTO CAPACITIVO)



Fonte: O Autor 2022.

Na Figura 43 destaca-se as dimensões que foram definidas na simulação em *software* (ADS) para que atendesse à frequência de operação.

FIGURA 43 - DIMENSIONAMENTO DA PENROSE INDUTORA 1X2

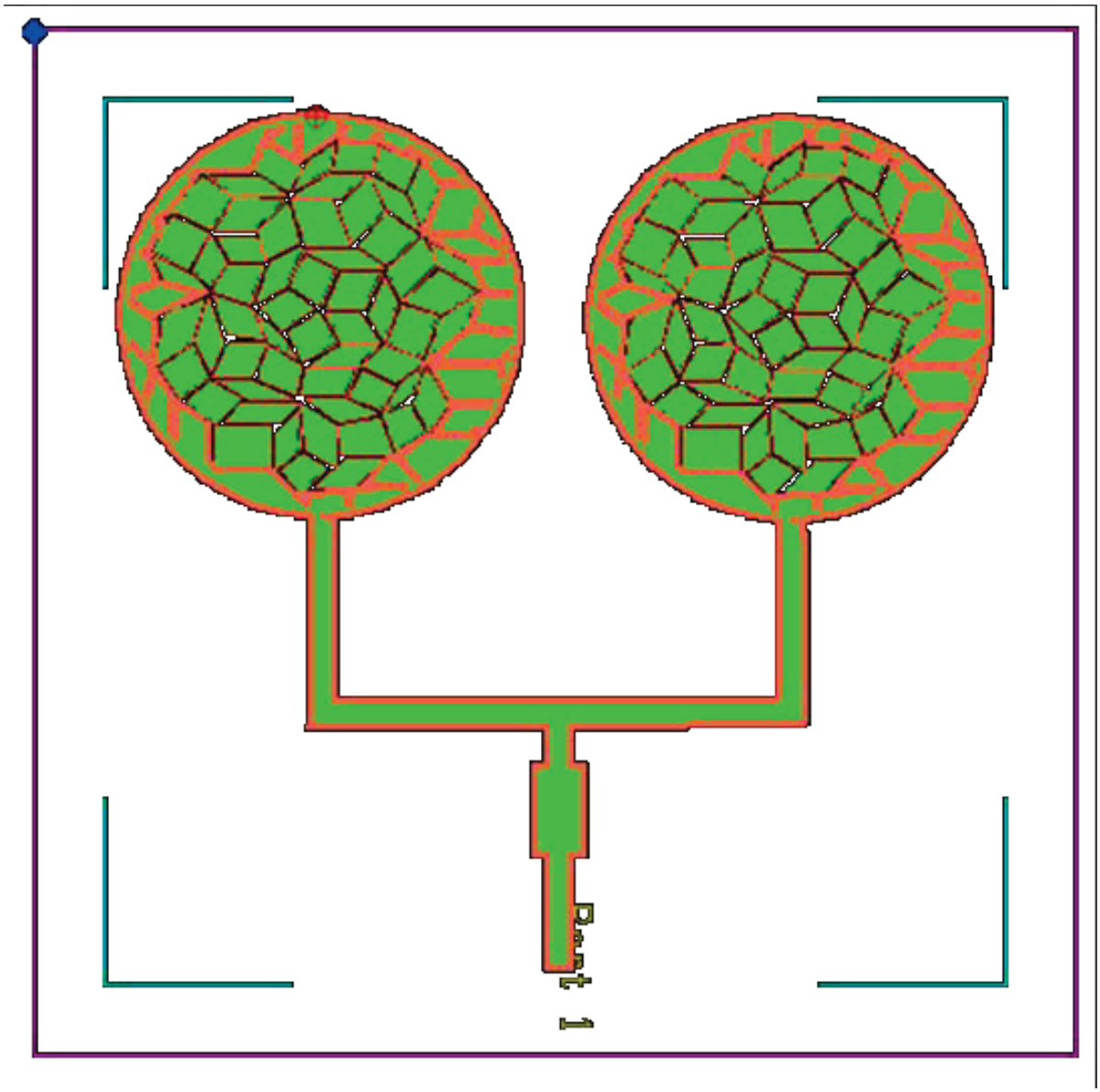


Fonte: O Autor (2022).

No caso específico da Penrose de Tilling Cheia 1x2, a largura teórica ficou em torno de 26,710 mm, sendo que na prática ficou mais preciso em 28,967 mm. Os ajustes nas partes constituintes desse arranjo 1x2 segue as mesmas orientações do arranjo 1x2 da Sierpinski.

Na Figura 44 mostra-se o box de simulações do arranjo com o plano terra. A parte em vermelho mostra a formação do campo elétrico.

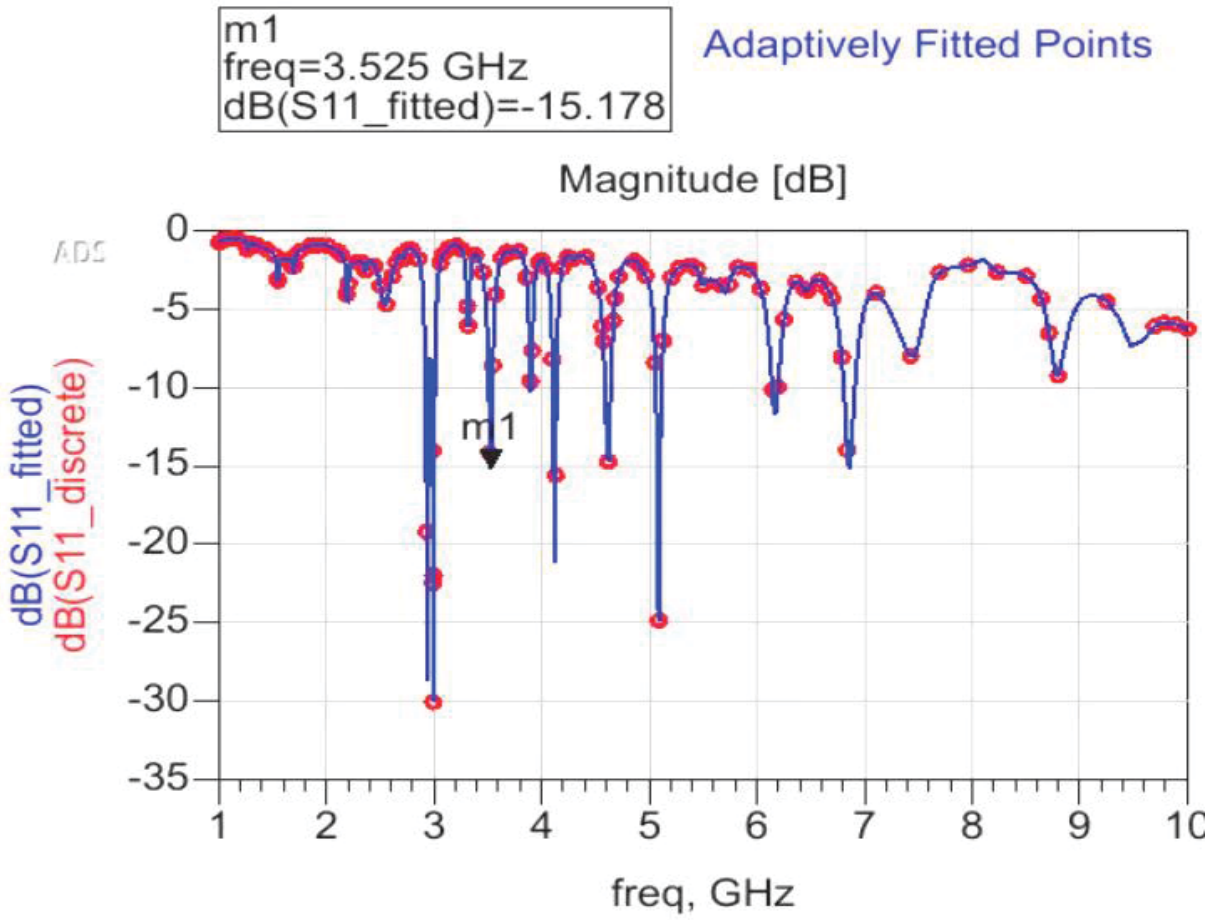
FIGURA 44 - BOX SIMULAÇÃ COM O PLANO TERRA DA PI 1X2



Fonte: O Autor 2022.

Na figura 45 fica evidenciado que em 3,525 GHz teve-se uma perda de retorno de -15,178 dB.

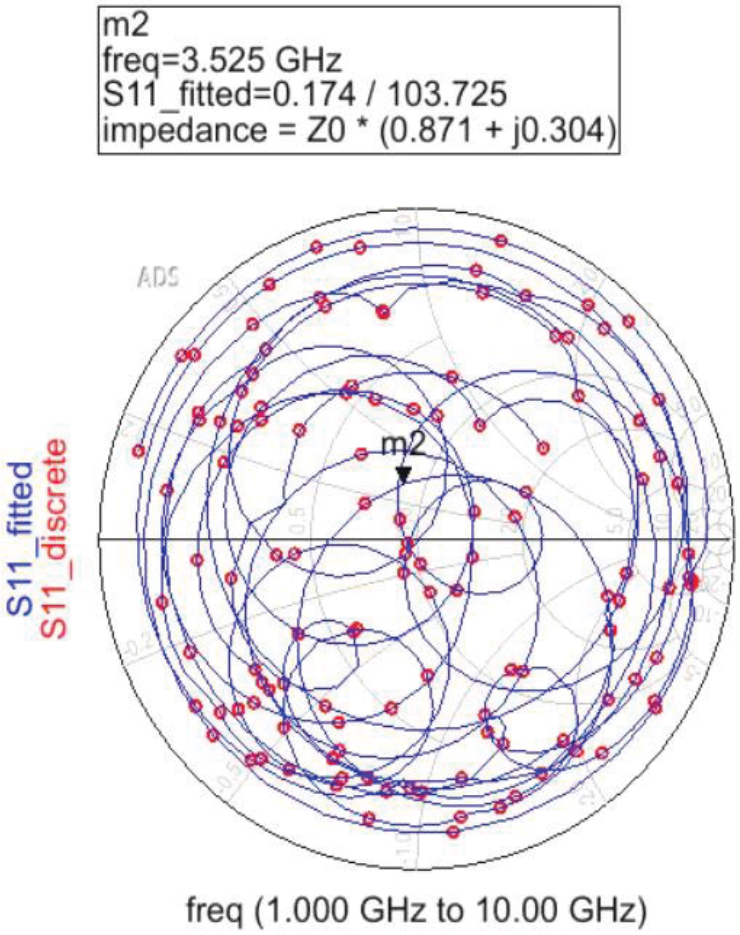
FIGURA 45 - PERDA DE RETORNO SIMULADA DA PI 1X2



Fonte: O Autor (2022).

Na figura 46, a Carta de Smith, mostra que em 3,525 GHz obteve-se um $Zin = (0{,}871 - j0{,}304)\ [\Omega]$.

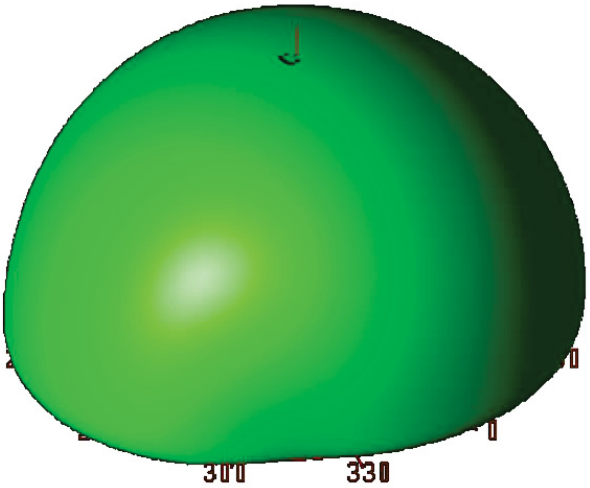
FIGURA 46 - CARTA DE SMITH SIMULADA DA PI 1X2



Fonte: O Autor (2022).

Na figura 47 mostra as radiações emitidas pelo arranjo, o Campo Distante.

FIGURA 47 - SIMULAÇÃO CAMPO DISTANTE LATERAL DA PI 1X2



Fonte: O Autor (2022).

4.7 VALORES OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DOS ARRANJOS

Os parâmetros simulados de forma direta bem como os calculados são fatores importantes para conseguir ajustar a geometria do arranjo de acordo com a frequência ressonante desejada no trabalho. Os cálculos foram distribuídos de forma a estabelecer as relações dimensionais desses arranjos, permitindo prever a sua largura, o seu comprimento e as dimensões das linhas de transmissão.

Além desses parâmetros, foram calculados também valores importantes para se identificar o arranjo, como parâmetros S11, as frequências ressonantes mais próximas possíveis da desejada e o coeficiente de reflexão diante da interpretação da Carta de Smith. Esses resultados foram obtidos de forma teórica com base nos cálculos e nas simulações, não sendo feito nos arranjos físicos reais, mas apenas em simulação em *software*.

Os valores apresentados no quadro 1 são referentes a todas as dimensões calculadas e ajustadas dos arranjos, incluindo as *singles* e as linhas de transmissão, além dos transformadores de um quarto de comprimento de onda que serviram para realizar o casamento de impedâncias. Percebe-se que os valores calculados e os simulados tiveram uma certa diferença, pois as geometrias são distintas daquelas previstas na literatura considerada, sendo apenas uma aproximação, como no caso da retangular para a Sierpinski e da circular para a Penrose. Os parâmetros fixos são

valores já mencionados e devidamente explicados de acordo com a própria literatura, sendo que o valor do coeficiente de reflexão (Γ), Fórmula 22, e do coeficiente da variação das ondas estacionárias (VSWR), Fórmula 23, foram baseadas nas fórmulas do livro texto Orfanidis (2016), as quais seguem abaixo:

$$z_{in} = z_0 \frac{(1+\Gamma)}{(1-\Gamma)} \tag{22}$$

$$\text{VSWR} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{23}$$

Como o valor da impedância de entrada (z_{in}) é obtido diretamente da Carta de Smith, o coeficiente de reflexão (Γ) é calculado pela fórmula acima (22), podendo-se analisar os valores para cada geometria simulada. Com o valor do coeficiente de reflexão, pode-se obter o valor do VSWR (23) e analisar cada geometria. Importante salientar que o z_0 é de 50 Ω, valor esse normalmente utilizado para haver a compatibilidade entre os conectores e os dispositivos eletrônicos que são, na sua maioria, ajustados para operarem nesse valor.

Tais parâmetros obtidos de forma direta e indireta seguem anexo no Quadro 1 a seguir:

QUADRO 1 - PARÂMETROS DIRETOS E INDIRETOS DOS ARRANJOS. ASPECTOS GEOMÉTRICOS E SIMULAÇÃO

ARRANJO	SIERPINSKI 1X1	SIERPINSKI 1X2	PENROSE CONDUTORA 1X1	PENROSE CONDUTORA 1X2	PENROSE INDUTORA 1X1	PENROSE INDUTORA 1X2
ORDEM	DOIS	DOIS	TRÊS	TRÊS	TRÊS	TRÊS
L OU R [mm]	35,014	36,434	57,865	57,938	60,348	57,934
W - ARRANJO [mm]	49,298	99,679	57,865	126,445	60,867	126,007
FREQUÊNCIA TEÓRICA [GHz]	3,50	3,50	3,50	3,50	3,50	3,50
COMPRIMENTO DE ONDA λ [m]	0,02398	0,02398	0,02398	0,02398	0,02398	0,02398
PLANO TERRA LG [mm]	94,00	111,17	124,20	149,65	127,04	148,00
PLANO TERRA WG [mm]	64,76	117,66	78,10	151,00	81,64	150,44
W 50 [mm]	3,50	3,50	3,50	3,50	3,50	3,50
L λ/4 [mm]	11,979	14,125	13,777	14,543	20,751	12,793
W λ/4 [mm]	7,985	6,230	6,550	5,404	7,435	8,111
h [mm]	1,60	1,60	1,60	1,60	1,60	1,60
Y0 [mm]	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00

ARRANJO	SIERPINSKI 1X1	SIERPINSKI 1X2	PENROSE CONDUTORA 1X1	PENROSE CONDUTORA 1X2	PENROSE INDUTORA 1X1	PENROSE INDUTORA 1X2
CONSTANTE DIELÉTRICA (ε_r)	4,15	4,15	4,15	4,15	4,15	4,15
FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA [GHz]	3,510	3,504	3,498	3,524	3,456	3,525
S11 (PERDA DE RETORNO) [dB]	-31,549	-25,986	-30,034	-14,123	-17,175	-15,178
z_{in} [Ω]	48,95 – j2,40	55 – j1,65	50,25 - j3,15	69,75 + j13,1	39,5 - j6,65	43,55 + j15,20
COEFICIENTE DE REFLEXÃO (Γ)	- 0,0110 -j0,0244	0,0478 - j0,0149	0,0034 - j0,0313	0,1748 + j0,0902	- 0,111-j0,0825	- 0,0414+j0,1692
$\lvert \Gamma \rvert$	0,02646	0,0501	0,0315	0,1967	0,1384	0,1742
VSWR	1,0544	1,1055	1,0650	1,4898	1,3214	1,4219

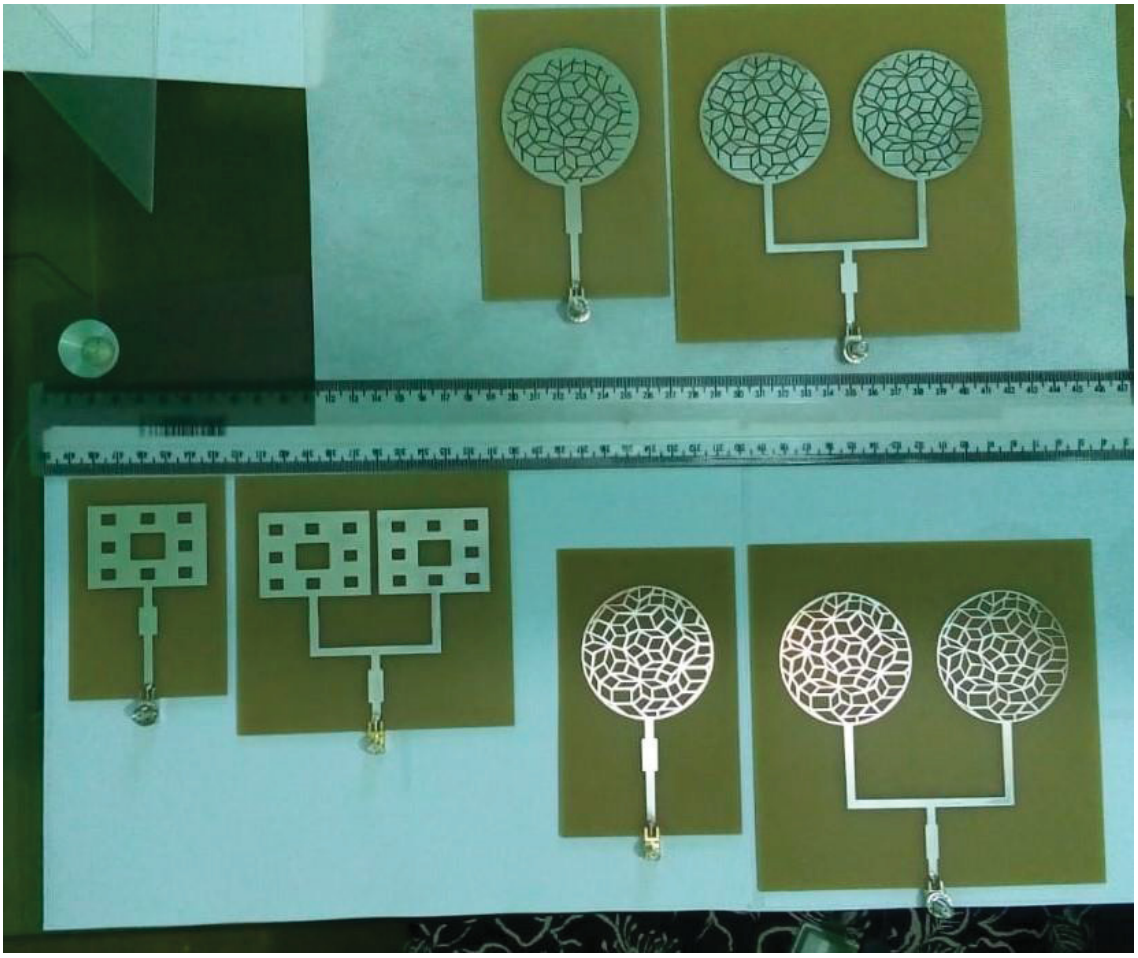
Fonte: O Autor 2022.

4.8 FABRICAÇÃO DOS ARRANJOS (FABRICAÇÃO ELETRÔNICA)

Com relação à fabricação eletrônica dos dispositivos, pode-se afirmar que o processo envolve desde um tratamento químico dos materiais até a modelagem da geometria com os cortes do material condutor, sendo importante haver um conhecimento sobre placas de circuito impresso e a forma como se faz a condução dos sinais.

Dessa forma, as técnicas utilizadas envolveram a forma de colocação do material condutor sobre o substrato e o tipo de acabamento das partes constituintes, como o substrato e o material condutor (Cobre). Segue os arranjos fabricados (Figura 48).

FIGURA 48 - OS ARRANJOS FABRICADOS



Fonte: O Autor 2022.

Com o *layout* da antena especificado, dimensões definidas dos arranjos na simulação, partiu-se para a concepção dos primeiros protótipos, utilizando placas de FR-4 de face dupla (espessura do cobre = 17 mícron) e com 1,6 mm de espessura do substrato. Através da transferência térmica, utilizando a prensa térmica e layout impresso à laser, pode-se aplicar o layout no cobre, que, posteriormente, foi imerso em solução de peróxido de hidrogênio para corrosão.

Os passos para a confecção:

- Polimento da placa FR-4;
- Desengraxamento;
- Laminação com Dry Film;
- Descanso;
- Alinhamento com os fotolitos;
- Exposição a luz ultravioleta;
- Descanso;

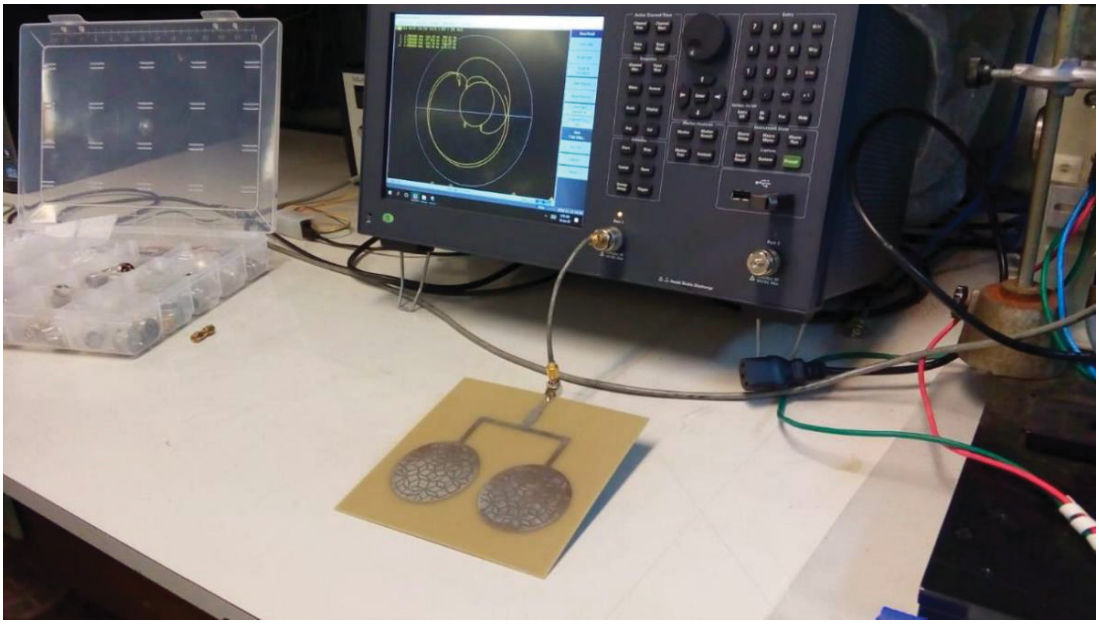
- Revelação em carbonato de sódio;
- Neutralização em acido sulfúrico;
- Enxague;
- Corrosão em acido clorídrico com peróxido de hidrogênio;
- Enxague;
- Remoção do resto de Dry Film em hidróxido de sódio;
- Banho de prata química;
- Recorte excesso da placa FR-4.

4.9 MEDIÇÃO DO PARÂMETRO (S11) PARA O CÁLCULO DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO COM O ANALISADOR VETORIAL DE REDES_AVN

Com o analisador vetorial de redes (AVN) foi possível medir, principalmente, o S11 que está relacionado à perda de retorno e o coeficiente de reflexão na Carta de Smith. Dessa forma, pode-se avaliar qual frequência era a mais adequada para que aquele dispositivo operasse o mais próximo possível da meta (3,5 GHz).

O ideal seria que as frequências de operações fossem as mesmas tanto da simulação quanto da medição, mas isso nem sempre ocorre por questões de valores da permissividade elétrica do substrato e devido a outros fatores diversos que trazem divergências entre a teoria e a prática. É importante que essas frequências sejam próximas e sempre deve ser considerado os valores medidos, pois os simulados servem apenas para a fabricação dos arranjos com as dimensões pré-definidas (Figura 49).

FIGURA 49 - ANALISADOR VETORIAL DE REDES. UFPR-LCE



Fonte: O Autor (2023).

Assim sendo, é possível inferir que realizar uma medição na frequência desejada nem sempre é possível, pois sempre acaba havendo uma oscilação tanto para mais quanto para menos, mas deve-se escolher a frequência mais próxima da requisitada e que possua uma perda de retorno dentro do aceitável. Diante disso, com essa medição pode-se determinar a frequência em que a antena deverá ser medida na câmera anecóica para se calcular o seu desempenho. Dessa forma, segue as medições em laboratório (Figura 50 à 61).

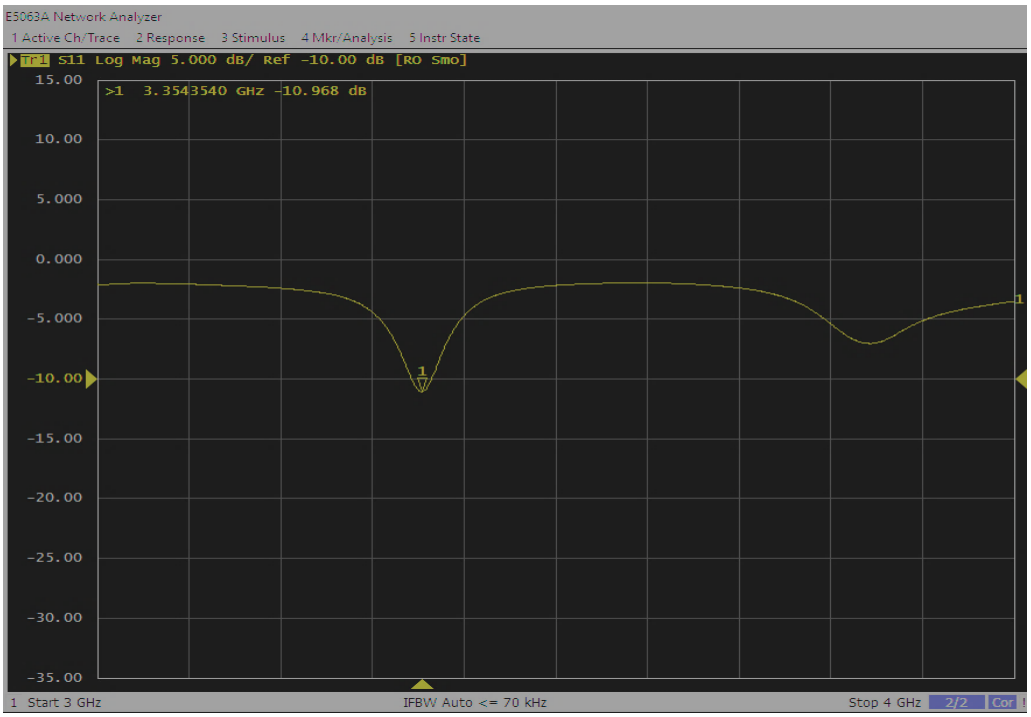
Os valores da perda de retorno, o S11, foram medidos no analisador vetorial de redes no intervalo de 3 a 4 GHz, sendo que a frequência considerada é aquela cuja a perda de retorno é a menor de todas dentro desse intervalo ou a mais próxima de 3,5 GHz. Observa-se que houve uma pequena variação dos valores medidos para os simulados, mas que não foi tão grande assim. A largura de banda e o número de frequências ressonantes ficam evidenciados nos valores do S11 abaixo de -10 dB. É importante analisar os seguintes fatores: como se comporta os valores da perda de retorno [dB] de acordo com cada frequência ressonante, como esses valores oscilam, como a faixa contínua e ininterrupta abaixo de -10 dB se estende (largura de banda) e quantas são as frequências em que essa *patch* consegue operar (abaixo de -10 dB). Nesse intervalo de frequência considerado, todos os S11 ficaram abaixo de zero e isso ocorreu em todas as geometrias.

Na Carta de Smith fica evidenciado o valor do coeficiente de reflexão para se medir o desempenho existente na frequência considerada. Nessa parte, é importante analisar se na frequência desejada o gráfico fica próximo do centro do círculo da Carta de Smith, o que comprovaria um baixo coeficiente de reflexão.

4.9.1 Sierpinski 1X1

A Figura 50 mostra a frequência ressonante em 3,3543 GHz e S11 de -10,968 dB.

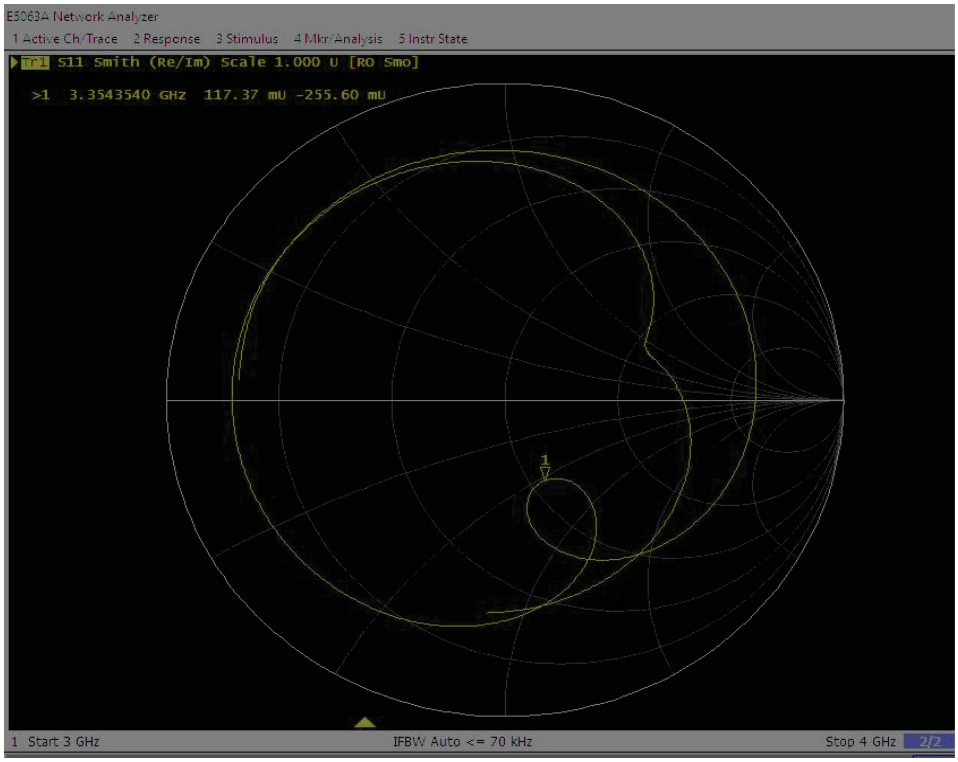
FIGURA 50 - PERDA DE RETORNO NO AVN. S_1X1



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 51, a Carta de Smith, mostra que na frequência de 3,3543 GHz obteve-se um coeficiente de reflexão de 0,117 - j0,255.

FIGURA 51 - CARTA DE SMITH NO AVN. S_1X1

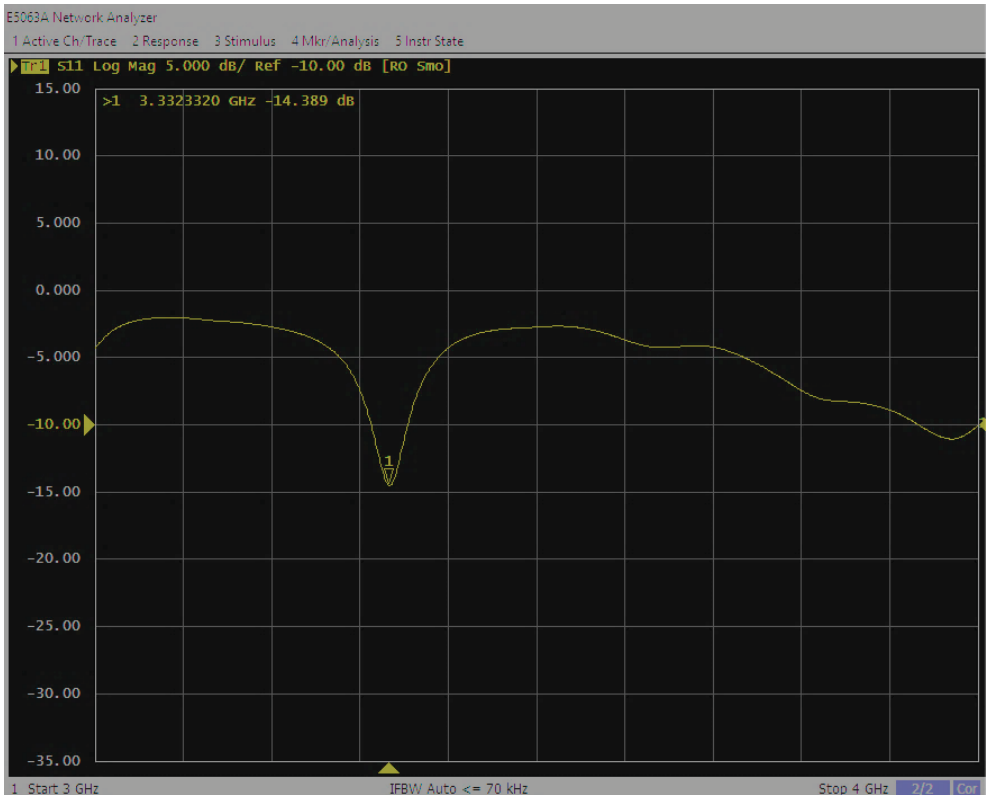


Fonte: O Autor (2023).

4.9.2 Sierpinski 1X2

A Figura 52 mostra a frequência ressonante em 3,3323 GHz com um S11 de -14,389 dB.

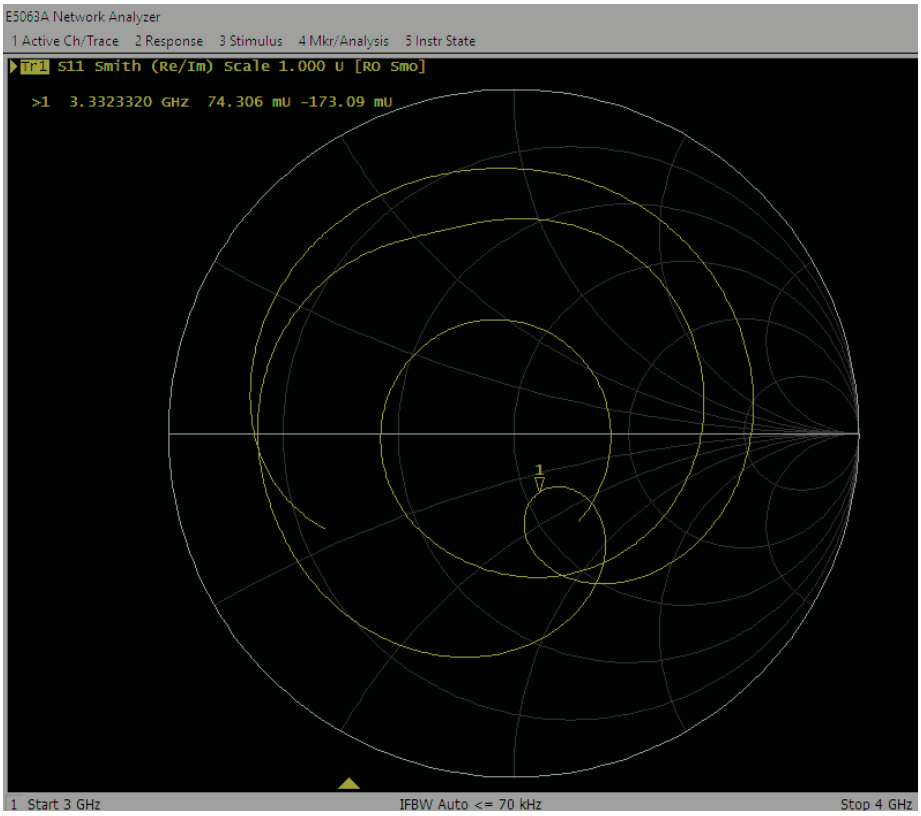
FIGURA 52 - PERDA DE RETORNO NO AVN. S_1X2



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 53, a Carta de Smith, mostra que na frequência de 3,3323 GHz obteve-se um coeficiente de reflexão de 0,074 - j0,173.

FIGURA 53 - CARTA DE SMITH NO AVN. S_1X2

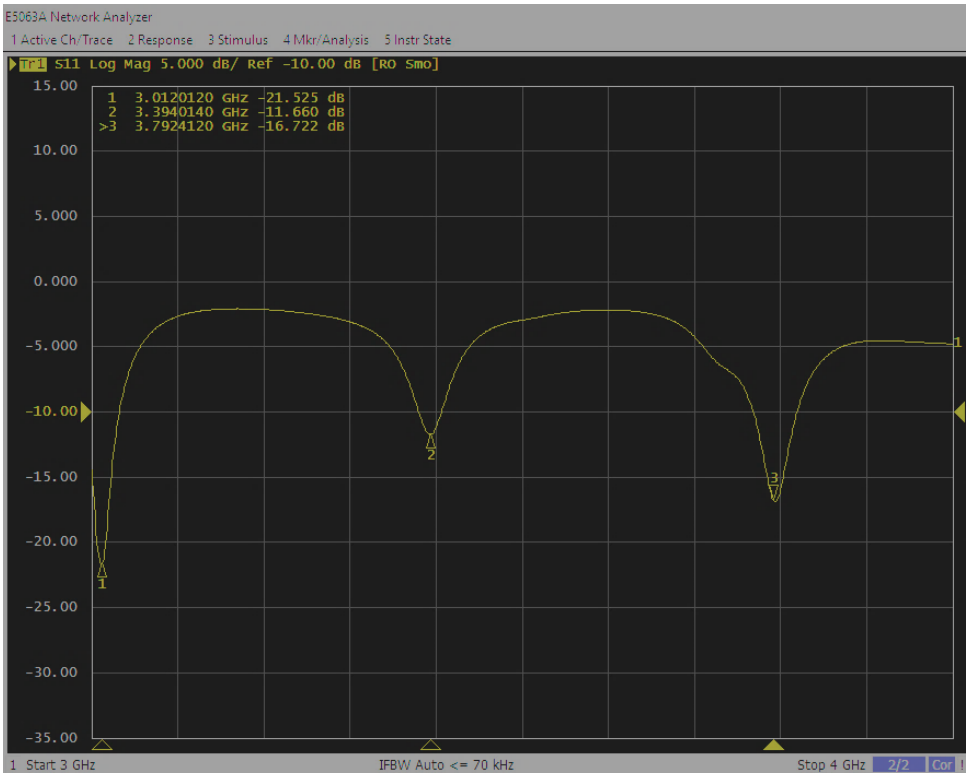


Fonte: O Autor (2023).

4.9.3 Penrose Condutora 1X1

A Figura 54 mostra a frequência ressonante em 3,012 GHz com um S11 de -21,525 dB.

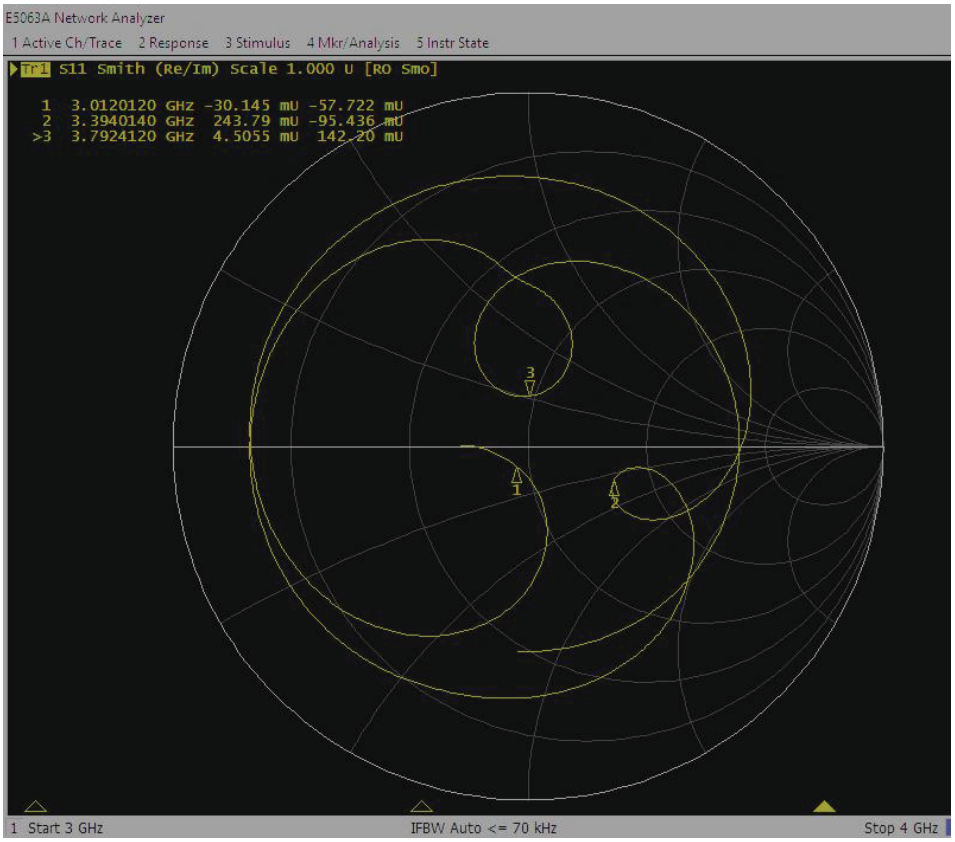
FIGURA 54 - PERDA DE RETORNO NO AVN. PC_1X1



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 55, a Carta de Smith, mostra que na frequência de 3,012 GHz obteve-se um coeficiente de reflexão de -0,030 - j0,057.

FIGURA 55 - CARTA DE SMITH NO AVN. PC_1X1

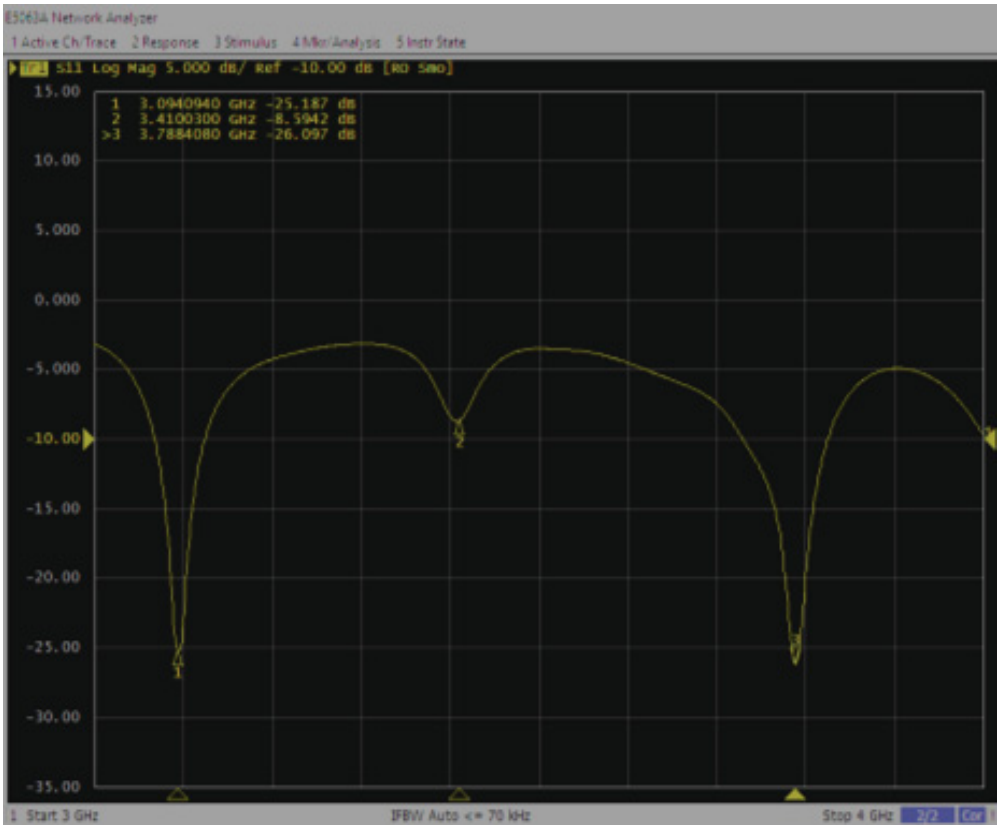


Fonte: O Autor (2023).

4.9.4 Penrose Condutora 1X2

A Figura 56 mostra a frequência ressonante em 3,78 GHz com um S11 de -26,097 dB.

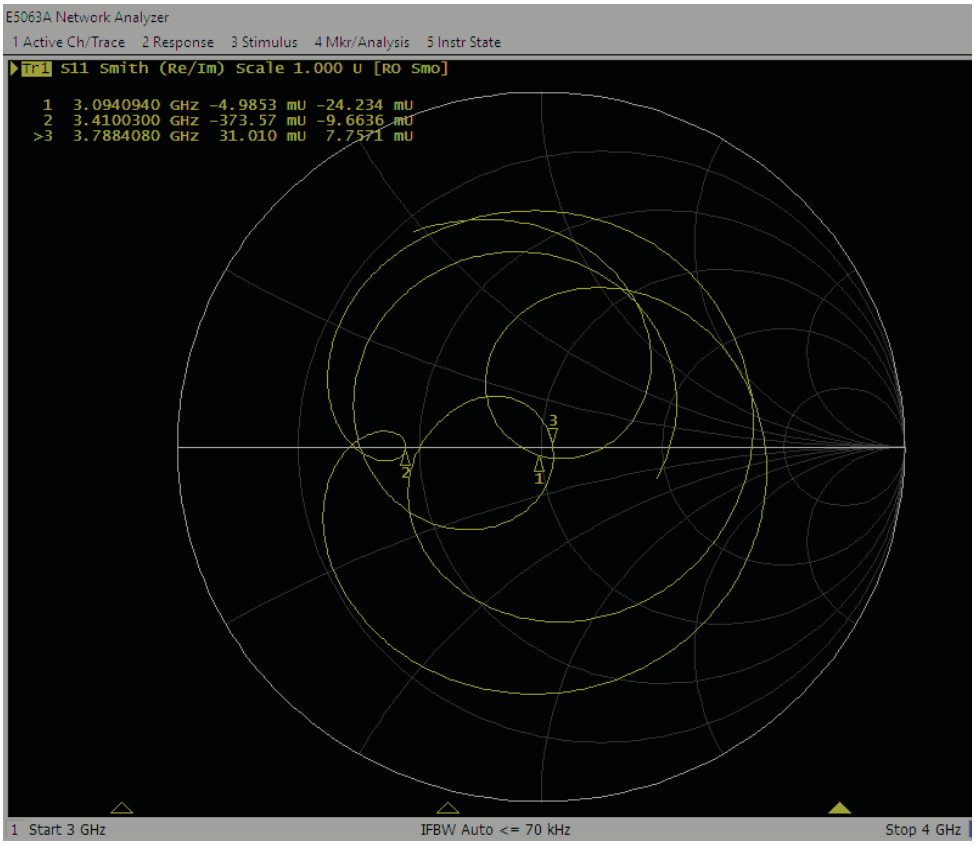
FIGURA 56 - PERDA DE RETORNO NO AVN. PC_1X2



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 57, a Carta de Smith, mostra que na frequência de 3,78 GHz obteve-se um coeficiente de reflexão de 0,031 + j0,007.

FIGURA 57 - CARTA DE SMITH NO AVN. PC_1X2

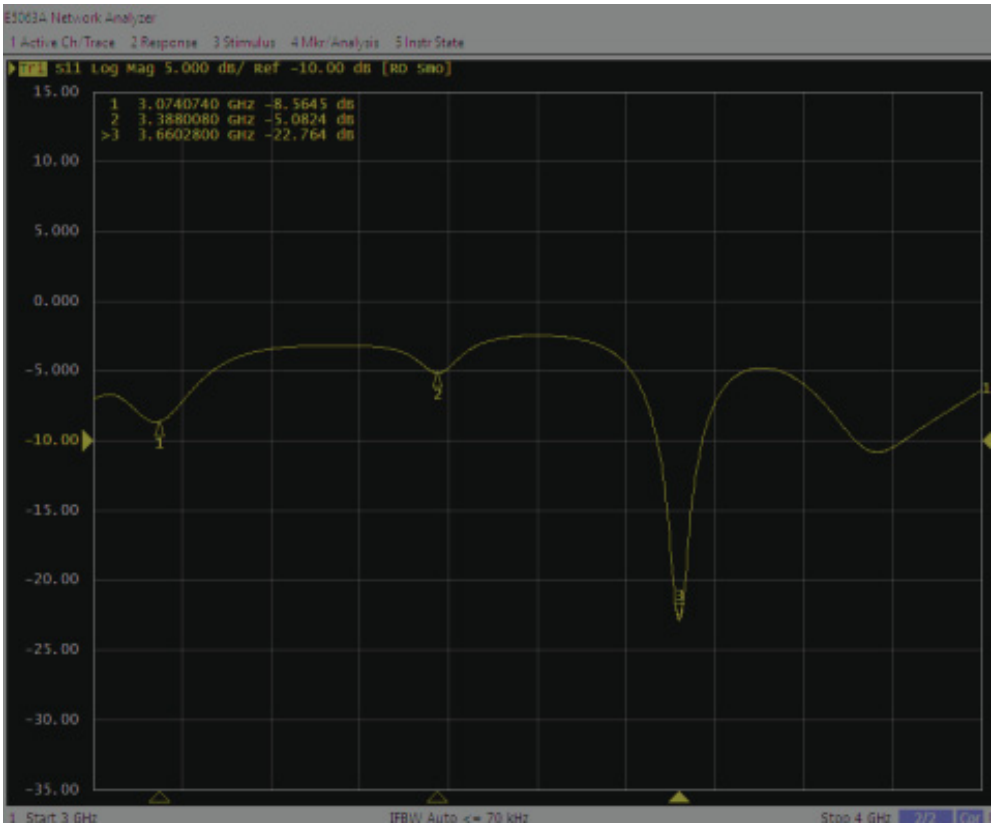


Fonte: O Autor (2023).

4.9.5 Penrose Indutora 1X1

A Figura 58 mostra a frequência ressonante de 3,66 GHz com um S11 de -22,764 dB.

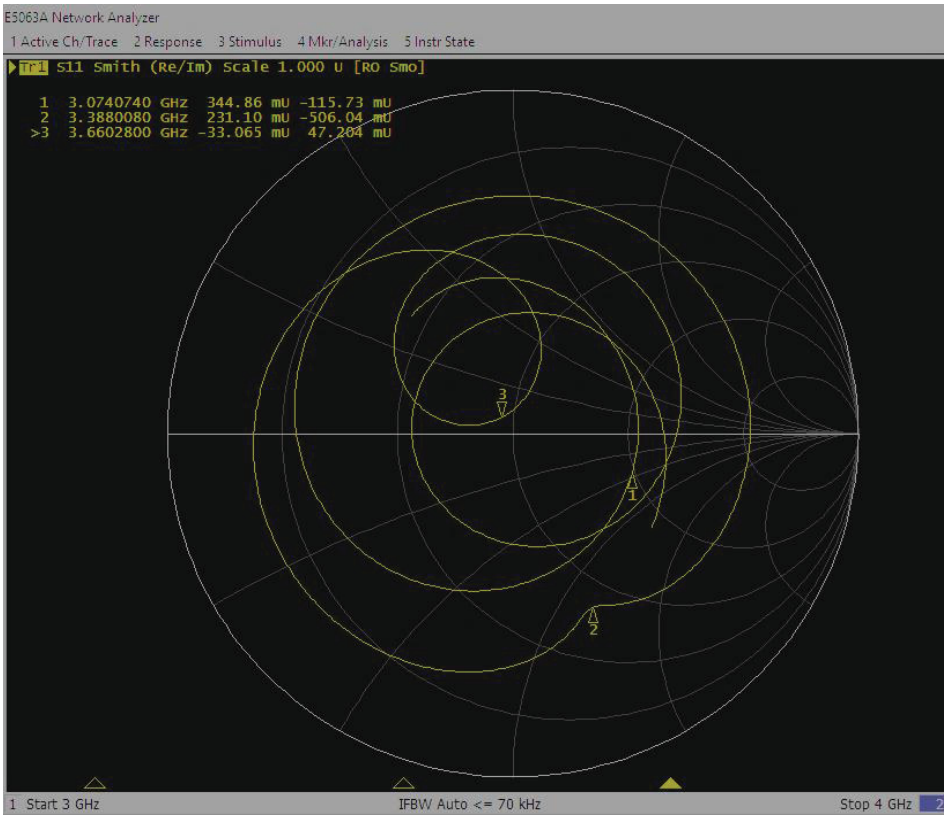
FIGURA 58 - PERDA DE RETORNO NO AVN. PI_1X1



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 59, a Carta de Smith, mostra que na frequência de 3,66 GHz obteve-se um coeficiente de reflexão de -0,33 - j0,47.

FIGURA 59 - CARTA DE SMITH NO AVN. PI_1X1

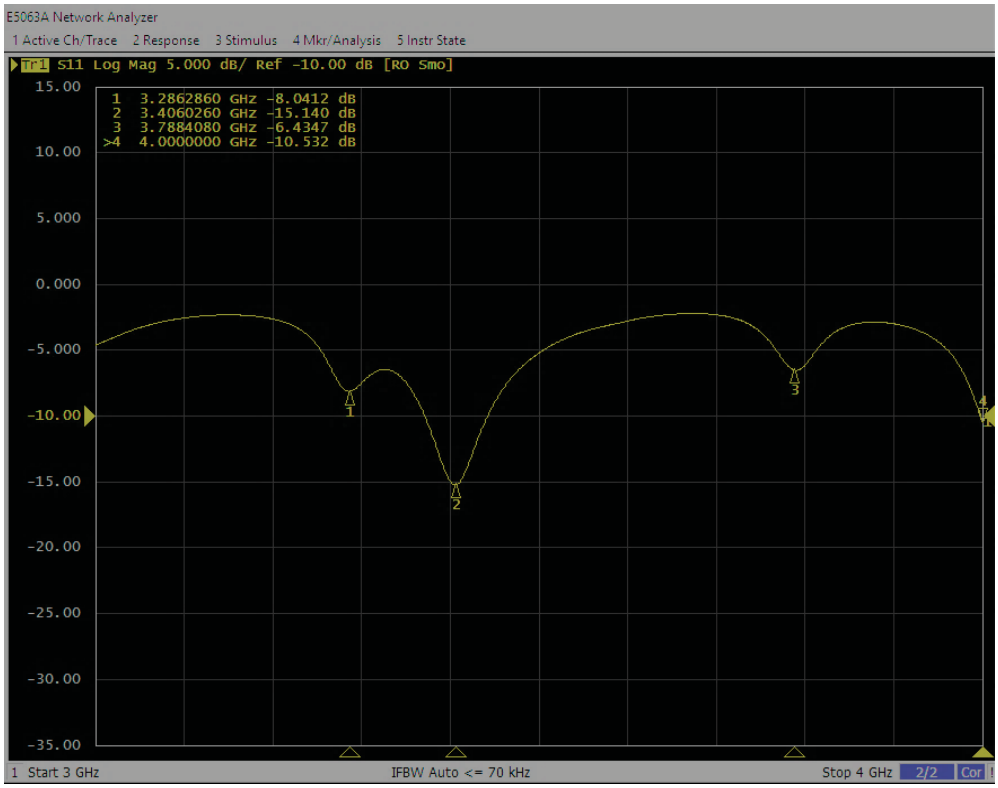


Fonte: O Autor (2023).

4.9.6 Penrose Indutora 1X2

A Figura 60 mostra a frequência ressonante em 3,406 GHz com um S11 de -15,14 GHz.

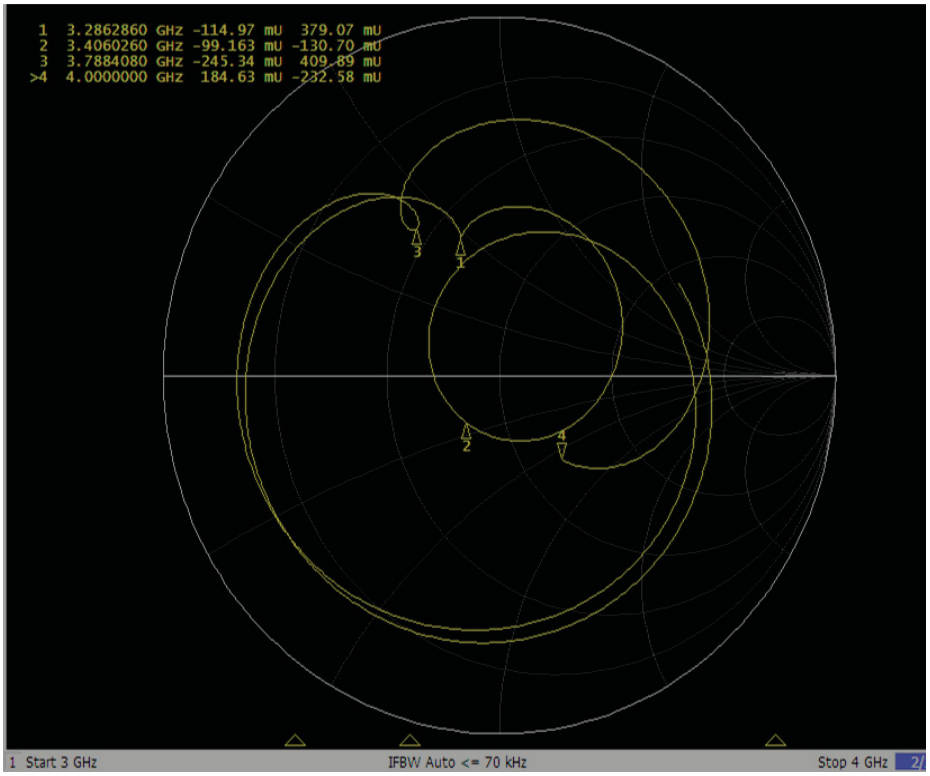
FIGURA 60 - PERDA DE RETORNO NO AVN. PI_1X2



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 61, a Carta de Smith, mostra que na frequência de 3,406 GHz obteve-se um coeficiente de reflexão de -0,99 - j0,130.

FIGURA 61 - CARTA DE SMITH NO AVN. PI_1X2



Fonte: O Autor (2023).

4.10 MEDIÇÃO DO GANHO DOS ARRANJOS NO LABORATÓRIO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA – LCE

O Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética (LCE) é o lugar onde são feitas as medições das potências eletromagnéticas dos dispositivos eletrônicos confeccionados, ou seja, dos arranjos. Possui a câmara anecóica que é o local onde os arranjos são medidos, sendo que esse local deve ter um isolamento eletromagnético, um isolamento acústico e uma temperatura relativamente permanente (Figura 62).

FIGURA 62 - CAMARA ANECÓICA DO LABORATÓRIO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DA UFPR

Fonte: O Autor 2023.

Dessa forma, as condições físicas do laboratório devem ser adequadas para a realização das medições na câmara anecóica, a qual possui uma antena que recebe esses sinais das antenas testes colocadas em uma mesa circular giratória, a uma distância de três metros da antena fixa, movida com motor de passo e que tem conexão com uma fonte de potência eletromagnética.

Parte dessa potência injetada nos arranjos testes acabam sendo transmitidas para a antena receptora (antena amarela, Yagi-Uda), a qual faz a medição desse sinal de acordo com cada angulação da mesa giratória, incluindo o plano horizontal e o vertical. Dessa forma, com a potência injetada (antenas em medição) e com a recebida (antena fixa no laboratório) pode-se calcular o ganho e o rendimento dos arranjos em estudo.

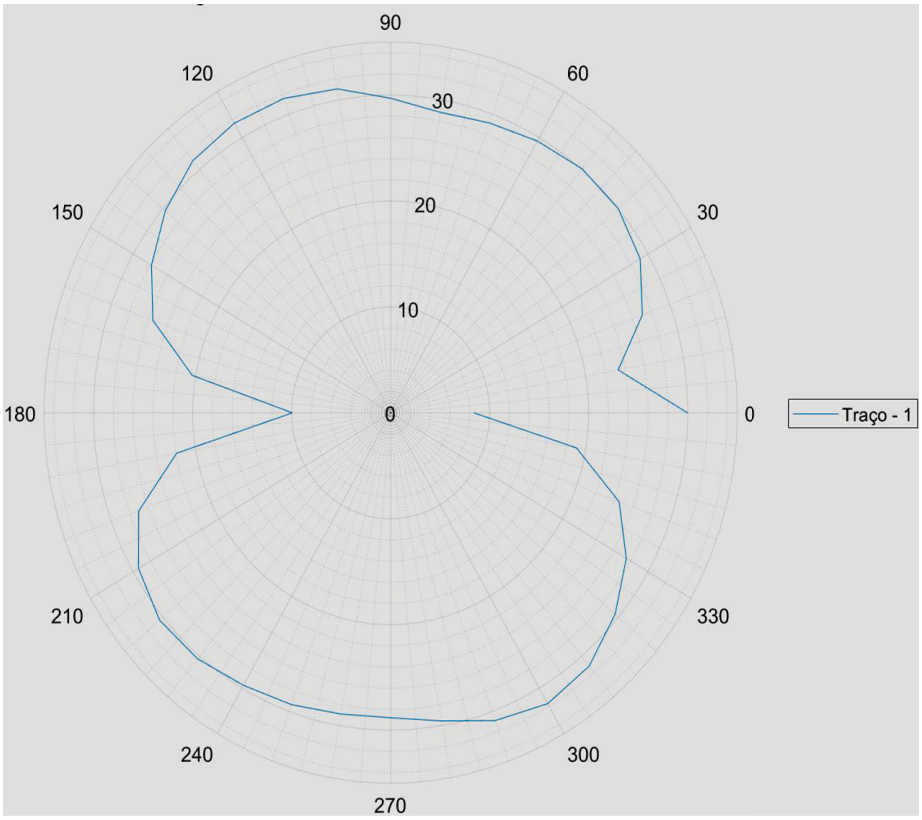
As plotagens das amplitudes no plano horizontal e vertical mostram, de forma detalhada e em 360 graus, os valores das potências recebidas. Com isso, deve-se analisar, em toda a sua angulação, o valor máximo para ser o considerado nos cálculos. Os valores são numéricos e em dBuV.

Segue as plotagens das potências recebidas (Figura 63 à 74):

4.10.1 Sierpinski 1X1

A Figura 63 mostra que em 300 graus obteve-se 31,69 dBuV (maior amplitude).

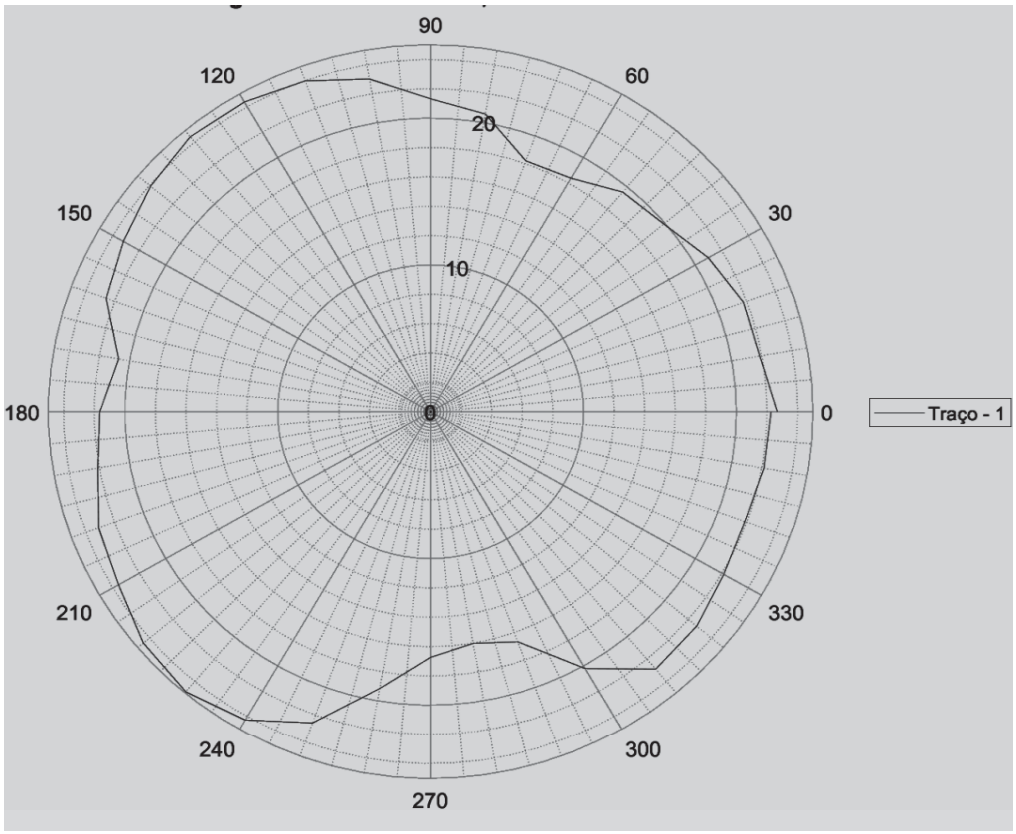
FIGURA 63 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. S 1X1



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 64 mostra que em 230 graus obteve-se 24,90 dBuV (maior amplitude).

FIGURA 64 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. S 1X1

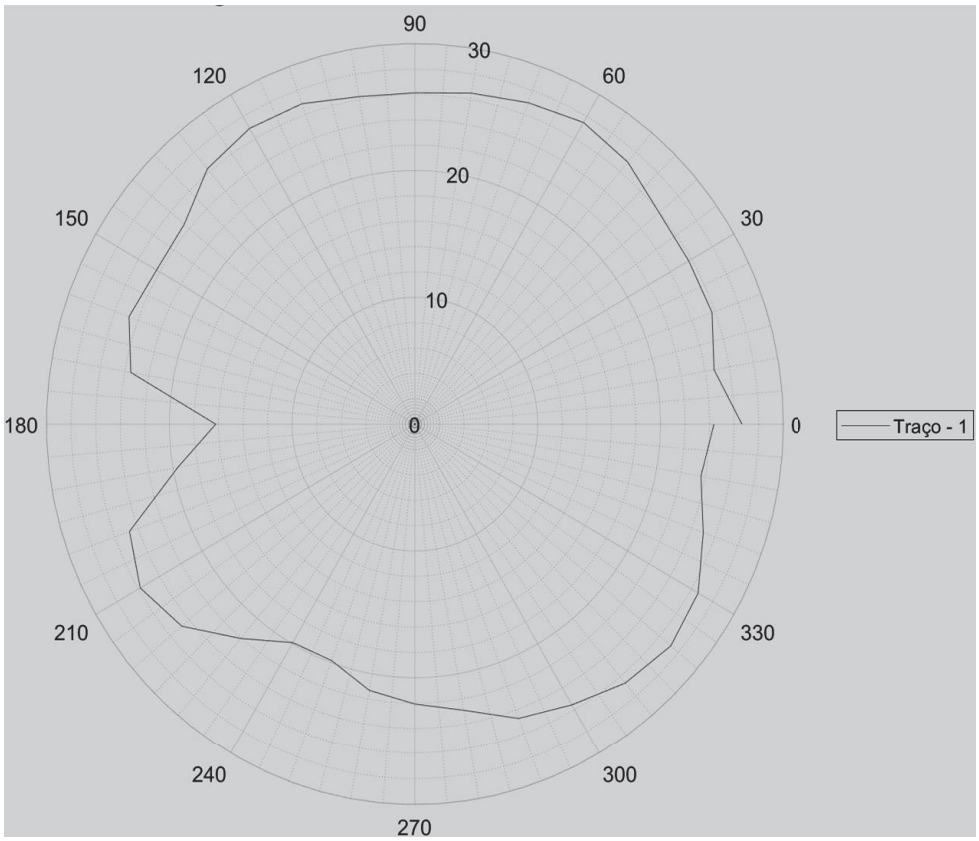


Fonte: O Autor (2023).

4.10.2 Sierpinski 1X2

A Figura 65 mostra que em 60 graus obteve-se 27,46 dBuV (maior amplitude).

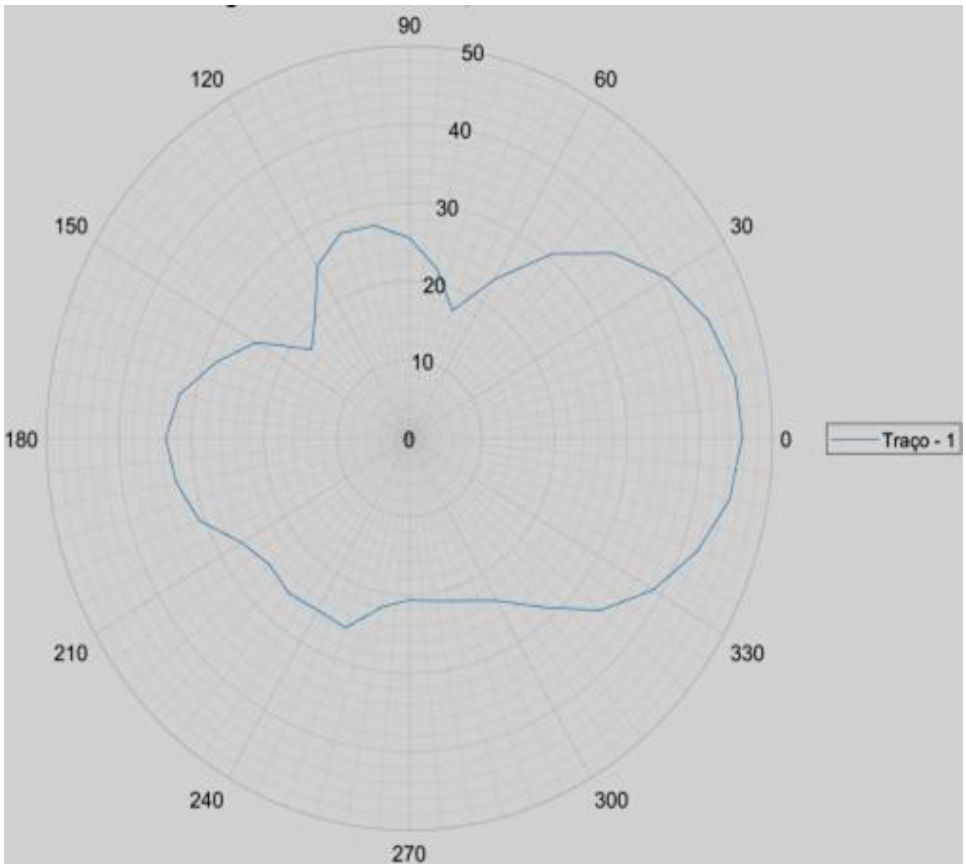
FIGURA 65 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. S 1X2



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 66 mostra que em 0 graus obteve-se 45,85 dBuV (maior amplitude).

FIGURA 66 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. S 1X2

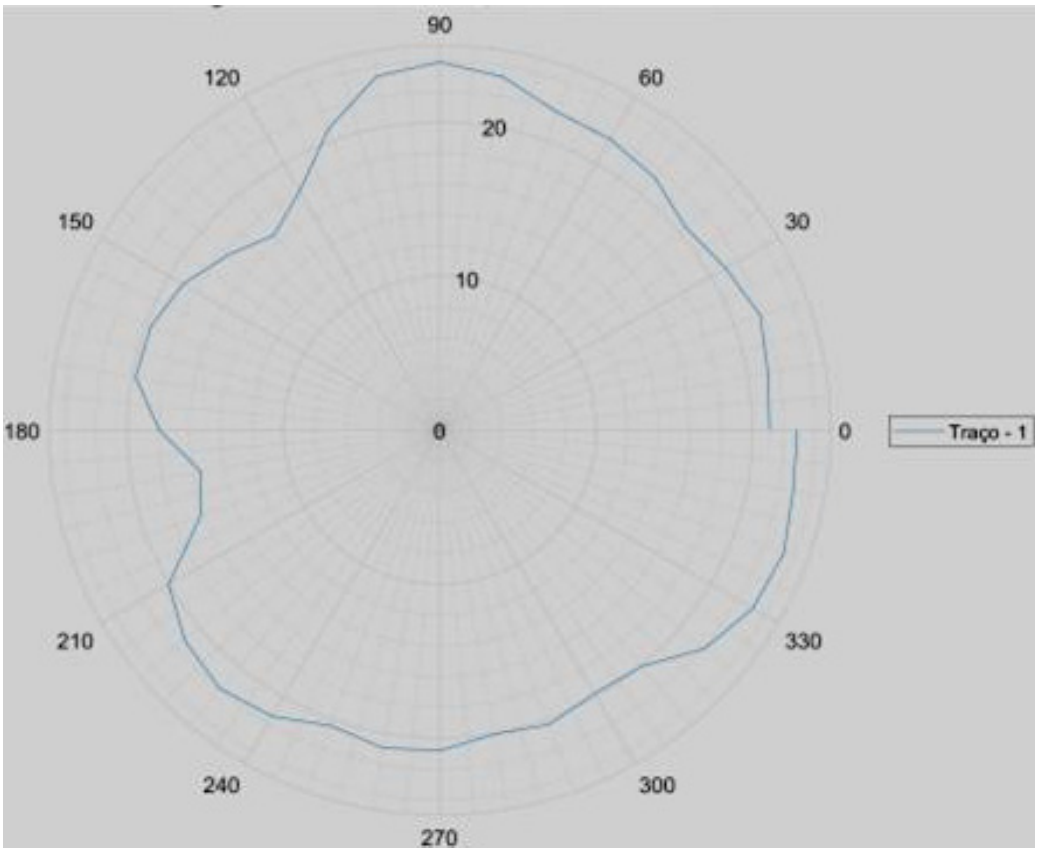


Fonte: O Autor (2023).

4.10.3 Penrose Condutora 1x1

A Figura 67 mostra que em 90 graus obteve-se 23,89 dBuV (maior amplitude).

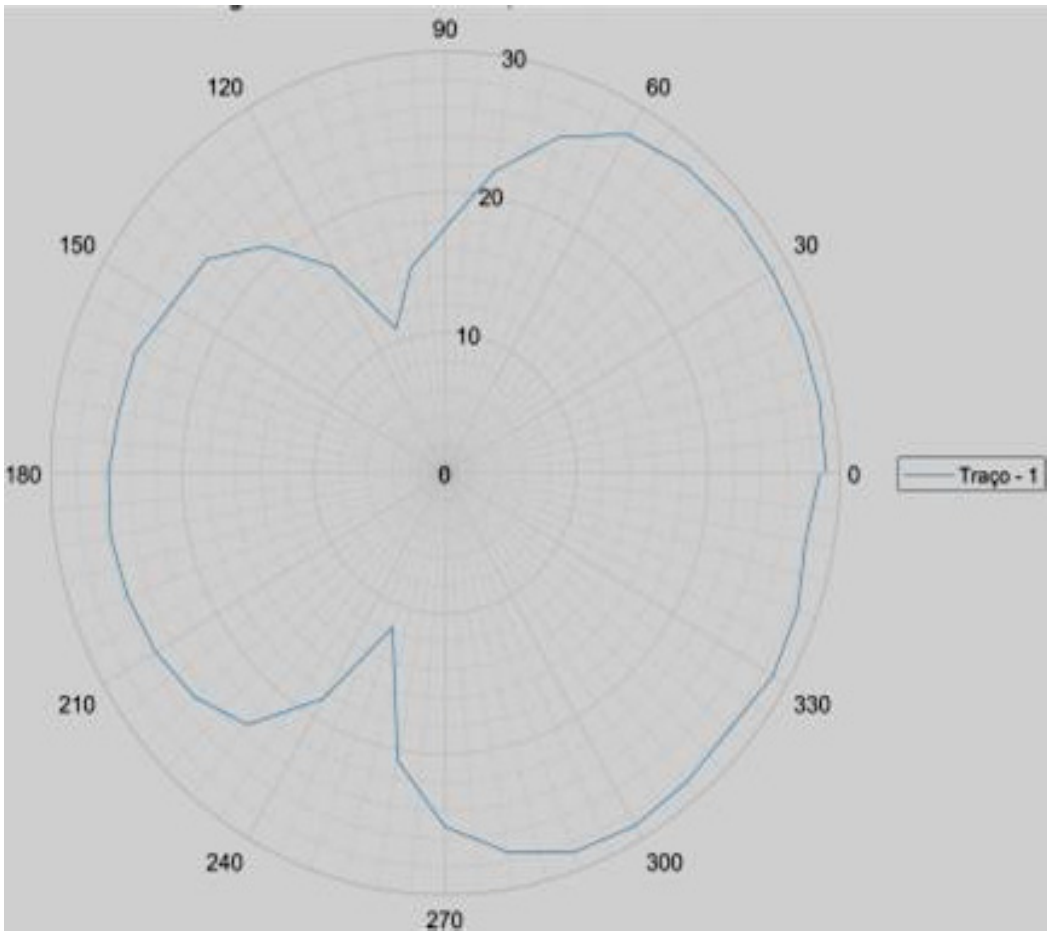
FIGURA 67 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PC 1X1



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 68 mostra que em 0 graus obteve-se 28,97 dBuV (maior amplitude).

FIGURA 68 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PC 1X1

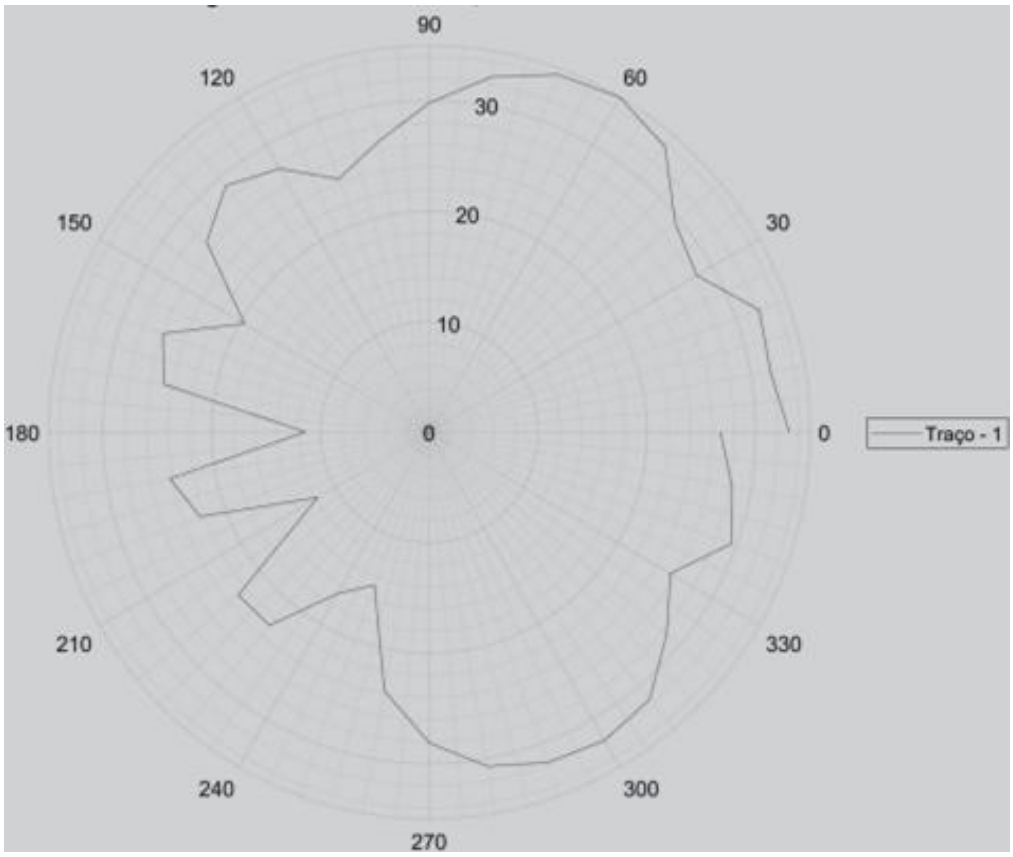


Fonte: O Autor (2023).

4.10.4 Penrose Condutora 1X2

A Figura 69 mostra que em 60 graus obteve-se 34,95 dBuV (maior amplitude).

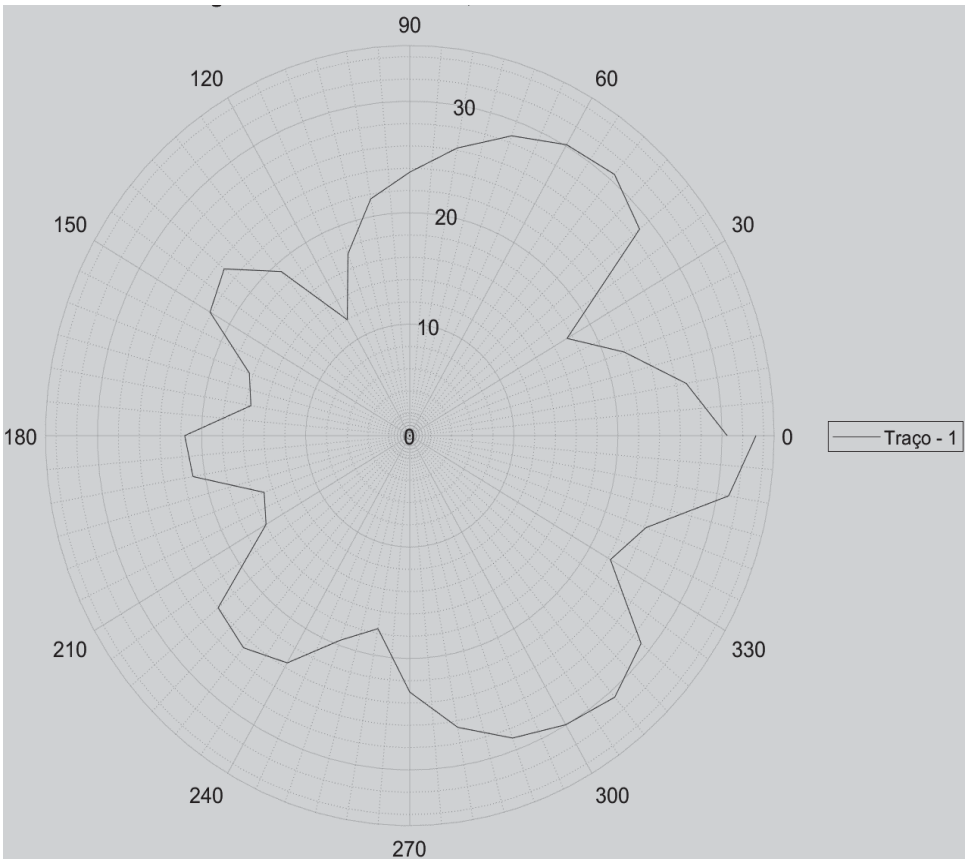
FIGURA 69 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PC 1X2



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 70 mostra que em 360 graus obteve-se 33,26 dBuV (maior amplitude).

FIGURA 70 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PC 1X2

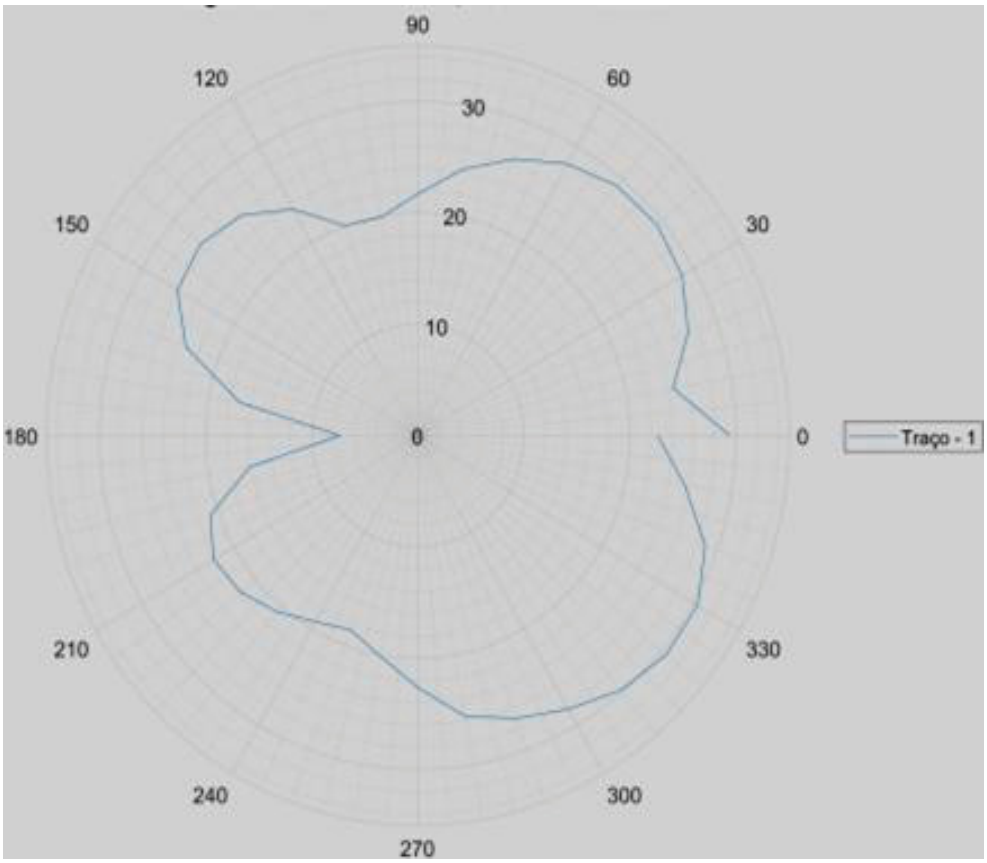


Fonte: O Autor (2023).

4.10.5 Penrose Indutora 1X1

A Figura 71 mostra que em 320 graus obteve-se 30,55 dBuV (maior amplitude).

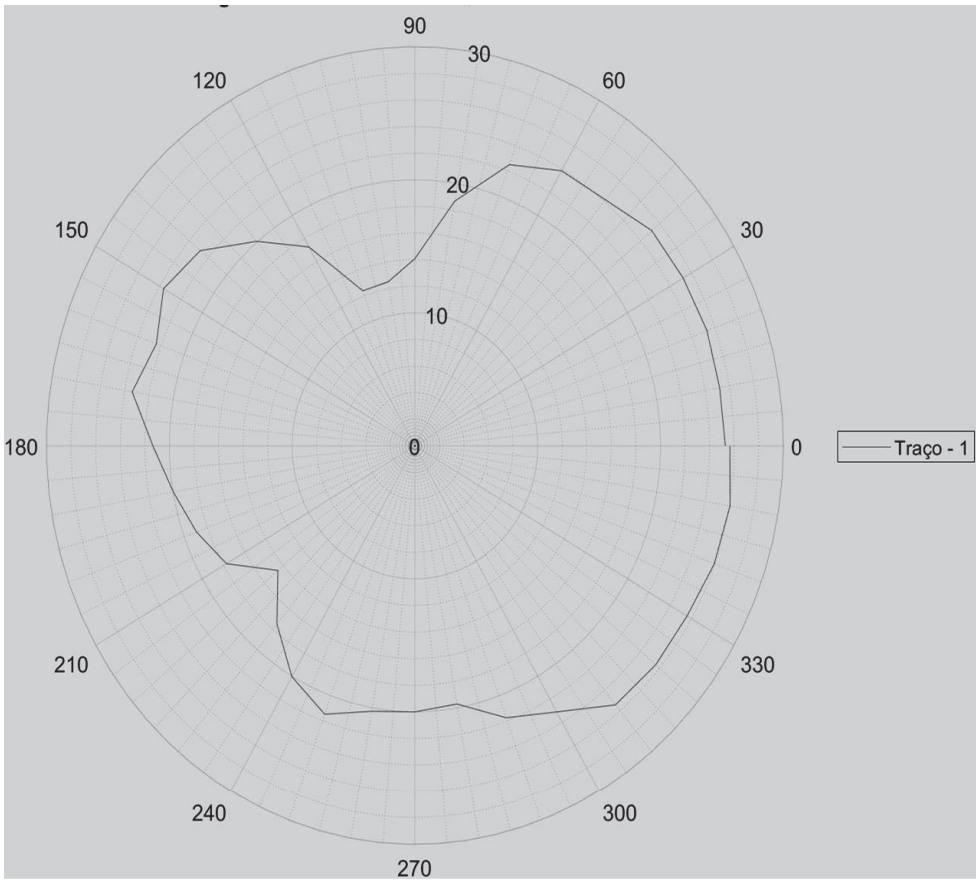
FIGURA 71 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PI 1X1



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 72 mostra que em 350 graus obteve-se 26,05 dBuV (maior amplitude).

FIGURA 72 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PI 1X1

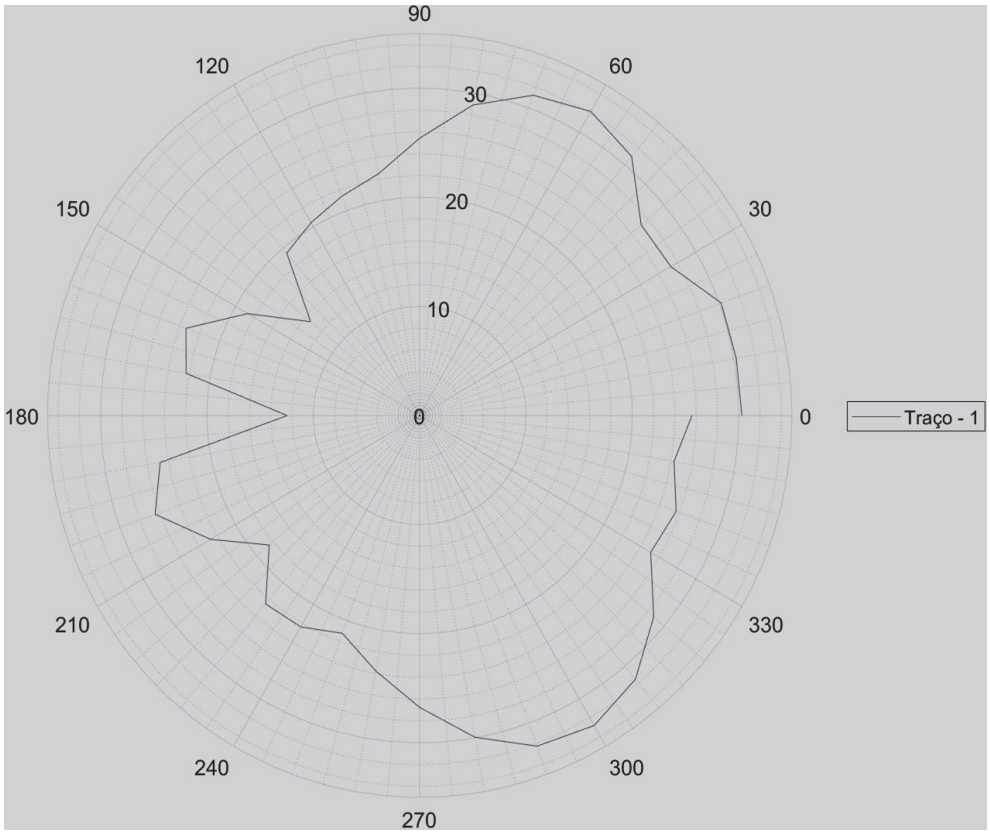


Fonte: O Autor (2023).

4.10.6 Penrose Indutora 1X2

A Figura 73 mostra que em 300 graus obteve-se 30,55 dBuV (maior amplitude).

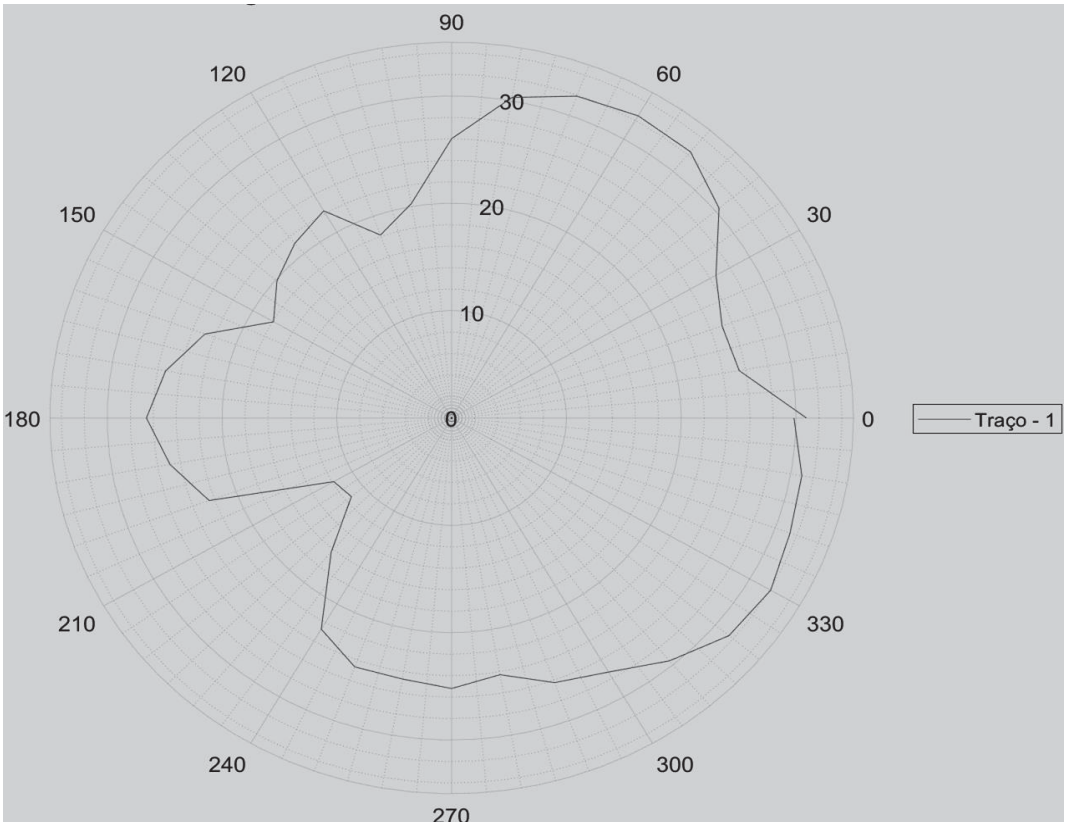
FIGURA 73 - PLANO HORIZONTAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PI 1X2



Fonte: O Autor (2023).

A Figura 74 mostra que em 60 graus obteve-se 32,50 dBuV (maior amplitude).

FIGURA 74 - PLANO VERTICAL - GRÁFICO PRX _ POTÊNCIA RECEBIDA AMPLITUDES EM [DBUV]. PI 1X2



Fonte: O Autor (2023).

5 ANÁLISES DOS RESULTADOS

De forma geral, os parâmetros medidos no analisador vetorial de redes (AVN) permitiram identificar as principais frequências ressonantes com as respectivas perdas de retorno de cada arranjo fabricado e, consequentemente, o coeficiente de reflexão na frequência considerada. Com relação a perda de retorno, percebe-se que as antenas, dentro do intervalo de 3 a 4 GHz, não tiveram uma quantidade de número de frequências de ressonância muito grande (S11 menor ou igual a -10 dB), tendo a Penrose Condutora um número maior que as outras.

No entanto, o número de frequências de operação ficou restrito a um número de uma, duas ou três, no máximo, sendo que a perda de retorno de cada arranjo ficou dentro do intervalo de aceitabilidade (abaixo de -10 dB). Com relação à largura de banda não houve uma diferença muito grande entre as geometrias, mas um leve aumento quando comparadas as *singles* com os arranjos 1x2, sendo maior nos arranjos.

Esses valores medidos no AVN são importantes para se saber em quais frequências de operações os arranjos estão, de fato, operando, sendo que com esses resultados pode-se ajustar a câmara anecóica para que sejam realizadas as medições de desempenho. Isso porque, nas simulações, os valores são teóricos e não representam a realidade dos arranjos fabricados, mas deve haver uma certa convergência entre a simulação e a medição, sendo que o principal fator causa dessa disparidade entre a teoria e a prática é o valor da permissividade elétrica do substrato.

De um modo geral, todos os arranjos tiveram uma frequência ressonante próxima da estipulada, mas não foi exato, pois existem fatores que acabam prejudicando tal precisão.

5.1 INTERPRETAÇÃO DOS PARÂMETROS

Para que haja uma comparação justa entre os arranjos, deve-se fazer o ganho ser dependente o máximo possível da geometria e o mínimo de outros fatores. Para isso, a normalização foi feita dividindo o ganho pela área de material empregado (área do cobre), pois assim, será obtido o ganho relativo à uma unidade de área, havendo um cenário igualitário de comparações com uma análise na mesma escala.

No entanto, as avaliações do ganho absoluto e as normalizações pela área condutora tiveram uma certa divergência com relação a Penrose Indutora, a qual parece ter uma colocação diferente, ou seja, teria um desempenho maior quando so analisado o valor absoluto e menor com a normalização. Assim, tal ajuste permite fazer uma relação direta entre o desempenho e a respectiva geometria.

Desse modo, para critérios comparativos, foi considerado essa normalização pela área, a qual é a única que altera as colocações em relação aos valores não normalizados. As demais normalizações são convergentes e não alteram as colocações em relação aos ganhos absolutos, sendo por isso considerada apenas essa normalização pela área.

5.2 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO

De acordo com o contido no Quadro 1, fica identificado as dimensões dos arranjos, permitindo deixar bem especificado cada geometria de acordo com as frequências em que demonstraram melhor ressonância. Como o arranjo tem as suas partes constituintes formadas pela linha de transmissão e o *patch*, todas as suas dimensões devem ser especificadas para uma correta montagem na simulação. Diante disso, pode-se simular os seus parâmetros com o S11 e o coeficiente de reflexão para um adequado intervalo de frequências, permitindo analisar as menores reflexões.

Percebe-se que as frequências ressonantes de cada geometria ficaram bem próximas da especificada nesse trabalho, oscilando para mais ou para menos de acordo com os ajustes necessários em cada uma delas. As dimensões dos arranjos não ficaram idênticas ao dos cálculos teóricos, pois as geometrias estudadas possuem as dimensões com valores próximos, e não idênticos, das tradicionais que constam na literatura. Assim, as diferenças dimensionais existem pelo fato de ser necessário fazer alguns ajustes para manter a frequência de operação, a qual é prioridade sobre as dimensões geométricas. A perda de retorno obteve valores bem abaixo de -10 dB, com um valor bem satisfatório para o coeficiente de reflexão.

De um modo geral, a geometria Sierpinski demonstrou uma perda de retorno melhor, mais baixa, e, consequentemente, o seu valor do coeficiente de reflexão foi o menor, o que é bom em se tratando de rendimento. No caso do VSWR, a Sierpinski

também teve melhores resultados, sendo que quanto mais próximo da unidade melhor o rendimento dos arranjos simulados.

5.3 PARÂMETROS MEDIDOS NO ANALISADOR VETORIAL DE REDES

No Quadro 2 os valores referem-se aos parâmetros de análise de desempenho. Inclui a perda de retorno e o coeficiente de reflexão. Esse quadro permite detectar os valores reais de cada arranjo para analisar a sua eficiência total.

QUADRO 2 - RESULTADOS DIRETOS E INDIRETOS DO ANALISADOR VETORIAL DE REDES

RESULTADOS DA MEDIÇÃO DOS ARRANJOS_LCE (ANALISADOR VETORIAL DE REDES)						
ARRANJO	**SIERPINSKI (S) 1X1**	**SIERPINSKI (S) 1X2**	**PENROSE CONDUTORA (PC)1X1**	**PENROSE CONDUTORA (PC) 1X2**	**PENROSE INDUTORA (PI) 1X1**	**PENROSE INDUTORA (PI) 1X2**
ORDEM	DOIS	DOIS	TRÊS	TRÊS	TRÊS	TRÊS
FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA APROXIMADA [GHz]	3,3543	3,3323	3,01201	3,78840	3,66028	3,4060
S11 (PERDA DE RETORNO) [dB]	-10,968	-14,389	-21,525	-26,097	-22,764	-15,140
z_{in} **(Ω)**	54,5315 - j 30,2711	54,3776 - j 19,5169	46,7698 - j 5,4222	53,1946 + j 0,8261	46,5976 + j 4,4138	39,7098 -j 10,6672
COEFICIENTE DE REFLEXÃO (Γ)	0,1173 - j 0,2556	0,0743 - j 0,1730	- 0,0301 - j 0,0577	0,0310 + j 0,0077	-0,0330 + j 0,0472	- 0,0991 - j 0,1307
$\lvert \Gamma \rvert$	0,2812	0,1883	0,0651	0,0319	0,0576	0,1640
VSWR	1,7826	1,4641	1,1393	1,0660	1,1223	1,3925

Fonte: O Autor 2023.

Nessa análise, percebe-se que todos os arranjos tiveram um valor de S11 dentro do aceitável para a frequência de ressonância considerada, sendo que essa frequência não foi muito diferente da considerada como referencial (3,5 GHz), mas não houve uma precisão total. A que teve uma frequência mais próxima foi a Indutora

1x2 e a que teve a mais distante foi a Condutora 1x1. Com relação à perda de retorno, todos os arranjos ficaram abaixo de -10 dB, o máximo aceitável, sendo que as mais baixas foram na Condutora 1x2 e na Indutora 1x1. Na Sierpinski 1x1 o valor do S11 foi o mais alto de todos, o que representa um casamento de impedâncias menos adequado quando comparado com os outros arranjos.

Como consequência, na Sierpinski 1x1 o coeficiente de reflexão foi o maior de todos, o que confirma o baixo rendimento na reflexão. Na Penrose Condutora 1x2, a que teve o menor S11, foi a que teve o menor coeficiente de reflexão, o que é esperado para um arranjo com bom casamento de impedâncias. Com relação ao valor do VSWR, cujo valor é melhor quanto mais próximo da unidade, a que teve o melhor valor foi a Condutora 1x2, pois o seu S11 foi o menor. Já a que teve o pior valor desse parâmetro foi a Sierpinski 1x1, justamente o arranjo com o maior S11. Dessa forma, os valores dos parâmetros calculados foram convergentes.

5.4 PARÂMETROS MEDIDOS NO LCE _ CAMÂRA ANECÓICA

No Quadro 3 são mostrados os valores medidos no LCE das amplitudes da potência recebida pela antena fixa da câmara anecóica tanto no plano horizontal como no vertical. Essa potência é medida de acordo com a rotação dos arranjos testes para se verificar qual posição tem a maior radiação, sendo que a amplitude de maior valor deve ser a considerada para se obter a diretividade e o ganho.

No caso da medida desse direcionamento, foi escolhido o plano com o maior valor da razão entre a sua maior amplitude e a média aritmética de todas as demais amplitudes desse mesmo plano. Assim, quanto maior o valor, maior é a diretividade e melhor será a aplicabilidade do arranjo em estudo. Observa-se que o arranjo Sierpinski 1x2 tem um maior direcionamento de propagação em relação à *single* da mesma geometria.

QUADRO 3 - MEDIÇÃO DA POTÊNCIA ELETROMAGNÉTICA RECEBIDA EM CAMERA ANECÓICA DA GEOMETRIA SIERPINSKI ORDEM 1X1 E 1X2

MAIORES AMPLITUDES CONSIDERADAS DA POTÊNCIA RECEBIDA (P_{rx})							
S_1X1				**S_1X2**			
HORIZONTAL		VERTICAL		HORIZONTAL		VERTICAL	
ANG	AMP	ANG	AMP	ANG	AMP	ANG	AMP
300	31,6939	230	24,9044	60	27,4591	0	45,8566
DIRETIVIDADE = 1,3486				DIRETIVIDADE = 1,7637			

Fonte: O Autor 2023.

No Quadro 4 são mostrados os valores objetivos do LCE. As amplitudes da potência recebida tanto no plano horizontal como no vertical. Observa-se que o arranjo Penrose Condutora 1x2 tem uma diretividade maior em relação à *single* da mesma geometria.

QUADRO 4 - MEDIÇÃO DA POTÊNCIA ELETROMAGNÉTICA RECEBIDA EM CAMERA ANECÓICA DA GEOMETRIA PENROSE CONDUTORA ORDEM 1X1 E 1X2

MAIORES AMPLITUDES CONSIDERADAS DA POTÊNCIA RECEBIDA (P_{rx})							
PC_1X1				**PC_1X2**			
HORIZONTAL		VERTICAL		HORIZONTAL		VERTICAL	
ANG	AMP	ANG	AMP	ANG	AMP	ANG	AMP
90	23,8918	0	28,9706	60	34,9595	360	33,2618
DIRETIVIDADE = 1,3474				DIRETIVIDADE = 1,4360			

Fonte: O Autor 2023.

No Quadro 5 são mostrados valores objetivos do LCE. As amplitudes da potência recebida pela antena fixa do laboratório tanto no plano horizontal como no vertical. Observa-se que a Indutora 1x1 tem uma diretividade maior em relação a ordem 1x2 da mesma geometria.

QUADRO 5 - MEDIÇÃO DA POTÊNCIA ELETROMAGNÉTICA RECEBIDA EM CAMERA ANECÓICA DA GEOMETRIA PENROSE INDUTORA ORDEM 1X1 E 1X2

MAIORES AMPLITUDES CONSIDERADAS DA POTÊNCIA RECEBIDA (P_{rx})							
PI_1X1				**PI_1X2**			
HORIZONTAL		VERTICAL		HORIZONTAL		VERTICAL	
ANG	AMP	ANG	AMP	ANG	AMP	ANG	AMP
320	30,5478	350	26,0515	300	30,5478	60	32,4986
DIRETIVIDADE = 1,3885				DIRETIVIDADE = 1,3541			

Fonte: O Autor 2023.

De um modo geral, observa-se que pelas amplitudes da potência eletromagnética recebida, o arranjo Sierpinski 1x2 tem a maior diretividade em relação às demais. A Penrose Condutora 1x1 tem o menor valor desse parâmetro entre todas. Das *singles* para o respectivo arranjo, a maior diferença foi entre a geometria Sierpinski e a menor na Penrose Indutora. Não houve um aumento dessa diretividade das *singles* para o arranjo 1x2 em todas as geometrias, apenas na Sierpinski e na Condutora. Dessa forma, pode-se dizer que os arranjos obtiveram, na grande maioria, um aumento da diretividade em relação às primitivas, sendo a maior diferença na Sierpinski.

Com essas máximas amplitudes da potência recebida pela antena fixa da câmara anecóica, pode-se calcular o ganho dos arranjos medidos (Quadro 6).

A Fórmula de Friis permite associar a potência eletromagnética injetada e a transmitida com o ganho do arranjo em teste (ORFANIDIS, 2016).

Fórmula de Friis (Relações entre potência recebida e irradiada), Fórmula 24:

$$\frac{P_{tx}}{P_{rx}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{G_{tx}G_{rx}} \quad (24)$$

Em que:

P_{tx} = potência transmitida, em Watts, estará em [dBm];

P_{rx} = potência recebida, diagrama de radiação, em dBuV, de acordo com o z_0.

Nesse caso, deve-se analisar a angulação em que há a maior amplitude da potência recebida (P_{rx}), ou seja, com o maior valor em módulo, aquele mais distante do centro do diagrama, pois a amplitude varia conforme a angulação. Estará em [dBuV], mas deve entrar na fórmula em [Watts]. Considera-se o maior valor da potência recebida no plano horizontal e no vertical. Sendo que:

r = distância entre as antenas, em metros (na UFPR está em torno de 3 m).

λ = comprimento de onda de acordo com a frequência utilizada, em metros.

(c = velocidade da luz no vácuo = 299792458 [m/s] e a frequência de operação = 3,5 GHz).

G_{rx} = ganho da antena receptora, do laboratório, adimensional.

G_{tx} = ganho da antena transmitida, em teste, adimensional.

z_0 = 50 Ω, impedância de entrada.

Na Fórmula 25 tem-se a conversão da potência em dBm para potência em Watts.

$$P[w] = 10^{\left[\frac{PdBm-30}{10}\right]} \quad (25)$$

Na Fórmula 26 tem-se a conversão do ganho adimensional para o ganho em dBi.

$$G\ [dBi] = 10Log\ [G\ (adimensional)] \quad (26)$$

Na Fórmula 27 tem-se a conversão da potência em dBuV para a potência em dBm.

$$P\ [dBm] = P\ [dBuV] - 90 - 10Log(z_0) \quad (27)$$

Na Fórmula 28, tem-se a conversão da potência injetada $P[i]$ pelo cabo na antena para a potência transmitida $P[t]$ pela antena para o espaço, considera-se aqui as reflexões detectadas no AVN pelo gráfico do S11 (perda de retorno) na frequência considerada.

$$P[t] = P[i](1 - |S11|)^2 \tag{28}$$

O Quadro 6 mostra o valor do ganho em dBi.

QUADRO 6 - CÁLCULO DO GANHO DOS ARRANJOS FABRICADOS

VALOR EM MÓDULO DO GANHO DOS ARRANJOS (G_{tx})							
ORDEM DO ARRANJO	ATENUAÇÃO DOS CABOS [dB]	FREQUÊNCIA ANALISADA [GHz]	P_{rx} AMPLITUDE DA POTÊNCIA RECEBIDA [dBuV]	R DISTÂNCIA ENTRE RECEPTORA E EMISSORA [m]	G_{rx} GANHO DA ANTENA RECEPTORA ADMENSIONAL	P_{tx} POTÊNCIA TRANSMITIDA [dBm]	G_{tx} GANHO CALCULADO (FRIIS) [dBi]
S_1x1	-20,2580	3,3543	31,6939	3,00	20,20	-40,2580	4,4111
S_1x2	-21,7880	3,3323	45,8566	3,00	20,20	-41,7880	20,0466
PC_1X1	-21,2880	3,0120	28,9706	3,00	18,70	-41,2880	2,1178
PC_1x2	-24,3000	3,7884	34,9595	3,00	21,40	-44,3000	12,5250
PI _1x1	-20,5580	3,6602	30,5478	3,00	21,20	-40,5580	4,1132
PI_1x2	-22,5000	3,4060	32,4986	3,00	20,60	-42,5000	7,5053

Fonte: O Autor 2023.

Nesse Quadro 6 foram calculados os parâmetros indiretos. São mostrados os cálculos dos ganhos dos arranjos, levando em consideração as potências eletromagnéticas injetadas e as transmitidas. Fazendo uma análise quantitativa dos ganhos calculados, percebe-se com facilidade que a geometria Sierpinski teve os

valores mais altos em relação aos arranjos na ordem 1x2, sendo a indutora a que teve o menor valor.

A Penrose Condutora ficou com um valor intermediário. Já na análise das *singles*, os valores inverteram, ou seja, a com maior ganho foi a Sierpinski seguida, quase idêntica, da Indutora (agora intermediária). Nesse caso, a com menor valor foi a Condutora. Nas antenas únicas há uma relação de área condutora com o valor do ganho, ou seja, as com maiores áreas são as com maiores ganhos. Já na análise dos arranjos 1x2 não há uma convergência com a análise das antenas únicas, ou seja, a que tem uma maior área não teve o maior ganho. Dessa forma, o que se pode dizer é que a maior diferença entre as *singles* e os arranjos foi na Condutora e a menor diferença na Indutora.

5.5 PARÂMETROS MEDIDOS INDIRETAMENTE (CÁLCULO DO DESEMPENHO DOS ARRANJOS)

Nas Fórmulas 29 e 30 são mostrados os cálculos da eficiência (ORFANIDIS, 2016):

$$e_{cd} = \frac{P\ radiada\ (P_{tx}\ [dBm])}{P\ entregue\ (P_{rx}\ [dBm])}\ \text{(eficiência da radiação)} \tag{29}$$

$$e_0 = e_{cd}\ (1 - |\Gamma|^2)\ \text{(eficiência total)} \tag{30}$$

No Quadro 7 foi calculado os valores da eficiência de radiação dos arranjos tendo como base os valores do ganho medidos no laboratório. Além disso, foi calculada a eficiência total de cada geometria para se poder mensurar o desempenho de cada uma. Percebe-se que a eficiência total e a de radiação ficaram com valores muito próximos dentro de um mesmo arranjo, havendo uma maior diferença na geometria da Sierpinski nas duas ordens 1x1 e 1x2. O maior valor da eficiência na radiação foi a Sierpinski 1x2 e a com o menor valor foi a Condutora 1x1. A diferença na eficiência de radiação entre as *singles* e os arranjos teve os maiores valores na Sierpinski e os menores na Indutora.

Percebe-se que essa eficiência de radiação não tem relação direta com os valores de S11, pois são os medidos na câmara anecóica, relacionados, exclusivamente, com as potências injetadas nas antenas testes e as potências irradiadas para a antena fixa. No caso da eficiência total, pode-se dizer que há relação com o S11 devido ao fato de que na Fórmula (30) é incorporado o valor do coeficiente de reflexão, o qual tem relação direta com o parâmetro S11, ou seja, com a perda de retorno. Nesse aspecto, a que teve a maior eficiência total foi a Sierpinski 1x2, seguida da Condutora 1x2. A terceira colocada nesse quesito foi a Indutora 1x2 seguida da geometria Condutora na ordem 1x1. Dessa última, quase empatada, tem a indutora 1x1 e, por último, a Sierpinski 1x1. A diferença nessa eficiência total das *singles* para os arranjos teve o valor maior na Sierpinski e o menor na Indutora.

QUADRO 7 - CÁLCULO DA EFICIÊNCIA DOS ARRANJOS FABRICADOS

CÁLCULO DA EFICIÊNCIA DA RADIAÇÃO E DA EFICIÊNCIA TOTAL						
ARRANJO	**SIERPINSKI 1X1**	**SIERPINSKI 1X2**	**PENROSE CONDUTORA 1X1**	**PENROSE CONDUTORA 1X2**	**PENROSE INDUTORA 1X1**	**PENROSE INDUTORA 1X2**
ORDEM	DOIS	DOIS	TRÊS	TRÊS	TRÊS	TRÊS
FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA [GHz]	3,3543	3,3323	3,01201	3,78840	3,66028	3,4060
S11 (PERDA DE RETORNO) [dB]	-10,968	-14,389	-21,525	-26,097	-22,764	-15,140
FASE [rad]	-1,1403	-1,1652	-2,0520	0,2451	2,1818	-2,2198
G_{tx} **GANHO [dBi]**	4,4111	20,0466	2,1178	12,5250	4,1132	7,5053
EFICIÊNCIA DE RADIAÇÃO (e_{cd})	0,5346	0,6835	0,5292	0,6150	0,5305	0,5705
EFICIÊNCIA TOTAL (e_0)	0,4923	0,6593	0,5296	0,6143	0,5288	0,5551

Fonte: O Autor 2023.

No caso do ganho absoluto, percebeu-se que não houve uma convergência de relações entre as geometrias dos arranjos e os seus respectivos ganhos, pois o

que ocorre nas singles não se repete nos arranjos 1x2. Dessa forma, é importante fazer as análises em uma mesma escala de comparações, sempre procurando restringir a causa do ganho para a geometria unicamente.

Assim, como a área de material condutor tem participação nos resultados de desempenho, fazer a razão entre o ganho e a respectiva área condutora do arranjo permite fazer tais comparações em uma mesma escala, ou seja, na unidade de área, permitindo-se analisar os desempenhos causados, unicamente, pelo tipo de geometria utilizada nos arranjos. Assim, o desempenho normalizado pela área foi o critério máximo adotado para as comparações. As áreas foram calculadas por aproximações e com base em áreas de figuras geométricas (Quadro 8).

QUADRO 8 - CÁLCULO DO DESEMPENHO DOS ARRANJOS FABRICADOS

RELAÇÕES DOS DESEMPENHOS DOS ARRANJOS. (VALORES CONSIDERADOS PARA COMPARAÇÃO)						
ARRANJO	**SIERPINSKI 1X1**	**SIERPINSKI 1X2**	**PENROSE CONDUTORA 1X1**	**PENROSE CONDUTORA 1X2**	**PENROSE INDUTORA 1X1**	**PENROSE INDUTORA 1X2**
G_{tx} **GANHO [dBi]**	4,4111	20,0466	2,1178	12,5250	4,1132	7,5053
ÁREA ARRANJO (10^{-3}) $[m^2]$	1,3425	3,0641	1,0519	2,6005	2,6601	5,7829
RELAÇÃO GANHO / ÁREA ARRANJO (10^3) $[\frac{dBi}{m^2}]$	3,2856	6,54242	2,0161	4,8173	1,5462	1,2984
DESEMPENHO COLOCAÇÕES (CRITÉRIO MÁXIMO ADOTADO)	3º	1º	4º	2º	5º	6º

Fonte: O Autor 2023.

Com base nesse critério máximo adotado, fica claro que a Indutora, por ter uma área bem extensa e a maior de todas, tem o seu desempenho reduzido. Com isso, a Sierpinski acaba tendo uma maior performance, seguida da Condutora. No aspecto das *singles* fica claro que a Sieprinki está bem a frente, seguida da Condutora. Nos arranjos 1x2, segue a mesma análise, com a Sierpinski por primeiro e a Indutora por último. Nas diferenças entre as *singles* e os arranjos 1x2, o maior valor está na Sierpinski e, por último, na Indutora, a qual acaba invertendo as colocações na mesma geometria, ou seja, a ordem 1x2 da Indutora tem um desempenho menor que a ordem 1x1 da mesma geometria, o que não ocorre nas demais.

Diante disso, pode-se ter algumas conclusões sobre o motivo de tais resultados, sendo a mais importante delas a diferença entre partes condutoras contínua e as induções por acoplamento capacitivo. Além disso, há uma importante contribuição de cavidades menores e com ramificações maiores, permitindo-se prever que há uma dimensão máxima de cada cavidade que deve ser respeitada para não comprometer o desempenho de cada arranjo. As ramificações muito estreitas das Condutoras podem ter prejudicado as radiações, sendo que, ainda assim, foram melhores que as Indutoras, que acabam perdendo potência eletromagnética nas induções entre os capacitores. A geometria recursiva na Sierpinski demonstrou ter uma relação entre cavidade ressonante e o material condutor muito próxima do ideal, pois apresentou um desempenho bem acima das demais geometrias.

6 ANÁLISES CONCLUSIVAS

Com as análises dos resultados comparativos, pode-se estabelecer algumas padronizações nas geometrias que permitem obter sempre os mesmos efeitos eletromagnéticos, sendo isso possível pelos parâmetros analisados em cada uma das geometrias em estudo. Nesse aspecto, foi considerado o critério máximo adotado de acordo com o referendado na análise dos resultados, sendo que, nesse caso, o desempenho foi normalizado para haver uma comparação na mesma escala. Caso esse critério não seja adotado, haveria uma pequena diferença nas colocações, mas que se manteria na quase totalidade, havendo uma diferença maior nos valores da Penrose Indutora.

6.1 ANÁLISES CONCLUSIVAS DAS GEOMETRIAS SEMELHANTES

Como o principal objetivo é analisar as alterações nas geometrias para relacioná-las às diferenças de desempenho demonstrado em cada arranjo, a grande alteração entre essas geometrias (*single* e arranjo) está na quantidade de material condutor. O que se percebeu foi que, de um modo geral, o arranjo trouxe um desempenho maior. Isso porque, se fosse apenas um aumento nos parâmetros do ganho pelo aumento de área, dobrando-se a área deveria haver uma duplicação nos valores, mas isso não ocorreu, ou seja, foi mais que o dobro. Logo o que modificou foi o desempenho, sendo que os arranjos trazem vantagens sobre as primitivas.

Assim, mesmo aumentando-se a área de material condutor, os arranjos tiveram um maior desempenho, ou seja, um aumento mais que diretamente proporcional do ganho sobre a área condutora. Isso também considerando a área das linhas internas dos arranjos que também contribuem para a radiação, pois não somente duplicou as *single*s, mas também houve a necessidade de se montar a estrutura interna do arranjo com essas linhas. Assim, pode-se inferir que os arranjos trazem grandes benefícios, pois além de atuar como várias *single*s independentes, eles necessitam apenas de uma entrada de alimentação, o que traz inúmeros benefícios em termos de logística laboratorial. Some-se a isso o fato de que a largura de banda e a diretividade terem sido maiores nos arranjos 1x2 dentro de uma mesma geometria, o que traz vantagens em sua confecção.

No entanto, houve uma geometria que não correspondeu a essa otimização, que é a Penrose Indutora. Essa geometria teve um rendimento abaixo do esperado, pois da Penrose Condutora para a Penrose Indutora, houve uma leve diminuição do desempenho. Já na Sierpinski para a Indutora houve uma queda bem maior. Isso pelo fato da Penrose Indutora ter mais material condutor que a Penrose Condutora, sendo que para um mesmo desempenho deveria ter um ganho bem maior devido à sua maior área condutora.

Na Sierpinski 1x1 e na Sierpinski 1x2 houve um desempenho maior que nas demais. Além disso, da *single* para o arranjo, houve um aumento ainda mais desproporcional. Mesmo com um aumento significativo de área condutora, o arranjo 1x2 teve um aumento considerável da sua performance, o que se deve grande parte a sua quantidade de material condutor e pouca cavidade ressonante. No caso do arranjo, as geometrias se mantiveram, mas houve a ocorrência da duplicidade das *singles* posicionadas lado a lado e pouco distantes, o que permitiu continuar com a recursividade das cavidades, pois olhando para ambas, a recursividade continua, mesmo que lateralmente. O formato do arranjo é retangular, com as linhas percorrendo a perimetral até chegar nas *single*s. Esse percurso torna o arranjo uma *single* maior com uma grande cavidade interna e que termina nas *single*s com cavidades recursivas. Essa combinação trouxe um aumento no desempenho mesmo com um aumento de área considerável. Essas linhas tiveram em suas dimensões múltiplos de meio comprimento de onda e a largura próximo a da linha de transmissão, permitindo um constante casamento de impedâncias. Embora estejam em frequências aproximadas e com um S11 atendido, essa comparação não teve prejuízos, pois o casamento de impedâncias de ambas atendeu o mínimo de -10 dB e a frequência em análise se aproxima da estabelecida. Além disso, as frequências ressonantes de ambas não ficaram tão distantes. Percebe-se que essa geometria traz cavidades grandes e com tamanho variados, mas todas com aspecto ortogonal e recursivo. Nesse caso, a mudança de ordem na Sierpinski, da *single* para o arranjo, não teve grande contribuição da largura de banda e nem no número de frequências ressonantes principais, pois de uma ordem para outra permaneceu quase sem alteração.

Na Penrose Condutora 1x1 e Penrose Condutora 1x2 os ganhos não tiveram um aumento da *single* para o arranjo como na Sierpinski, possivelmente devido ao pouco material condutor. Isso porque a grande característica dessa geometria é a sua

quantidade diminuída de material condutor. Da *single* para o arranjo 1x2, percebeu-se um aumento da otimização, traduzindo o benefício do arranjo sobre a *single,* mas em menor proporção do que na Sierpinski. A isso reforça-se o fato de que a diferença na diretividade entre ambas as geometrias foi menor do que em ambas as geometrias da Sierpinski. A geometria do arranjo seguiu a mesma da *single*, apenas foi duplicada a primitiva e as linhas do arranjo ficaram o mais próximo possível da linha de transmissão na largura e com múltiplo de meio comprimento de onda no comprimento. A geometria Condutora, embora tenha pouco material condutor, tem uma alimentação da *source* (fonte) e uma ligação física (cobre) em toda a sua extensão. Com relação ao número de frequências ressonantes e à largura de banda, a Penrose Condutora, tanto a *single* como a ordem 1x2, teve um aumento perante as demais geometrias, sendo que no avanço de ordem, da 1x1 para 1x2 dessa mesma geometria, também houve um aumento.

Na Penrose Indutora 1x1 e na Penrose Indutora 1x2 com o aumento de material condutor esperava-se um aumento no ganho, mas nessa geometria algo bem mais complexo ocorreu devido ao fato da sua performance ter diminuído bastante perante as outras geometrias. Dentro dessa mesma geometria, embora da *single* para o arranjo haja aumento de material, o desempenho diminuiu. O parâmetro (G_{tx}) pode ter sido maior, das *singles* para os arranjos, mas a taxa foi menor (G_{tx}/área condutora). A quantidade de material dessa geometria supera todas as outras, inclusive a Sierpinski, quase igualando-se à circular tradicional. Disso se esperaria um desempenho mais alto do arranjo 1x2 em relação à *single*. No entanto, isso não ocorreu, pois, mesmo o arranjo tendo um ganho maior, a sua área é bem maior e, com isso, o seu desempenho diminuiu, tendo um pequeno aumento no ganho devido às linhas do arranjo e pelo fato de ter sido duplicada a *patch single*.

Em uma análise geral, dentre as condutoras, a otimização foi diretamente proporcional à área, ou seja, quanto maior a área maior foi o desempenho. Já na indutora isso não ocorreu, mesmo as indutoras tendo mais áreas, sendo que as performances não estabilizaram, mas sim foram menores. Logo as induções locais internas trazem atenuação na densidade de potência irradiada total do arranjo, acarretando em uma perda de energia.

6.2 ANÁLISES CONCLUSIVAS DA ORDEM 1X1

Com relação às comparações de mesma ordem, é importante dizer que elas são mais semelhantes no quesito quantidade de material empregado e apresentam geometrias distintas, mas que essas quantidades de material empregado são próximas, mas não idênticas. Nas análises conclusivas da ordem primária (*single*) percebeu-se que o material condutor teve grande prevalência na determinação do desempenho. Com relação a Sierpinski e a Penrose Condutora, percebe-se que a diferença foi a quantidade de material empregado e a geometria, sendo que a Sierpinski teve um desempenho ainda maior, possivelmente, pela geometria retangular e não somente pela quantidade de material condutor. Na Penrose Indutora, a quantidade de material empregado é grande comparativamente com as outras e o seu ganho ficou próximo ao da Sierpinski. No entanto, como sua área é maior, sua performance foi menor.

Na Penrose Indutora houve um menor desempenho com os parâmetros normalizados em relação às demais geometrias, possivelmente devido à utilização do acoplamento capacitivo que trouxe perda de energia eletromagnética. Assim, um aumento de área não significa um maior desempenho, necessariamente, pois deve haver uma construção adequada dos arranjos para uma maior otimização.

A Penrose Condutora traz perda de otimização se comparada com a fractal recursiva. No caso da Penrose Indutora, o desempenho é ainda menor. Disso tudo, pode-se inferir que a recursividade na Sierpinski traz um aumento na otimização total. Essas ramificações da Penrose Condutora acabam atuando de forma isolada e criam pequenas partes espalhadas ao longo da geometria, sendo que essa particularidade autônoma e interna contribui pouco para a irradiação do arranjo como um todo. No entanto, haver continuidade de material condutor (ramificações) é mais eficaz do que a utilização de indução mútua (capacitor).

A questão não é somente na quantidade de material e, sim, na geometria em si. No caso da Penrose Indutora, a perda de otimização se mostrou também dependente da geometria. Nesse caso, a indutora traz como características principais as induções regionalizadas e isoladas autônomas. Essas induções centrais traz a indução lateral isolada central e com ela grande perda de potência, de forma a tornar as partes internas centrais isoladas do restante do arranjo. A perda é acumulada e

apenas as extremidades são conectadas ao *source* e a parte central acaba tendo várias peças isoladas e induzidas mutuamente (acoplamento capacitivo).

No caso da Siepirnski e a Penrose Condutora, a perda de desempenho, uma em comparação a outra, se deu não pelo material empregado, pois a taxa de ganho por área também foi menor. Logo, justificar essa baixa de desempenho só pode ser devido à geometria. As ramificações quase não possuem induções mútuas e a geometria recursiva também não. No caso da Penrose Indutora as induções centrais existem e mais ainda, a indução é por capacitor. Na indutora, a criação de campos é criada a partir de uma existência de acoplamento capacitivo, o que traz diferenças em relação a condutora. Importante salientar que quando a taxa ganho por unidade de área se torna distintas entre os arranjos é porque a causa não está na quantidade de material condutor, mas sim na geometria. No caso de haver indução sem conexão com o *source,* a fonte, a perda de energia é grande e acaba originando outras antenas centrais regionais, mas que não contribui para a irradiação poligonal externa do arranjo.

6.3 ANÁLISES CONCLUSIVAS DA ORDEM 1X2

Nas análises dos arranjos percebe-se que a quantidade de material não é o fator determinante para as alterações dos desempenhos. Da ordem 1x1 para a 1x2 o aumento do ganho foi predominante, mas não proporcional ao aumento da área. No caso das condutoras, Sierpinski e Penrose, houve uma desproporção no desempenho, permitindo inferir que o arranjo contribuiu para a otimização do ganho. Isso não somente pelo aumento de área, pois a taxa ficou distinta, mas pela geometria. No caso da Sierpinski a taxa ficou bem maior, do arranjo em relação à *single*, pois além de condutora continua, as cavidades são poucas e isoladas, além da recursividade. Já na Penrose Condutora, houve um aumento, mas não tão grande como na Sierpinski. Esse aumento também não se deve pelo aumento de área, pois a taxa não foi a mesma, mas sim pelas partes contínuas do arranjo como as suas linhas internas. Essas linhas do arranjo acabam permitindo uma condução da potência eletromagnética até as *single*s que acabam se comportando como isoladas e ao mesmo tempo como uma antena maior.

As ramificações internas agem como nas *single*s, mas a poligonal agora tem maior dimensão, pois são duas poligonais e não apenas uma como na *single*. Se na poligonal está a grande contribuição, efeito de borda, no arranjo 1x2 a performance deve ser bem maior, pois há mais bordas nesses arranjos do que nas *singles*. No caso da Penrosse Indutora, as linhas internas e a poligonal ajudaram a aumentar o ganho, mas a performance diminuiu. Isso porque, com uma grande quantidade de material a mais do que na *single*, o arranjo deveria ter um ganho bem maior, mas aumentou pouco além de ter sido desproporcional a sua área condutora, fazendo o seu desempenho diminuir. De tudo isso, pode-se inferir que a contribuição de uma *patch* ou arranjo se deve em grande parte pela continuidade da condução (em meio condutor) da potência eletromagnética. As induções centrais e isoladas não têm demonstrado grande contribuição no desempenho, seja pela perda na indução ou pela desconexão das partes centrais que acabam sendo vistas como outras antenas, uma receptora, talvez. O simples fato de aumentar o tamanho da estrutura, da *single* para o arranjo, traz uma otimização maior, isso comprovada em todas as condutoras, de forma desproporcional e com um benefício que compensa, haja vista o arranjo 1x2 ter uma performance maior do que várias *singles* e apresenta apenas uma única entrada. Com a indutora, percebeu-se que a contribuição do arranjo foi pela poligonal e não pela parte central. Esse aumento do desempenho já traz uma vantagem dos arranjos sobre as antenas isoladas, sendo que a definição de arranjo seria o mesmo que ter condições de operar várias antenas com somente uma entrada. No entanto, mesmo que fossem colocadas várias *single*s juntas, o arranjo acaba sendo ainda mais eficaz.

No caso dos arranjos sobre as *singles*, percebe-se que essa poligonal externa traz grande vantagem, mas a cavidade interna central de grande dimensão proporcional também traz algumas desvantagens, pois ocupa bastante espaço e a quantidade de material empregada nas linhas da poligonal acaba não sendo muito pequena. Outro ponto que é importante salientar é que como o arranjo tem várias linhas a serem percorridas, as reflexões acabam sendo em vários pontos, pois a potência eletromagnética, vinda do *source,* acaba percorrendo trechos com impedância levemente distorcidas, mesmo quando já percorridas as linhas de transmissão. O arranjo acaba se comportando como uma mistura de *single* maior e como um conjunto de várias *patches* do mesmo tamanho e isso pode traduzir as causas dos benefícios analisados.

6.4 ANÁLISES CONCLUSIVAS DA SIERPINSKI PARA AS PENROSES (ENTRE CONDUTORAS E INDUTORAS)

Analisando as comparações, percebe-se que as diferenças ficam mais evidentes entre os tipos de geometrias condutoras e indutoras. Isso porque nas condutoras houve uma certa proporção entre o ganho e o material empregado, mas nas indutoras não houve. Já as condutoras apresentaram um comportamento um pouco mais previsível. No caso das condutoras, as análises indicam que a condução da potência eletromagnética em meio condutor deve prevalecer sobre as induções. Ter poucas cavidades ressonantes e de forma ortogonal traz algumas vantagens como um aumento no desempenho do arranjo sobre as *single*s, o que já não ocorreria em um formato tradicional de uma simples retangular, pois essa não tem a recursividade.

No caso das condutoras, a Penrose com ramificações demonstrou uma performance menor que a Sierprinski, talvez as larguras das ramificações tenham sido muito estreitas. Não foi apenas a quantidade de material, mas sim as geometrias. No caso da Sierpinski, as bordas são ortogonais, o material condutor é de grande área e as cavidades são bem isoladas uma das outras. Diante disso, a maior parte das induções que ocorrem em cada cavidade acaba sendo direcionada ao plano terra e bem poucas para a outra parte lateral. Isso ajuda a evitar perdas de potência. No caso da Penrose Condutora houve um desempenho não muito distante da Sierpinski e da *single* para o arranjo houve também um aumento desproporcional, com o arranjo se mostrando mais eficaz.

No entanto, a condutora teve menor desempenho que a Sierpinski, o que leva a crer que a causa está nas ramificações centrais. Disso tudo, o que se pode inferir com mais precisão é que a antena é a ligação condutora e não a indutora, pois essa última comporta-se como uma parte isolada externa à *patch* e não como parte dessa. As condutoras demonstraram, no desempenho, uma certa previsibilidade e uma proporcionalidade, sendo que as ligações físicas do meio condutor (cobre) foram parte essencial dessa otimização. No entanto, as cavidades demonstraram ter maior desempenho quando não estavam dimensionadas em ordem de grandeza muito inferior à sua poligonal externa e em menor quantidade, isso porque, quando as cavidades são maiores e em pouca quantidade, as induções laterais centrais são mais atenuadas, o que acaba potencializando a indução perimetral do arranjo, principal

fator contribuinte do desempenho. Assim, as cavidades devem ter dimensões proporcionais próximas as da Sierpinski para evitar uma diminuição das irradiações.

6.5 ANÁLISES CONCLUSIVAS SOBRE AS DIFERENÇAS ENTRE *PATCH SINGLE* E ARRANJOS

Com relação às diferenças entre as *single*s e os arranjos, percebe-se que nas indutoras, embora tenha havido um aumento do ganho da *single* para o arranjo 1x2, esse aumento não foi proporcional ao aumento de área condutora e isso gerou um desempenho menor do arranjo para com a *single*. Nesse caso, a grande perda está na indução interna com as lacunas de ar entre as partes condutoras isoladas. No caso das condutoras, houve uma certa relação proporcional, mas não linear, entre o ganho e a área, permitindo perceber que a quantidade de material aumenta o ganho, mas os arranjos aumentam o desempenho, o que são análises distintas. Apenas aumentar o ganho não traria benefício, pois seria apenas colocar a *patch single* uma ao lado da outra. No entanto, os arranjos trazem maiores desempenhos e permitem explorar esses benefícios com uma única entrada.

6.6 ANÁLISE CONCLUSIVA GERAL FINAL DO PROJETO

Com esse trabalho, pode-se inferir, de forma geral, que os arranjos Sierpinski e Penrose trazem grandes benefícios quando as suas geometrias permitem irradiar uma maior potência eletromagnética diante das geometrias mais tradicionais apenas com ajustes nas cavidades internas. Tais ajustes acabam criando esse grande efeito de aumentar a densidade de irradiação com menos material, o que torna o dispositivo com alto desempenho e com baixo custo.

Para otimizar esse efeito, há várias relações entre as diversas dimensões dos componentes do arranjo, sendo a mais vantajosa delas os benefícios da ordem 1x2 sobre a 1x1, desde que todas as partes condutoras estejam devidamente conectadas fisicamente. Uma vez respeitadas as relações de proporções geométricas, o dispositivo que combina várias *singles* terá uma maior otimização no ganho, na diretividade e, possivelmente, na largura de banda. Tal possibilidade pode ser

estendida, também, para um maior desempenho no número de frequências ressonantes. O que confirma as exposições introdutórias desse trabalho.

Assim, fica estabelecido que a grande conclusão desse trabalho é que existem relações dimensionais na estrutura física dos arranjos para aumentar o parâmetro do ganho somente pela manipulação da geometria e não, necessariamente, pelo aumento de material condutor empregado.

7 DIFICULDADES E TRABALHOS FUTUROS

A primeira e a maior dificuldade foi a de estabelecer uma forma de conduzir o trabalho, já que não havia muitas referências para isso e a metodologia exigia uma forma bem definida de se obter as conclusões. Tal preocupação era grande devido ao fato de que o conteúdo sem uma forma adequada corre o risco de não produzir os resultados conclusivos esperados, pois poderia se ter várias informações, mas o seu mau processamento poderia resultar em análises limitadas ou imprecisas.

Outro ponto importante é com relação às definições de parâmetros de desempenho, sendo que nem sempre essas identificações ficam claras, exigindo um certo esforço interpretativo. Isso porque, para se comparar os arranjos, foi necessário definir bem os conceitos, dividi-los de forma bem organizada e fazer com que as comparações produzissem conhecimentos. Dessa forma, a grande dificuldade do trabalho foi justamente a forma de transformar as análises de resultados em conhecimento.

Diante disso, pode dizer que esse tipo de assunto, tema ou conteúdo gera uma enorme oportunidade de trabalhos futuros, sendo que o estudo deve ser direcionado para a identidade dos arranjos, ou seja, o que identifica um arranjo e os fatores condicionantes de desempenho, relacionando o seu ganho com a sua geometria e com a quantidade de material condutor empregado.

Embora isso tenha sido muito bem explorado no trabalho, é importante trabalhar de forma detalhada e definir como a geometria influencia na quantidade de material, como a quantidade de material influencia na geometria e como as duas influenciam nos parâmetros de ganho, o qual influenciará na performance do arranjo. Logo, os trabalhos futuros podem ser direcionados para a identidade dos arranjos, ou seja, para os fatores que contribuem para o desempenho. Pode-se, também, haver um estudo de geometrias indutoras, mas que tenham todas as suas partes internas conectadas entre si de forma física.

Dessa forma, as dificuldades desse trabalho, as soluções encontradas e a exploração temática permitiram haver um ganho considerável de conhecimento, tanto no conteúdo quanto na forma, ajudando a entender o comportamento do eletromagnetismo nos arranjos e melhorando a forma de se analisar qualquer tipo de

arranjo em placas de circuito impresso, permitindo adquirir um conhecimento científico relevante e promissor.

REFERÊNCIAS

ANURADHA, S.; BURAVALLI, Manasa; KUMAR, Tejaswini; SHILPA, G. D. **Simulation Study of 2x3 Microstrip Patch Antenna Array for 5G Applications**. IEEE 5th Internacional Conference on Computing, Communication and Security (ICCCS). 2020.

ARAUJO, J.; BRUNO, O.; **Projeto de Antenas de Microfita de Padrões Elíptico e Retangular Aplicadas a Tecnologia 5G.** Monografia (Engenharia Elétrica). Universidade Federal Fluminense – UFF. Niterói, 2017.

ASWOYO, B.; PUTRA, A. H. **High Gain Microstrip Square Patch Array Antenna 4 x 4 Element 2.3 GHz for 5G Communication in Indonesia**. IN: 2021 International Electronics Symposium (IES). 29-30 set. 2021.

BAI, Chenyan; LI, Jia; LIN, Zhouchen. Senior Member. YU, Jian; CHEN, Yen-Wei Penrose Demosaicking. **Transactions on Image Processing**. IEEE. Maio 2015. Pages 1672-1684.

BALANIS, C. A. **Antenna Theory Analysis and Design. 3. ed. Arizona:** Universidade do Estado do Arizona, 2005.

BURAVALLI, M. KUMAR, T. SHILPA, G. D. SATHYAMURTHY, A. **Simulation Study of 2x3 Microstrip Patch Antenna Array for 5G Applications**. IN: 2020 5th International Conference on Computing, Communication and Security (ICCCS). 14-16 out. 2020.

CAO, T.N.; KRZYSZTOFIK, W. J. **Design of multiband sierpinski fractal carpet antenna array for C-band**. IN: 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON). 14-17 maio 2018.

CARLET, M. **Antena Impressa de Faixa Ultra-larga Empregando a Geometria Fractal do Tapete de Sierpinski.** Dissertação de mestrado (Engenharia de Telecomunicações) – Inatel, 2015.

COLLIN, R. E. **Fundamentos de Engenharia de Microondas.** 2. ed. New York: Mc Graw Hill, 1992.

DEBNATH, L. "**A Brief Historical Introduction to Fractals and Fractal Geometry,"** *Int. J. Math. Educ. Sci. Technol.*, vol. 37:1, pp. 29–50, 2006.

DICANDIA, F. A.; GENOVESI, S. **Penrose Tiling Subarrays for Large-Scanning and Energy-Saving Phased Array**. IN: 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 27 mar. 2022.

ESLLEY, T. D. L.; MEDEIROS, M. **Antenas de Microfita sobre substrato dielétrico organizado quase de forma Periódica.** Programa de Pós-graduação em Sistemas de Comunicação. Universidade Federal Rural do Semi Árido, 2013.

EZRA, Moshe Ben; LIN, Zhouchen; WILBURN, Bennett; ZHANG, Wei. **Penrose Pixels for Super-Resolution**. IEEE. Dezembro de 2010. Pages 1370-1383.

ABDELHAK, F.; NAJIB, F.; NOUREDDINE, S. and ALI, G. "**Analysis and Design of Printed Fractal Antennas by Using an Adequate Electrical Model**," *Int. J. Commun. Networks Inf. Secur.*, vol. 1, no. 3, pp. 67–72, 2009.

FINKENZELLER, K. RFID Handbook: **Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification.** 2nd. ed. Chichester: John Wiley & Sons, 2003.

FUSCO, V. F. **Teoria e Técnicas de Antenas: Princípios e Prática**. 1. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006.

GARDNER, Martin. Scientific American. **A Division of Nature America**. Mathematical Games. Volume 236. Número 1. 1977. Pages 110-121.

HAYT, W. H. **Eletromagnetismo**. 7. ed. Porto Alegre: Livros Técnicos e Científicos, 2006.

HARIMURUGAN, D.; PUNEKAR, Gururaj S. **A Comparative Study of Field Computation Methods: Charge Simulation Method end Method of Moments**. IEEE. Janeiro de 2018. India.

KALAIYARASAN, R.; NAGARAJAN, G.; SEENUVASAMURTHI, S. **The state of the art design methodology of Sierpinski carpet fractal structures in microstrip patch antenna**. IN: 7th International Conference on Computing in Engineering & Technology (ICCET 2022). 12-13 fev. 2022.

KHRAISAT, Y. S. H.; OLAIMAT, M. M.; ABDEL-RAZEQ, S. N. **Comparison between Rectangular and Triangular Patch Antennas Arrays**. Applied Physics Research. v. 4, n. 2, 2012.

MANDELBROT, B. B. **The Fractal Geometry of Nature**. 1st. ed. New York: W. H. Freeman and Company, 1977.

MATOS, R.O. **Antenas Multibandas Utilizando a Geometria Fractal do Triângulo de Sierpinski.** Dissertação de mestrado (Engenharia de Telecomunicações) – Inatel, 2012.

NAKAMOTO, Ronaldo. **Antenas Fractais Tapete de Sierpinski**. Trabalho de Conclusão de Curso. Engenharia Eletrônica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. 2020.

ORFANIDIS, J. Sophocles. **Electromagnetic Waves and Antennas**. ECE Department. Rutgers University. 2016.

POLYAKOV, A. **Fractal structures of regular pentagonal stars in Penrose Tiling**. Russian Metallurgy (Metally), p. 719-722, 2012.

PRAVEENA, R. GANESH B., T.R. POOVIZHI, S. NIVETHA, A. ABINAYA, R. KEERTHANA, S. **Sierpinski Carpet Fractal Antenna Design with Defected Ground Structure (DGS)**. IN: 2022 8th International Conference on Smart Structures and Systems (ICSSS). 21-22 abr. 2022.

SAGNE, D. S.; BATRA, R. S.; ZADE, P. L. **Design of modified geometry Sierpinski carpet fractal antenna array for wireless communication**. IN: 3rd IEEE International Advance Computing Conference (IACC). 22-23 fev. 2013.

SAMA, E.; AMEEN, M. and SATTAR, O. "**Design and Simulation of Microstrip Patch Antenna for 5G Application using CST Studio**," *Int. J. Adv. Sci. Technol.*, vol. 29, pp. 7193–7205, 2020.

SILVEIRA, Cristina Abreu. **Uma Contribuição à Avaliação de Acoplamentos Eletromagnéticos em Subestações do Sistema Elétrico**. Universidade Federal de Pernambuco. Tese de Doutorado. Agosto de 2004.

SOBRINHO, F. M. M. **Estudo da aplicação de estruturas quase periódicas em antenas de microfita baseada na simetra de penrose.** 2018. 114 p. Dissertação (Mestrado em Sistemas de Comunicação e Automação) - de Mestrado Acadêmico. Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró, 2018.

SOILY, S.; MAZUMDER, R.; ALI, K. **Design and simulation of two conformal arrays with dual patch and quadruple patch antenna elements**. IN: 2015 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA). 10 mar. 2016.

SPENCE, T. G.; WERNER, D. H. **Design of Broadband Planar Array Based on the optimization of Aperiodic Tilings**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. v. 56, n. 1, p. 76-86, jan. 2008.

TRIKOLIKAR, A. and LAHUDKAR, S. "**A Review on Design of Compact Rectenna for RF Energy Harvesting**," in *2020 International Conference on Electronics and Sustainable Communication Systems - ICESC*, 2020, pp. 651–654.

WANG, X.; WERNER, D. H.; TURPIN, J. P. **Investigation of Scattering properties of large-Scale Aperiodic Tiling Using a Conmbination of the Characteristic Basic Function and Adaptive Integral Methods**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. v. 61, n. 6, p. 3149-3160, jun. 2013.

ZAMPIER, L. R. Estudo da Aplicação de Antenas Fractais em UHF. 51p. Trabalho de Conclusão de Curso. Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Paraná. 2018.