



Universidade de Brasília – UnB
Faculdade UnB Gama – FGA
Engenharia Eletrônica

**Projeto de um Arranjo de Antenas com
Sistema de Controle de Apontamento de Feixe
Eletromagnético em 915 MHz Usando Matriz
de Butler e Lentes de Rotman**

Autor: Matheus Pereira Santana

Orientador: Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau

Brasília, DF

2018



Matheus Pereira Santana

Projeto de um Arranjo de Antenas com Sistema de Controle de Apontamento de Feixe Eletromagnético em 915 MHz Usando Matriz de Butler e Lentes de Rotman

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Universidade de Brasília – UnB

Faculdade UnB Gama – FGA

Orientador: Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau

Coorientador: Dr. Leonardo Aguayo

Brasília, DF

2018

Matheus Pereira Santana

Projeto de um Arranjo de Antenas com Sistema de Controle de Apontamento de Feixe Eletromagnético em 915 MHz Usando Matriz de Butler e Lentes de Rotman/ Matheus Pereira Santana. – Brasília, DF, 2018-

162 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília – UnB
Faculdade UnB Gama – FGA , 2018.

1. Antena de microfita. 2. Arranjo de antenas. 3. Matriz de Butler. 4. Lente de Rotman. I. Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Projeto de um Arranjo de Antenas com Sistema de Controle de Apontamento de Feixe Eletromagnético em 915 MHz Usando Matriz de Butler e Lentes de Rotman

CDU 02:141:005.6

Matheus Pereira Santana

Projeto de um Arranjo de Antenas com Sistema de Controle de Apontamento de Feixe Eletromagnético em 915 MHz Usando Matriz de Butler e Lentes de Rotman

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 11 de dezembro de 2018 – Data da aprovação do trabalho:

**Dr. Sébastien Roland Marie Joseph
Rondineau**
Orientador

Dr. Leonardo Aguayo
Coorientador

Dr. Wellington Avelino do Amaral
Convidado 1

Brasília, DF
2018

Agradecimentos

Agradeço a minha mãe, Érica, por ter me incentivado desde pequeno a sonhar grande, por me ensinar a enfrentar a demanda, sem medo ou covardia, e por me dar todo o apoio possível para que eu concluísse esta etapa. Agradeço aos meus avós, Irany e Zenildo, tios, Érida e Junior, e primos, Pedro e Isabela, que fizeram de tudo para me ajudar nessa caminhada, tornando o caminho mais fácil e descontraído e mostrando que é sempre importante ter pessoas com quem contar. Agradeço a minha companheira, Ana Clara, por ser gentil e paciente, e partilhar amor, quando até mesmo tempo era difícil de se partilhar. Amo todos vocês.

Agradeço ao professor Sébastien Rondineau, por me ajudar a concluir este trabalho, em todos os aspectos, e por dividir todo seu conhecimento técnico e científico, sem nenhum tipo de preciosismo, permitindo a todos aqueles que estão a sua volta trabalhar em uma área que antes parecia ser inalcançável. Agradeço ao professor Leonardo Aguayo, por primeiro ter me apresentado as teorias de comunicações e microondas, que são por mim muito apreciadas e por ter sido aquele que forneceu a centelha que cuminou neste trabalho. Agradeço aos professores Renato Vilela e Maria Alzira, pelo grande aprendizado que me propiciaram enquanto estava sob sua tutoria no laboratório NVH. Honra aos mestres!

Agradeço a todos os amigos e colegas, que de algum modo, contribuíram na conclusão deste curso.

E por fim, agradeço Ao mais importante de todos, Aquele sem o qual nada seria possível, que permitiu que um rapaz simples e de origem humilde tivesse autoria sobre um trabalho como este. Agradeço a Jesus Cristo, por tudo.

“Segundo a mecânica quântica, o universo evolui de acordo com uma formalização matemática rigorosa e precisa, mas que se limita a determinar a probabilidade de que um futuro em particular venha a acontecer - e não qual o futuro que acontecerá.

(Brian Greene)

Resumo

Sistemas de alta-frequência como de comunicações, posicionamento e localização radar usam sistemas irradiantes para transmitir e receber energia eletromagnética para troca de informações ou detecção de sinal invasor. Tal necessidade exige que seja possível guiar a energia eletromagnética em uma direção específica, para evitar sinais interferentes, condicionar maior eficiência e propiciar maior segurança. Uma solução para essa demanda é se implementar um sistema capaz de direcionar o feixe de energia, seja ele mecânico, eletrônico ou híbrido. Este trabalho apresenta o projeto de elementos que compõe um sistema de varredura eletrônica para controle de apontamento de feixe eletromagnético, projetado para ser de baixo custo, fácil fabricação e com altas propriedades. A solução proposta usa como sistema irradiante um arranjo de antenas de microfita modificada para aumento de ganho e largura de banda. Como formadores de feixe foram projetados a matriz de Butler e lente de Rotman. Um circuito chaveador, visando o acionamento dos sistemas formadores de feixe, é proposto e tem seu design apresentado. O documento apresenta o projeto e simulação dos elementos do sistema. O arranjo de antenas e a antena elementar foram simulados no software HFSS, a matriz de Butler foi simulada no software ADS e a lente de Rotman foi simulada no software Rotman Lens Design. O esquemático e layout do circuito chaveador foram feitos no software Altium Designer. São apresentados os resultados para antena elementar e para o arranjo, levando em conta ganho, diretividade, largura de banda e acoplamento mútuo dos elementos do sistema. Para os formadores de feixe são apresentados as defasagens, atenuações e fatores de arranjos. Uma verificação também foi executada sobre a camada de sinal RF para o circuito chaveador.

Palavras-chaves: Antena de microfita. Arranjo de antenas. Matriz de Butler. Lente de Rotman. Escaneamento eletrônico.

Abstract

High-frequency systems such as communications, positioning and radar localization use irradiating systems to transmit and receive electromagnetic energy to change information or detect invaders signal. Such a need requires that be possible guide electromagnetic energy in a specific direction, to avoid interference signal, to condition more efficiency and provide more security. One solution for this demand is implement a system capable to direct the energy beam, be it mechanical, electronic or hybrid. This work proposes an electronically scanning system to control the electromagnetic beam direction, projected to be low-cost, easy to manufacture and with great proprieties. The solution proposed use as an irradiating systems a microstrip antenna array modified to present gain and bandwidth improvement. How beamformers was projected a BUtler matriz and a Rotman Lens. A switch circuit, aiming the activation of the beamformers systems is proposed and has its design presented. This document presents the project and simulation of this system elements. The antenna array and the elementary antenna wre simulated in software HFSS, the Butler matrix were simulated in software ADS and the Rotman lens were simulated in software Rotman Lens Design. The schematic and layout of the switch circuit were created in software Altium Designer. The results are presented for elementary antenna and for the antenna array, discussing about the gain, directivity, beamwidth and mutual coupling of the system elements. For the beamformers are presented the phase shift, attenuation and array factor. A verification was performed over the RF signal layer of the switch circuit.

Key-words: Microstrip antenna. Antenna array. Bulter matrix. Rotman Lens. Electronically scanning.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Esquemático de um arranjo de antenas com 4 elementos, espaçados de uma distância d , com elementos defasadores entre a fonte e as antenas.	33
Figura 2 – Esquemático de um sistema multifeixe com N portas de arranjo (portas superiores) e N portas feixe (portas inferiores).	35
Figura 3 – Matriz de Butler 4×4 portas sob tecnologia de PCI conectada a 4 antenas de microfita. (Figura retirada de Lee e Sekaran (2017)).	35
Figura 4 – Diagrama de radiação de uma antena diretiva evidenciada a nomenclatura dos lóbulos e os parâmetros de FNBW e HPBW.	40
Figura 5 – Antena de microfita para frequência de 2,45 GHz sobre substrato Rogers RT/duroid 6002 alimentada por linha de transmissão (Figura retirada de Roy (2012)).	45
Figura 6 – Estrutura de uma antena de microfita alimentada por cabo coaxial, onde a cor laranja é o substrato dielétrico, a cor preta são os condutores, em vermelho o ponto de alimentação e e em cinza o isolante do dielétrico.	45
Figura 7 – Representação de antenas de microfita com fendas para aumento de largura de banda. Na esquerda fenda em formato de U e a direita duas fendas condicionado formato em E.	48
Figura 8 – Em vermelho esta circulado uma cavidade metálica ao redor de uma antena de microfita para banda Ka usando ar como substrato e alimentação via cabo coaxial retangular. A antena também possui fendas em seu design. (Figura retirada e adaptada de Lukic (2007)).	49
Figura 9 – Efeito de escaneamento cego em um diagrama de radiação (Figura adaptada de Farrell e Kuhn (1968)). A curva tracejada é resultante da simulação e a curva continua é a medida física, em ambos os casos ocorreu a presença do escaneamento cego.	50
Figura 10 – Caixa preta modelando um formador de feixe com ênfase na posição das portas de feixe e de arranjo.	51
Figura 11 – Padrão de radiação com diferentes posições de feixes no espaço- $\sin(\theta)$ (Figura adaptada de Bhattacharyya (2006)). No diagrama, os lóbulos principais em cada posição estão aliados a lóbulos laterais com um valor de 10 dB abaixo do lóbulo principal, aproximadamente.	52
Figura 12 – Esquemático da aplicação do algoritmo de FFT para implmentação da matriz de Butler 4×4 , onde $W = e^{-j(i-1)\frac{2\pi}{4}}$ (Figura adaptada de Bhattacharyya (2006)). É possível ver que vetor de excitação de porta de arranjo A_i é uma projeção do vetor de excitação de porta de feixe V_n na base de Fourier.	55

Figura 13 – Representações de diferentes tipos de linhas de transmissão (Figura adaptada de Venkateswaran (2009)).	56
Figura 14 – Modelo de parâmetros concentrados de uma linha de transmissão infinitesimal (Figura retirada de Pozar (1990)).	56
Figura 15 – Representação de ondas de tensão incidentes e refletidas sobre uma caixa preta modelada com parâmetros S (Figura adaptada de Pozar (1990)).	58
Figura 16 – Topologia do <i>branch-line coupler</i> (Figura retirada de Pozar (1990)). As impedâncias e comprimento físicos de cada linha da estrutura seguem apresentadas.	59
Figura 17 – Topologia do <i>double-box branch-line coupler</i> (Figura adaptada de Pozar (1990)). As impedâncias e comprimento físicos de cada linha da estrutura seguem apresentadas.	59
Figura 18 – Topologia do <i>crossover</i> . As impedâncias e comprimento físicos de cada linha da estrutura seguem apresentadas.	60
Figura 19 – Esquemático de uma matriz de Butler completa 8×8 usada para controle de duas direções ortogonais de feixe (Figura retirada de (DETRICK; ROSENBERG, 1990)). As matrizes em posição vertical fazem a varredura em uma coordenada e as horizontais em um coordenada ortogonal.	61
Figura 20 – Lente de Rotman 5×8 para um arranjo 4×8 na frequência de 60 GHz. Posição dos feixes em $-23^\circ, -12^\circ, 0^\circ, 12^\circ$ e 23° (Figura retirada de Lamminen et al. (2017)).	62
Figura 21 – Feixe irradiado resultante para excitação nos diferentes pontos focais da lente de Rotman. O feixe em vermelho é resultante da excitação do ponto focal central, e os demais da excitação dos pontos focais extremos. As linhas entre as portas de feixe e de arranjo representam o atraso de tempo que o sinal eletromagnético demora ao percorrer a lente para cada caminho (Figura retirada de Lamminen et al. (2017)).	63
Figura 22 – Esquemático de uma lente de Rotman com $M \times N$ portas (Figura adaptada de Simon (2004)). Os irradiadores de porta são as linha de acesso entre as portas de arranjo e as antenas elementares. No esquemático a lente de Rotman conta com 19 portas fictícias em cada lado conectas a cargas casadas.	64
Figura 23 – Parâmetros de projeto de uma lente de Rotman em relação as faces focais.	65
Figura 24 – Arquitetura do sistema de controle de apontamento proposta. Na imagem é possível ver como os sub-blocos do projeto estão conectados.	68

Figura 25 – Mapeamento de elementos no arranjo 5×5 para aferir acoplamento entre os elementos.	71
Figura 26 – Topologia da Matriz de Butler implementada. Na topologia é possível ver como os 4 acopladores híbridos, 2 crossovers e 2 defasadores de 45° se interconectam.	72
Figura 27 – Fluxo de sinais na matriz de Butler ao se alimentar a porta de entrada E1. Na figura, as defasagens de cada caminho são evidenciadas.	73
Figura 28 – Modelagem de linha transmissão usando elementos localizados.	73
Figura 29 – Geometria de antena microfita simulada no AD. (Legenda: Verda - <i>Patch</i> ; Vermelho - Elemento parasítico).	74
Figura 30 – Geometria de antena microfita simulada no HFSS, vista isométrica. (Legenda: Azul - Plano de terra; Verde - EMCP; Vermelho - <i>Patch</i> ; Amarelo - Suportes e Marrom - Cavidade).	75
Figura 31 – Geometria de antena microfita simulada no HFSS, vista superior. (Legenda: Azul - Plano de terra; Verde - EMCP; Vermelho - <i>Patch</i> ; Amarelo - Suportes e Linha de perímetro - Cavidade).	76
Figura 32 – Geometria de antena microfita simulada no HFSS, vista lateral. (Legenda: Azul claro - Isolante de teflon; Amarelo - Suportes; Cinza - Parafusos do conector; Branco - Conector coaxial).	77
Figura 33 – Arranjo 5×5 simulado no HFSS para se aferir o acoplamento mútuo entre elementos.	78
Figura 34 – Configuração do sinal de excitação das <i>wave ports</i> no HFSS.	78
Figura 35 – Arranjo 4×4 simulado no HFSS (a): Vista superior. (b): Vista inferior.	79
Figura 36 – Acoplador híbrido de quadratura simulado no ADS com uso de linhas de transmissão microstrip.	79
Figura 37 – Crossover simulado no ADS com uso de linhas de transmissão microstrip.	80
Figura 38 – Defasador de 45° simulado no ADS com uso de linhas de transmissão microstrip.	80
Figura 39 – Layout do elementos gerados simulados do <i>Momentum</i> . (a): Acoplador híbrido de quadratura, (b): Crossover e (c): Defasador de 45°	81
Figura 40 – matriz de Butler simulada no ADS com uso de modelos gerados no <i>Momentum</i> e linhas de acesso microstrip.	82
Figura 41 – Matriz de Butler simulada no ADS com uso de modelos gerados no <i>Momentum</i> e linhas de acesso <i>microstrip</i> . A matriz de Butler apresentada possui uma largura de 52,1 cm e uma altura de 34,6 cm.	83
Figura 42 – Formador de feixe baseado em matrizes de Butler ortogonais simulado no ADS com uso de modelos gerados no <i>Momentum</i> e linhas de acesso <i>microstrip</i>	84

Figura 43 – (a): Acoplador híbrido de quadratura modelado com rede- π equivalente. (b): Acoplador híbrido com componetes localizados simplificado.	85
Figura 44 – (a): <i>Crossover</i> projetado com elementos localizados. (b): Defasador de 45° projetado com elementos localizados.	85
Figura 45 – Matriz de Butler montada com elementos localizados.	86
Figura 46 – Lente de Rotman gerada no software RLD. A lente gerada possui uma dimensão de 85,61 cm por 72,59 cm. Legenda: Portas de feixe (cinza), portas de arranjo (vermelho), portas fictícias (azul), linhas de acesso (vermelho) e cavidade (branco).	88
Figura 47 – Topologia adotada para o circuito chaveador usando chaveadores RF do tipo SP4T.	89
Figura 48 – Diagrama de blocos do chaveador RF BGS14GA14, da Infeneon.	90
Figura 49 – (a): Símbolo do chaveador BGS14GA14. (b): Símbolo do conector SMA 3005. (c): <i>Footprint</i> do chaveador BGS14GA14. (d): <i>Footprint</i> do conector SMA 3005.	91
Figura 50 – Conexão das trilhas de acesso aos chaveadores. (a): Conexão entre o chaveador mestre e os chaveadores servos. (b): Conexão com o chaveador mestre. (c): Conexão com o chaveador servo.	91
Figura 51 – (a): Circuito de alimentação. (b): Conexão de GPIO. (c): Roteamento das trilhas de GPIO e 3,3 V para a camada de GND.	92
Figura 52 – Carta de Smith com o coeficiente de reflexão na entrada antena na banda ISM-1 para simulação no AD.	93
Figura 53 – Coeficiente de reflexão na porta da antena.	94
Figura 54 – Impedância de entrada da antena elementar simulada no AD.	94
Figura 55 – Ganho da antena elementar simulada no AD.	95
Figura 56 – Diretividade da antena elementar simulada no AD.	95
Figura 57 – Diagrama de radiação da antena elementar simulada no AD.	96
Figura 58 – Malha gerada sobre a antena <i>patch</i> durante a simulação.	96
Figura 59 – Distribuição do módulo de intensidade de campo elétrico sobre a antena <i>patch</i>	97
Figura 60 – Carta de Smith com o coeficiente de reflexão na entrada antena na banda ISM-1 para simulação no HFSS.	97
Figura 61 – Coeficiente de reflexão na porta da antena simulada no HFSS.	98
Figura 62 – Taxa de onda estacionária na faixa ISM-1 na porta da antena simulada no HFSS.	98
Figura 63 – Impedância de entrada da antena elementar simulada no HFSS.	99
Figura 64 – Ganho da antena elementar simulada no HFSS. A componente cruzada do plano-H não aparece na figura por ser menor do que -30 dB.	99

Figura 65 – Diretividade da antena elementar simulada no HFSS. A componente cruzada do plano-H não aparece na figura por ser menor do que -30 dB.	100
Figura 66 – Diagrama de radiação da antena elementar simulada no HFSS.	100
Figura 67 – Mapas de calor para o acoplamento mútuo entre elementos para o elemento central alimentado na frequências de 902, 915 e 928 MHz.	101
Figura 68 – Carta de Smith para o coeficiente de reflexão para o teste de acoplamento na porta central para as frequências de 902, 915 e 928 MHz. . .	102
Figura 69 – Ganho para o arranjo 5×5 com apenas a antena principal alimentada. A componente cruzada do plano-H não aparece na figura por ser menor do que -30 dB.	102
Figura 70 – Diretividade para o arranjo 5×5 com apenas a antena principal alimentada. A componente cruzada do plano-H não aparece na figura por ser menor do que -30 dB.	103
Figura 71 – Diagrama de radiação para o arranjo 5×5 com apenas a antena principal alimentada.	103
Figura 72 – (a): Evolução do $\text{Max}(\text{Mag}(\Delta S)) \times N^\circ$ iterações. (b): Aumento da quantidade de número de tetraedros $\times N^\circ$ iterações.	104
Figura 73 – $\text{Max}(\text{Mag}(\Delta S)) \times N^\circ$ tetraedros.	105
Figura 74 – Distribuição de feixes da diagonal principal normalizado para o ganho máximo no plano elétrico copolar.	106
Figura 75 – Distribuição de feixes da diagonal principal normalizado para o ganho máximo no plano magnético copolar.	107
Figura 76 – Diagrama de radiação para os feixes da diagonal principal no plano elétrico copolar.	108
Figura 77 – Diagrama de radiação para os feixes da diagonal principal no plano magnético copolar.	109
Figura 78 – Distribuição de feixes da primeira linha normalizado para o ganho máximo no plano elétrico copolar.	110
Figura 79 – Distribuição de feixes da primeira linha normalizado para o ganho máximo no plano magnético copolar.	111
Figura 80 – Diagrama de radiação para os feixes da primeira linha no plano magnético copolar.	112
Figura 81 – Diagrama de radiação para os feixes da primeira linha no plano magnético copolar.	113
Figura 82 – (a): Parâmetros de reflexão e transmissão para o acoplador híbrido com elementos distribuídos. (b): Fase dos parâmetros S para o acoplador híbrido com elementos distribuídos. (c): Parâmetros de reflexão e transmissão para o acoplador híbrido com elementos localizados. (d): Fase dos parâmetros S para o acoplador híbrido com elementos localizados. .	115

Figura 83 – (a): Parâmetros de reflexão e transmissão para o <i>crossover</i> com elementos distribuídos. (b): Fase dos parâmetros S para o <i>crossover</i> com elementos distribuídos. (c): Parâmetros de reflexão e transmissão para o <i>crossover</i> com elementos localizados. (d): Fase dos parâmetros S para o <i>crossover</i> com elementos localizados.	116
Figura 84 – (a): Fase do parâmetro S para o defasador de 45° com elementos distribuídos. (b): Fase do parâmetro S para o defasador de 45° com elementos localizados.	117
Figura 85 – (a): Parâmetro de transmissão na saída da matriz de Butler com elementos distribuídos. (b): Isolação entre portas de entrada na matriz de Butler com elementos distribuídos. (c): Fase dos sinais de saída na matriz de Butler com elementos distribuídos. (d): Defasagem entre os sinais de saída da matriz de Butler com elementos distribuídos.	118
Figura 86 – (a): Parâmetro de transmissão entre a porta 1 e as portas de saída para a matriz de Butler com elementos localizados. (b): Isolação entre as portas de entrada para a matriz de Butler com elementos localizados. (c): Fase na portas de saída da matriz de Butler com elementos localizados.	119
Figura 87 – Formador de feixe com elementos distribuídos (a): Parâmetros de transmissão entre a porta 1 e as portas de saída do formador de feixe. (b): Isolação entre portas de entrada do formador de feixe.	120
Figura 88 – Formador de feixe com elementos distribuídos (a): Diferença entre fases para as portas da primeira linha da matriz de portas de saída do formador de feixe conforme apresentado na Eq. 3.6 ($fase_XY_Z = fase(X)-fase(Y)$, quando a porta Z é alimentada). (b): Diferença entre fases para as portas da primeira coluna da matriz de portas de saída do formador de feixe conforme apresentado na Eq. 3.6. Em verde a diferença de fase entre os elementos $a_{1,1}$ e $a_{4,4}$ conforme apresentado na Eq. 3.6.	120
Figura 89 – Formador de feixe com elementos localizados (a): Parâmetros de transmissão entre a porta 1 e as portas de saída do formador de feixe. (b): Isolação entre portas de entrada do formador de feixe.	121
Figura 90 – (a): Diferença entre fases para as portas da primeira linha da matriz de portas de saída do formador de feixe conforme apresentado na Eq. 3.6 ($fase_XY_Z = fase(X)-fase(Y)$, quando a porta Z é alimentada). (b): Diferença entre fases para as portas da primeira coluna da matriz de portas de saída do formador de feixe conforme apresentado na Eq. 3.6. Em verde a diferença de fase entre os elementos $a_{1,1}$ e $a_{4,4}$ conforme apresentado na Eq. 3.6.	121

Figura 91 – Diagrama de acoplamento entre a porta de feixe 1 e as portas de arranjo. Legenda: $S_{1,5}$ (vermelho), $S_{1,6}$ (azul), $S_{1,7}$ (preto) e $S_{1,8}$ (verde).	122
Figura 92 – Diagrama de acoplamento entre a porta de feixe 2 e as portas de arranjo. Legenda: $S_{2,5}$ (vermelho), $S_{2,6}$ (azul), $S_{2,7}$ (preto) e $S_{2,8}$ (verde).	122
Figura 93 – Diagrama de acoplamento entre a porta de feixe 1 e as portas de arranjo. Legenda: Fase($S_{1,5}$) (vermelho), Fase($S_{1,6}$) (azul), Fase($S_{1,7}$) (preto) e Fase($S_{1,8}$) (verde).	123
Figura 94 – Diagrama de acoplamento entre a porta de feixe 2 e as portas de arranjo. Legenda: Fase($S_{2,5}$) (vermelho), Fase($S_{2,6}$) (azul), Fase($S_{2,7}$) (preto) e Fase($S_{2,8}$) (verde).	123
Figura 96 – Erro de fase entre as portas de feixe e arranjo. Legenda: Porta de feixe 1 (vermelho); Porta de feixe 2 (azul); Porta de feixe 3 (preto); Porta de feixe 4 (verde).	125
Figura 97 – Modelagem do impacto na alteração na impedância na porta de entrada do chaveador (a): Circuito simulado no ADS. (b): Casamento na entrada. (c): Casamento na saída. (d): Coeficiente de transmissão.	126
Figura 98 – Simulação do <i>layout</i> exportado do Altium para o ADS (a): Parte do <i>layout</i> simulada. (b): Casamento de impedância na entrada e saída. (c): Atenuação do sinal. (d): Isolação entre portas.	127
Figura 99 – <i>Top overlay layer</i> .	147
Figura 100 – <i>Top cooper layer</i> .	148
Figura 101 – <i>Bottom cooper layer</i> .	149
Figura 102 – <i>Top overlay layer</i> sobreposta na <i>bottom cooper layer</i> .	150
Figura 103 – Aparência física.	151

Lista de tabelas

Tabela 1 – Propriedades FR-4 (Com base no FR402 - Isola Group)	68
Tabela 2 – Propriedades elétricas dos materiais da antena	69
Tabela 3 – Dimensões da antena elementar simulada no Ansoft Designer	75
Tabela 4 – Configurações da simulação para antena elementar no HFSS	77
Tabela 5 – Configuração das propriedades físicas da lente de Rotman.	83
Tabela 6 – Configuração das propriedades físicas da lente de Rotman.	87
Tabela 7 – Propriedades do chaveador BGS14GA14.	87
Tabela 8 – Defasagens entre as portas de saídas da matriz de Butler com elementos distribuídos para excitação nas diferentes portas de entrada	92
Tabela 9 – Diagrama de radiação 3D para os feixes da diagonal principal e da primeira linha de elementos da matriz. A cor vermelha indica maior ganho e a azul o menor nível de ganho.	114
Tabela 10 – Comparativo da matriz de Butler projetada neste trabalho, sob linhas de transmissão, em relação as referências consultadas.	114
Tabela 11 – Defasagens entre as portas de saídas da matriz de Butler com elementos distribuídos para excitação nas diferentes portas de entrada	114

Lista de abreviaturas e siglas

3D	3 Dimensões
AD	<i>Ansoft Designer</i>
ADS	<i>Advanced Design System</i>
ANSYS	<i>Analysis Systems</i>
dB	<i>decibel</i>
EMCP	<i>Electromagnetically Coupled Patch</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FNBW	<i>First-Null Beamwidth</i>
FR-4	<i>Flame Resistant - 4</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
HPBW	<i>Half-Power Beamwidth</i>
ISM	<i>Industrial Scientific and Medical</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LDO	<i>Low-dropout voltage</i>
PCI	<i>Placa de circuito impresso</i>
PEB	<i>Perfect Electric Boundary</i>
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>
PES	<i>Planar EM Simulator</i>
RB	<i>Radiation Boundary</i>
RLD	<i>Rotman Lens Designer</i>
TF	<i>Transformada de Fourier</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
WP	<i>Wave Port</i>

Lista de símbolos

ϵ	Permissividade elétrica do meio em farads por metro (F/m)
μ	Permeabilidade magnética do meio em henrys por metro (H/m)
σ_e	Condutividade elétrica do meio em siemens por metro (S/m)
$AF(\theta, \varphi)$	Fator de arranjo
a_{nm}	Coefficiente de excitação
k	Número de onda
d_x	Espaçamento entre as antenas do arranjo no eixo-x
d_y	Espaçamento entre as antenas do arranjo no eixo-y
P_{rad}	Potência irradiada em Watts (W)
P_{in}	Potência de entrada do sistema em watts (W)
ϵ_L	Eficiência devido a perdas e reflexões no circuito
Γ	Coefficiente de reflexão na alimentação da antena
θ	Ângulo azimutal
φ	Ângulo polar
$S(\theta, \varphi)$	Densidade de potência irradiada em watts por metro quadrado (W/m^2)
D	Distância de observação da fonte irradiadora
$G(\theta, \varphi)$	Ganho da antena
$G_R(\theta, \varphi)$	Ganho realizável da antena
$D(\theta, \varphi)$	Diretividade da antena
U	Espaço polar
$E(\theta, \varphi)$	Diagrama de radiação do arranjo de antenas
$e(\theta, \varphi)$	Diagrama de radiação da antena elementar
u	Posição no eixo-X para um dado controle de fase

v	Posição no eixo-Y para um dado controle de fase
f	Frequência
λ	Comprimento de onda
N	Número de elementos do arranjo de antenas
$PV_n(\theta)$	Perda de varredura
A_{ef}	Área efetiva da antena
$EIRP$	Potência efetivamente irradiada de forma isotrópica
E_{ni}	Vetor de excitação na porta de arranjo i pela porta de feixe n
A_i	Vetor de excitação na porta de arranjo i
R	Resistência por unidade de comprimento
G	Condutância por unidade de comprimento
L	Indutância por unidade de comprimento
C	Capacitância por unidade de comprimento
Δz	Comprimento infinitesimal de linha de transmissão
$v(z, t)$	Tensão na posição z e no tempo t
$i(z, t)$	Corrente na posição z e no tempo t
γ	Constante de propagação complexa
$V(Z)$	Fasor de tensão para o regime harmônico
$I(Z)$	Fasor de corrente para o regime harmônico
V_0^+	Magnitude da onda de tensão incidente
V_0^-	Magnitude da onda de tensão refletida
I_0^+	Magnitude da onda de corrente incidente
I_0^-	Magnitude da onda de corrente refletida
Z_0	Impedância característica
θ	Comprimento elétrico da linha de transmissão
l	Comprimento físico da linha de transmissão

V_k^+	Onda de tensão incidente na porta k
V_k^-	Onda de tensão refletida na porta k
S_{ij}	Parâmetro de espalhamento da porta j para a porta i
$\tan \delta$	Tangente de perdas
c	Velocidade da luz (299792458 m/s)
f_c^{ISM-1}	Frequência central na banda ISM-1
f_c	Distância do foco central
f_e	Distância do foco extremo
α	Ângulo entre o foco central e extremo
β	Razão das distâncias focais
Ψ	Ângulo do feixe proveniente dos focos extremos
γ	Razão dos <i>senos</i> de Ψ e α
y	Posição do elemento irradiante
ζ	Razão de linha de acesso
w	Tamanho da linha de acesso da lente de Rotman

Sumário

1	INTRODUÇÃO	33
1.1	Contextualização e Problematização	33
1.2	Objetivos	36
1.2.1	Objetivo Geral	36
1.2.2	Objetivos Específicos	36
1.3	Justificativa	36
1.4	Aspectos Metodológicos	37
1.5	Estrutura da Dissertação	37
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	39
2.1	Antenas e Arranjos	39
2.1.1	Elementos e conjuntos irradiantes	39
2.1.2	Parâmetros de arranjo	41
2.1.3	Fenômeno de <i>Aliasing</i> e presença de lóbulos laterais	43
2.2	Antena de Microfita como Elemento Irradiador	44
2.2.1	Dimensões e geometria	44
2.2.2	Tipos de alimentação	46
2.2.3	Técnicas para aumento de desempenho	46
2.2.3.1	Ar como substrato (Permissividade elétrica unitária)	47
2.2.3.2	Elementos parasíticos	47
2.2.3.3	Fendas em antenas de microfita	48
2.2.3.4	Isolação com cavidade metálica	48
2.3	Formadores de Feixe	49
2.3.1	Matriz de Butler	49
2.3.1.1	Ortogonalidade da matriz de Butler	50
2.3.1.2	Construção de matriz de Butler com uso da TF e algoritmo FFT	53
2.3.1.3	Linhas de transmissão e acopladores híbridos	54
2.3.1.4	Varredura em duas direções ortogonais	61
2.3.2	Lente de Rotman	61
2.3.2.1	Geometria e design da lente de Rotman	63
2.3.2.2	Algoritmos para geração da geometria da lente	66
3	METODOLOGIA	67
3.1	Desenvolvimento do sistema	67
3.1.1	Projeto	67
3.1.1.1	Antena de microfita	67

3.1.1.2	Arranjo de antenas	70
3.1.1.3	Matriz de Butler	70
3.1.1.3.1	Matriz de Butler com elementos localizados	72
3.1.1.4	Lente de Rotman	73
3.1.2	Simulações	74
3.1.2.1	Antena elementar	74
3.1.2.2	Arranjo	76
3.1.2.3	Matriz de Butler	77
3.1.2.3.1	Matriz de Butler com elementos distribuídos	78
3.1.2.3.2	Matriz de Butler com elementos localizados	81
3.1.2.4	Lente de Rotman	82
3.1.2.5	Circuito chaveador	85
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	93
4.1	Simulações	93
4.1.1	Resultados obtidos para a antena elementar	93
4.1.1.1	Software AD	93
4.1.1.2	Software HFSS	94
4.1.2	Resultados obtidos para o arranjo de antenas	99
4.1.2.1	Acoplamento mútuo entre elementos	99
4.1.2.2	Arranjo de antenas 4×4	101
4.1.3	Resultados obtidos para a matriz de Butler	105
4.1.4	Lente de Rotman	110
4.1.5	Circuito chaveador	111
5	CONCLUSÃO	129
5.1	Considerações Finais	129
5.2	Limitações do Trabalho	130
5.3	Trabalhos Futuros	130
	REFERÊNCIAS	131
	APÊNDICES	139
	APÊNDICE A – FUNDAMENTOS DE ELETROMAGNETISMO	141
A.1	Equações de Maxwell	141
	APÊNDICE B – METODOLOGIA DE TRABALHO	143

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO CHAVEADOR PARA 915 MHZ	145
APÊNDICE D – LAYOUT DA PCI DO CIRCUITO CHAVEADOR PARA 915 MHZ	147
APÊNDICE E – CAD DA ANTENA ELEMENTAR	153
ANEXOS	159
ANEXO A – MODELO E DIMENSÕES DO CONECTOR COAXIAL	161

1 Introdução

1.1 Contextualização e Problematização

Antenas direcionais têm como características serem eficientes para irradiar e receber ondas eletromagnéticas em uma direção específica em detrimento de outras (BALANIS, 2005). Antenas com tais características são muito usadas em sistemas radar de localização, posicionamento, imageamento, satélites multi-acesso e sistemas de comunicações. Alguns trabalhos recentes que atendem a acesses requisitos estão em (CHEN; VAUGHAN, 2018), (HOVSEPIAN; ALWAN; VOLAKIS, 2017), (LIAN et al., 2018), (LIU et al., 2018), (NGAMJANYAPORN; KRAIRIKSH, 2017), (OLIVIERI et al., 2017) e (WEN et al., 2018).

Essas aplicações exigem que seja possível mudar a direção de propagação do feixe diretivo. Para isso, a abordagem inicial foi usar sistemas mecânicos para fazer a movimentação da antena para que o seu feixe possa fazer uma varredura espacial (LEE et al., 2000).

Um arranjo de antenas consiste em um conjunto de elementos irradiadores espaçados mediante um padrão (Fig. 1) de modo que seus campos distantes sejam somados em prol de formar um feixe eletromagnético mais diretivo e de formato específico (MAILLOUX, 2011). Um conjunto irradiante mais diretivo proporciona maior resolução e acurácia em sua aplicação, fazendo que assim a potência de sinal interferente recebido seja diminuída (FENN, 2007).

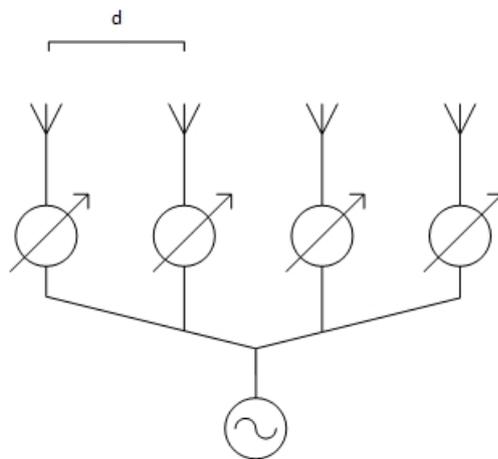


Figura 1 – Esquemático de um arranjo de antenas com 4 elementos, espaçados de uma distância d , com elementos defasadores entre a fonte e as antenas.

Um arranjo pode ser controlado por fase, amplitude ou por esses dois parâmetros ao mesmo tempo (VOLAKIS, 2006). Uma variedade de hardwares analógicos, digitais e

ópticos podem ser usados para fazer esse controle (MAILLOUX, 2011).

Arranjos de fase¹, ou arranjos de escaneamento eletrônico, são uma evolução do sistema de escaneamento mecânico. Também tratados como sistema de escaneamento sem inércia, por Volakis (2006), estes arranjos só se tornaram possíveis pela primeira vez na década de 1950, com a criação dos primeiros defasadores de ferrite (SARKAR et al., 2006), (LAX; BUTTON; ROTH, 1954), (SCHARFMAN, 1956), (REGGIA; SPENCER, 1957). Arranjos de escaneamento eletrônico possuem o benefício de terem melhor acurácia e poderem focalizar ou fazer uma varredura em um espaço de tempo menor, devido a ausência do atraso de movimento mecânico. Segundo (VOLAKIS, 2006) essa característica permite que esses sistemas possam executar varias tarefas em paralelo, como rastrear vários objetos e ao mesmo tempo direcionar energia a eles.

Em um arranjo de fase, as fases e amplitudes dos sinais eletromagnéticos transmitidos ou recebidos por um elemento irradiador constituinte são combinadas de uma forma específica à direcionar o feixe eletromagnético ou privilegiar a recepção em uma dada direção (FOURIKIS, 2000).

Um sistema multi-feixe² é uma variante de um arranjo de fase, com a diferença de possuir mais de uma porta de entrada/saída (Fig. 2). Cada porta corresponde a um feixe diretivo de ângulo diferente. Esse tipo de sistema é usado em aplicações que precisam da informação da resposta, a um onda eletromagnética, em mais de um ângulo ao mesmo tempo (MAILLOUX, 2011).

Um sistema multi-feixe é composto de dois subsistemas: Um arranjo de antenas e um formador de feixe³. Um formador de feixe pode usar tecnologia analógica ou digital, com a função de disponibilizar mais de uma entrada/saída para um arranjo, cada uma relacionada a um setor angular específico. Segundo Hansen (1998) esses formadores de feixe podem ser divididos em duas categorias: rede de formadores de feixe ou lentes quase-ópticas. Na categoria de rede de formadores de feixe há a interconexão entre um conjunto de elementos defasadores e divisores de potência. Como exemplos existem a matriz de Butler (Fig. 3), a matriz de Blass e Nolen, a rede de divisores de potência e a matriz de Mcfarland. Discussões e aplicações dessas técnicas podem ser encontradas em (SHELTON; HSIAO, 1979), (CHANG; LEE; SHIH, 2010), (FONSECA, 2006), (CHEN et al., 2009) e (CHANG; LEE; SHIH, 2015).

Lentes quase-ópticas atuam como elementos colimadores de uma frente de onda para outra. Essas lentes possuem quatro graus de liberdade para serem projetadas (fases internas e externas, índice de refração e a relação das posições das fases internas e externas). Exemplos dessa categoria são as lentes R-2R (KALES; BROWN, 1965), de Bo-

¹ *phased arrays* em inglês

² *multibeam* em inglês

³ *beamformer* em inglês

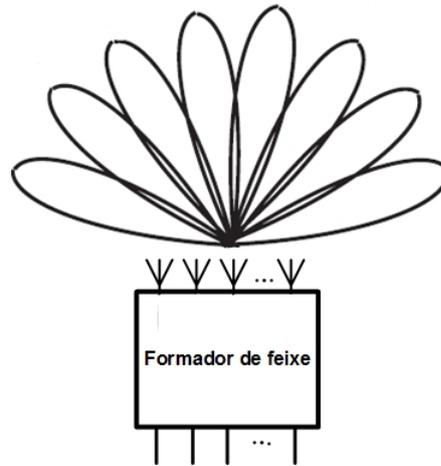


Figura 2 – Esquemático de um sistema multifeixe com N portas de arranjo (portas superiores) e N portas feixe (portas inferiores).

otlace (GENT, 1957), de Rotman e a de Archer explanadas nos trabalhos de (ROTMAN; TURNER, 1963), (SHELTON, 1978) e (TEKKOUK et al., 2016).

Os elementos irradiadores podem ser antenas do tipo corneta (REY et al., 2016), dipolo (NAEINI; FAKHARZADEH, 2017) ou do tipo de guia de onda com fendas (KALINICHEV; KALOSHIN; FROLOVA, 2017). Grande parte dos arranjos atuais, principalmente para altas frequências, são feitos usando como elementos irradiadores as antenas de microfita. Esse tipo de antena foi proposta por Deschamps (DESCHAMPS, 1953) e projetada primeiramente nos trabalhos de Munson (MUNSON, 1973), (MUNSON, 1974) e Howell (HOWELL, 1972), (HOWELL, 1975).

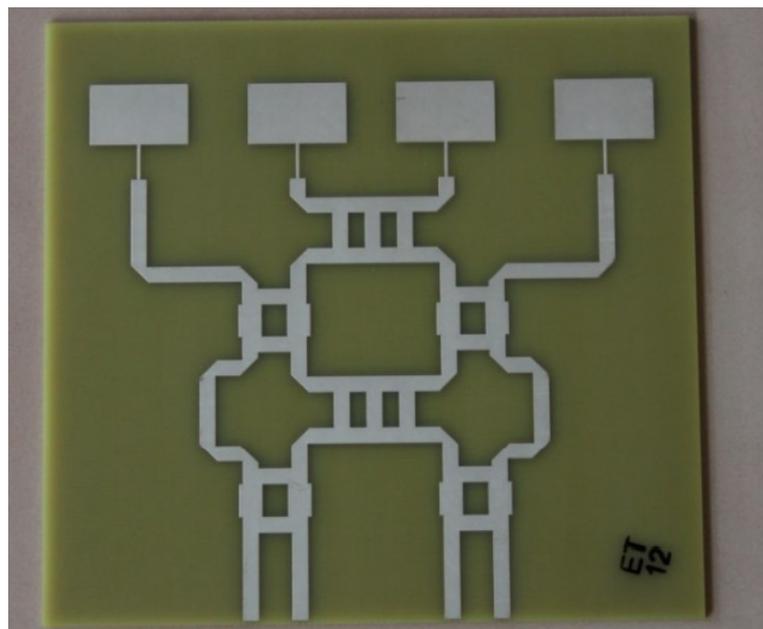


Figura 3 – Matriz de Butler 4×4 portas sob tecnologia de PCI conectada a 4 antenas de microfita. (Figura retirada de Lee e Sekaran (2017)).

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como propósito o desenvolvimento de uma sistema de varredura eletrônica operando na primeira faixa da banda ISM. Para isso, um arranjo de antenas aliado a um formador de feixe será projetado e simulado e então construído, avaliado e controlado. Como formadores de feixe, serão projetados dois sistemas, um por atraso de fase, a matriz de Butler com elementos distribuídos, e um por atraso de tempo, a lente de Rotman. Devido a matriz de Butler com elementos distribuídos apresentar uma dimensão grande, para a frequência usada, uma matriz com elementos localizados também deve ser projetada como solução alternativa.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Projeto, simulação e construção de um sistema de varredura eletrônica na primeira faixa da banda ISM, de baixo custo e fácil fabricação;
- Desenvolvimento de uma matriz de Butler com elementos distribuídos;
- Desenvolvimento de uma matriz de Butler com elementos localizados;
- Desenvolvimento de uma lente de Rotman;
- Desenvolvimento de uma antena de microfita na primeira faixa da banda ISM;
- Desenvolvimento de um arranjo de antenas planares;
- Desenvolvimento de um circuito chaveador, de 1 para 16, operando em 915 MHz.

1.3 Justificativa

O sistema proposto possui a maioria das características contidas em um sistema de comunicação industrial mais complexo, como por exemplo, um sistema satélite para rastreamento de sinal. Seu desenvolvimento apresenta um material para entendimento desses sistemas em relação a tecnologia usada, análise de parâmetros e técnicas de otimização. Além do mais, o sistema pode ser usado como objeto de estudo e prática na área de sistemas de alta-frequência e sistemas irradiantes, uma vez que é projetado para apresentar baixo custo e fácil manufatura.

1.4 Aspectos Metodológicos

Em um primeiro momento, foi executada a revisão bibliográfica, fazendo-se um levantamento sobre a teoria deste tema e trabalhos similares disponíveis na literatura. Logo após as especificações do sistema foram definidas e então o mesmo foi dividido em subsistemas, para facilitar e esclarecer o fluxo de trabalho.

Cada subsistema foi submetido a uma metodologia de definição de especificações mínimas aceitáveis, modelagem e projeto, simulação e otimização. O intuito é fazer com que cada subsistema obtenha o melhor desempenho individual, considerando as características e necessidades dos outros subsistemas.

1.5 Estrutura da Dissertação

No Capítulo 2 é apresentada a teoria de sistemas de escaneamento eletrônico, discutindo acerca de arranjos de antenas, antenas de microfita e suas técnicas de aumento de performance, matriz de Butler e lente de Rotman. No Capítulo 3 são apresentados os procedimentos adotados para se projetar e simular o arranjo, formadores de feixe e circuito de chaveamento. Também são apresentados os materiais de fabricação e a tecnologia de fabricação. No Capítulo 4 são apresentados os resultados das simulações, referentes a antena elementar, arranjo de antenas, formadores de feixe e circuito de chaveamento. Por fim, no Capítulo 5, o trabalho é concluído, apresentando-se as considerações finais, limitações do trabalho desenvolvido e alguns tópicos que podem ser abordados em trabalhos futuros.

2 Fundamentação Teórica

Este capítulo tem o escopo de apresentar a base teórica para o sistema desenvolvido e discorrer acerca da teoria e trabalhos semelhantes já propostos e desenvolvidos encontrados na literatura.

2.1 Antenas e Arranjos

2.1.1 Elementos e conjuntos irradiantes

Marconi (1906) foi um dos primeiros a tratar experimentalmente sobre a diretividade de uma antena. Em seu trabalho, este notou que dependo de sua posição em relação ao plano de terra e geometria, a antena tendia a ter recepção ou transmissão maximizada em um sentido específico, em seu diagrama de radiação.

O padrão (ou diagrama) de radiação é um conceito fundamental de uma antena ou arranjo, pois sobre ele são definidos vários de seus parâmetros, tais como densidade de potência, ganho e diretividade. O diagrama de radiação é uma representação gráfica das propriedades de radiação de uma antena (BALANIS, 2005).

A Figura 4 mostra o diagrama de radiação de uma antena direcional. Esta representação permiti visualizar alguns parâmetros de como a antena focaliza ou capta energia. A cada um dos feixes presente na figura é dado o nome de lóbulo. O lóbulo de maior tamanho é denominado como lóbulo principal. Os demais são chamados de lóbulos laterais, com exceção do lóbulo que fica a 180° em relação ao lóbulo principal, este é chamado de lóbulo oposto.

O Diagrama de radiação também mostra a largura de banda do lóbulo principal (*First-Null Beamwidth* - FNBW) e a largura de banda de meia-potência (*Half-Power Beamwidth* - HPBW). A FNBW é determinada entre os primeiros nulos do diagrama em torno do lóbulo principal e a HPBW é abertura na qual o feixe principal cai em um valor 3 dB de sua potência máxima.

A potência e densidade de potência irradiada são definidas nas Eqs. 2.1 e 2.2 (MAILLOUX, 2011), esta última para uma antena omnidirecional. Na Equação 2.1 e 2.5 ϵ_L é a eficiência devido a perdas e reflexões no circuito, P_{in} é a potência de entrada do sistema e Γ é o coeficiente de reflexão na alimentação da antena. Na Equação 2.2 D é a distância de observação da fonte irradiadora.

$$P_{rad} = \epsilon_L P_{in} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.1)$$

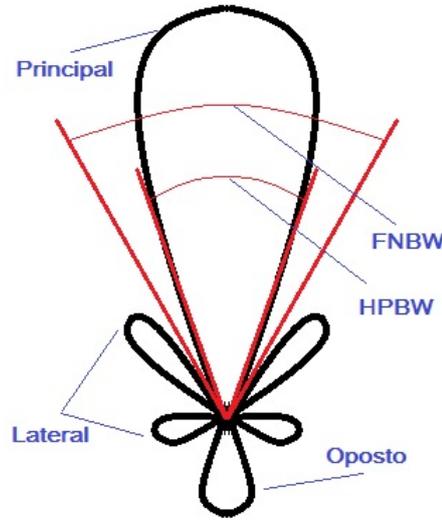


Figura 4 – Diagrama de radiação de uma antena diretiva evidenciada a nomenclatura dos lóbulos e os parâmetros de FNBW e HPBW.

$$S = \frac{P_{rad}}{4\pi D^2} \quad (2.2)$$

Uma antena direcional tem a densidade de potência alterada para a Eq. 2.3, onde $G(\theta, \varphi)$ é o ganho da antena (MAILLOUX, 2007). O ganho de uma antena é a propriedade que leva em conta sua eficiência entre a densidade de potência irradiada e potência de entrada de uma antena, bem como suas as características direcionais (BALANIS, 2005).

$$S(\theta, \varphi) = \frac{P_{rad}G(\theta, \varphi)}{4\pi D^2} \quad (2.3)$$

A diretividade é um dos principais parâmetros de uma antena e está intrinsecamente relacionada com o padrão de radiação da antena. É definida como a razão entre a densidade de potência e a potência total irradiada, sua expressão é apresentada abaixo.

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{S(\theta, \varphi)}{\int_U S(\theta, \varphi) dU}, \quad (2.4)$$

onde $U = \{(\theta, \varphi) : \theta \in [0, \pi], \varphi \in [0, 2\pi]\}$.

Mailloux (2011) apresenta a fórmula do ganho realizável para uma antena, esta se relaciona com a diretividade como apresentado na Eq. 2.5.

$$G_R(\theta, \varphi) = \epsilon_L(1 - |\Gamma|^2)D(\theta, \varphi) \quad (2.5)$$

A polarização de uma antena é medida pelo formato e orientação do vetores de campo elétrico em função do tempo, para o feixe mais diretivo. O plano onde estão contidos

os vetores de campo elétrico e magnético é onde é aferida a polarização da antena, este plano é ortogonal a direção de propagação (VOLAKIS, 2006).

O formato que o vetor campo elétrico descreve no plano de polarização é elipsoidal. O quanto elipsoidal a polarização é, mais linear ou mais circular, é medido pela razão axial (AR). A razão axial é a razão entre os eixos de maior e menor tamanho da elipse descrita pelo vetor de campo elétrico. Caso a razão axial seja muito maior que a unidade, a polarização é considerada linear, caso seja próxima a unidade, é considerada circular (BALANIS, 2005). A polarização de uma antena pode ainda ser classificada quanto a sua direção, se está indo no sentido horário ou anti-horário.

$$AR = \frac{\text{maior eixo}}{\text{menor eixo}}, 1 \leq AR \leq \infty \quad (2.6)$$

Polarização desejada é chamada de co-polarização, enquanto que a polarização indesejada, polarização ortogonal, é chamada de polarização cruzada.

2.1.2 Parâmetros de arranjo

De acordo com Mailloux (2007) um arranjo e um único elemento irradiante são caracterizados pelas mesmas medidas. Contudo, esses parâmetros variam se o arranjo é de fases orientáveis.

O diagrama de radiação de campo de distante para um arranjo é dado pela Eq. 2.7 (BROWN, 2007).

$$E(\theta, \varphi) = e(\theta, \varphi)AF(\theta, \varphi), \quad (2.7)$$

onde $e(\theta, \varphi)$ é o diagrama de radiação da antena elementar e $AF(\theta, \varphi)$ é o fator de arranjo. O fator de arranjo está definido na Eq. 2.8 para um arranjo planar de $N \times M$ elementos de fase orientável. Na Equação 2.8, a_{nm} é o coeficiente de excitação na antena nm , d_x e d_y são os espaçamentos entre as antenas do arranjo nos eixos-X e Y e u e v são as posição no eixo-X e Y para um dado controle de fase.

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \left(\sum_{n=1}^N (|a_{nm}| e^{jk[md_x u + nd_y v]}) \right) \quad (2.8)$$

Tal que u e v são dados abaixo, onde f_0 é a frequência central do sistema.

$$u = \frac{f}{f_0} \sin(\theta) \cos(\varphi) - \sin(\theta_0) \cos(\varphi_0) \quad (2.9)$$

$$v = \frac{f}{f_0} \sin(\theta) \sin(\varphi) - \sin(\theta_0) \sin(\varphi_0) \quad (2.10)$$

O fator de arranjo tem seu valor máximo quando as Eqs. 2.9 e 2.10 são zeradas. Ou seja, para uma variação pequena de frequência o feixe de maior diretividade provido pelo arranjo será o de posição (θ_0, φ_0) . Usando dessa premissa, pode-se fazer o escaneamento eletrônico com o feixe mais diretivo variando-se o parâmetro (θ_0, φ_0) .

A razão frequencial f/f_0 presente nas Eqs. 2.9 e 2.10 é causada pelo controle de escaneamento por orientação de fase. Este efeito causa um deslocamento na posição do ângulo desejado com a variação da frequência. Em um sistema controlado por atraso de tempo este efeito não é notado (MAILLOUX, 2007).

Caso a Equação 2.8 tenha todos coeficientes de excitação iguais à unidade, o fator de arranjo tem solução explícita dada pela Eq. 2.11, onde *sinc* é a função seno cardinal normalizada.

$$AF(\theta, \varphi) = \frac{\text{sinc}\left(\frac{Nd_x u}{\lambda}\right) \text{sinc}\left(\frac{Md_y v}{\lambda}\right)}{\text{sinc}\left(\frac{d_x}{\lambda} u\right) \text{sinc}\left(\frac{d_y}{\lambda} v\right)} \quad (2.11)$$

A largura de feixe de meia potência para um determinado ângulo de varredura é dada de forma aproximada pela Eq. 2.12 para um θ de valor próximo ao ângulo de maior diretividade (HANSEN, 1998). Na Equação 2.12, N é a quantidade de elementos do arranjo e d é o espaçamento entre elementos.

$$\Delta\theta_{\text{Feixe}}(\theta) \simeq \frac{0,8858\lambda}{Nd \cos(\theta)} \quad (2.12)$$

Segundo Hansen (1998), a aproximação contida na Eq. 2.12 vale apenas para arranjos que respeitem a restrição abaixo.

$$N \frac{d}{\lambda} > 4 \quad (2.13)$$

A perda de varredura¹ é definida como a perda de ganho com a variação do ângulo de varredura (BHATTACHARYYA, 2006). Mailloux (2011) define a perda de varredura como uma potência da função cosseno, como segue na fórmula abaixo.

$$PV_n(\theta) = \cos^n(\theta), \quad (2.14)$$

onde n é um parâmetro que depende do tipo de elemento irradiador elementar.

Dado a perda de varredura de um arranjo, pode ser estimado sua diretividade em relação ao número de elementos do conjunto com a Eq. 2.15, aonde A_{ef} é área efetiva da

¹ *scan loss* em inglês

antena elementar do arranjo.

$$D_N(\theta) = \frac{4\pi N A_{ef} P V_1(\theta)}{\lambda^2} \quad (2.15)$$

A Equação 2.15 permite estimar o número de elementos de um arranjo para se alcançar uma dada diretividade. Mailloux (2011) também traz uma fórmula para se estimar o número de elementos de acordo com os parâmetros de $EIRP^2$, potência de entrada e ganho realizável.

$$EIRP = N P_{in} G_R(\theta, \varphi) \quad (2.16)$$

A Equação 2.16 vale para um arranjo de controle de fase passivo³.

O número de elementos também possui uma relação com a área de escaneamento. Para um arranjo planar, o número mínimo de elementos que garante a cobertura de varredura é dada pela Eq. 2.17.

$$N_{\min} = \frac{4 \sin(\theta_{max}^y) \sin(\theta_{max}^x)}{\sin(\theta_{HPBW}^y) \sin(\theta_{HPBW}^x)} \quad (2.17)$$

2.1.3 Fenômeno de *Aliasing* e presença de lóbulos laterais

Uma das imposições em um arranjo, para que não haja o *aliasing* do lóbulo principal, é que distância entre os elementos seja menor do que a metade de um comprimento de onda para maior frequência de operação do arranjo (Eq. 2.18) (MAILLOUX, 2007). Este requisito esta de acordo com o teorema da amostragem de Shannon-Nyquist, o qual enuncia que para se reconstruir um sinal é preciso amostra-lo com uma taxa superior a duas vezes a da sua máxima frequência (NYQUIST, 1924), (SHANNON, 1949). A Equação 2.18 traz o resultado dual para comprimentos de onda como condição suficiente para se evitar *aliasing* no domínio espacial, e é preocupação central em aplicações como estimação de direção de chegada e modulação direcional com arranjos de antena (ULRICH; YANG, 2016), (ZHANG; LIU; GOU, 2017).

$$d \leq \frac{\lambda_{Min}}{2} \quad (2.18)$$

Isto implica que, o elemento irradiador tenha dimensões máximas inferiores a meio comprimento de onda. Essa necessidade tem um impacto direto na potência transmitida ou recebida efetiva, uma vez que esta é proporcional ao tamanho da antena (FOURIKIS, 2000).

² Potência efetivamente irradiada de forma isotrópica

³ Para arranjos de controle ativo, a Equação 2.16 passa a ser dada por, $EIRP = \frac{N^2 P_{gain} G_R}{\epsilon_L}$, onde P_{gain} é a potência de saída, amplificada ou atenuada, fornecida aos elementos irradiantes do conjunto.

Quando o espaçamento entre os elementos de um arranjo ultrapassam a restrição contida na Eq. 2.18 ocorre o aparecimento de lóbulos laterais de mesma amplitude do lóbulo principal (múltiplos máximos), como consequência do *aliasing*. A presença destes lóbulos laterais é dada pela seguintes expressões (BROWN, 2007).

$$\sin(\theta_i) \cos(\varphi_i) = \frac{\lambda}{\lambda_0} \sin(\theta_0) \cos(\varphi_0) + i \frac{\lambda}{d_x} \quad (2.19)$$

$$\sin(\theta_i) \sin(\varphi_i) = \frac{\lambda}{\lambda_0} \sin(\theta_0) \sin(\varphi_0) + j \frac{\lambda}{d_y}, \quad (2.20)$$

onde $(i, j) \in \mathbb{Z}$.

Nestes casos, para que não haja presença de lóbulos laterais, o ângulo de varredura máximo do feixe é dado pela Eq. 2.21.

$$|\theta_{Max}| < \arcsin \left(\frac{\lambda}{d} - 1 \right) \quad (2.21)$$

2.2 Antena de Microfita como Elemento Irradiador

Antenas de microfita⁴ são elementos irradiantes, projetados em circuito impresso, sobre substrato dielétrico que possuem boa aplicação para sistemas de microondas (HOWELL, 1972). Estes elementos se tornam vantajosos por seu baixo custo, peso, volume e dimensões diminutas, boa performance, fácil manufatura, seja para antena unitária ou como elemento de arranjo e naturalidade para se integrar sobre placa circuito integrado (MUNSON, 1973). Um modelo dessa antena é apresentado na Fig. 5. Antenas de microfita podem ser fabricadas sobre superfícies não planares, característica útil para se conformar arranjos de antenas sobre solidos de revolução, conforme apresentado em Munson (1974).

2.2.1 Dimensões e geometria

Segundo (HOWELL, 1975), antenas de microfita consistem em uma disposição de um elemento irradiador ressonante em paralelo com um plano de terra, separados por um dielétrico com espessura muito inferior ao comprimento de onda guiado⁵, como apresentado na Fig. 6.

O tamanho padrão para uma antena de microfita é o de $\lambda_g/2$. Esse valor vem da análise do método da cavidade ressonante, que considera que o ao redor da antena há uma parede magnética, o que condiciona que os modos fundamentais sejam projetados em

⁴ Essas antenas são popularmente chamadas de antenas *patch*.

⁵ Essa exigência é requisitada para que não se formem modos transversais na direção *patch*-plano de terra.

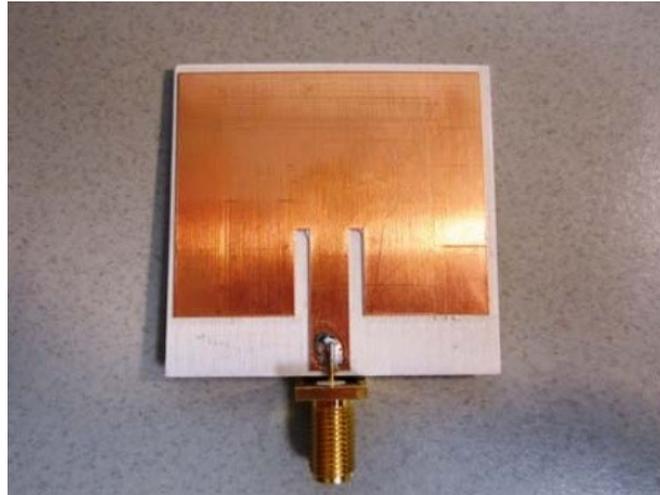


Figura 5 – Antena de microfita para frequência de 2,45 GHz sobre substrato Rogers RT/duroid 6002 alimentada por linha de transmissão (Figura retirada de Roy (2012)).

funções de base seno e cosseno (POZAR, 1992). O tamanho de $\lambda_g/2$ é usado para forçar que no *patch* ocorra máximo campo elétrico no centro e que este se anule nas extremidades. Como esta análise não considera o efeito do campo de borda⁶ o comprimento de $\lambda_g/2$ deve ser ajustado.

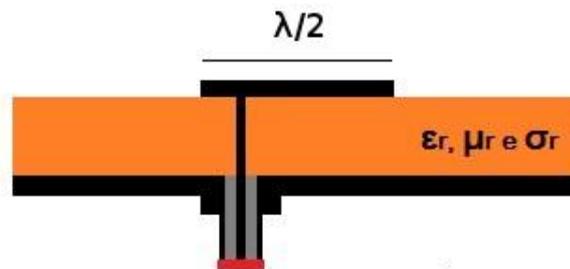


Figura 6 – Estrutura de uma antena de microfita alimentada por cabo coaxial, onde a cor laranja é o substrato dielétrico, a cor preta são os condutores, em vermelho o ponto de alimentação e e em cinza o isolante do dielétrico.

Diferentes tipos de geometria podem ser empregados no design da antena de microfita para melhor se adequar a uma aplicação específica. Dentre as geometrias usadas estão: A retangular, circular, triangular ou poligonal qualquer. Alguns comparativos entre diferentes geometrias podem ser encontrados nos trabalhos de Nascimento (2013) e Elfatimi, Bri e Saadi (2018).

⁶ *Fringing fields* da literatura em inglês.

2.2.2 Tipos de alimentação

Antenas de microfita podem ser alimentadas usando-se as técnicas de cabo coaxial (CARVER; MINK, 1981), via linha de acesso com linha de transmissão (POZAR, 1992) ou através de acoplamento de fenda (CIVEROLO; ARAKAKI, 2011).

A alimentação por cabo coaxial consiste basicamente em usar um conector coaxial⁷ na antena, conectando o pino no *patch* e o condutor externo no plano de terra. O custo de implementação desta técnica é proporcional a quantidade de elementos irradiantes, de modo que, para poucos elementos o custo adicional não é significativo, mas quando esse número ultrapassa algumas dezenas, o custo se torna da mesma ordem do custo de fabricação dos elementos ou arranjos. Devido a ser uma técnica de configuração simples, traz consigo alguns problemas, dentre eles: largura de banda de impedância estreita⁸, e a presença de uma reatância indutiva associada a impedância de entrada, o que acarreta dificuldades adicionais no casamento de impedância (HUYNH; LEE, 1995). Em seu projeto, as variáveis de otimização são a espessura do substrato, posição do conector coaxial e o valor da constante dielétrica.

Alimentação via linha de transmissão se dá por contato direto da linha com o *patch*. Esta técnica é a mais flexível em relação a se projetar, otimizar e fabricar. Todas as dimensões das linhas de transmissão e antena podem ser usadas na otimização, além da espessura do substrato e constante dielétrica. No projeto, deve se dar atenção a largura da linha e a espessura de substrato, uma vez que, estes podem condicionar modos transversais e aumento de lóbulos laterais (CIVEROLO; ARAKAKI, 2011).

Uma alimentação por acoplamento de fenda consiste em separar o *patch* da linha de acesso por um plano de terra com um fenda. Este tipo de alimentação condiciona um aumento na largura de banda no casamento de impedância, melhoria nas propriedades de radiação e uma melhoria de performance em relação a polarização cruzada. A presença de um plano de terra entre o *patch* e a linha de acesso garante uma boa isolamento entre estes elementos, o que permite que seja possível projetar e otimizar cada uma de forma separada. O preço a se pagar pelo uso dessa técnica é trabalhar com placas multi-camada, o que aumenta o custo e complexidade do design do sistema (KUCCHAR, 1996). Neste sistema podem ser otimizados os tamanhos da antena, da linha, os tamanhos da fenda, as espessuras dos substratos e a constante dielétrica.

2.2.3 Técnicas para aumento de desempenho

Segundo Pozar (1992), as principais limitações desse tipo de antena são apresentar comportamento de banda estreita, presença de polarização cruzada, acoplamento por

⁷ Dos tipos SMA, SMB, BNC ou IEC.

⁸ Este parâmetro é designado por *impedance bandwidth* da literatura em inglês.

irradiação parasítica de outros elementos e limite de capacidade de potência. Na literatura é possível encontrar técnicas que solucionam ou remediam essas limitações.

2.2.3.1 Ar como substrato (Permissividade elétrica unitária)

Para aumentar a eficiência da antena pode-se usar um substrato de ar, que possui uma constante dielétrica muito próxima a do vácuo, com o valor de 1,00059, e tangente de perdas nula. Essas características fazem com que a antena tenha maior eficiência, pois não há perdas por corrente de fuga.

Para se usar ar como substrato, é preciso colocar suportes não condutores, preferencialmente⁹, entre o plano de terra e o *patch*. Essa demanda adiciona um custo no projeto e também altera a ressonância e o casamento a impedância¹⁰, o que torna necessário uma etapa adicional de otimizações e ajustes.

2.2.3.2 Elementos parasíticos

Elementos parasíticos em antenas de microfita são outros *patches* metálicos posicionados ao redor ou na camada superior ao *patch* alimentado. Esses elementos parasíticos são excitados pela radiação do *patch* que é alimentado, geralmente, por conexão coaxial (CHEN; TULINTSEFF; SORBELLO, 1984). Esses elementos tendem a criar outros pontos de ressonância, o que aumenta a largura de banda.

Quando o elemento parasítico é colocado em uma camada de substrato superior, ele é chamado de *patch* eletromagneticamente acoplado¹¹. Esta configuração, além de aumentar a largura de banda, também aumenta o ganho (LEE; LEE, 1990) e causa um aumento na diretividade do feixe (LEE; TALTY; LEE, 1990). Sua implementação aumenta o custo do projeto, uma vez que se necessita uma camada de dielétrico adicional.

Quando o elemento parasítico for colocado ao lado do *patch* alimentado, é chamado de *patch* coplanar. Esta configuração traz a antena uma aumento na largura de banda de impedância e uma diminuição da polarização cruzada (CHEN; LEE, 1992). Esta técnica é de implementação mais barata e simples que a técnica de EMCP.

Em ambas as técnicas podem ser usados a quantidade de elementos parasíticos que forem necessários, para aumentar o número de ressonâncias, desde que a geometria da antena suporte.

⁹ Os suportes podem ser condutores, mas desde que posicionados em regiões onde o campo elétrico seja estritamente nulo.

¹⁰ Pela teoria das imagens o plano de terra atua como condutor elétrico perfeito. Isso implica que para toda carga em movimento no *patch*, há uma carga virtual oposta de sentido contrário, se o movimento é paralelo, ou mesmo sentido, se o movimento está na direção normal. Esta carga virtual é chamada de imagem e substitui o plano de terra (POZAR, 1990). As vias no plano de terra para instalação dos suportes espaçadores adicionam ainda mais efeitos de bordas e alteram o comportamento ideal esperado pela teoria das imagens, o que altera os resultados da antena.

¹¹ EMCP - *Electromagnetically coupled patch* da literatura em inglês

2.2.3.3 Fendas em antenas de microfita

A técnica de inserção de fendas consiste no posicionamento de uma serie de aberturas em posições definidas para se redistribuir as correntes de superfície no *patch* de modo a criar mais ressonâncias (BHALLA; SHAFAI, 2001).

A implementação dessa técnica não adiciona custos ao projeto e em geral adiciona muitas variáveis de otimização com as dimensões das geometrias das fendas. Entre as fendas mais comuns estão a fenda em U, citada nos trabalhos de Rafi e Shafai (2002), Rafi e Shafai (2004) e com duas fendas em formato de E, citada nos trabalhos de Chair et al. (2005) e Zhang et al. (2001). Essas técnicas podem ser observadas na Fig. 7.

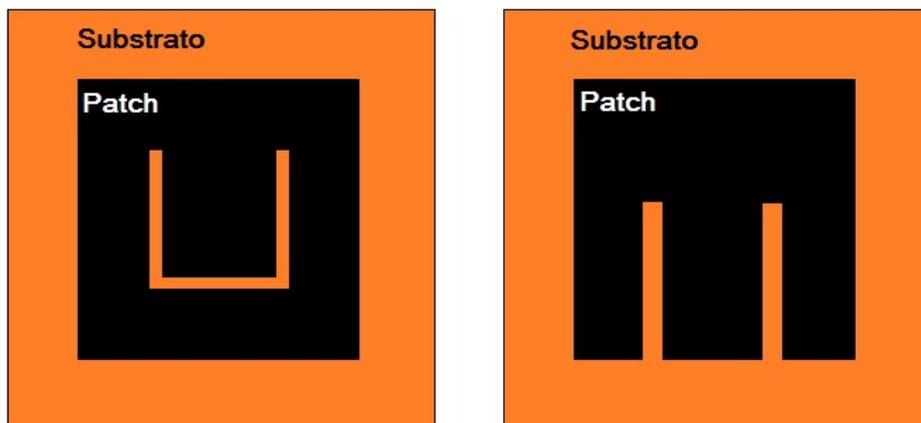


Figura 7 – Representação de antenas de microfita com fendas para aumento de largura de banda. Na esquerda fenda em formato de U e a direita duas fendas condicionado formato em E.

2.2.3.4 Isolação com cavidade metálica

Arranjos de antenas com elementos muito próximos podem apresentar grande acoplamento entre elementos e devido a isso um descasamento de impedância. Uma cavidade de isolamento (Figura 8) pode ser empregada para remediar esses problemas para um grande ângulo de varredura (LUKIC, 2007).

Uma cavidade de isolamento consiste em um conjunto paredes metálicas ao redor da antena, como apresentado na Fig. 8. Estas paredes adicionam uma complexidade extra ao projeto, uma vez que devem ser fixadas verticalmente ao substrato ou plano de terra, e também aumentam o peso e dimensões.

Essa técnica permite uma melhor precisão no escaneamento e também previne que ocorra o escaneamento cego¹², como o apresentado na Fig. 9. Essas paredes elétricas

¹² O termo usado em inglês para este efeito é *scan blindness*, e ocorre quando há a degradação total

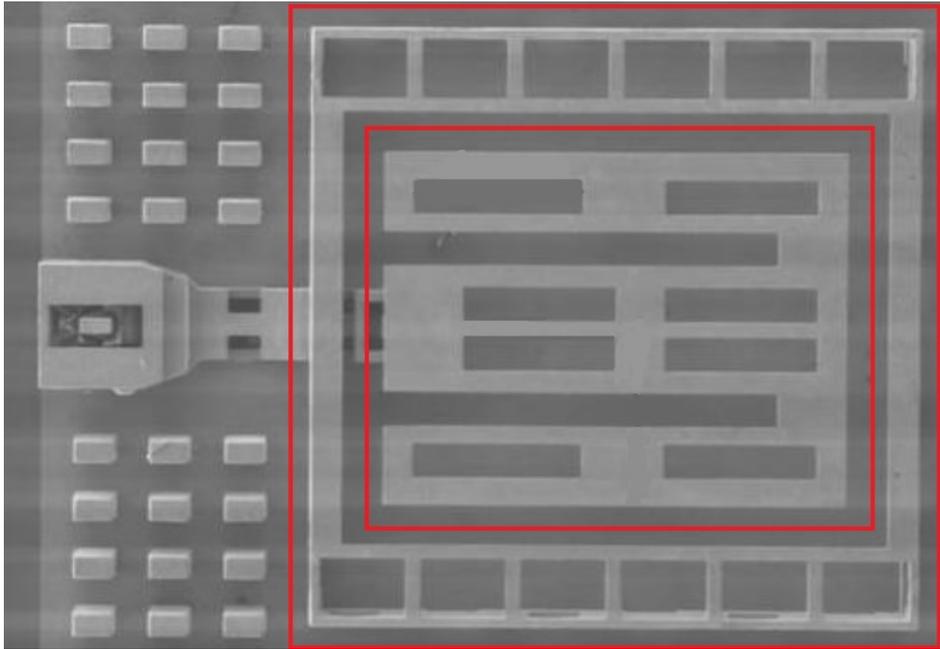


Figura 8 – Em vermelho esta circulado uma cavidade metálica ao redor de uma antena de microfita para banda Ka usando ar como substrato e alimentação via cabo coaxial retangular. A antena também possui fendas em seu design. (Figura retirada e adaptada de [Lukic \(2007\)](#)).

ajudam a diminuir o nível de lóbulo oposto causado pelo plano de terra finito e condicionam uma melhoria de radiação no espaço próximo ao horizonte do *patch* ([KARMAKAR, 2002](#)).

2.3 Formadores de Feixe

Um formador de feixe é um sistema que fornece a amplitude e fase necessária para a formação de feixe em diferentes posições, distribuindo os sinais de entrada nos elementos irradiantes ([BHATTACHARYYA, 2006](#)). As portas de entrada de um formador de feixe são chamadas de portas de feixe, enquanto que as de saída são chamadas de portas de arranjo como apresentado na Fig. 10.

2.3.1 Matriz de Butler

A matriz de Butler é um formador de feixe constituído por vários outros elementos, tais como divisores e combinadores de potência e defasadores, usados para direcionar a energia em um feixe de ângulo específico. A diferença de ângulo no feixe gerado nos elementos irradiantes é devido a diferença de fase nas portas de arranjo, que por sua vez,

de padrão de radiação em uma certa direção angular, um caso severamente extremo de perda de varredura ([MAILLOUX, 2011](#)).

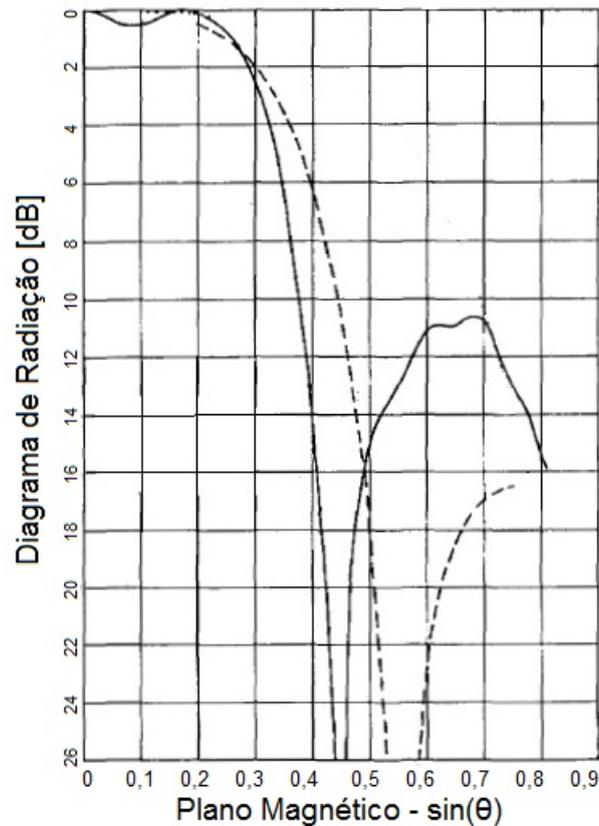


Figura 9 – Efeito de escaneamento cego em um diagrama de radiação (Figura adaptada de Farrell e Kuhn (1968)). A curva tracejada é resultante da simulação e a curva contínua é a medida física, em ambos os casos ocorreu a presença do escaneamento cego.

é criada pela diferença de fase nas portas de feixe (BUTLER; LOWE, 1961), (BUTLER, 1965), (WALLINGTON, 1973).

Usualmente, a matriz de Butler possui 2^m portas de entrada e saída, onde m é um inteiro positivo. Contudo, existem variações na literatura para cenários diferentes (FOSTER; HIATT, 1970), (SODIN, 2012), (SLOMIAN et al., 2017).

2.3.1.1 Ortogonalidade da matriz de Butler

Os feixes gerados por uma matriz Butler carregam consigo a propriedade de serem ortogonais entre si (HANSEN, 1998). Isso implica que cada feixe pode ser controlado de forma individual. Como os sinais nas portas de arranjo, são uma consequência dos sinais das portas de feixe, a ortogonalidade destes feixes é condicionada por uma ortogonalidade mútua entre os vetores de excitação das portas de feixe (BHATTACHARYYA, 2006). Logo, qualquer excitação nas portas de arranjo devem satisfazer a premissa de



Figura 10 – Caixa preta modelando um formador de feixe com ênfase na posição das portas de feixe e de arranjo.

ortogonalidade abaixo.

$$\sum_{i=1}^N E_{ni} \cdot E_{(n+l)_i}^* = 0 \quad (2.22)$$

Onde E_{ni} é a excitação causada pela porta de feixe $n \in \{1, \dots, N\}$ na porta de arranjo $i \in \{1, \dots, N\}$. Na Equação 2.22 $l \in \{1, \dots, N-1\}$.

Escrevendo os vetores E_{ni} na forma complexa, isto é, evidenciando a diferença de fase dos sinais, chega-se a Eq. 2.23.

$$\sum_{i=1}^N e^{-j(i-1)kd(\sin \theta_n - \sin \theta_{n+l})} = 0 \quad (2.23)$$

A Equação 2.23 é uma série geométrica e tem expressão fechada dada pela seguinte equação.

$$\frac{r^N - 1}{r - 1} = 0 \quad \left|_{r=e^{jkd(\sin \theta_n - \sin \theta_{n+l})}} \quad (2.24)$$

A condição de ortogonalidade descrita nas Eq. 2.22-2.24 tem solução quando as fases de dois feixes satisfazem a Eq. 2.25.

$$\sin \theta_{n+l} = \frac{2\pi l}{Nkd} + \sin \theta_n \quad (2.25)$$

É possível ver que a diferença de fase no espaço- $\sin(\theta)$ ¹³ entre dois feixes espaçados por l elementos é dada pela primeira parcela do lado direito da Eq. 2.25. Isso pode ser observado na Fig. 11.

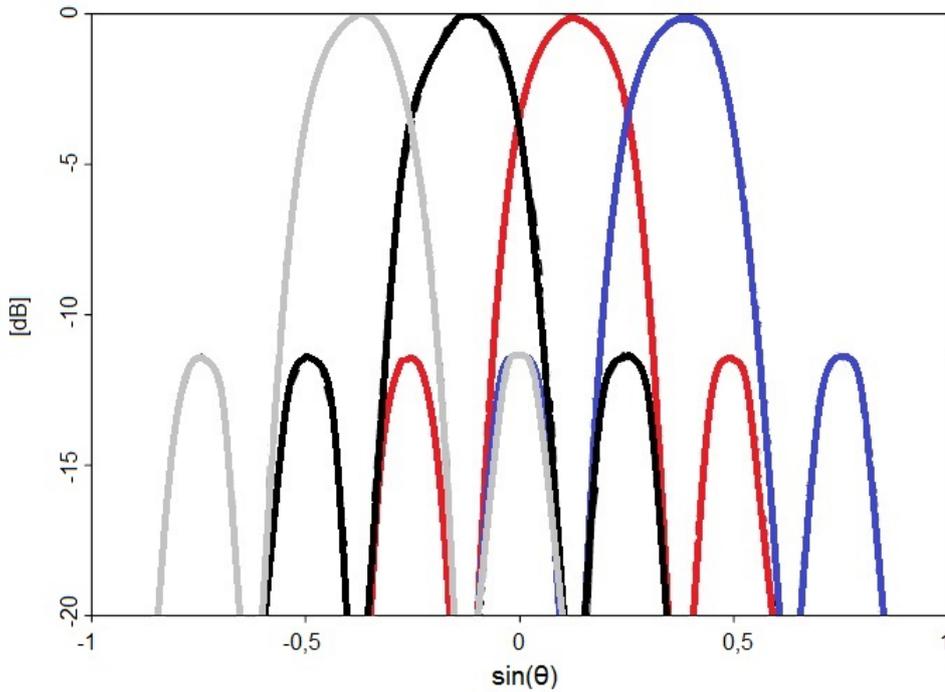


Figura 11 – Padrão de radiação com diferentes posições de feixes no espaço- $\sin(\theta)$ (Figura adaptada de [Bhattacharyya \(2006\)](#)). No diagrama, os lóbulos principais em cada posição estão aliados a lóbulos laterais com um valor de 10 dB abaixo do lóbulo principal, aproximadamente.

A excitação de uma porta de arranjo é, portanto, uma soma ponderada de sinais das portas de feixe defasadas entre si, onde tais sinais são ortogonais. Isso é equivalente a descrever o vetor de excitação total em uma porta de arranjo como uma transformada de Fourier dos sinais das portas de feixe, como explicitado abaixo.

$$A_i = \sum_{n=1}^N V_n E_{n_i} = \sum_{n=1}^N V_n e^{-j(i-1)kd \sin \theta_n} \quad (2.26)$$

¹³ O espaço- $\sin(\theta)$ é a região onde $|\sin(\theta)| \leq 1$. Esta região é chamada de espaço real, a região complementar a esta é chamada de espaço imaginário. Para a análise de feixes de um dado elemento irradiante é interessante observar as contribuições de todos os sinais presentes na região do espaço- $\sin(\theta)$ ([MAILLOUX, 2007](#))

É importante ressaltar que, as amostras da TF sofrem um janelamento em dois níveis distintos, o primeiro é dado pela abertura do diagrama de radiação das antenas elementares e o segundo é a pela quantidade de antenas.

A análise conduzida nesta seção considera um sistema monocromático ou de faixa estreita. Uma vez que há a presença de várias fases ortogonais nas portas da matriz, este sistema é classificado como de fase orientável¹⁴, logo, a matriz de Butler possui a presença de deslocamento na posição desejada no feixe com a variação de frequência, como descrito na Eq. 2.10. (MAILLOUX, 2011).

2.3.1.2 Construção de matriz de Butler com uso da TF e algoritmo FFT

A matriz de Butler, pode então, ser modelada como uma TF. Logo, qualquer circuito ou sistema que implemente uma TF pode ser usado para se construir uma matriz de Butler (BHATTACHARYYA, 2006).

Uma TF é uma soma de funções, neste caso tensões, ponderadas multiplicadas por um número complexo puro¹⁵. Logo, para sua implementação basta usar duas operações básicas, soma e multiplicação. As somas de cada termo podem ser feitas usando-se combinadores de potência, a ponderação pode ser feita por divisores de potência e a multiplicação por um número complexo puro pode ser feita com um elemento defasador.

Uma matriz com $N \times N$ portas, precisa de N^2 multiplicações. Para um valor de $N = 8$ são precisos 64 defasadores, uma quantidade que deixa o sistema grande e aumenta o custo de fabricação. Para reduzir o número de elementos de uma matriz, o algoritmo FFT pode ser usado (SHELTON, 1968), (UENO, 1981).

O algoritmo de Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT, em inglês) foi primeiro introduzido por Cooley e Tukey (1965) (HEIDEMAN; JOHNSON; BURRUS, 1984). Cooley e Tukey (1965) apresentam que é possível reduzir o número de N^2 para $N \ln(N)$ operações¹⁶ no cálculo de uma TF.

O algoritmo de FFT pode ser aplicado para qualquer valor de N , tal que N possa ser expresso como produto de dois outros números inteiros. O caso para $N = 2^m$ é o mais padrão de se aplicar, uma vez que sua implementação carrega uma simetria de elementos. Sua formulação geral segue aplicando-se a Eq. 2.25 na Eq. 2.26 e decompondo o somatório em duas parcelas, uma para as tensões de índice ímpar e outra para a de índice par e fazendo-se a primeira fase ser nula, ($\sin \theta_1 = 0$), como segue abaixo.

$$A_i = V_1 + \sum_{l=1}^{N-1} V_{(l+1)} e^{-j(i-1)\frac{2\pi}{N}l} = A_{I_i} + e^{-j(i-1)\frac{2\pi}{N}} A_{P_i} \quad (2.27)$$

¹⁴ *Phased steered* da literatura em inglês.

¹⁵ Uma projeção em funções de base.

¹⁶ Onde uma operação é entendida como uma multiplicação seguida de adição complexa.

Na qual os termos A_{Ii} e A_{Pi} são dados em seguida.

$$A_{Ii} = \sum_{I=0}^{N-2} V_{(I+1)} e^{-j(i-1)\frac{2\pi}{N}I} \quad (2.28)$$

$$A_{Pi} = \sum_{P=0}^{N-2} V_{(P+2)} e^{-j(i-1)\frac{2\pi}{N}P}, \quad (2.29)$$

tais que, $(I, P) \in \{0, 2, 4, \dots, N - 2\}$.

Como a função exponencial tem a propriedade de ser periódica em múltiplos do argumento $j\pi(i-1)P$, com P sempre sendo um múltiplo de 2 e i um inteiro, as Eqs. 2.28-2.29 tem a propriedade de periodicidade da forma

$$A_{(I,P)i} = A_{(I,P)(i+\frac{N}{2})} \quad (2.30)$$

Logo, para N portas de arranjo existem $N/2$ valores de $A_{(o,e)_i}$ distintos. As Equações 2.28 e 2.29 podem ser decompostas da maneira apresentada na Eq. 2.27 sucessivas vezes, até que as parcelas resultantes possuam cada uma apenas 2 valores distintos. Essa decomposição sucessiva faz com que os elementos do sistemas possam ser reaproveitados de forma a diminuir a quantidade de cálculos, ou seja, número de elementos. Esta rotina de decomposição é a implementação do algoritmo de FFT. A Figura 12 mostra a decomposição dos vetores A_i até os vetores de excitação dos feixes V_n , ou seja, A_i como TF de V_n .

2.3.1.3 Linhas de transmissão e acopladores híbridos

Um dos elementos que podem ser usados para se implementar a matriz de Butler é o acoplador híbrido (SHELTON; KELLEHER, 1961), (MOODY, 1964). Esta família de componentes pode substituir um total de dois divisores de potência e dois combinadores de potência, além de ter uma excelente isolação em suas portas (BHATTACHARYYA, 2006). Este componente pode ser feito apenas com linhas de transmissão em tecnologia impressa, tal como linhas de microfita, *stripline*, *slotlines* e *guia de ondas coplanares* (Fig. 13), o que permite um custo e volume reduzidos.

(a) Linhas de transmissão

Uma linha de transmissão possui pelo menos dois condutores e é denominada como um elemento de parâmetro distribuído, no qual as grandezas elétricas podem variar em magnitude e fase (POZAR, 1990).

Um pedaço de comprimento infinitesimal, Δz , de uma linha de transmissão pode ser modelado como um quadripolo de parâmetros concentrados, como é apresentado

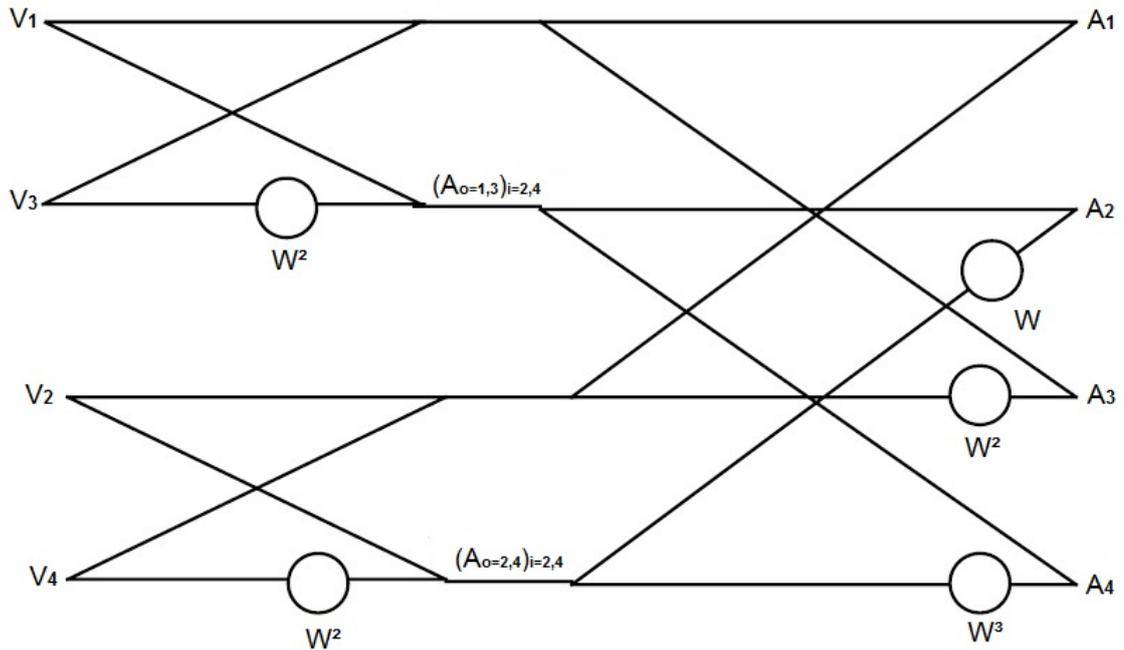


Figura 12 – Esquemático da aplicação do algoritmo de FFT para implmentação da matriz de Butler 4×4 , onde $W = e^{-j(i-1)\frac{2\pi}{4}}$ (Figura adaptada de [Bhattacharyya \(2006\)](#)). É possível ver que vetor de excitação de porta de arranjo A_i é uma projeção do vetor de excitação de porta de feixe V_n na base de Fourier.

na Fig. 14. As grandezas R, G, L e C representam as não idealidades da linha de transmissão por unidade de comprimento. R representa as perdas na linha, G modela a corrente de fuga de um condutor para o outro, devido aos elétrons que conseguem atravessar o meio isolante. L é indutância mutua causada pela corrente conduzida na linha e C é capacitância parasítica entre os dois condutores ([POZAR, 2001](#)).

Uma linha de transmissão é uma cascata de infinitos quadripolos de parâmetros localizados.

As tensões e correntes nos terminais do quadripolo são dadas pelas equações telegrafo fasoriais, para um sistema monocromático, pelas Eqs. 2.31 e 2.32.

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j2\pi fL)I(z) \quad (2.31)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j2\pi fC)V(z) \quad (2.32)$$

Derivando-se as Equações 2.31-2.32 e substituindo-as na resultante é possível chegar

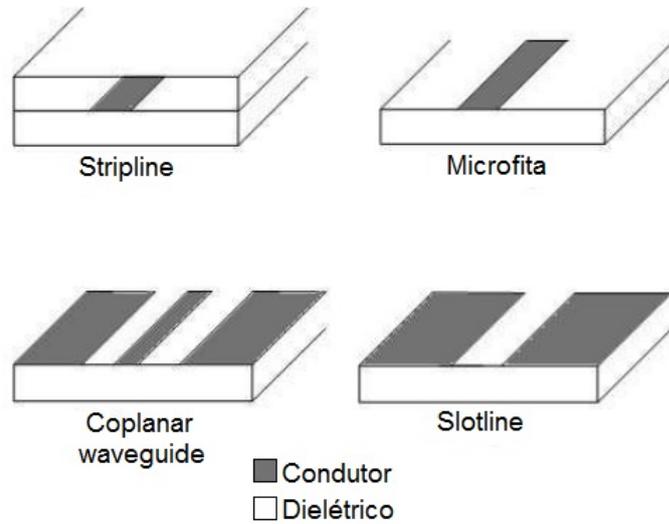


Figura 13 – Representações de diferentes tipos de linhas de transmissão (Figura adaptada de Venkateswaran (2009)).

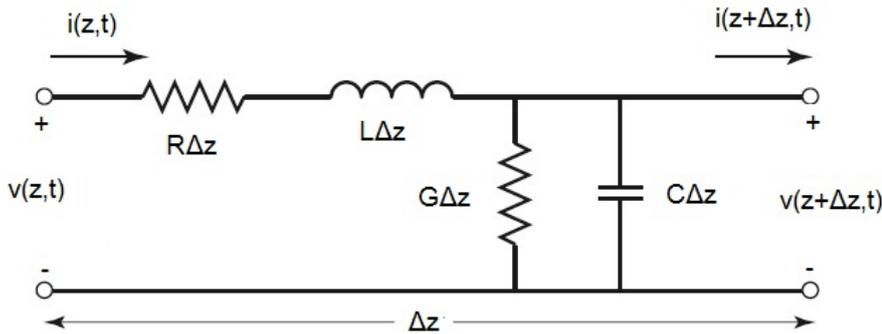


Figura 14 – Modelo de parâmetros concentrados de uma linha de transmissão infinitesimal (Figura retirada de Pozar (1990)).

nas seguintes expressões.

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - (R + j2\pi fL)(G + j2\pi fC)V(z) = 0 \quad (2.33)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - (R + j2\pi fL)(G + j2\pi fC)I(z) = 0 \quad (2.34)$$

As Equações 2.33-2.34 são equações de onda. Este resultado mostra que a tensão e corrente se propagam como ondas eletromagnéticas em uma linha de transmissão. O termo multiplicativo na segunda parcela do lado esquerdo das Eqs. 2.33-2.34 é denominado de constante de propagação complexa (Eq. 2.35).

$$\gamma^2 = (R + j2\pi fL)(G + j2\pi fC) \quad (2.35)$$

A parte imaginária da Equação 2.35 é a constante de fase e a real é a constante de atenuação.

As soluções das Equações 2.33-2.34 são duas exponencias em sentidos de propagação contrários em superposição (POZAR, 1990).

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (2.36)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (2.37)$$

A razão entre as escalares V_0^+, V_0^- e I_0^+, I_0^- é chamada de impedância característica e é um parâmetro importante para caracterizar uma linha transmissão, sua definição segue abaixo.

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{R + j2\pi fL}{G + j2\pi fC}} \quad (2.38)$$

Outro parâmetro de interesse em uma linha de transmissão é o de coeficiente de reflexão, definido abaixo.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} \quad (2.39)$$

O comprimento elétrico de uma linha de transmissão é dado abaixo.

$$\Theta = \frac{2\pi}{\lambda} l \quad (2.40)$$

Onde l é o comprimento físico da linha de transmissão. Uma linha com comprimento elétrico Θ causa uma defasem no sinal de Θ radianos.

(b) Matriz de espalhamento

Um sistema multiportas pode ser bem caracterizado pelas ondas incidentes, refletidas e transmitidas. A matriz de espalhamento usa as ondas de tensão incidente, V^+ , e de tensão refletida, V^- , para calcular as relações de transmissão e reflexão entre todas as portas do sistema, a matriz de espalhamento é da da Eq. 2.41. O sentido das ondas de tensão incidente e refletidas podem ser mapeadas para um sistema de quadripolos como consta na Fig. 15.

$$[V^-]_N = [S]_{(N \times N)} [V^+]_N \quad (2.41)$$

Logo, o parâmetro S pode ser definido como segue abaixo.

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad (2.42)$$

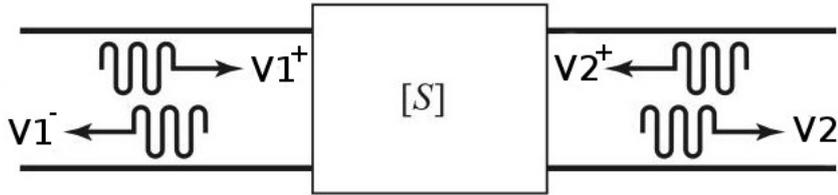


Figura 15 – Representação de ondas de tensão incidentes e refletidas sobre uma caixa preta modelada com parâmetros S (Figura adaptada de Pozar (1990)).

Nos extremos da Equação 2.42, $S_{ij} = 0$ significa que quando a porta j é excitada, nenhum sinal passa para a porta i . Se $S_{ij} = 1$, significa que toda a onda é transmitida da porta j para a porta i .

(c) Acopladores híbridos de quadratura

São acopladores direcionais de meia potência (3 dB) na qual a saída de suas portas estão defasadas em quadratura. Exemplos de elementos dessa família são o *branch-line coupler*, *double-box branch-line coupler* e *three-way branch-line coupler*.

(d) *Branch-line coupler*

Esta topologia segue apresentada na Fig. 16. As portas 1, 2, 3 e 4 são chamadas de porta de entrada, saída direta, saída acoplada e saída isolada, respectivamente. A saída direta tem uma defasagem de 90° em relação a entrada, enquanto que a saída acoplada possui uma defasagem de 180° . Na saída isolada não há qualquer sinal, visto que há uma soma destrutiva dos sinais que chegam do ramo superior e do inferior.

A matriz de parâmetros S para a *branch-line coupler* é expressa a seguir.

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Como requisistos para funcionar todas as portas devem estar casadas e todas as linhas devem possuir comprimento elétrico de $\pi/2$ rad.

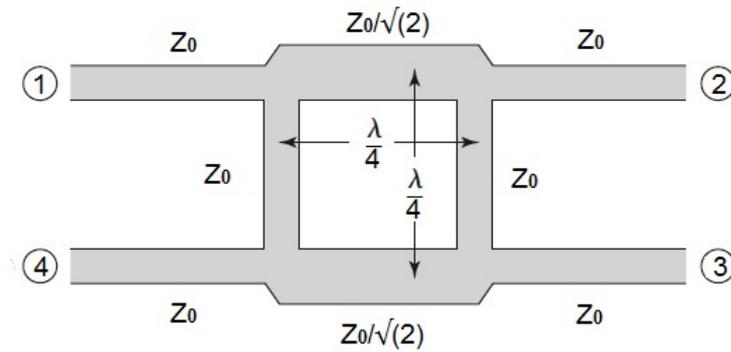


Figura 16 – Topologia do *branch-line coupler* (Figura retirada de Pozar (1990)). As impedâncias e comprimento físicos de cada linha da estrutura seguem apresentadas.

(e) *Double-box branch-line coupler*

Este acoplador tem sua topologia apresentada na Fig. 17. Suas premissas gerais são iguais ao do *branch-line coupler*, com a diferença em suas defasagens de saída. As saídas direta e acoplada são defasadas de 180° e -90° , respectivamente.

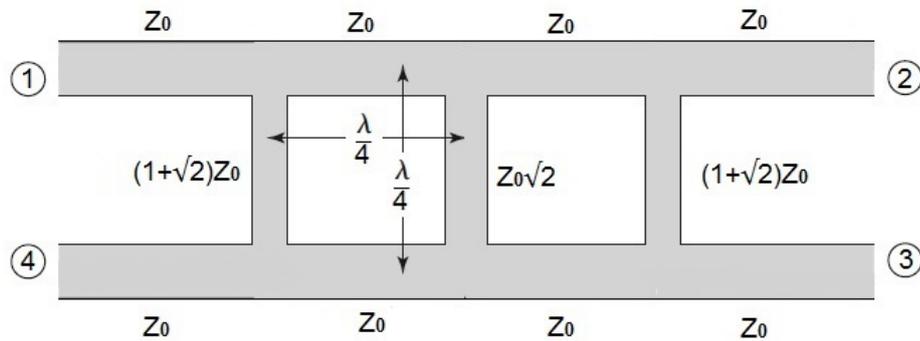


Figura 17 – Topologia do *double-box branch-line coupler* (Figura adaptada de Pozar (1990)). As impedâncias e comprimento físicos de cada linha da estrutura seguem apresentadas.

A matriz de parâmetros S para este elemento é dada abaixo.

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & j & 0 \\ -1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & -1 \\ 0 & j & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Este acoplador, assim como o *branch-line coupler* é simétrico em relação a qualquer uma de suas portas.

O *double-box branch-line coupler* tem como particularidade poder ter suas impedâncias centrais mudadas de acordo com 2.45 para se alcançar linhas com larguras mais fáceis de se fabricar.

$$Z_3 = \sqrt{2} \frac{Z_1^2}{Z_0} \quad (2.45)$$

Onde Z_1 são as impedâncias das linhas horizontais centrais e Z_3 é a impedância da linha vertical central.

Além disso, este acoplador apresenta a banda mais larga do que o *branch-line coupler* comum, devido a apresentar duas seções em cascata.

(f) Crossover

Também chamado de acoplador de 0 dB cruzado, este elemento tem sua topologia similar com a do *double-box branch-line coupler*, apresentada na Fig. 17, porém, possui todas as impedâncias de todas as trilhas são de 50Ω . A topologia resultante é apresentada na Fig. 18.

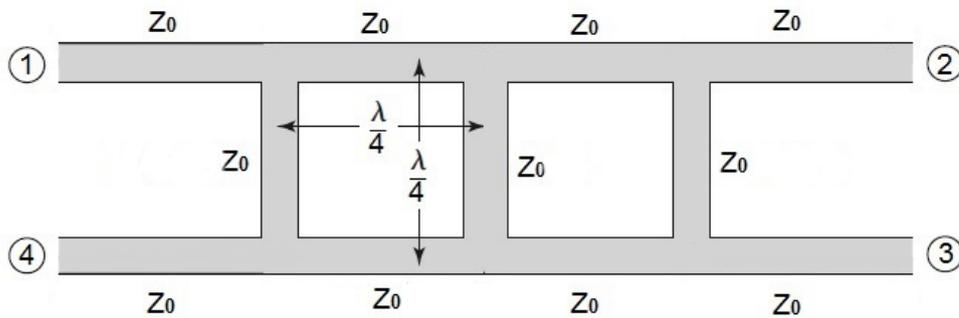


Figura 18 – Topologia do *crossover*. As impedâncias e comprimento físicos de cada linha da estrutura seguem apresentadas.

Este elemento é usado para cruzar sinais de um ramo a outro, sem perdas nas outras saídas. Isso significa, que ao se excitar a porta 1, por exemplo, o sinal é guiado para a porta 3, isolando as portas 2 e 4. Este comportamento é simétrico a qualquer uma das portas.

A matriz de parâmetros S para o *crossover* é expressa a seguir.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

2.3.1.4 Varredura em duas direções ortogonais

Uma matriz de Butler de $N \times N$ portas provem uma distribuição simétrica de feixes ortogonais em uma coordenada. Se a coordenada considerada for a azimutal, por exemplo, isso quer dizer que a matriz pode fazer uma varredura apenas para N ângulos em φ em uma única posição de θ .

Para que o formador de feixe possa varrer todo um plano esférico nas coordenadas azimutal e polar é necessário ter um conjunto de N matrizes para a varredura azimutal e N matrizes para a varredura polar, considerando-se um formador de feixe para um arranjo planar de $N \times N$ elementos. Estes conjuntos, devem então ser acoplados um ao outro, de maneira transversal, para que se possa ter controle do feixe nas duas direções ortogonais, como é apresentado na Fig. 19 (DETRICK; ROSENBERG, 1990).

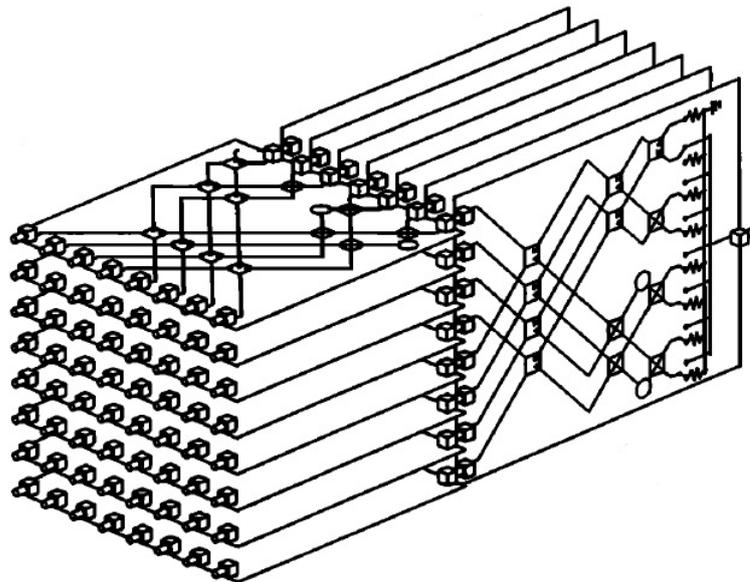


Figura 19 – Esquemático de uma matriz de Butler completa 8×8 usada para controle de duas direções ortogonais de feixe (Figura retirada de (DETRICK; ROSENBERG, 1990)). As matrizes em posição vertical fazem a varredura em uma coordenada e as horizontais em um coordenada ortogonal.

2.3.2 Lente de Rotman

A lente de Rotman é uma lente quase-óptica, variante da lente de bootlace proposta por Gent (1957), de caminho restrito¹⁷ feita sobre uma superfície condutora como apresentado na Fig. 20. Diferentemente das primeiras lentes ópticas, que usavam guias de onda e cabos coaxiais, a lente de Rotman pode ser projetada em tecnologia de linhas de transmissão, como proposto primeiramente por Archer (1975).

¹⁷ Ruze (1950) define que uma lente de caminho restrito não é afetada pelo índice de refração do meio, ou seja, não obedece as leis de Snell. Toda energia eletromagnética tem sua direção guiada pelas superfícies da lente, através de suas faces.

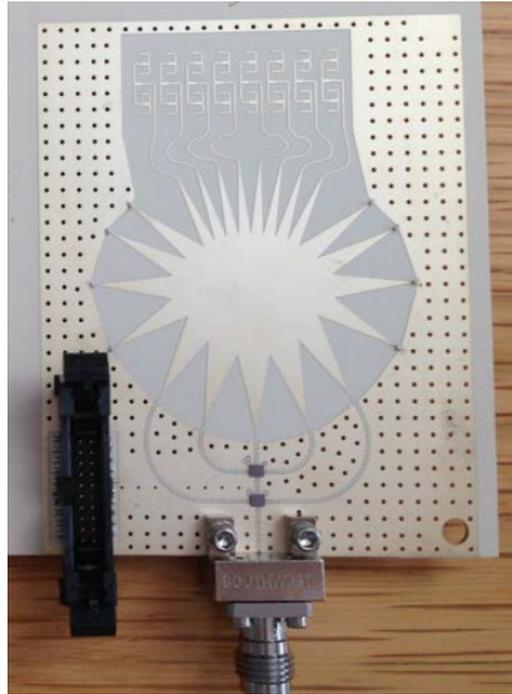


Figura 20 – Lente de Rotman 5×8 para um arranjo 4×8 na frequência de 60 GHz. Posição dos feixes em -23° , -12° , 0° , 12° e 23° (Figura retirada de [Lamminen et al. \(2017\)](#)).

A lente é composta de uma superfície condutora¹⁸, das faces das porta de arranjo e de feixe e dos elementos irradiadores das portas de arranjo e de feixe, isto é, a geometria de conexão entre lente e antena, o que torna o custo mais escalável, diminui o peso e volume e facilita a manufatura. Um parte opcional são as portas fictícias¹⁹, que servem para diminuir a reflexão de energia eletromagnética dentro da cavidade, o que acaba afetando a matriz de distribuição de amplitude e fase na irradiação de cada antena. As portas fictícias geralmente são conectadas a cargas casadas, deixadas em aberto ou ainda podem ser conectadas a elementos irradiantes, como implementado por [Naeini e Fakharzadeh \(2017\)](#).

A lente de Rotman possui três pontos focais perfeitos, um no centro da geometria e os outros dois simétricos em relação ao central, pela derivação de parâmetros usadas por [Rotman e Turner \(1963\)](#). O ponto focal central gera um feixe orientado no ângulo de 0° , enquanto que os extremos simétricos geram feixes orientados nas direções de máxima angulação permitida, situação retratada na Fig. 21. Todos os outros feixes devem estar posicionados nos limites propostos pelos pontos focais extremos. Dentro destes limites é permitidos um grande número de feixes.

As portas de arranjo recebem sinais vindos das portas de feixe, através da cavidade. A fase recebida de cada porta de feixe tem a fase proporcional ao atraso sofrido pelo sinal

¹⁸ *Parallel Plate Region* da literatura em inglês, também chamada de cavidade.

¹⁹ *Dummy ports* da literatura em inglês.

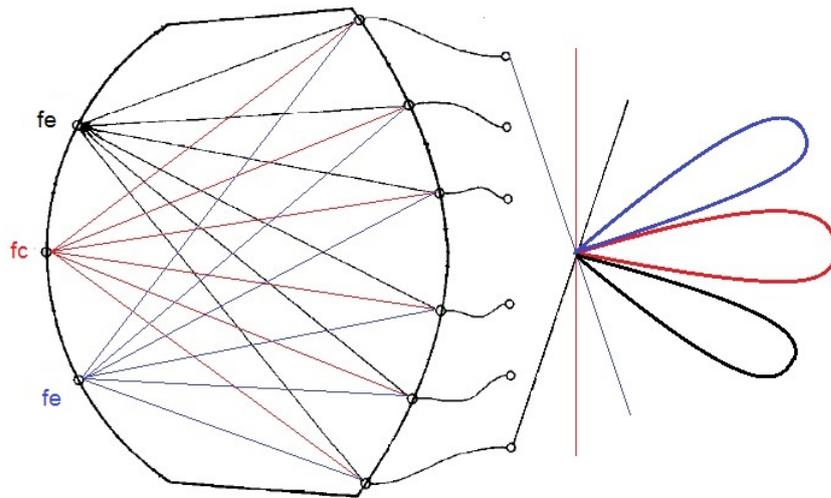


Figura 21 – Feixe irradiado resultante para excitação nos diferentes pontos focais da lente de Rotman. O feixe em vermelho é resultante da excitação do ponto focal central, e os demais da excitação dos pontos focais extremos. As linhas entre as portas de feixe e de arranjo representam o atraso de tempo que o sinal eletromagnético demora ao percorrer a lente para cada caminho (Figura retirada de [Lamminen et al. \(2017\)](#)).

no caminho percorrido. Logo, cada porta de arranjo possui uma fase diferente para cada sinal vindo de uma porta de feixe diferente. Isso causa uma distribuição de fases uniforme nas antenas, o que faz com que a excitação em cada porta de feixe direcione o feixe eletromagnético em um ângulo diferente.

Diferentemente da matriz de Butler esta lente é um formador de feixe de fase orientável por atraso de tempo, logo, não possui deslocamento de feixe com a variação da frequência. Esta característica faz com que a lente de Rotman possua boa desenvoltura para atuar em sistemas banda-larga ([ROTMAN; TURNER, 1963](#)).

A lente de Rotman, assim como a matriz de Butler, provê variação no ângulo dos feixes apenas em uma coordenada angular. Contudo, também pode-se usar da configuração proposta por [Detrick e Rosenberg \(1990\)](#) para propiciar uma varredura em coordenadas ortogonais.

2.3.2.1 Geometria e design da lente de Rotman

O design de uma lente de Rotman considera três pontos distintos, sendo estes, o design da geometria óptica, o projeto dos irradiadores nas portas presentes nas faces focais e o acoplamento mútuo entre portas. Primeiramente, é feito o design da geometria óptica e o projeto dos irradiadores nas portas e depois se otimiza a lente para reduzir o acoplamento mútuo para níveis aceitáveis ([HANSEN, 1991](#)). O uso de portas fictícias com cargas casadas pode ser usado para diminuir o acoplamento entre portas, que podem ser posicionadas inclusive entre as portas de arranjo e de feixe, como mostrado por [Adibifard](#)

e Kouki (2016).

Os irradiadores de porta, conforme na Fig. 22, são projetados para se condicionar um melhor casamento de impedância entre as portas da lente as antenas e garantir boa isolamento entre as portas. O design cauteloso, condiciona uma linearidade de fases nas portas de arranjo da lente e evita um erro de global fase grosseiro (BHATTACHARYYA, 2006).

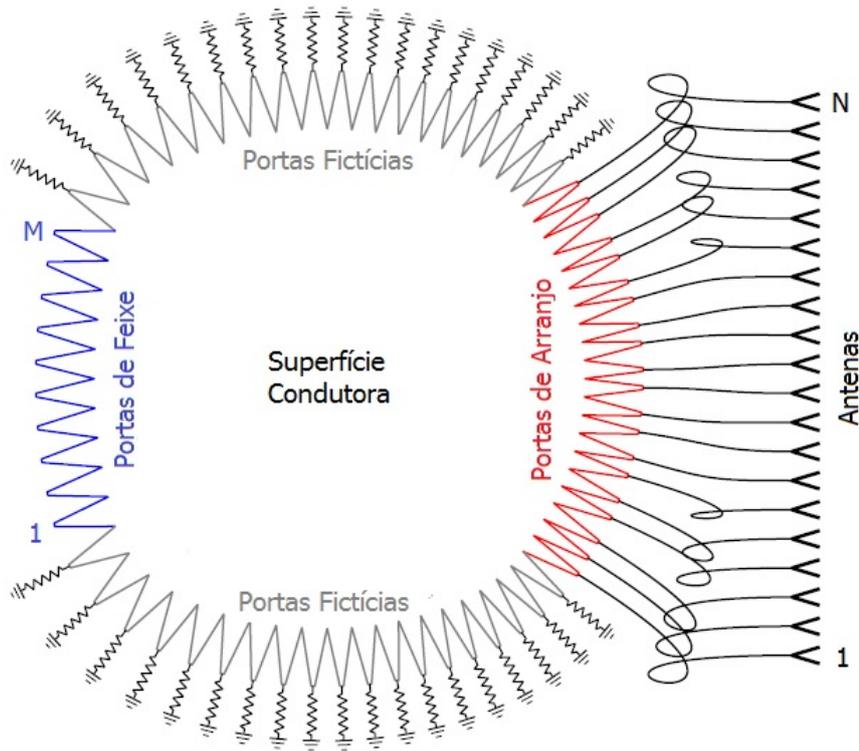


Figura 22 – Esquemático de uma lente de Rotman com $M \times N$ portas (Figura adaptada de Simon (2004)). Os irradiadores de porta são as linha de acesso entre as portas de arranjo e as antenas elementares. No esquemático a lente de Rotman conta com 19 portas fictícias em cada lado conectas a cargas casadas.

Os parâmetros de projeto de acordo com Hansen (1991) são seis. A distância focal l_c , medida do foco central até a face das portas de arranjo. O ângulo focal α , que é a angulação entre o foco central e o extremo em relação ao eixo de simetria. β , a razão das distâncias focais l_c e l_e , dada na Eq. 2.47. Ψ é o ângulo do feixe proveniente dos focos extremos.

$$\beta = \frac{l_e}{l_c} \quad (2.47)$$

A razão entre os ângulos de foco α e Ψ (Eq. 2.48) é outro parâmetro de design.

$$\gamma = \frac{\sin(\Psi)}{\sin(\alpha)} \quad (2.48)$$

O último parâmetro, ζ , leva em conta a posição dos elementos irradiantes no eixo do arranjo. Este parâmetro é condicionado pela distância entre elementos do arranjo.

$$\zeta = \frac{y\gamma}{l_c} \quad (2.49)$$

Todos esses parâmetros são apresentados na Fig. 23.

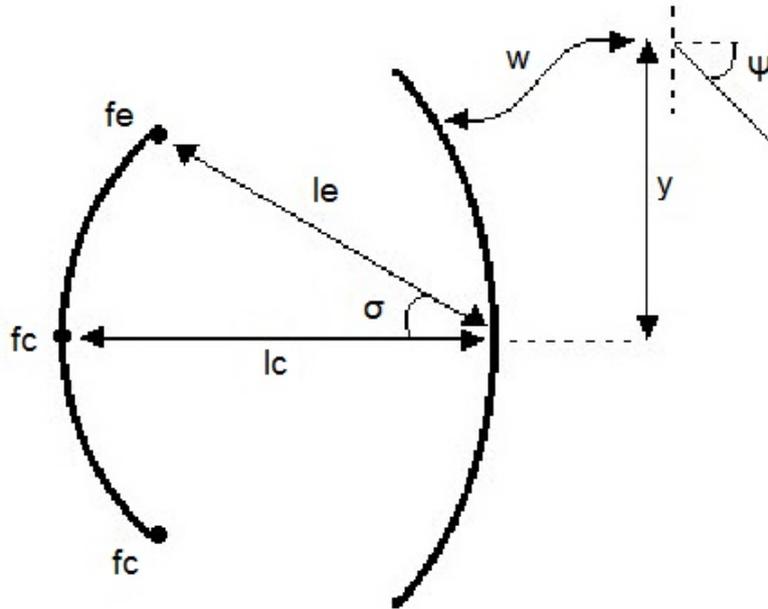


Figura 23 – Parâmetros de projeto de uma lente de Rotman em relação as faces focais.

Todos esses parâmetros são usados para se construir a lente e com eles são calculados os tamanhos de linha de acesso w , para conectar as portas de arranjo às antenas. A Equação 2.50 é chamada de equação quadrática da lente geométrica e foi proposta por Hansen (1991). Com esta equação é possível calcular os valores do parâmetro w .

$$a \left(\frac{w}{f_c} \right)^2 + b \frac{w}{f_c} + c = 0 \quad (2.50)$$

Onde as constantes são dadas pelos parâmetros da lente.

$$a = 1 - \frac{(1 - \beta)^2}{(1 - \beta \cos(\alpha))^2} - \frac{\zeta^2}{\beta^2} \quad (2.51)$$

$$b = -2 + 2 \frac{\zeta^2}{\beta} + 2 \frac{(1 - \beta)}{1 - \beta \cos(\alpha)} - \frac{(\zeta \sin(\alpha))^2 (1 - \beta)}{(1 - \beta \cos(\alpha))^2} \quad (2.52)$$

$$c = -\zeta^2 + \frac{(\zeta \sin(\alpha))^2}{1 - \beta \cos(\alpha)} - \frac{(\zeta \sin(\alpha))^4}{4(1 - \beta \cos(\alpha))^2} \quad (2.53)$$

2.3.2.2 Algoritmos para geração da geometria da lente

A síntese da geometria da lente de Rotman leva em conta a solução das equações que a regem. Na literatura são encontradas diversas soluções para essa demanda, dentre eles pode-se citar a implementação da ferramenta de síntese RLDESIGN, programada em MATLAB, desenvolvida por [Simon \(2004\)](#).

3 Metodologia

3.1 Desenvolvimento do sistema

3.1.1 Projeto

A primeira especificação determinada foi a escolha da frequência de operação do sistema. A primeira faixa da banda ISM foi escolhida¹, com frequência central em 915 MHz e largura de banda de 26 MHz. A banda ISM está contida na faixa de frequência UHF². Esta faixa de frequências é classificada na subdivisão métrica como sinais de onda decimétrica, pelo Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Frequências no Brasil, da Anatel, e é reservada para aplicações de comunicação fixa, móvel³, radioamador e radiolocalização. Como o Brasil faz parte da Região ITU 2, composta pelas Américas, pode-se usar essa faixa de frequência para aplicações científicas, industriais e médicas sem controle da agência reguladora e sem prestação de tarifas.

As impedâncias das portas do sistema foram projetadas para serem casadas em 50 Ω , uma vez que a maioria dos conectores e sistema de medições e testes são casados para essa impedância, o que faz que não seja necessário se projetar estágios de casamento de impedâncias adicionais.

Foram escolhidas duas topologias de controle de apontamento. A primeira topologia conta com uma matriz de Butler como formador de feixe e a segunda conta com a lente de Rotman para essa função. Ambas as topologias contaram com um arranjo de antenas do tipo microfita e um circuito de chaveamento.

Para que as etapas de desenvolvimento do projeto fiquem claras o sistema foi dividido em sub-blocos, cada um com suas próprias características de projeto. Na Figura 24 é possível ver como o sistema foi dividido, contando com os blocos de formadores de feixe, antena elementar, arranjo, como elementos de projeto.

O Apêndice B apresenta a metodologia de projeto empregada, detalhando desde a fundamentação teórica até a conclusão do documento de escrita.

3.1.1.1 Antena de microfita

A antena de microfita teve seu design decidido para ser de fácil fabricação, propiciar muitas variáveis para otimização e alcançar boas propriedades. Os objetivos de

¹ Essa faixa será chamada de ISM-1 no decorrer deste documento.

² UHF: 300 MHz a 3000 MHz.

³ Exceto para comunicação móvel aeronáutica.

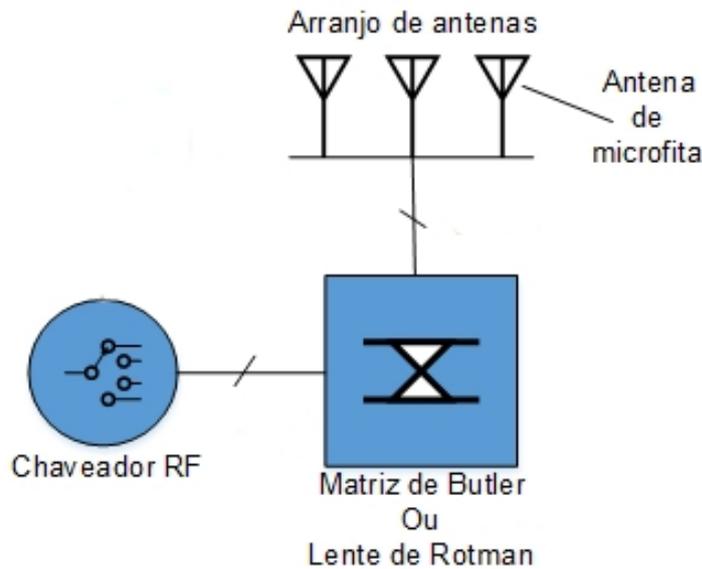


Figura 24 – Arquitetura do sistema de controle de apontamento proposta. Na imagem é possível ver como os sub-blocos do projeto estão conectados.

projeto almejados foram alcançar uma largura de banda igual a toda a banda ISM-1, um coeficiente de reflexão na porta da antena de de -20 dB e um ganho de pelo menos 4 dB.

O modelo escolhido, a priori, foi o de *patch* de geometria quadrada, com alimentação coaxial e usando um substrato de FR-4, com propriedades descritas na Tab. 1. A escolha do *patch* quadrado foi devido a sua simplicidade de projeto e facilidade de otimização e casamento de impedância. A alimentação coaxial foi escolhida por ser a de implementação mais barata, apesar de ser a de projeto mais trabalhoso. O FR-4 foi escolhido como substrato por ser barato e de grande disponibilidade. O projeto com esse material não atingiu as especificações almejadas, devido a grande tangente de perdas que o FR-4 possui. Algumas técnicas para aumento de desempenho foram praticadas, como adição de elemento parasítico *EMCP*, mas os resultados não foram os esperados.

Tabela 1 – Propriedades FR-4 (Com base no FR402 - Isola Group)

Propriedade	Símbolo	Valor
Constante dielétrica	ϵ_r	4,25
Tangente de perdas	$\tan \delta$	0,015
Espessuras padrões	h	0,127 - 6,4 mm

Devido a essa adversidade, o FR-4 foi trocado pelo substrato de ar, que possui tangente de perdas nula, como descrito no capítulo 2.2.3.1. Essa escolha remove a limitação de espessura disponível para substrato, uma vez que é preciso apenas aumentar ou diminuir os tamanhos dos suportes da antena.

A antena foi projetada para que suas dimensões máximas permitissem que o espa-

çamento entre elementos do arranjo seja de $\lambda_0/2^4$. Essa escolha foi tomada para evitar a presença de lóbulos laterais no diagrama de radiação do arranjo. O tamanho do elemento irradiante previsto tem uma frequência de ressonância próxima a $\lambda_g/2^5$, como o substrato é de ar, vale a igualdade na Eq. 3.1.

$$\frac{\lambda_g}{2} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r^{Ar}}} = \frac{\lambda_0}{2} \quad (3.1)$$

A Equação 3.2 apresenta o cálculo para o tamanho do comprimento de $\lambda_g/2$ usado como tamanho máximo da antena.

$$\frac{\lambda_g}{2} = \frac{c}{2f_c^{ISM-1}} = 163,93mm \quad (3.2)$$

Como o tamanho da antena e o espaçamento previsto entre elementos no arranjo são muito próximos, haveria um forte acoplamento entre os elementos do arranjo de antenas. Para atenuar os efeitos desse problema foi implementada a técnica de isolamento por cavidade, descrita no capítulo 2.2.3.4. Com isso a máxima dimensão da antena é até a posição delimitada pelo perímetro da cavidade, igual ao espaçamento entre elementos. Desse modo, os elementos do arranjo podem estar posicionados lado a lado, sem que haja acoplamento significativo entre eles.

Com o uso do ar como substrato, o cobre também foi substituído como condutor pelo alumínio. O critério de escolha foi devido as chapas de alumínio apresentarem baixo custo, peso e serem de fácil moldagem. Usar substrato de ar ainda exige suportes para separarem as chapas de alumínio de plano de terra e o *patch* das antenas. O material escolhido para os suportes foi o polietileno, com propriedades contidas na Tab. 2, além de apresentar fácil conformação e um baixo custo.

O conector coaxial usado foi um conector fêmea reto, com base quadrada para painel da série SMA 50 Ω , código 3005, da fabricante KLC Conectores. Esse conector conta com um isolante de teflon entre o pino e o condutor externo, de propriedades apresentadas na Tab. 2. As dimensões do substrato são apresentadas no Anexo A.

Tabela 2 – Propriedades elétricas dos materiais da antena

	Ar	Polietileno	Teflon
ϵ_r	1	2,25	2,1
$\tan \delta$	0	0,004	0,001

Com essas características o ganho foi facilmente atingido. Contudo, o coeficiente de reflexão na banda ISM-1 ainda não foi alcançado. Para isso, foram implementadas as

⁴ Meio comprimento de onda no vácuo

⁵ Meio comprimento de onda no guiado no substrato

técnicas de fenda e adição de elementos parasíticos do tipo *EMCP*. A geometria do *patch* também foi alterada de quadrada para retangular.

No *patch* foram inseridas fendas no formato de E e no elemento parasítico foram inseridas fendas em formato de U, um design bastante similar ao do trabalho de (RAFI; SHAFI, 2002). Um grande trabalho de otimização com as ferramentas de simulação foi executado para que os resultados procurados fossem atingidos.

3.1.1.2 Arranjo de antenas

O arranjo de antenas proposto foi limitado ao tamanho menor que um metro de comprimento. Desse modo, um arranjo com 4×4 elementos foi o escolhido para projeto, o que acarreta uma dimensão linear de 65,57 cm. Com essa quantidade de elementos, o esperado é conseguir uma diretividade final de 17,01 dB e um ângulo de escaneamento de 90° , de acordo com as equações 2.15 e 2.21.

A topologia de arranjo adotada foi a de elementos em malha retangular, igualmente espaçados por meio comprimento de onda.

Para se aferir o acoplamento mútuo entre elementos foi projetado um arranjo com 5×5 elementos, como na Fig. 25, com apenas o elemento central alimentado, para se averiguar os acoplamentos de até uma distância de um comprimento de onda. Todos os *patches* foram projetados no mesmo plano de terra. Tal número de elementos foi escolhido para se observar os efeitos de acoplamento em uma distância de até um comprimento de onda guiado.

Por fim, o arranjo com 4×4 elementos foi projetado para a extração das curvas de radiação para diferentes distribuições de fase.

3.1.1.3 Matriz de Butler

A topologia de matriz de Butler necessária neste sistema é uma 4×4 , uma topologia que se enquadra no esquema de projeto 2^m . A topologia adotada é similar a implementada nos trabalhos de El-Tager e Eleiwa (2009), Khan (2006), Priyadarshan (2017) e Lee e Sekaran (2017). Os trabalhos usam como elementos básicos da rede *branch-line couplers*, *double-box branch-line couplers*, *crossovers* e defasadores sob linhas de transmissão. O substrato escolhido para projeto foi o FR-4, com propriedades apresentadas na Tab. 1, com uma espessura de 1,6 mm.

A implementação da Matriz de Butler foi feita com uso de quatro acopladores híbridos, dois *crossovers* e dois defasadores de 45° . A interconexão entre esses elementos e apresentada na Fig. 26.

Sem a presença dos defasadores de 45° as saídas nas portas de saída S1 e S2 possuem uma desafagem de 180° , excitando-se a entrada E1, e as portas S3 e S4 possuem

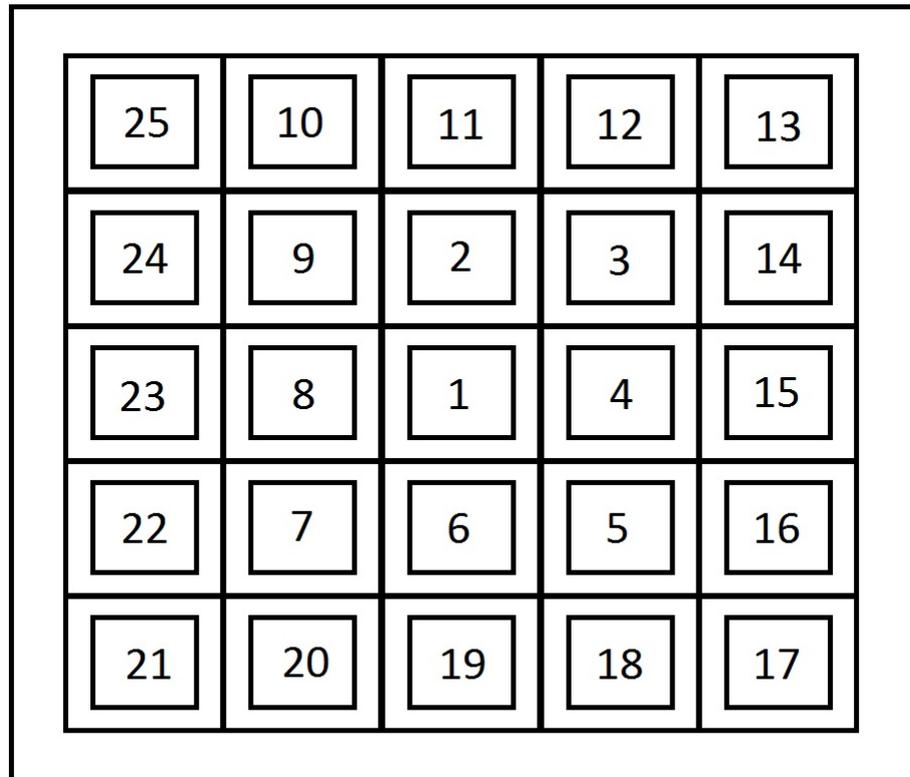


Figura 25 – Mapeamento de elementos no arranjo 5×5 para aferir acoplamento entre os elementos.

uma defasagem de 90° , em relação a porta E1. Com o uso dos defasadores de 45° as portas S1 e S3 ganham uma defasagem adicional de 45° cada. Deste modo, as defasagens finais das portas de saída S1, S2, S3 e S4 são 225° , 180° , 135° e 90° , respectivamente, deixando as quatro portas defasadas de 45° entre si. A Figura 27 apresenta o fluxo de sinais ao se excitar uma porta de entrada. As portas de entrada são chamadas de portas de feixe e as portas de saída são chamadas de portas de arranjo.

De acordo com a Figura 27, cada sinal, da porta de entrada à porta de saída, passa necessariamente por dois acopladores híbridos e, da porta S1 para a S4, por um defasador de 45° ; dois crossovers; um defasador de 45° e um crossover e um crossover; respectivamente. Como os defasadores de 45° e os crossovers ideais possuem perdas de 0 dB, o sinal na saída tem uma redução em seu nível de -6 dB, devido aos dois acopladores híbridos de 3 dB.

Deste modo, devem ser implementados os acopladores híbridos e os crossovers, como apresetando na seção 2.3.1.3. O defasador de 45° é implementado usando-se simplesmente uma linha de transmissão de comprimento elétrico de 45° . De acordo com Priyadarshan (2017), o comprimento físico da linha pode ser calculado pela Eq. 3.3, onde

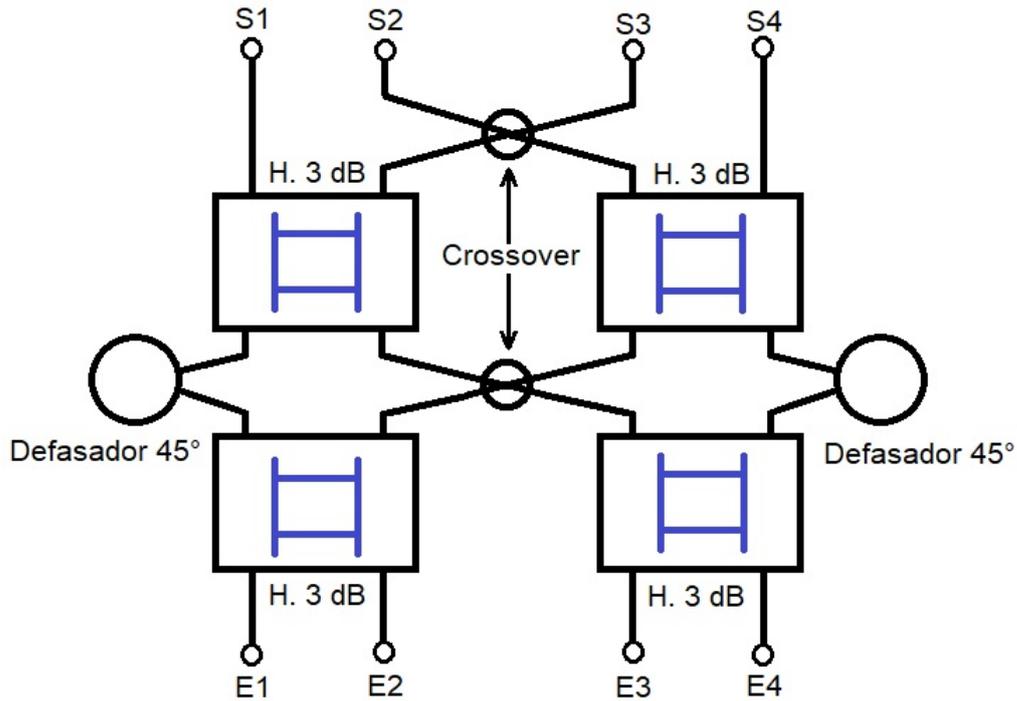


Figura 26 – Topologia da Matriz de Butler implementada. Na topologia é possível ver como os 4 acopladores híbridos, 2 crossovers e 2 defasadores de 45° se interconectam.

l é dado em metros.

$$l = \frac{\Theta\lambda}{2\pi} \quad (3.3)$$

3.1.1.3.1 Matriz de Butler com elementos localizados

A matriz de Butler usando elementos localizados usa da mesma topologia apresentada na Fig. 26. Para tanto, é preciso modelar as linhas de transmissão presentes nos acopladores, *crossovers* e defasadores com elementos localizados. Cada linha de transmissão foi modelada como uma rede- π equivalente, apresentada na Fig. 28.

A rede- π equivalente modela a linha de transmissão sem perdas, uma vez que só contabiliza os efeitos reativos. Nos trabalhos de Ning e Sun (2013) e Singh, Mandal e Mandal (2015) é apresentado como se calcular a indutância e capacitância do modelo equivalente, estas fórmulas são apresentadas nas Eqs. 3.4 e 3.5.

$$L(Z, \Theta, f) = \frac{Z \sin(\Theta)}{2\pi f} \quad (3.4)$$

$$C(Z, \Theta, f) = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\frac{1 - \cos(\Theta)}{1 + \cos(\Theta)}} \quad (3.5)$$

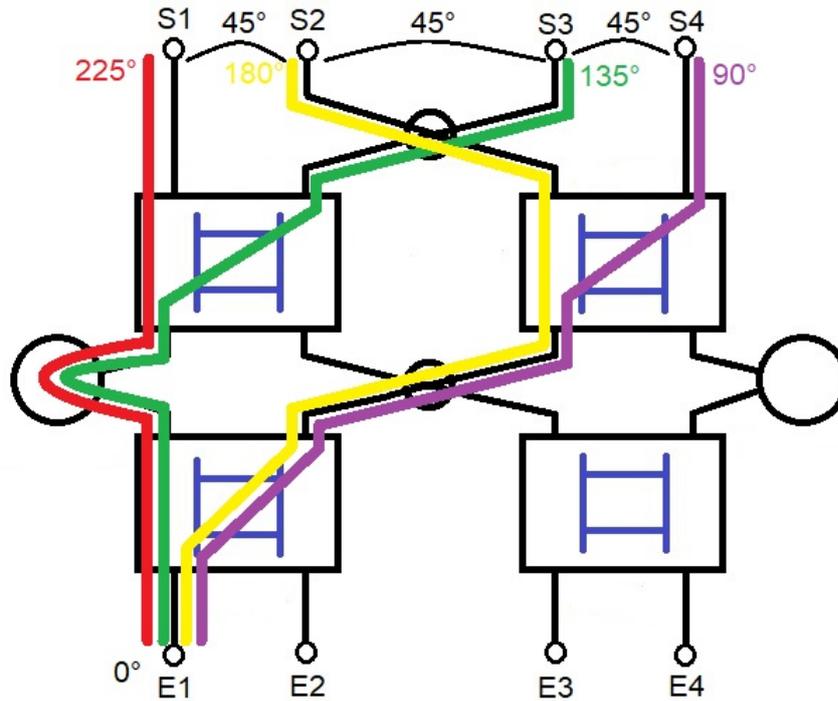


Figura 27 – Fluxo de sinais na matriz de Butler ao se alimentar a porta de entrada E1. Na figura, as defasagens de cada caminho são evidenciadas.

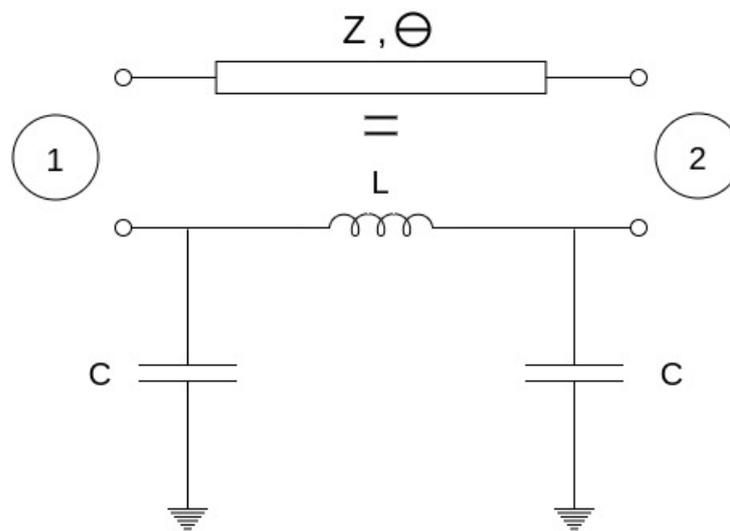


Figura 28 – Modelagem de linha transmissão usando elementos localizados.

3.1.1.4 Lente de Rotman

Como o arranjo escolhido foi um 4×4 , o formador de feixe composto por lente de Rotman deve ter 4 lentes na vertical conectadas a 4 lentes na horizontal, conforme apresentado na Fig. 19. Cada lente deve contar com 4 portas de feixe e 4 portas de arranjo. A necessidade e quantidade de portas fictícias é uma variável que foi definida no ambiente de projeto, uma vez que a colocação desta é mais fácil como artífice de otimização. O substrato usado será o FR-4.

3.1.2 Simulações

3.1.2.1 Antena elementar

A antena elementar ideal⁶ foi primeiramente simulada no software Ansoft Designer (AD) da ANSYS, que é uma ferramenta para se integrar circuitos eletrônicos e sistemas a simulações eletromagnéticas planares. A ferramenta usada foi o *Planar EM Simulator* (PES), que é capaz de caracterizar propagação de ondas e efeitos de radiação. O PES usa um plano de terra infinito e malha apenas as camadas de substrato e metal condutor, não sendo usados para simular estruturas 3D. O PES usa o método dos momentos para calcular a densidade de corrente em toda a malha. O método dos momentos, nele empregado, usa como função de base e função de teste um polinômio de ordem zero para interpolar as densidades de correntes, o que estima uma densidade de corrente linearmente distribuída dentro de um limite.

A primeira versão da antena elementar contava com um design com um elemento parasítico, apenas. Na simulação foi usada alimentação coaxial, substrato de ar e PEC como material condutor. A geometria do *patch* e EMCP simuladas foram quadradas.

A simulação foi configurada com análise para malha de frequência central de 915 MHz e simulação variando-se a frequência na banda ISM-1, de 1 em 1 MHz.

A estrutura simulada é apresentada na Fig. 29, e as dimensões da estrutura constam na Tab. 3.

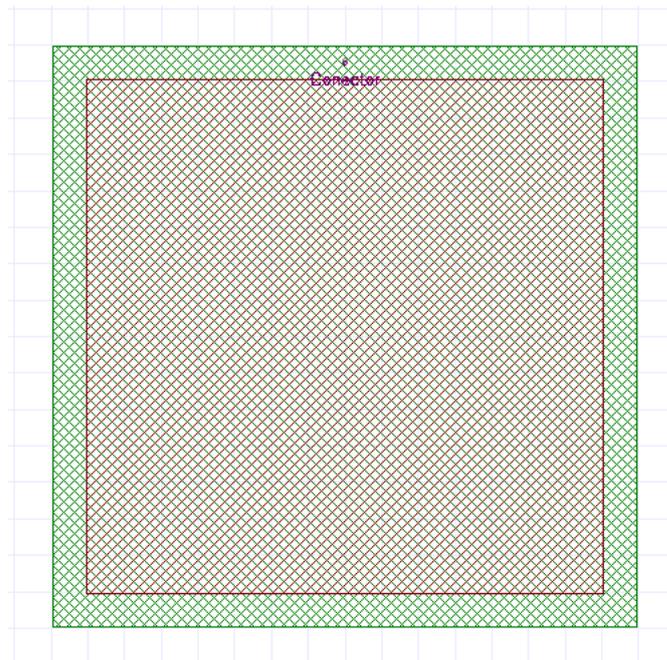


Figura 29 – Geometria de antena microfita simulada no AD. (Legenda: Verda - *Patch*; Vermelho - Elemento parasítico).

⁶ Por ideal entenda-se a presença de plano de terra infinito, sem vias no plano de terra, sem modelagem de soldas ou conexão com conectores

Tabela 3 – Dimensões da antena elementar simulada no Ansoft Designer

Parâmetro	Tamanho [mm]
Tamanho do <i>patch</i>	159,06
Tamanho do EMCP	140,89
Altura do 1° substrato	3,08
Altura do 2° substrato	10,84
Posição do conector coaxial	75,76

Após essa primeira estimativa, o design foi simulado no software HFSS da ANSYS. O HFSS é um malhador para modelagem eletromagnética em estrutura 3D, que pode ser usado para calcular problemas fechados ou abertos, calculando a radiação de campo próximo e distante. O HFSS usa o método dos elementos finitos e admite plano de terra finito, limitado ao desenho inserido. O método dos elementos usa como elemento de malha tetraedros para dividir a estrutura e calcular as grandezas de interesse com funções locais. As funções de base podem ser de zero, primeira ou segunda ordem. No HFSS é necessário informar todas as condições de fronteira que o problema possui, para se obter um resultado mais próximo do real.

No HFSS foram inseridas todas as não idealidades do elemento irradiante. O design implementado conta com um plano de terra finito, *patch* em formato de E, presença de EMCP com fenda em formato de U, cavidade metálica, suportes, modelagem do conector e soldas. As Figuras 30-32 apresentam a geometria simulada no HFSS.

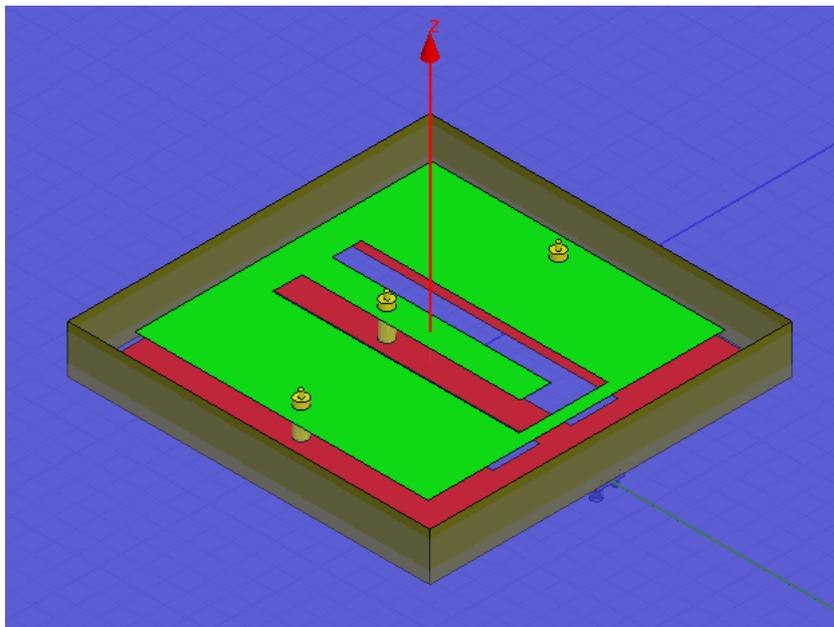


Figura 30 – Geometria de antena microfitas simulada no HFSS, vista isométrica. (Legenda: Azul - Plano de terra; Verde - EMCP; Vermelho - *Patch*; Amarelo - Suportes e Marrom - Cavidade).

As dimensões mais importantes da antena podem ser consultadas no Apêndice E.

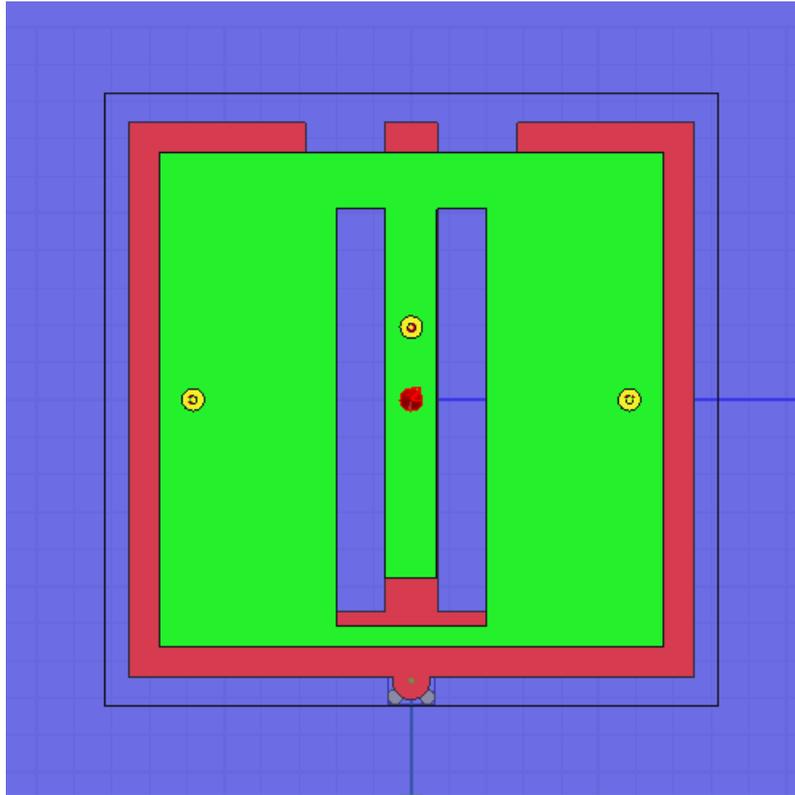


Figura 31 – Geometria de antena microfita simulada no HFSS, vista superior. (Legenda: Azul - Plano de terra; Verde - EMCP; Vermelho - Patch; Amarelo - Suportes e Linha de perímetro - Cavidade).

Foi atribuída condição de fronteira de *Perfect Electric Boundary* (PEB) a todos os condutores metálicos. Essa condição força todas as linhas de campo elétrico a serem normais a superfície metálica. Ao redor da geometria da simulação foi atribuída a condição de fronteira de *Radiation Boundary* (RB), em um formato retangular. Essa condição é usada para problemas abertos e simula propagação de ondas no espaço livre distante. A menor distância entre os elementos da geometria e a RB foi de $\lambda_0/4$.

Na porta de alimentação do conector coaxial foi usada uma excitação *Wave Port* (WP) com 1 modo fundamental. Uma WP simula o lugar onde o sinal de excitação entra ou sai da interface. A Tab. 4 possui as configurações usadas na simulação.

Ao fim desse processo, uma geometria de antena, que oferece especificações esperadas, foi definida nas simulações no software HFSS.

3.1.2.2 Arranjo

A estrutura simulada para se averiguar o acoplamento entre elementos é apresentada na Fig. 33.

Nesta simulação, todas as portas, exceto a porta 1, estão desligadas, para desse modo se observar os efeitos de apenas um ponto de excitação nos outros elementos. Para

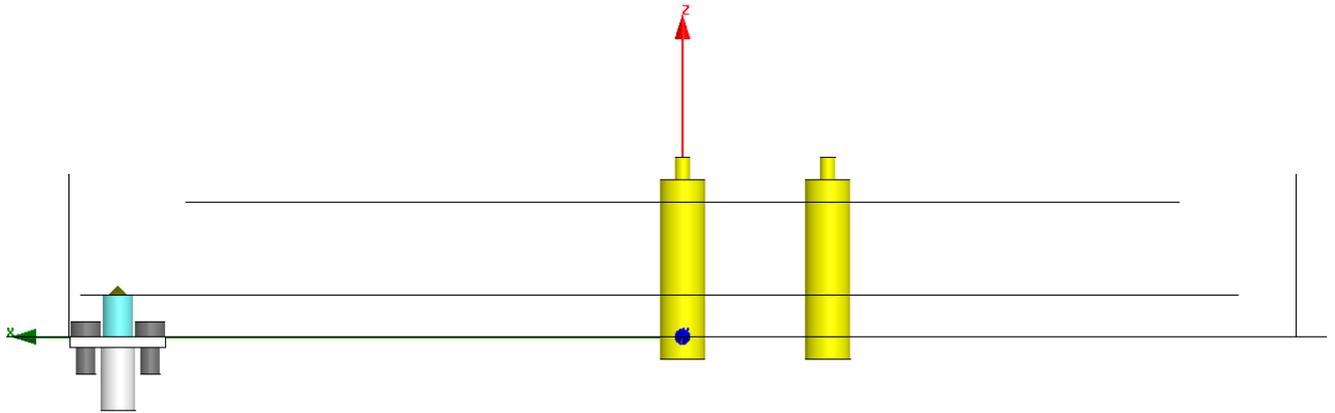


Figura 32 – Geometria de antena microfita simulada no HFSS, vista lateral. (Legenda: Azul claro - Isolante de teflon; Amarelo - Suportes; Cinza - Parafusos do conector; Branco - Conector coaxial).

Tabela 4 – Configurações da simulação para antena elementar no HFSS

Tipo de simulação	Driven Modal
Frequência	915 MHz
Quantidade de iterações	30
Erro mínimo para convergência	0,02
Excitação	Wave Port
Quantidade de modos	1
Nº de convergências	2
Função de base	1ª ordem
Tipo de <i>sweep</i>	Discreto de passo linear
<i>sweep</i>	895 MHz - 935 MHz (Passo: 1 MHz)

isso, se configurou as WP para operarem com fator de escala nulo, como consta na Fig. 34.

O Arranjo 4×4 foi simulado também no HFSS. A sua estrutura simulada é apresentada na Fig. 35. Para estas simulações, as *wave ports* tiveram as configurações apresentadas na Fig. 34 alteradas para apresentarem fator de escala de 0,065, ou seja, um dezesseis avos da potência de entrada. A cada porta, foi configurado um *offset* de fase diferente, emulando assim a saída da matriz de Butler para diferentes portas de feixe excitadas.

3.1.2.3 Matriz de Butler

As matrizes de Butler com elementos distribuídos e elementos localizados foram simuladas no software ADS, da Keysight.

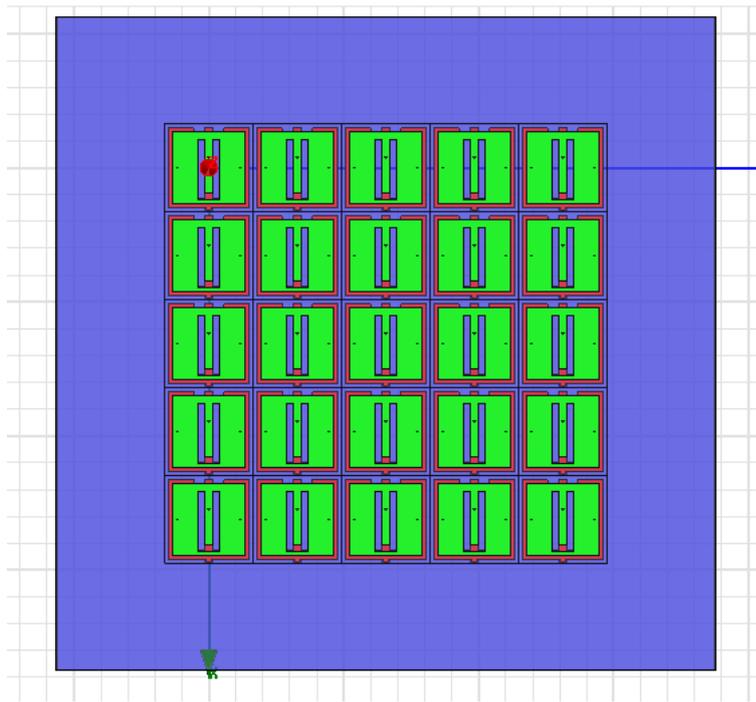


Figura 33 – Arranjo 5×5 simulado no HFSS para se aferir o acoplamento mútuo entre elementos.

Source	Type	Solved Magnitude	Solved Phase	Scaling Factor	Offset Phase	Unit
1:1	Port	1 W	0 deg	1		0 deg
2:1	Port	1 W	0 deg	0		0 deg
3:1	Port	1 W	0 deg	0		0 deg
4:1	Port	1 W	0 deg	0		0 deg

Figura 34 – Configuração do sinal de excitação das *wave ports* no HFSS.

3.1.2.3.1 Matriz de Butler com elementos distribuídos

Os três elementos básicos para se formar a matriz de Butler foram projetados no ADS. Em um primeiro momento foram simulados os acopladores, *crossovers* e defasadores de 45° usando a biblioteca *microstrip* com uso das simulações de parâmetros S.

A Figura 36 apresenta a motangem do acoplador híbrido de quadratura, as impedâncias e comprimentos foram calculados com o uso da ferramenta *LineCalc*, do ADS. As propriedades do FR-4 foram inseridas nas configurações da simulação.

O *crossover* simulado no ADS é apresentado na Fig. 37. Nas portas de saída do *crossover* foram conectadas linhas de transmissão curvadas em 90° , para se fazer a interconexão com os outros elementos a posteriori.

A Figura 38 apresenta o defasador de 45° simulado. O comprimento físico necessário para se causar uma defasagem elétrica de 45° é de $\lambda_g/8$, de acordo com a Eq. 3.3.

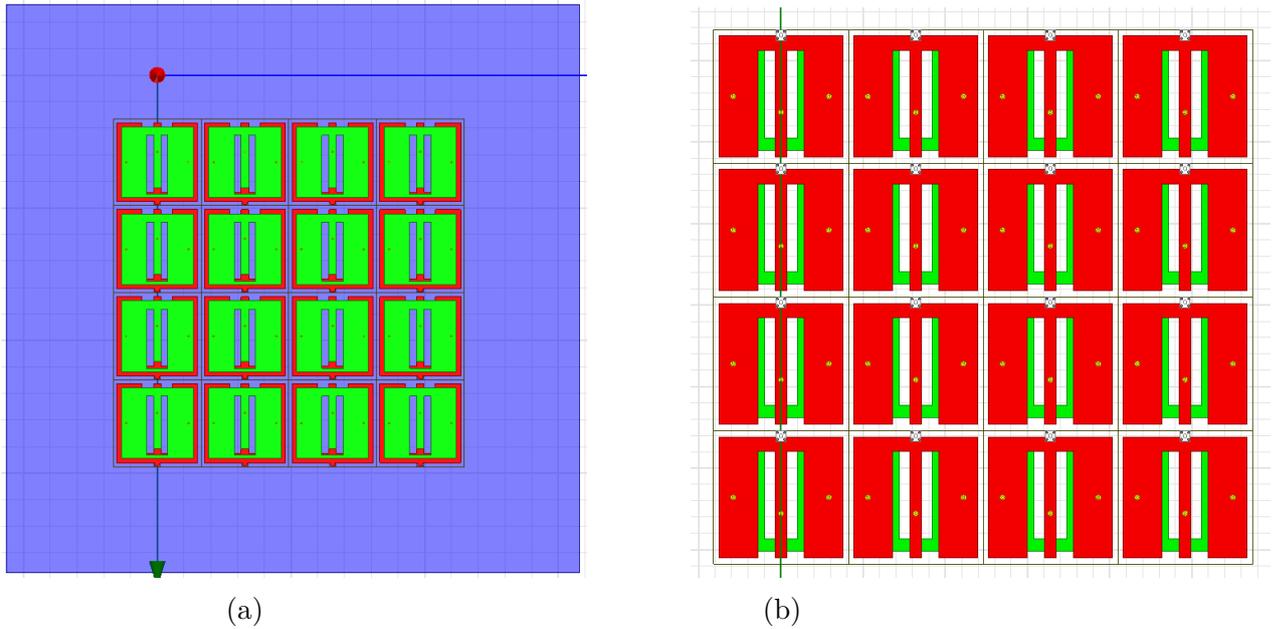


Figura 35 – Arranjo 4×4 simulado no HFSS (a): Vista superior. (b): Vista inferior.

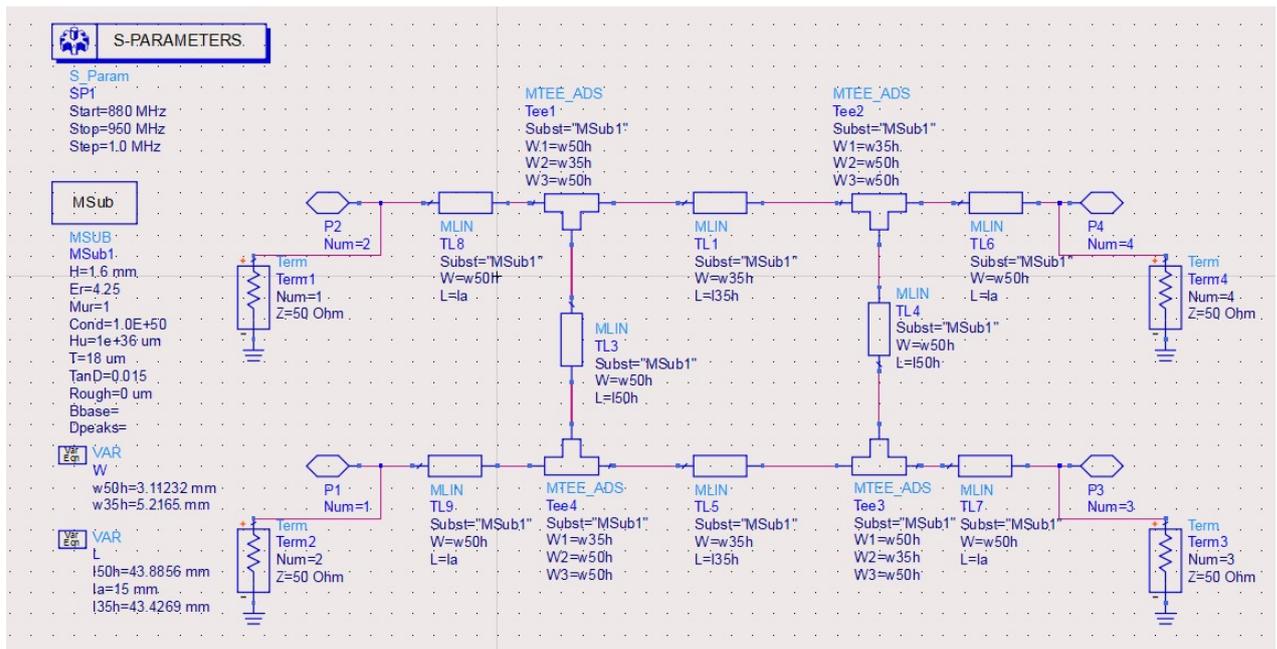


Figura 36 – Acoplador híbrido de quadratura simulado no ADS com uso de linhas de transmissão microstrip.

Como este elemento ficará paralelo ao *crossover*, que possui uma dimensão vertical de $\lambda_g/4$, foi necessário estender o tamanho da linha de 45° . Para isso, foi somado um comprimento físico de λ , o que soma uma defasagem elétrica de 360° e não altera a defasagem de 45° almejada.

O comprimento físico resultante do defasador é de $9\lambda/8$. Essa dimensão foi dividida em três partes, duas horizontais e uma vertical. A dimensão vertical foi definida como $\lambda/4$, devido ao motivo citado no parágrafo anterior. As linhas horizontais, dividi-

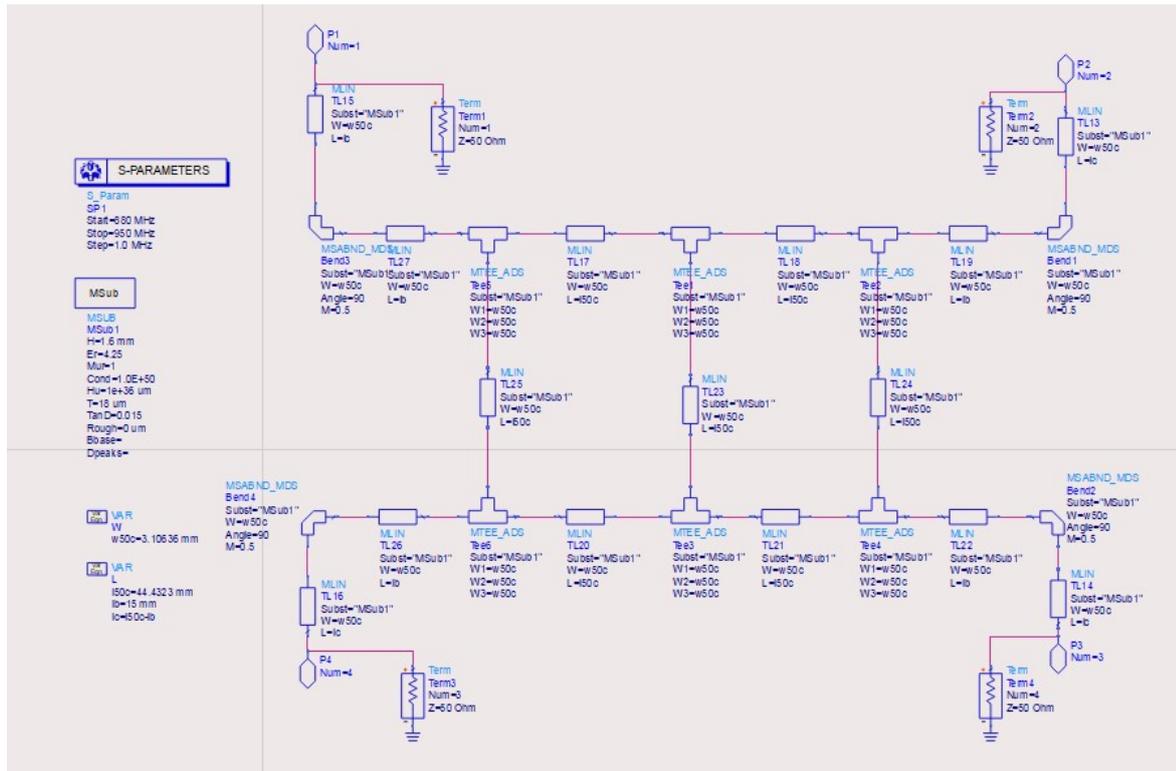


Figura 37 – Crossover simulado no ADS com uso de linhas de transmissão microstrip.

ram o comprimento físico restante. As curvas entre as linhas de transmissão verticais e horizontais foram modeladas com dois chanfros, para melhor favorecer o fluxo da energia eletromagnética.

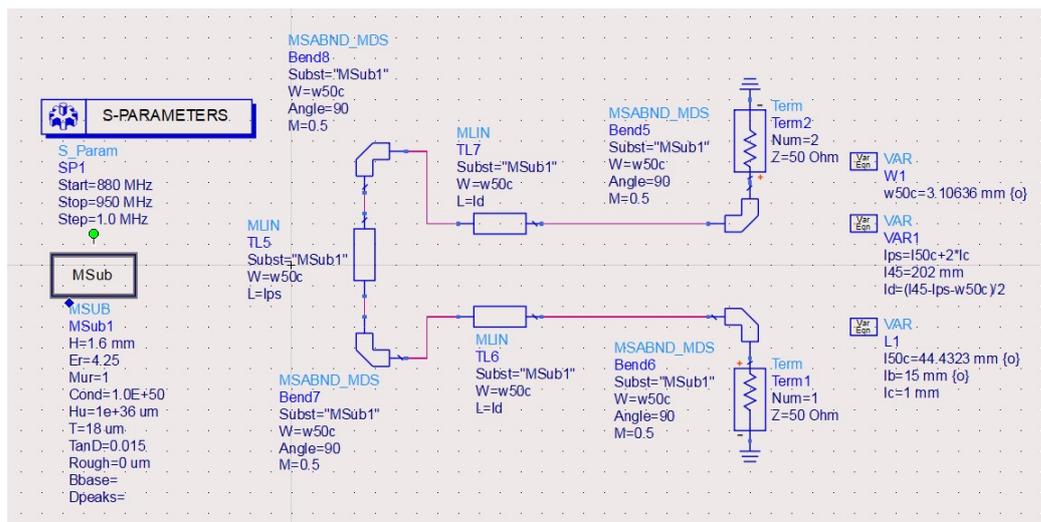


Figura 38 – Defasador de 45° simulado no ADS com uso de linhas de transmissão microstrip.

Depois, cada elemento foi exportado para a ferramenta de geração de layout e simulada no ambiente *Momentum*. Ao fim desta etapa foi gerado um modelo com base

na solução das equações de Maxwell⁷ usando-se as funções de Green e o método dos momentos para toda a geometria dos elementos. Com o modelo resultante foi criado um componente que pode ser exportado para o ambiente de simulação de circuitos e sistemas. O layout de cada geometria resultante pode ser aferido na Fig. 39.

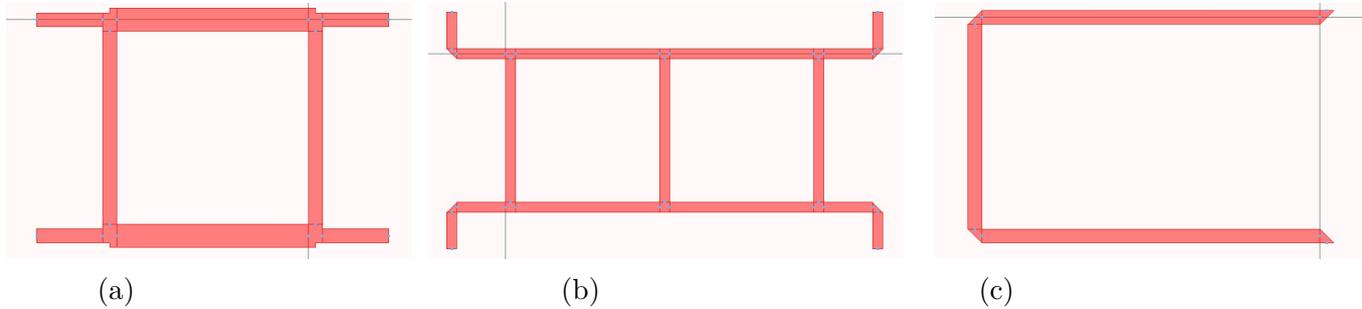


Figura 39 – Layout do elementos gerados simulados do *Momentum*. (a): Acoplador híbrido de quadratura, (b): Crossover e (c): Defasador de 45°.

Com os componentes básicos gerados, a matriz de Butler foi simulada e o seu esquemático resultante está presente na Fig. 40. Para compensar o comprimento extra adicionado por algumas linhas de acesso dos elementos, as linhas horizontais do defasador de 45° precisaram ser aumentadas, para condicionar a defasagem correta esperada. O layout resultante consta na Fig. 41.

Por fim, o formador de feixe completo foi simulado com 4×4 matrizes de Butler ortogonais. A configuração apresentada na Fig 19 foi implementada no ADS na Fig 42. A associação montada na Fig. 19 apresenta configuração de *stacked overlay*. No formador de feixe simulado essa configuração possui 16 portas de saída arranjadas em uma matriz 4×4 . A fase nas saída do formador de feixe ideal é apresentada na Eq. 3.6, arbitrando-se a fase da porta 1⁸ como referência em 0°.

$$[Phase(S)] = \begin{bmatrix} 0^\circ & -45^\circ & -90^\circ & -135^\circ \\ -45^\circ & -90^\circ & -135^\circ & -180^\circ \\ -90^\circ & -135^\circ & -180^\circ & -225^\circ \\ -135^\circ & -180^\circ & -225^\circ & -270^\circ \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.1.2.3.2 Matriz de Butler com elementos localizados

O acoplador híbrido modelado com elementos localizados tem sua geometria apresentada na Fig. 43. Na Figura 43a é apresentado o acoplador híbrido em quadratura com uso da rede $-\pi$ de elementos localizados. Na Figura 43b a topologia anterior foi simplificada, calculando-se a capacitância equivalente da associação de duas capacitâncias em paralelo de duas redes $-\pi$ conectadas entre si.

⁷ Uma breve descrição sobre as equações de Maxwell podem ser encontradas no Apêndice A.

⁸ Elemento $a_{1,1}$ da matriz apresentada na Eq. 3.6.

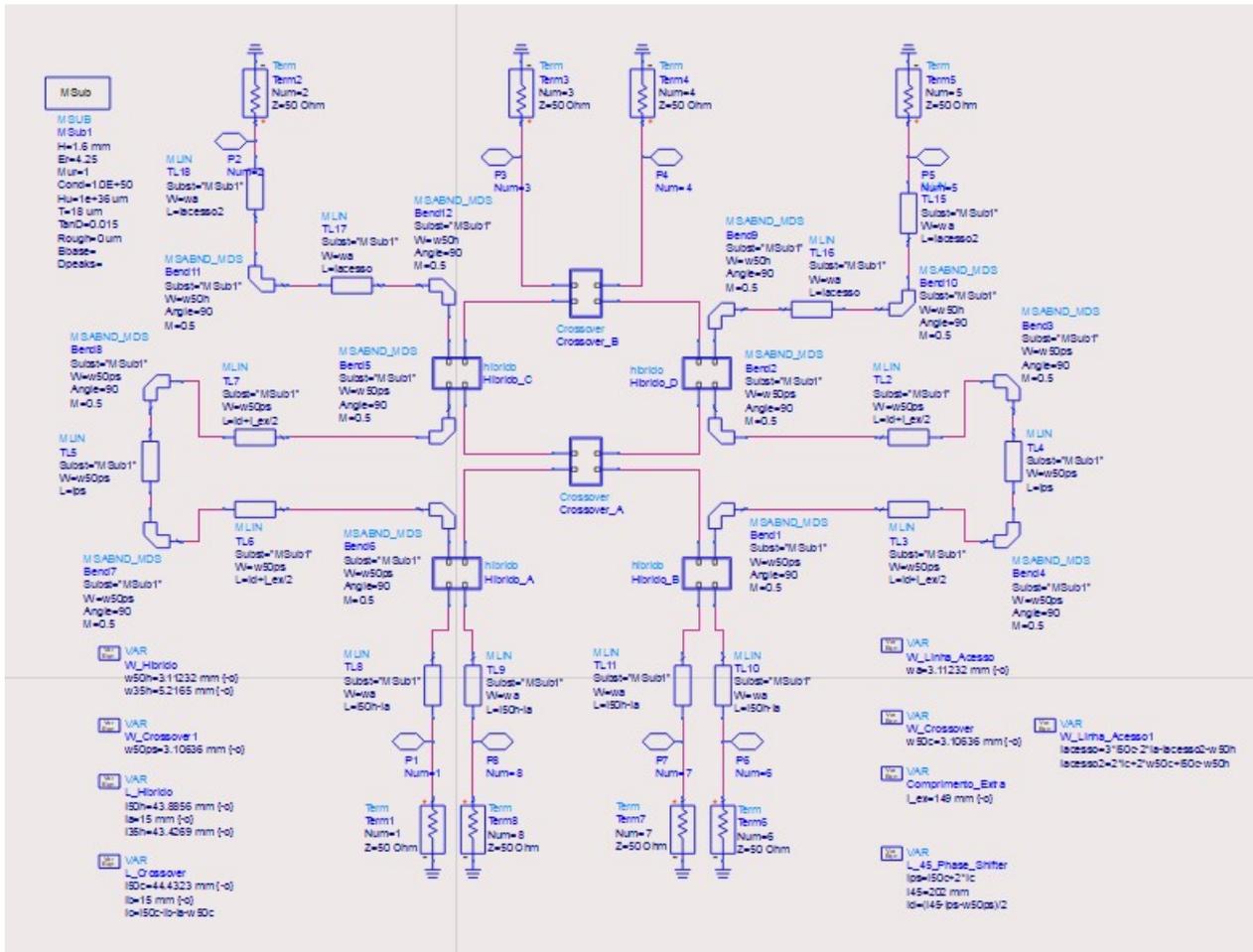


Figura 40 – matriz de Butler simulada no ADS com uso de modelos gerados no *Momentum* e linhas de acesso microstrip.

O *crossover* e o defasador de 45° projetados com elementos localizados são apresentados nas Figs. 44a e 44b. O defasador de 45° usa apenas de uma rede pi, projetado com uma impedância característica de 50Ω e um comprimento elétrico de 45° . O crossover apresentado tem uma topologia simplificada e tem o equacionamento de seus elementos apresentado em Arigong et al. (2015).

Com os elementos projetados a sua conexão foi executada na formação da matriz de Butler discreta. Essa conexão é apresentada na Fig. 45. Com a matriz gerada foi criado um componente e simulada a configuração *stacked overlay* como na Fig. 42.

3.1.2.4 Lente de Rotman

A lente de Rotman foi projetado no software *Rotman Lens Designer*, da REMCOM. O projeto no RLD consiste em três etapas: Configuração das propriedades físicas; configuração das propriedades elétricas e configuração do das linhas de transmissão de acesso da lente.

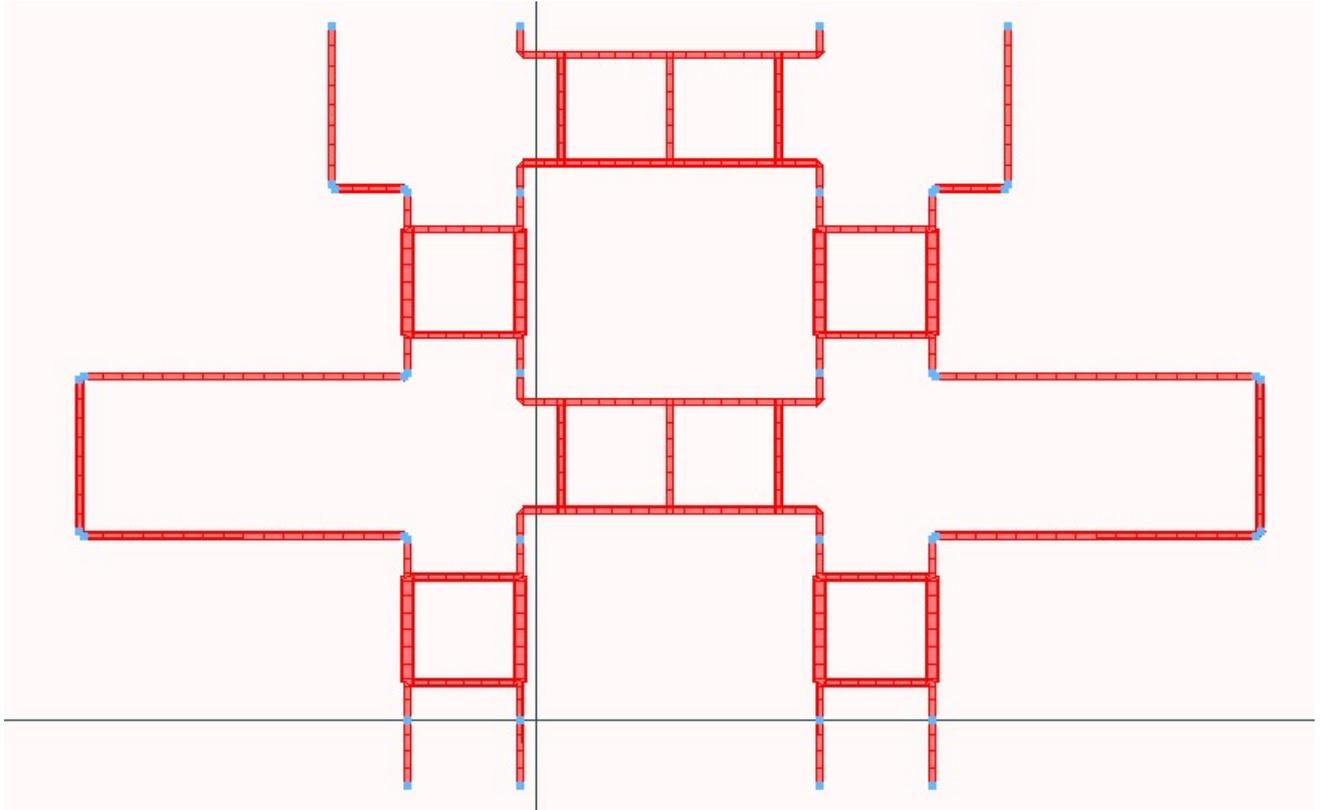


Figura 41 – Matriz de Butler simulada no ADS com uso de modelos gerados no *Momentum* e linhas de acesso *microstrip*. A matriz de Butler apresentada possui uma largura de 52,1 cm e uma altura de 34,6 cm.

- **Propriedades físicas:** Nesta etapa de projeto são definidos a impedância, tipo de foco, tecnologia de fabricação da lente e substrato usados na lente. A descrição das configurações adotadas são apresentadas na Tab. 5.

Tabela 5 – Configuração das propriedades físicas da lente de Rotman.

Parâmetro	Configuração
Impedância	50Ω
Tecnologia	Microfita
Contorno da porta de feixe	Circular
Distância focal (lc)	2,51λ
Razão focal ($g = \frac{1}{\beta}$)	1,65
Substrato	Tab. 1, (h) = 1,6 mm

O tipo de contorno da porta de feixe, também chamado de contorno focal, foi escolhido como circular para diminuir o erro de fase na saída da lente, uma vez que a lente conta com poucas portas de entrada. Para um sistema com mais portas, o tipo de contorno elíptico é o mais indicado para diminuir o erro de fase.

- **Propriedades elétricas:** Nesta etapa são configuradas a frequência e banda de operação, alguns parâmetros da lente, quantidade de portas de feixe e de arranjo e

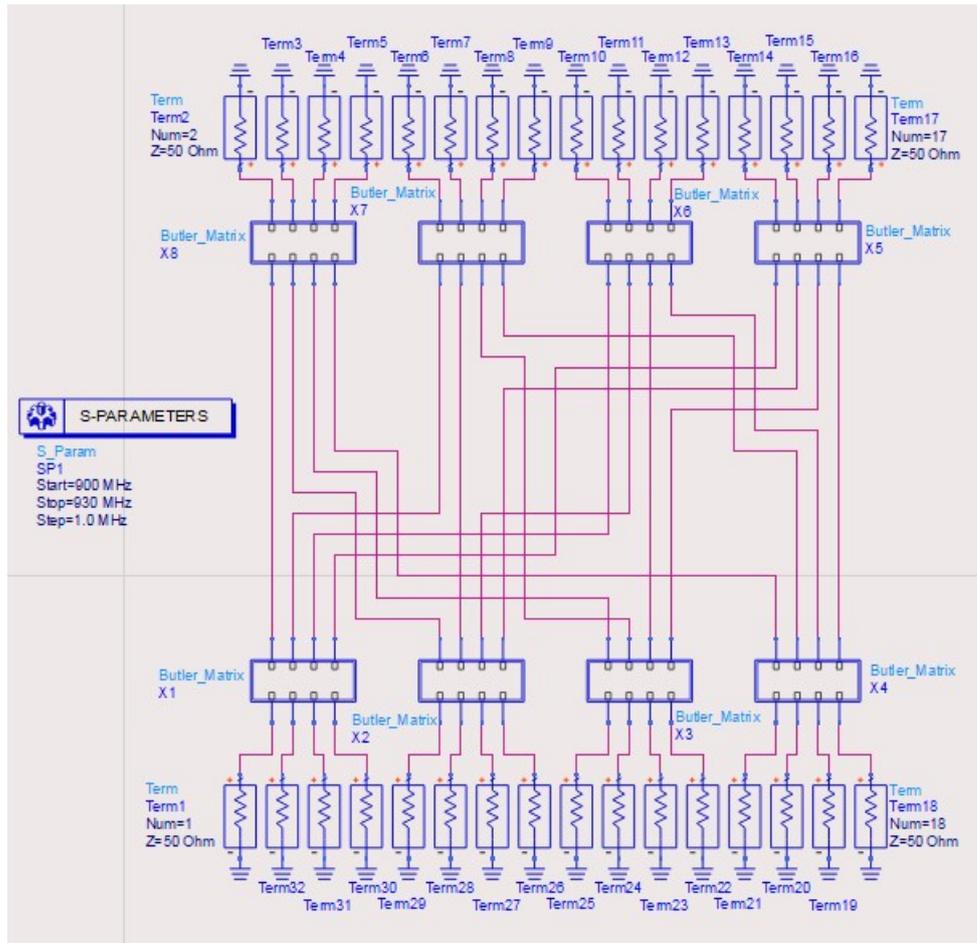


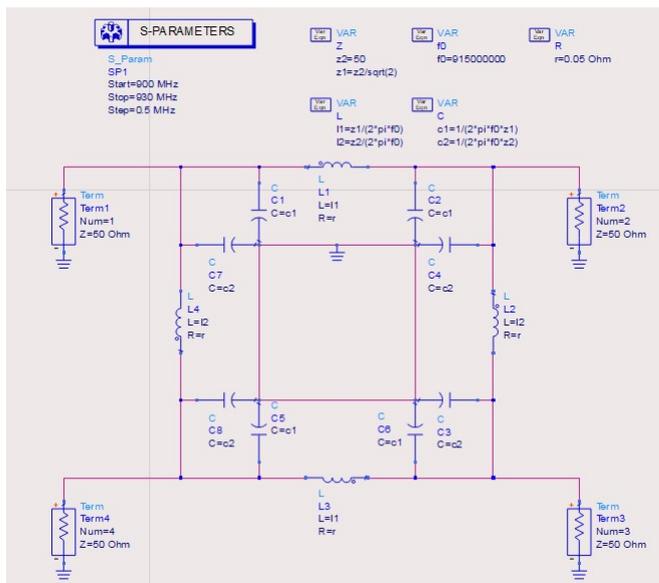
Figura 42 – Formador de feixe baseado em matrizes de Butler ortogonais simulado no ADS com uso de modelos gerados no *Momentum* e linhas de acesso *microstrip*.

presença e quantidade de portas fictícias. As configurações desta etapa constam na Tab. 6

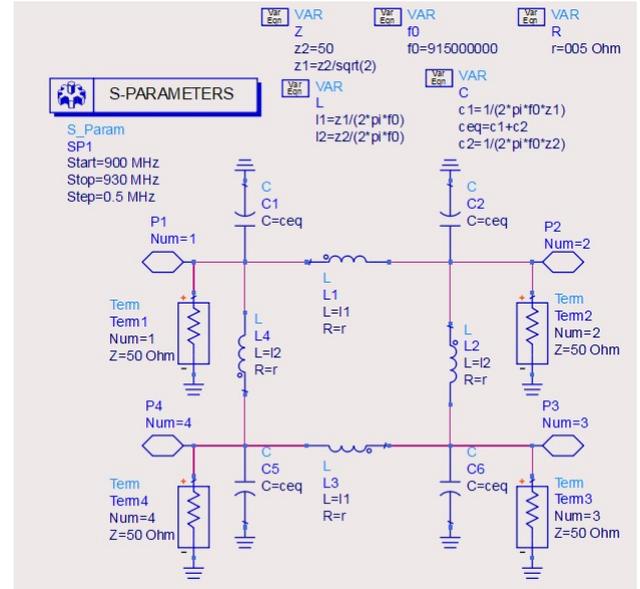
O máximo tamanho de porta é referente a dimensão que cada porta ocupa nas faces focais e na parede lateral.

- **Linhas de acesso:** Nesta etapa são configuradas as linhas de acesso na lente de Rotman, onde se decide o tipo de roteamento e distância entre terminais. O tipo de linha escolhida foi a curvada, e os espaçamentos com o valor 90 mm para os terminais das portas de feixe e 60 mm para os terminais das portas fictícias. A distância entre terminais das portas de arranjo é calculada automaticamente.

O conjunto de especificações listados foi definido para que a lente apresente-se maior uniformidade entre os fixos gerados, menor nível de lóbulos secundários e sem presença de pontos de escaneamento cego. Com esse conjunto de especificações, a lente de rotman gerada possui a geometria apresentada na Fig. 46.

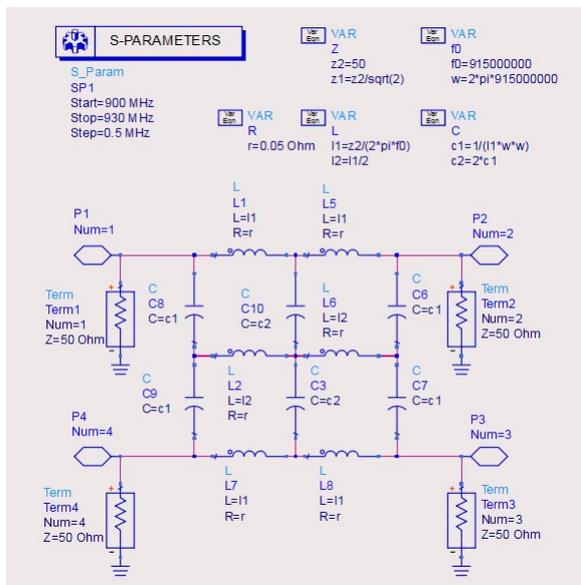


(a)

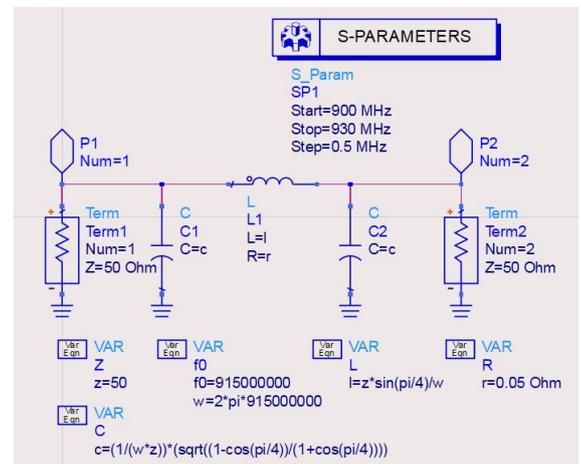


(b)

Figura 43 – (a): Acoplador híbrido de quadratura modelado com rede- π equivalente. (b): Acoplador híbrido com componentes localizados simplificado.



(a)



(b)

Figura 44 – (a): *Crossover* projetado com elementos localizados. (b): Defasador de 45° projetado com elementos localizados.

3.1.2.5 Circuito chaveador

O circuito chaveador é o elemento necessário para comutar o sinal de transmissão para uma das portas específicas do formador de feixe. Como os formadores de feixe tratados contam com 16 portas de feixe, o circuito proposto deve ser capaz de executar o chaveamento de 1 para 16.

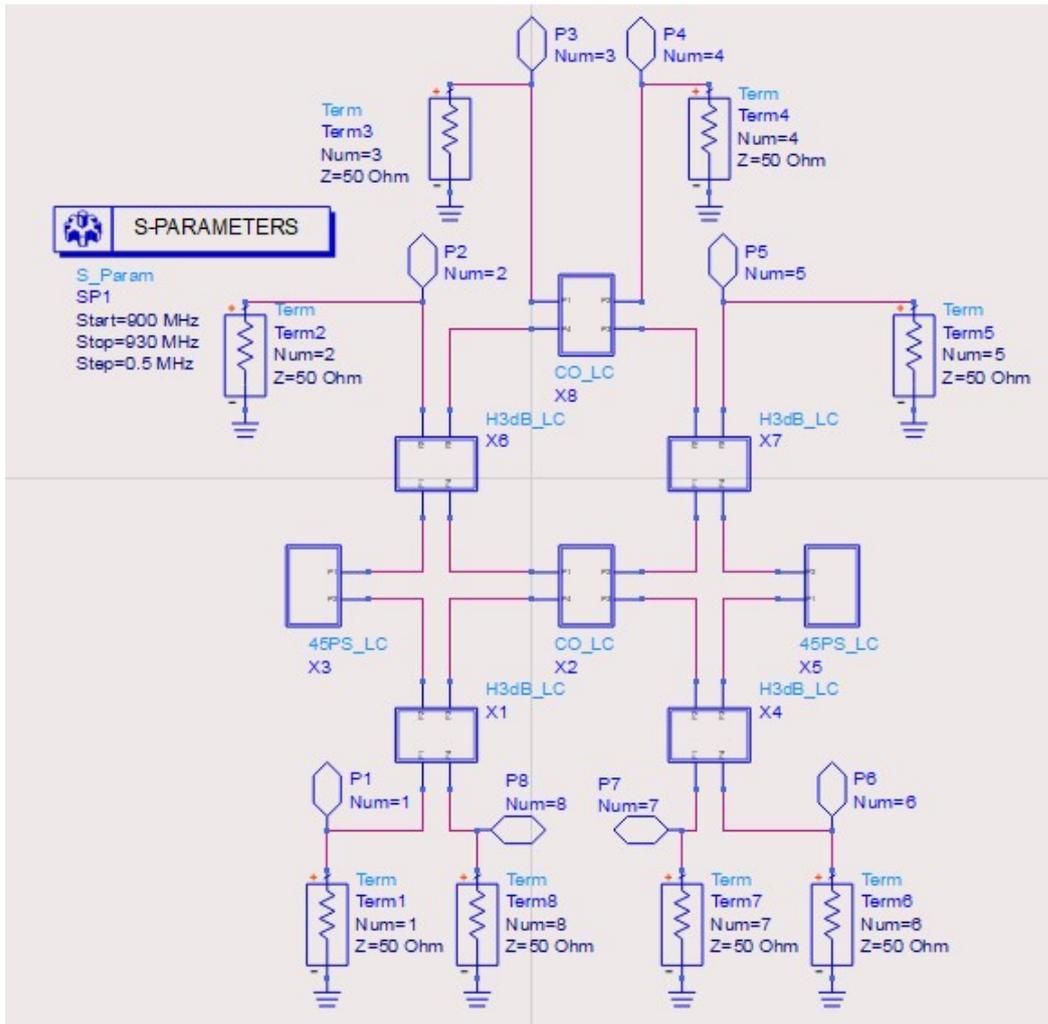


Figura 45 – Matriz de Butler montada com elementos localizados.

Deste modo, este circuito precisa contar um chaveador RF do tipo SP16T⁹. Como chaveadores desse tipo são escassos e de custo mais elevado optou-se por usar chaveadores RF do tipo SP4T. Este chaveador será usado para compor o arranjo apresentado na Fig. 47.

No arranjo apresentado na Fig. 47 o sinal passa sempre por dois chaveadores, o chaveador "mestre" e um dos chaveadores "servos". Devido a isso, o chaveador RF escolhido deve apresentar baixa perda de inserção, para não degradar o sinal significativamente e diminuir a potência de transmissão.

O chaveador RF escolhido foi o BGS14GA14, da Infineon. Este chaveador, que possui diagrama de blocos apresentado na Fig. 48, foi escolhido devido a apresentar baixo preço, ser de fácil controle e ter boas propriedades.

As principais propriedades deste chaveador são apresentadas na Tab. 7. A perda de inserção total pela qual o canal é submetida é de no máximo 0,9 dB. O controle deste

⁹ SP16T: *Single Pole 16 Throw*.

Tabela 6 – Configuração das propriedades físicas da lente de Rotman.

Parâmetro	Configuração
Frequência central	915 MHz
Largura de banda	30 MHz
Espaçamento entre elementos	$0,5 \lambda$
Máximo ângulo de varredura	45°
Ângulo focal (α)	1
Nº de portas de feixe	4
Máximo tamanho de porta de feixe	$0,8\lambda$
Nº de portas de arranjo	4
Máximo tamanho de porta de arranjo	$0,6\lambda$
Ângulo de alargamento entre as portas	15°
Nº de portas de fictícias na lateral	3
Nº de portas de fictícias entre portas de feixe	3
Nº de portas de fictícias entre portas de arranjo	0
Taxa de curvatura da parede lateral	0,1
Máximo tamanho de porta fictícia	$0,5\lambda$

chaveador é feito por interface paralela de 3 bits, como há dois níveis de chaveamento, são necessários 6 bits de controle, 3 para a chave mestre e 3, em comum, para as chaves servas. Um parâmetro importante é a potência máxima de entrada, limitada a 28 dBm, ou seja, 0,63 W. Como as portas deste chaveador já estão casadas para 50Ω o circuito dispensa um estágio de casamento de impedância.

Tabela 7 – Propriedades do chaveador BGS14GA14.

Parâmetro	Valor
Frequência de operação	100 MHz - 6 GHz
Tensão de alimentação	3,3 V
Controle	Interface GPIO paralelo (3 Bits)
Impedância das portas	50Ω
Potência de entrada	28 dBm
Perda de inserção (@ 915 MHz)	0,3 - 0,45 dB
Perda de retorno (@ 915 MHz)	19 - 22 dB
Isolação entre portas (@ 915 MHz)	32 - 45 dB

As conexões com as portas de arranjo e a porta do sinal RF de entrada foram feitas com uso de conectores do tipo SMA, apresentado no Anexo A.

Para prover a tensão de alimentação um regulador de tensão do tipo LDO, de 3,3 V e encapsulamento tipo DPAK, foi adicionado ao projeto do chaveador. O LDO selecionado foi o LF33, da ST. Este regulador é capaz de fornecer até 1 A, como cada chaveador exige no máximo $200 \mu\text{A}$, a corrente máxima que o circuito chaveador irá demandar é de 1 mA, o que está muito abaixo do limite do que o LDO pode fornecer.

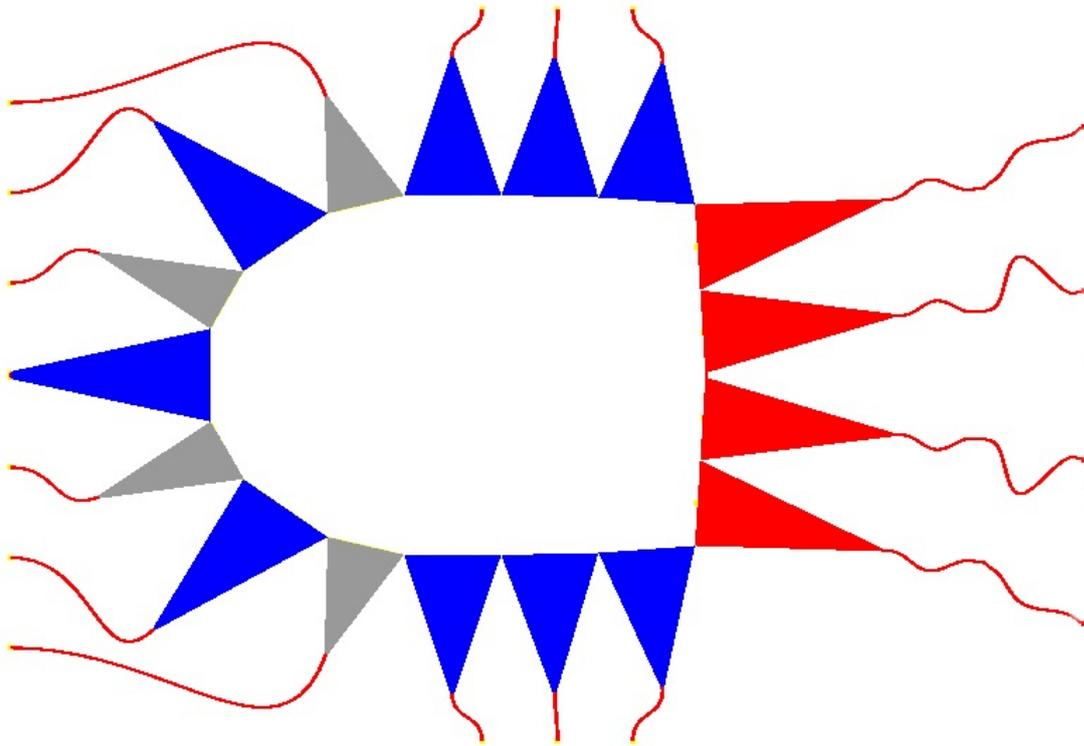


Figura 46 – Lente de Rotman gerada no software RLD. A lente gerada possui uma dimensão de 85,61 cm por 72,59 cm. Legenda: Portas de feixe (cinza), portas de arranjo (vermelho), portas fictícias (azul), linhas de acesso (vermelho) e cavidade (branco).

O projeto do circuito chaveador foi executado no software Altium Designer, da Altium LCC. O esquemático gerado pode ser consultado no Apêndice C. No Altium Designer não havia símbolo para o chaveador BGS14GA14 e para o conector SMA 3005, da KLC. Devido a isso, os mesmos foram desenhados e são apresentados nas Figs. 49a e 49d. Na Fig. 49 também são apresentados os *footprints* para o chaveador e o conector, que serão usados no desenho da PCI.

Como pode ser visto no Apêndice C, não há conexão direta entre os pinos de GPIO dos chaveadores e os conectores GPIO da PCI ou entre os pinos de alimentação e a saída do regulador de tensão. A premissa usada no projeto é que o roteamento de GPIO e tensão de alimentação são conectados via cabo, pelo lado do plano de terra da PCI, para uma região de concentração, localizada próximo a fronteira da PCI. Essa decisão foi tomada para não ser preciso fazer o roteamento de trilhas de sinal digital na camada de GND, pois isso exigiria que fossem feitas ilhas sem cobre no plano de terra do lado oposto as trilhas de 50 Ω , o que causaria a mudança de impedância da linha devido a se modificar a geometria da linha de microfita. Isso é possível uma vez que os sinais em questão são

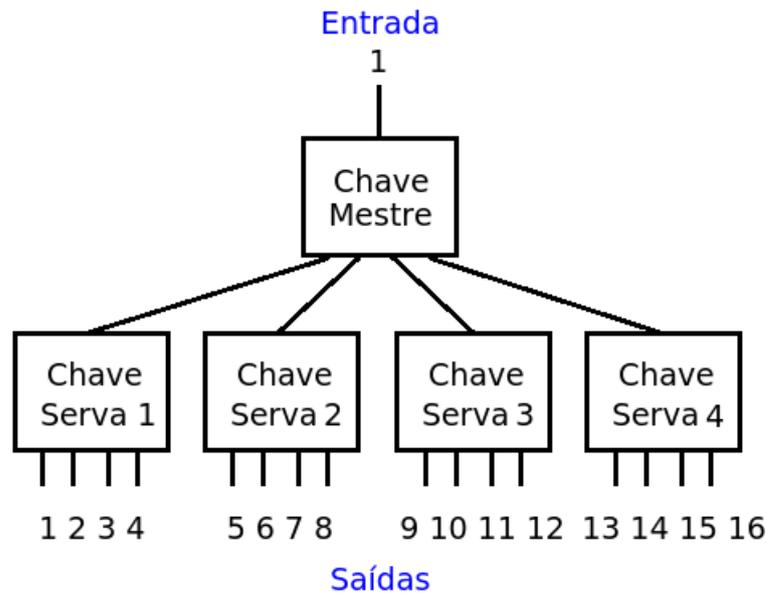


Figura 47 – Topologia adotada para o circuito chaveador usando chaveadores RF do tipo SP4T.

digitais e de nível DC e o espaço gasto com os cabos não é restritivo.

A PCI usada para o projeto foi de FR-4, com espessura de 0,508 mm. A priori, pretendia-se projetar com uma placa de 1,6 mm, porém, isto só mostrou inviável. O motivo da inviabilidade de se usar um substrato de 1,6 mm de altura é a largura necessária para que a trilha possua 50Ω . Na frequência de 915 MHz, para essa configuração de substrato, a trilha de 50Ω possui uma largura de trilha de 3,1 mm. Essa dimensão dificulta o projeto do chaveador, uma vez que o chaveador BGS14GA14 possui uma dimensão linear de 2 mm, com pino de 0,2 mm, uma vez que as trilhas de acesso devem ser de 50Ω . Nesse cenário a trilha de 50Ω seria 50% mais larga que o *footprint* apresentado na Fig. 49c. Devido a isso, o substrato de espessura 0,508 mm é preferível, uma vez que condiciona uma largura de trilha de 50Ω de 0,97 mm. Como custo a esta escolha, esta um custo mais alto e disponibilidade mais difícil na região de Brasília deste substrato. A largura das trilhas para impedância de 50Ω foram calculadas com a ferramenta *LineCalc* do ADS.

O desenho da PCI do circuito chaveador é apresentado no Apêndice D. A Figura 50 apresenta um *zoom* na região de conexão dos chaveadores com as trilhas de acesso. É possível ver que para conectar a trilha de acesso ao pino do CI chaveador foi preciso reduzir o tamanho da trilha para 0,2 mm. É possível mostrar que isso não altera o casamento de impedância, uma vez que sendo o comprimento físico desta linha de transição muito menor que o comprimento de onda guiada, a impedância vista continua sendo de aproximadamente 50Ω . Isso pode ser provado resolvendo-se a equação da impedância característica em uma linha de transmissão (POZAR, 1990). Isso é apresentado na Eq. 3.7, onde $l = 0,4$ mm é o tamanho da linha 0,2 mm, $Z_L = 100 \Omega$ é a impedância da linha

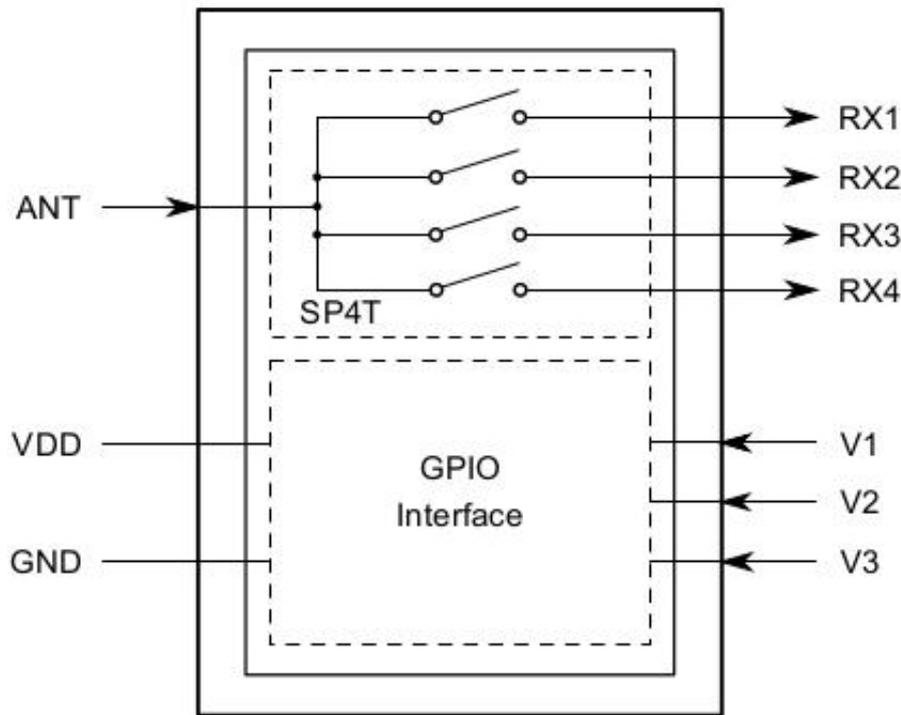


Figura 48 – Diagrama de blocos do chaveador RF BGS14GA14, da Infineon.

de 0,2 mm e $Z_0 = 50 \Omega$ é a impedância da linha de acesso. O módulo da diferença entre as duas impedâncias complexas vistas na porta do pino, a real e a ideal de 50Ω , é de 0,005.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)}{Z_0 + jZ_L \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} = 100 \frac{50 + j100 \tan\left(\frac{\pi 0,4}{163,93}\right)}{100 + j50 \tan\left(\frac{\pi 0,4}{163,93}\right)} = 50,002 + j0,575\Omega \quad (3.7)$$

A Figura 51 apresenta os elementos restantes do *layout* da PCI. Na Figura 51a é possível ver o circuito de alimentação. Os capacitores usados são do tipo SMD 1206. O conector usado é do tipo *jack* DC. Na saída do regulador foi conectado um barramento *header* de 5 pinos, para alimentar os chaveadores.

A Figura 51b apresenta os conectores GPIO da conexão de controle na PCI. O *header* de 7 pinos, P1, é destinado para se conectar os 6 sinais de controle do controlador usado na PCI, mais o sinal de GND. Os conectores P16, P17 e P19 servem para conectar os três bits de controle às chaves servas, e os pinos P10, P11 e P12 para se conectar o sinal de controle da chave mestre.

Na Figura 51 está presente a conexão entre os pinos de controle e tensão do chaveador mestre e os pinos para conexão com cabo. A premissa usada é que os furos são atravessados na placa, através de um furo mecânico, e soldados na face do plano de terra.

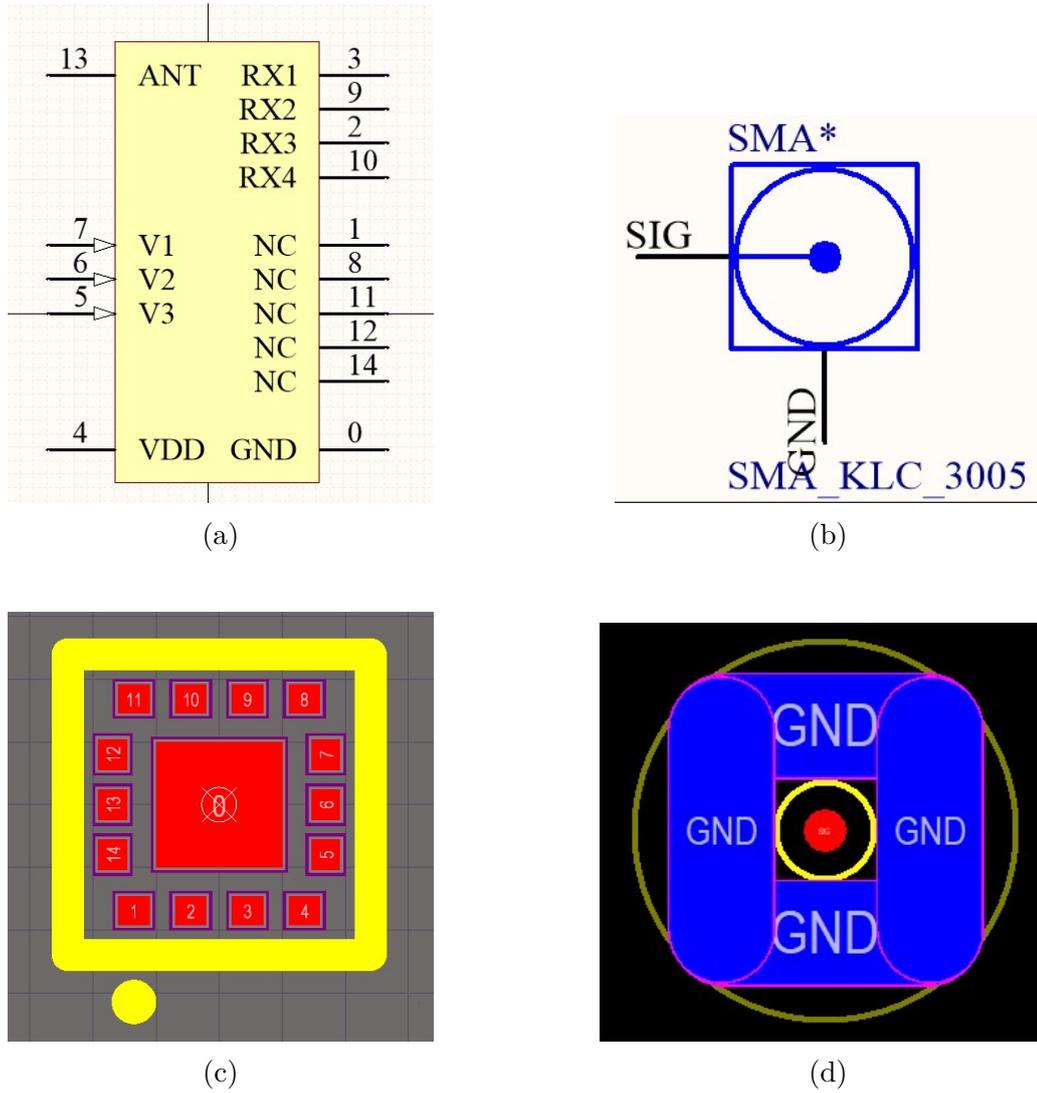


Figura 49 – (a): Símbolo do chaveador BGS14GA14. (b): Símbolo do conector SMA 3005. (c): *Footprint* do chaveador BGS14GA14. (d): *Footprint* do conector SMA 3005.

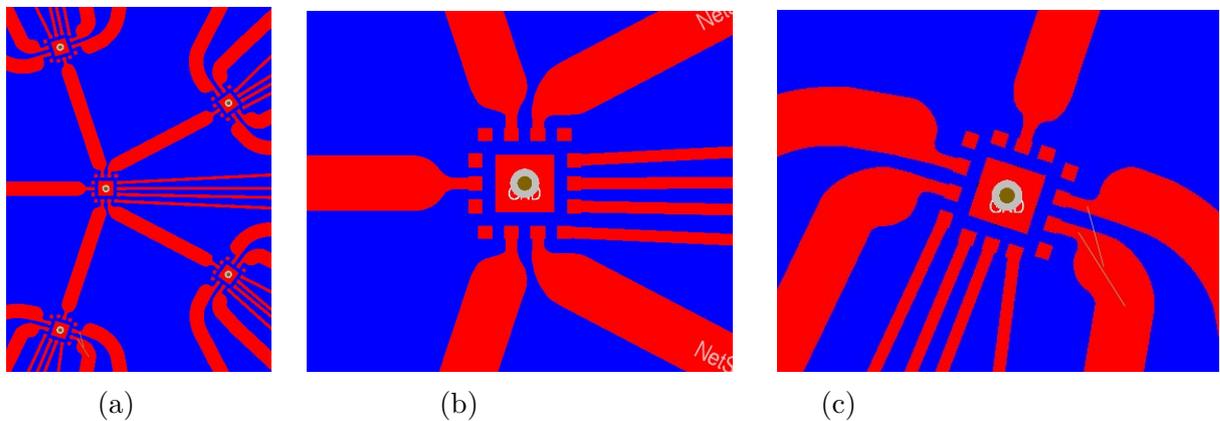
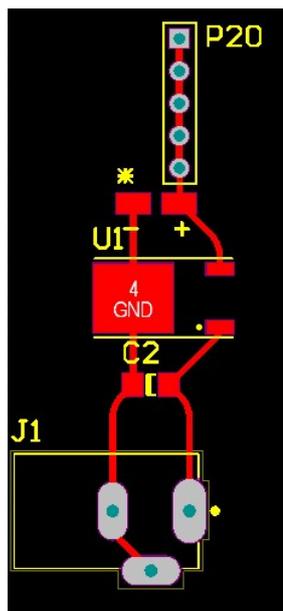


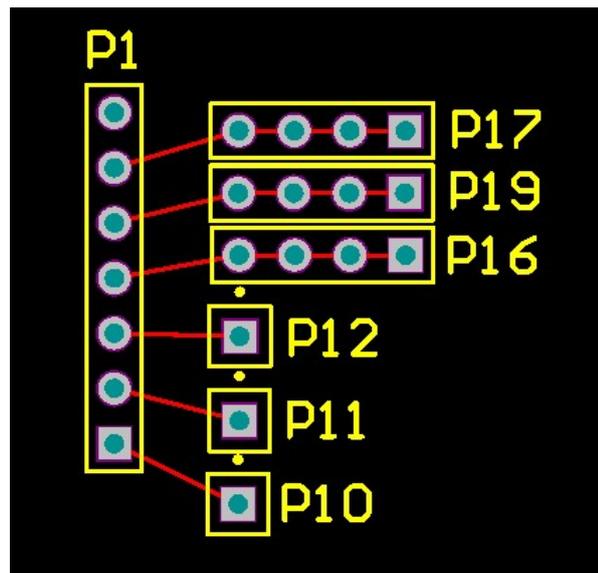
Figura 50 – Conexão das trilhas de acesso aos chaveadores. (a): Conexão entre o chaveador mestre e os chaveadores servos. (b): Conexão com o chaveador mestre. (c): Conexão com o chaveador servo.

Tabela 8 – Defasagens entre as portas de saídas da matriz de Butler com elementos distribuídos para excitação nas diferentes portas de entrada

	Fase(P2-P3)	Fase(P3-P4)	Fase(P4-P5)	$\Delta\phi$ Ideal
P1	46,6°	47,6°	42,9°	45°
P8	-132,5°	-139,3°	-133,2°	-135°
P7	133,2°	139,3°	132,5°	135°
P6	-42,9°	-47,6°	-46,6°	-45°



(a)



(b)

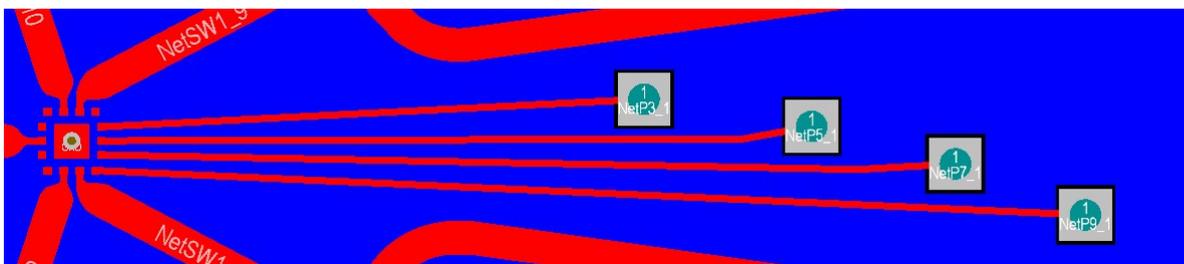


Figura 51 – (a): Circuito de alimentação. (b): Conexão de GPIO. (c): Roteamento das trilhas de GPIO e 3,3 V para a camada de GND.

4 Resultados e Discussão

4.1 Simulações

4.1.1 Resultados obtidos para a antena elementar

4.1.1.1 Software AD

Os resultados da simulação da antena no AD são apresentados nas Figs. 52-57. Estes resultados, embora satisfatórios, consideram uma antena de microfita ideal.

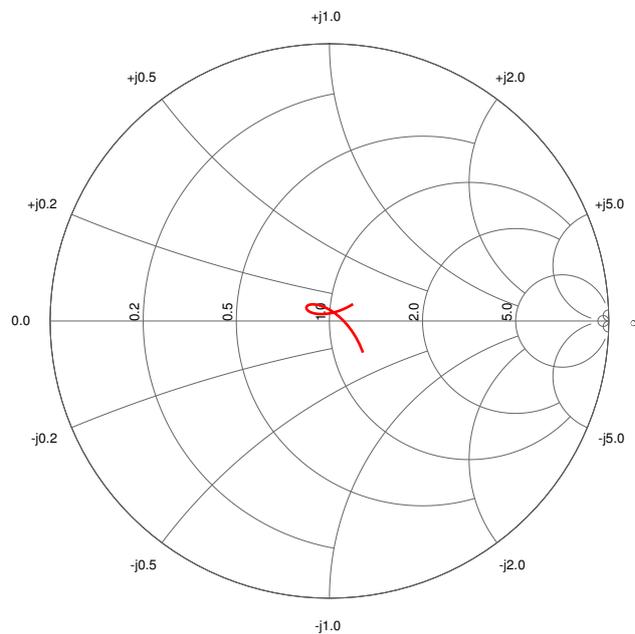


Figura 52 – Carta de Smith com o coeficiente de reflexão na entrada antena na banda ISM-1 para simulação no AD.

Na Figura 52 é possível ver o *loop* próximo ao centro da carta de Smith. Este fenômeno é causado pelo elemento parasítico, como uma segunda ressonância. Embora o *loop* não esteja centrado, o casamento de impedância está dentro do esperado para toda a banda. A Figura 53 apresenta o coeficiente de reflexão em decibéis, e mostra que de fato a potência refletida é menor do que -20 dB na banda ISM-1.

A impedância da entrada apresenta uma parte reativa diminuta, mas, apresenta uma variação na parte real de aproximadamente 10Ω em algumas frequências.

As Figuras 55-56 apresentam o ganho e diretividade em decibéis para a antena simulada no AD. Estas curvas não apresentam praticamente diferença alguma, isso quer dizer que, a antena tem uma eficiência de irradiação de 100 %.

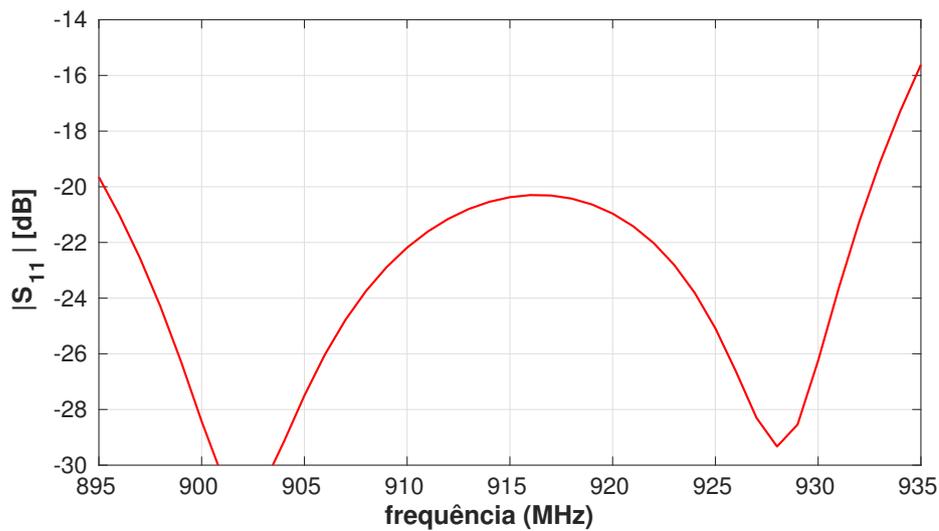


Figura 53 – Coeficiente de reflexão na porta da antena.

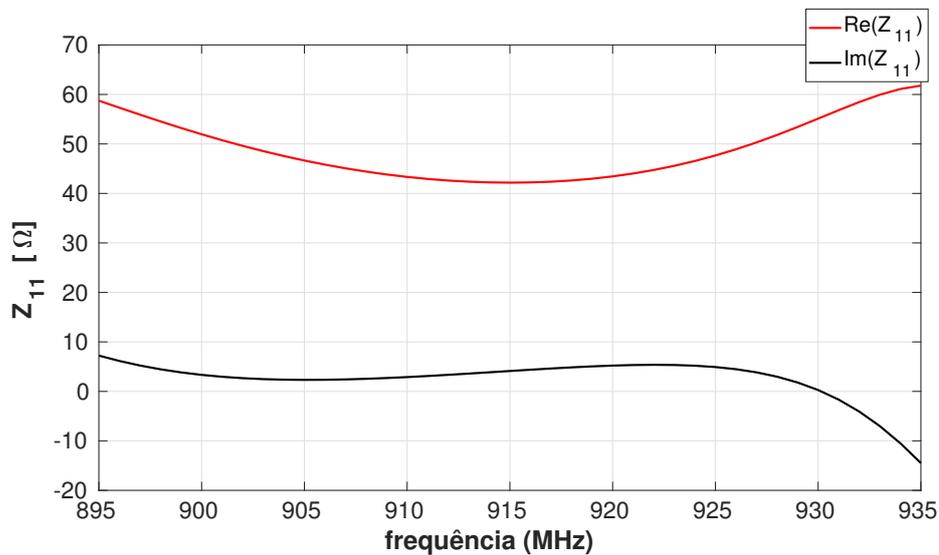


Figura 54 – Impedância de entrada da antena elementar simulada no AD.

O diagrama de radiação da Fig. 57 não apresenta nenhum lóbulo lateral, nem lóbulo oposto, provavelmente um resultado condicionado por não modelar as não idealidades e presença de plano de terra infinito.

4.1.1.2 Software HFSS

Na Figura 58 é possível a malha gerada sobre a antena *patch*. É possível notar que a malha é adaptativa, criando tetraedros menores aonde há a presença de cantos, mudanças de seções, ou furos, pois nessas regiões é onde ocorre o acúmulo de densidade de corrente. Nas regiões mais constantes há a geração de tetraedros mais grosseiros. Visualmente, pode se estimar que a malha é de aproximadamente 40 elementos por unidade de comprimento de onda.

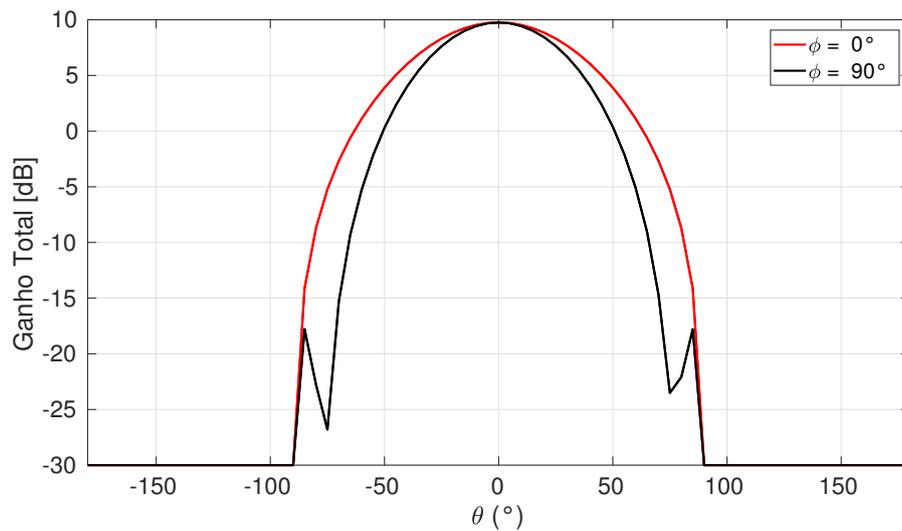


Figura 55 – Ganho da antena elementar simulada no AD.

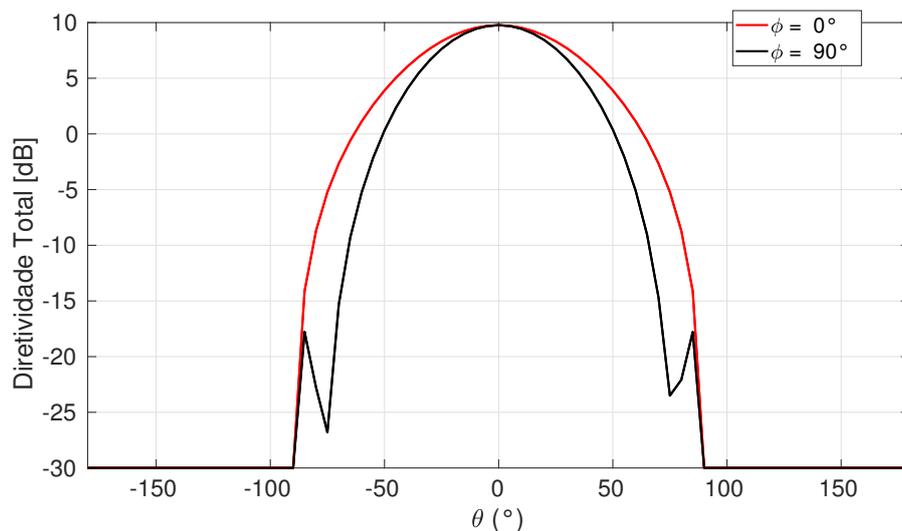


Figura 56 – Diretividade da antena elementar simulada no AD.

O número de tetraedros é gerado automaticamente pelo HFSS. O HFSS começa a simulação com um número de tetraedros mínimo para a estrutura formando o *mesh*, geralmente, 10 ou 20 elementos por comprimento de onda. Após essa primeira iteração, vai aumentando o número de tetraedros progressivamente até considerar que o resultado convergiu. O critério de convergência é determinado por um parâmetro que o usuário configura, a máxima magnitude de ΔS . ΔS é definido como a diferença entre a magnitude dos parâmetros S resultantes de duas simulações com número de tetraedros diferentes. Quando esse parâmetro é menor do que o usuário configurou, a simulação converge.

Na Figura 59 está a distribuição do módulo da intensidade do campo elétrico. É possível ver, que de fato, há o acúmulo de campo nas bordas, quinas e regiões onde o condutor é mais estreito.

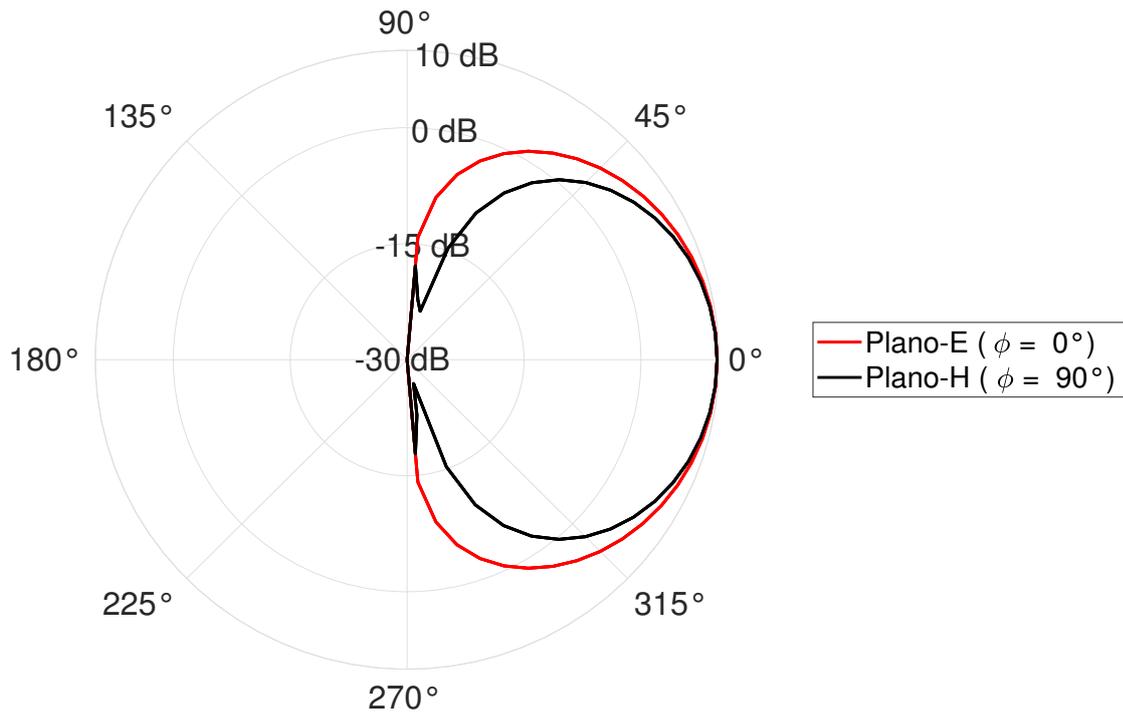


Figura 57 – Diagrama de radiação da antena elementar simulada no AD.

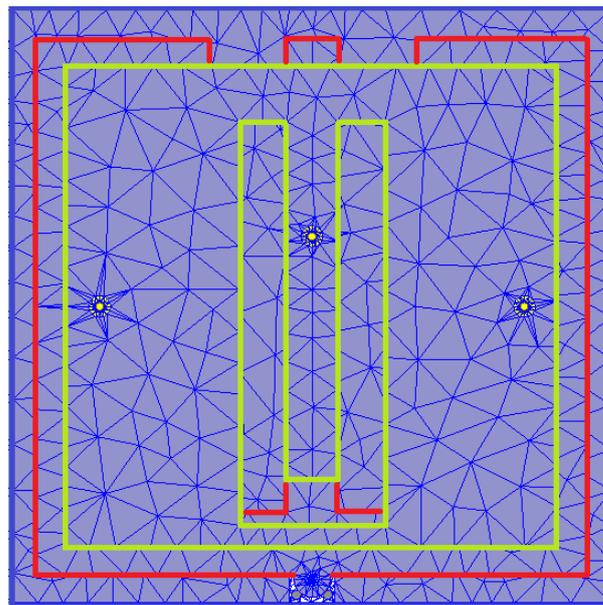


Figura 58 – Malha gerada sobre a antena *patch* durante a simulação.

Outro fato a se notar é sobre a nulidade do campo elétrico na região de conexão dos espaçadores. De fato, para os espaçadores laterais o campo é extritamente nulo, logo, não haveria problema se os espaçadores fossem condutores. Contudo, para o espaçador central há presença de módulo de intensidade de campo elétrico não nulo, devido a perna central estreita do *patch* em formato de letra "E". Logo, nesse ponto o espaçador deveria ser de material isolante.

Os resultados da simulação da antena no HFSS são apresentados nas Figs. 60-66.

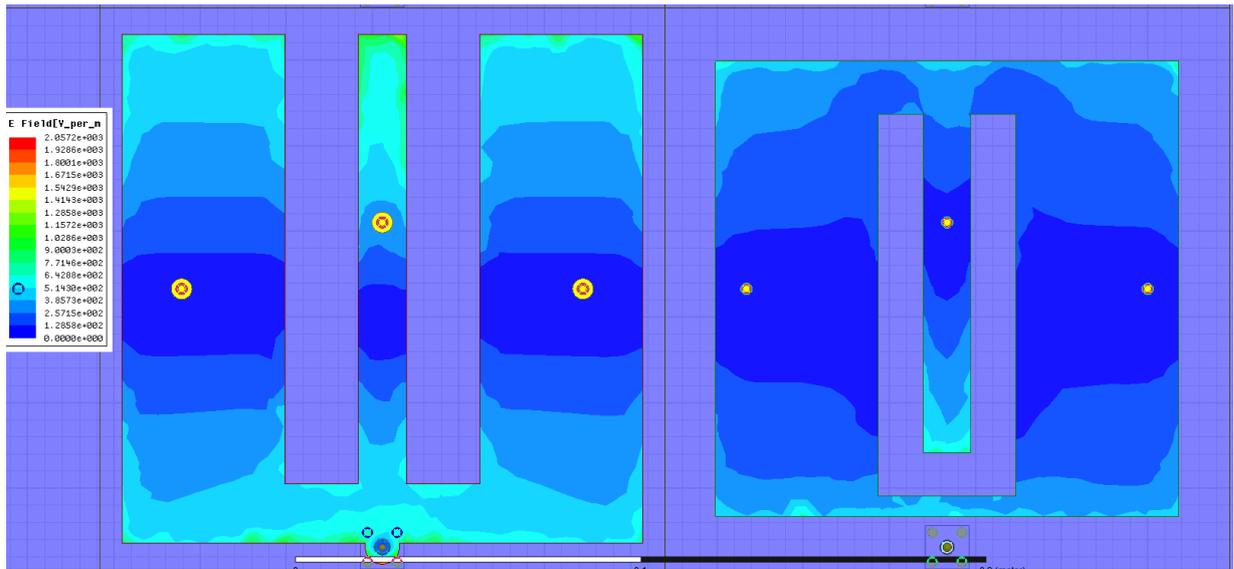


Figura 59 – Distribuição do módulo de intensidade de campo elétrico sobre a antena *patch*.

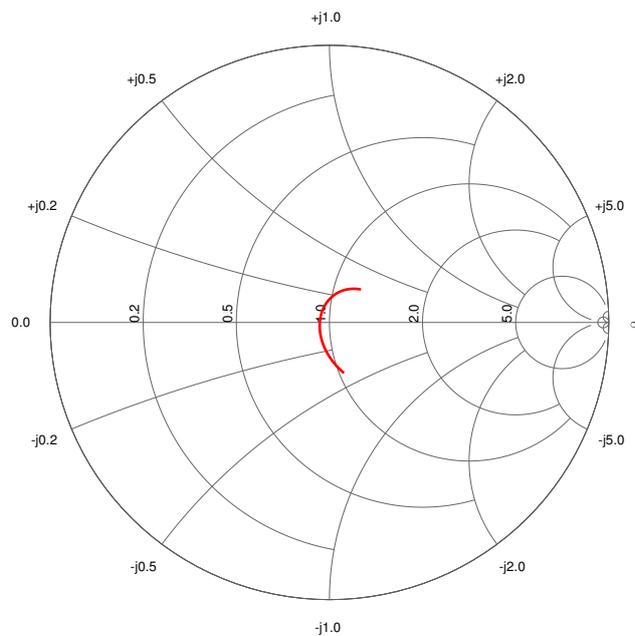


Figura 60 – Carta de Smith com o coeficiente de reflexão na entrada antena na banda ISM-1 para simulação no HFSS.

Na carta de Smith contida na Fig. 60 é possível visualizar o coeficiente de reflexão na entrada da antena elementar de 900 MHz até 930 MHz. É possível ver que a entrada não está exatamente casada para nenhuma frequência, mas apresenta um pequeno descasamento para toda a banda ISM-1, em torno de 10 % de retorno de potência. A curva presente na carta de Smith é parte de um *loop* que ocorre devido a presença de outras ressonâncias, causadas pela elemento parasítico. A Figura 62 apresenta o coeficiente de reflexão em dB, é possível ver que o objetivo de se alcançar um casamento de impedância melhor do que -20 dB foi alcançado em quase toda a banda ISM-1, com exceção das ex-

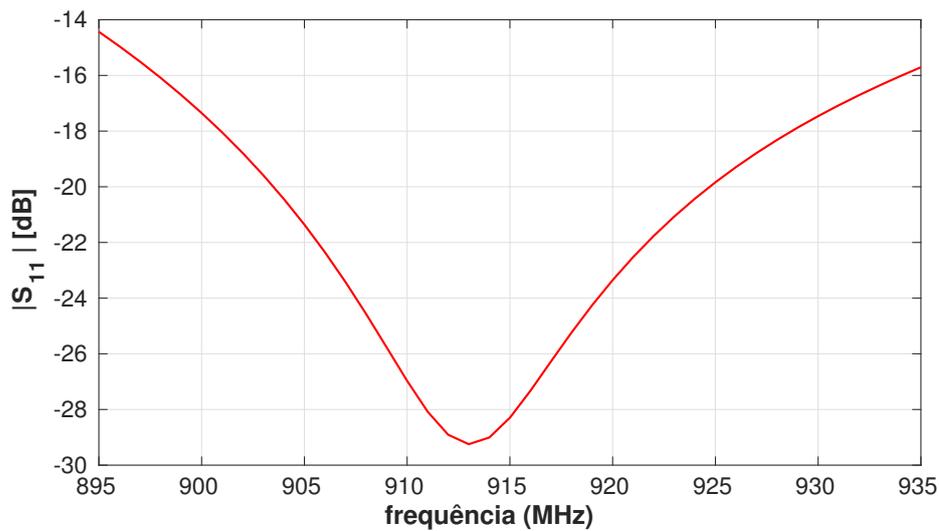


Figura 61 – Coeficiente de reflexão na porta da antena simulada no HFSS.

tremidades, de 902 a 903 MHz e de 925 a 928, onde o coeficiente de reflexão está abaixo de -18 dB.

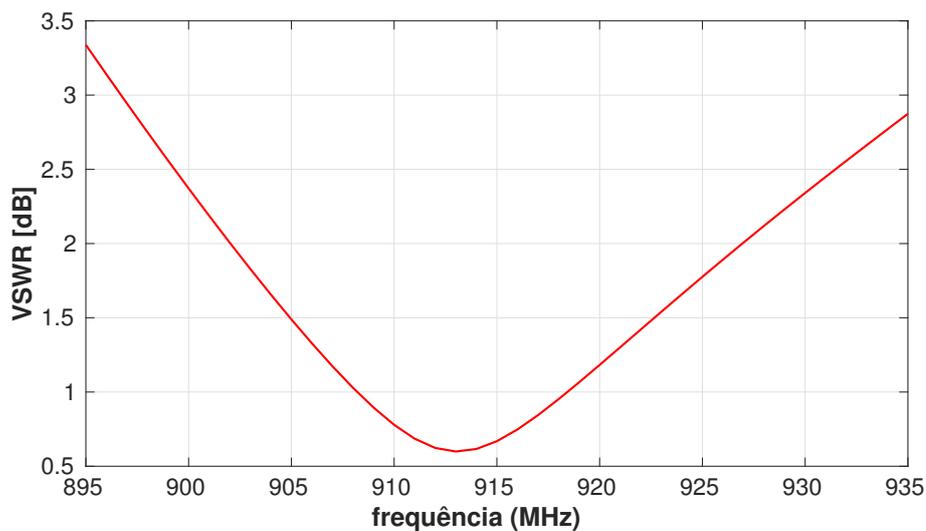


Figura 62 – Taxa de onda estacionária na faixa ISM-1 na porta da antena simulada no HFSS.

A Figura 63 apresenta a impedância de entrada da antena. A impedância de entrada obteve uma parte real de aproximadamente 50Ω na banda ISM-1, como consta na curva vermelha. A parte imaginária apresentou uma reatância capacitiva próximo a frequência de 902 MHz e uma reatância indutiva em 928 MHz, o que ocasionou o desacoplamento de impedâncias nos extremos da banda ISM-1.

Nas curvas de ganho e diretividade é possível ver uma diferença nos valores máximos, embora que ainda muito pequena. Isso reflete uma alta eficiência na radiação. Também é possível ver a presença de lóbulos laterais na posição angular de 140° , 17 dB

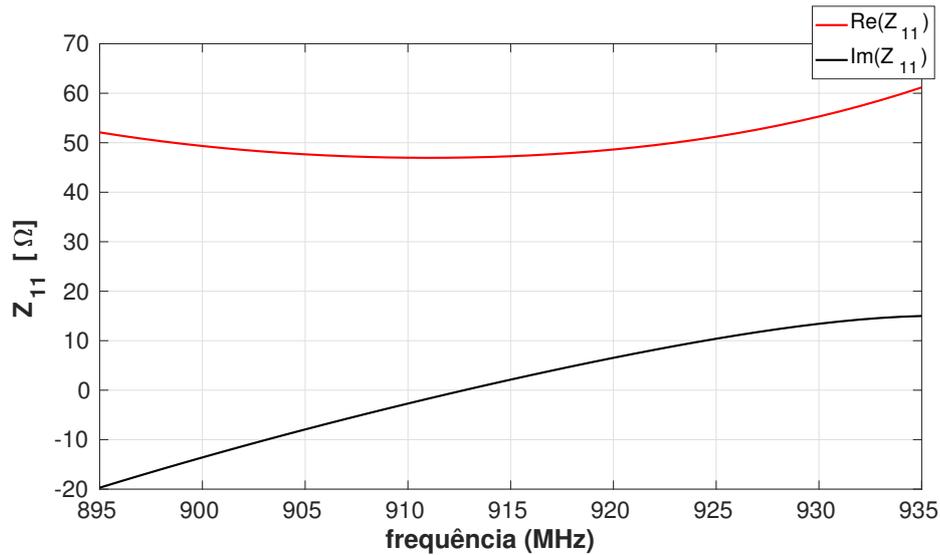


Figura 63 – Impedância de entrada da antena elementar simulada no HFSS.

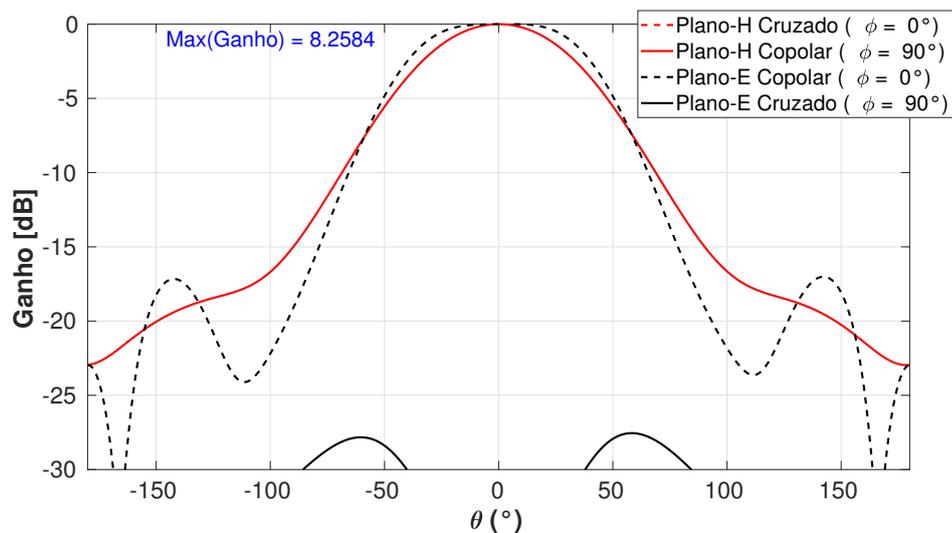


Figura 64 – Ganho da antena elementar simulada no HFSS. A componente cruzada do plano-H não aparece na figura por ser menor do que -30 dB.

menor do que o lóbulo principal. Na Figura 4 é possível ver claramente a presença dos lóbulos laterais e lóbulo oposto

As duas antenas apresentaram polarização altamente linear, com valores de razão axial superiores a 30 dB.

4.1.2 Resultados obtidos para o arranjo de antenas

4.1.2.1 Acoplamento mútuo entre elementos

A Figura 67 apresenta os valores de acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo. Quanto menor o valor em decibéis, menor o acoplamento entre elementos. Nota-

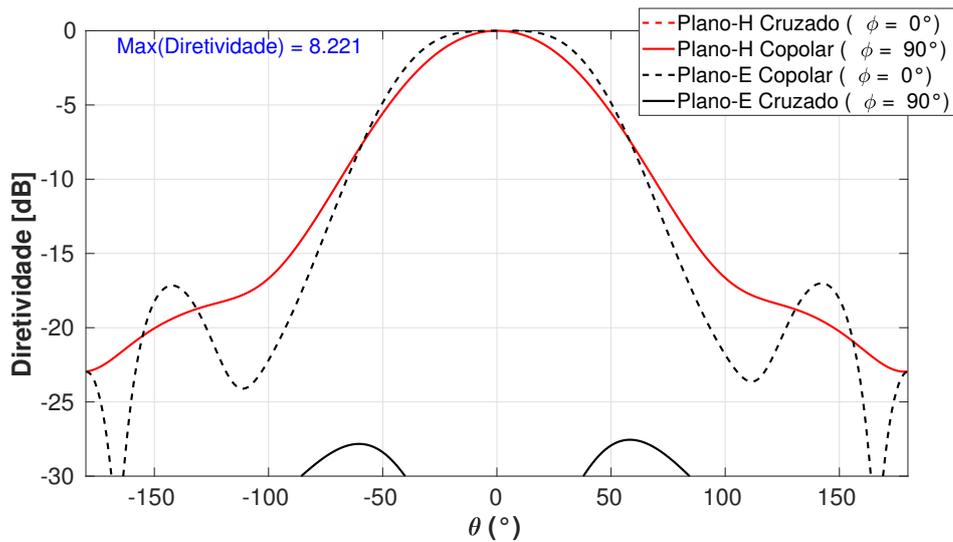


Figura 65 – Diretividade da antena elementar simulada no HFSS. A componente cruzada do plano-H não aparece na figura por ser menor do que -30 dB.

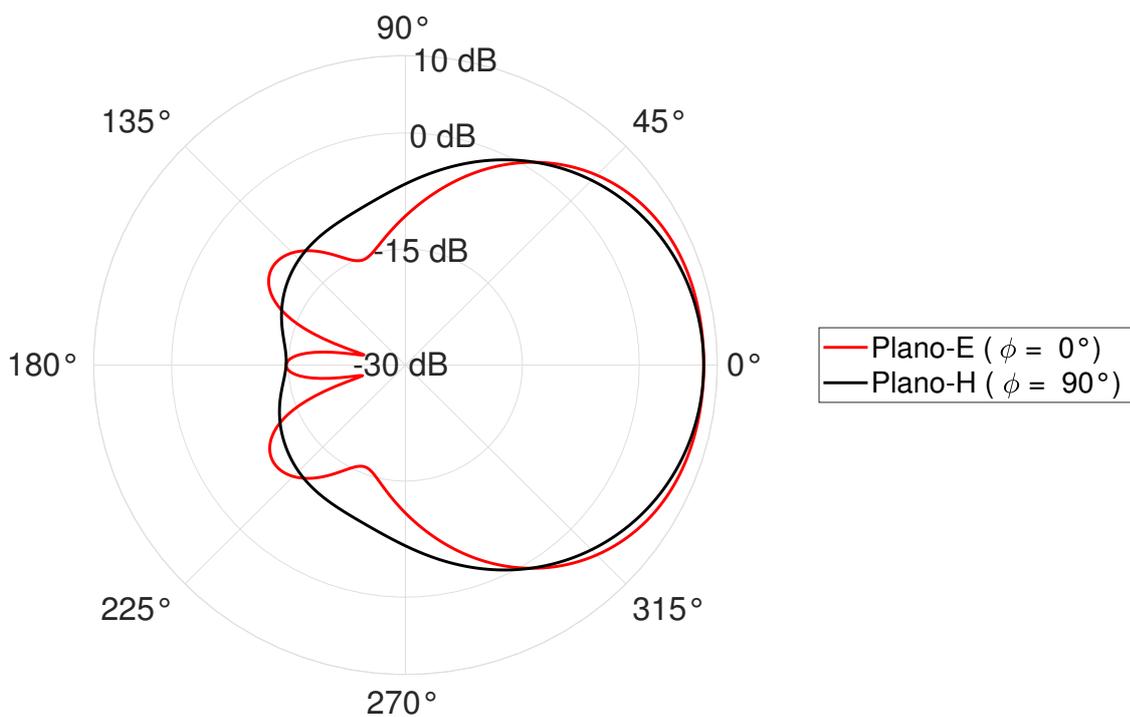


Figura 66 – Diagrama de radiação da antena elementar simulada no HFSS.

se que o acoplamento é dependente da distância entre elementos, com os elementos que estão a uma distância de meio comprimento de onda sendo os mais acoplados.

As Figuras 68-71 apresentam alguns resultados para o casamento de impedância e radiação para o teste de acoplamento entre elementos. É possível ver que na carta de Smith na Fig. 68 que a curva se afastou um pouco mais do centro da carta, o que causou o aumento do coeficiente de reflexão na frequência de 902 MHz.

Nas Figuras 69-70 é possível ver que no arranjo, com apenas um antena alimentada

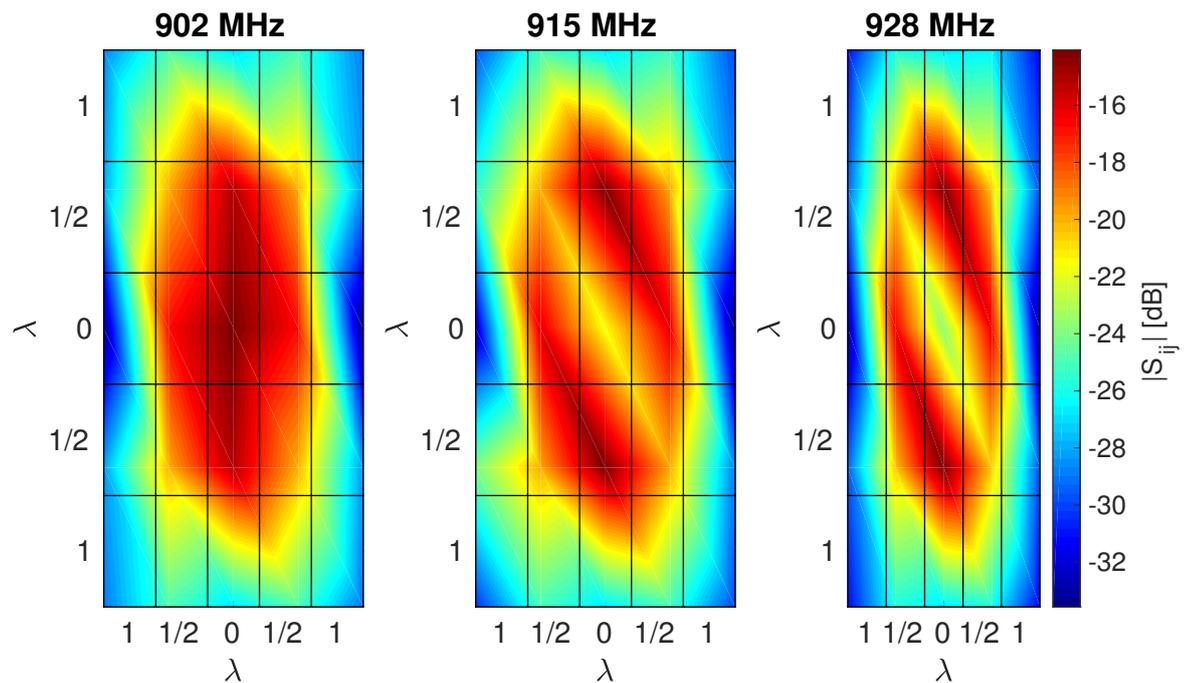


Figura 67 – Mapas de calor para o acoplamento mútuo entre elementos para o elemento central alimentado na frequências de 902, 915 e 928 MHz.

o ganho e diretividade caiu aproximadamente 2,5 dB. É possível ver que eficiência da antenna foi mantida.

No padrão de radiação contido na Fig. 71 é possível notar que o abertura de HPBW é de aproximadamente 120° . Isso quer dizer que o arranjo não vai sofrer efeitos significativos de perda varredura, para uma largura de feixe satisfatória. Nas Fig. 69-70 é possível notar que há a presença de escaneamento cego na posição angular de 170° , que deve ser tratado com atenção no arranjo final para não se alargar ou se distanciar mais da posição angular de 180° .

4.1.2.2 Arranjo de antenas 4×4

Para o arranjo 4×4 a simulação adaptativa precisou de 8 iterações para convergir para um valor de máxima magnitude de ΔS igual a 0,02. A quantidade inicial de tetraedros usada na primeira iteração é de 300000 elementos e a ultima iteração conta com 1200000 elementos. Estes resultados podem ser vistos nas Figs 72 e 73. Na Figura 73 é possível ver que o aumento do número de tetraedros diminui a magnitude do parâmetro ΔS , atingindo a convergência.

Para a simulação do arranjo 4×4 as fases de cada *wave port* tiveram um *offset* de fase adicionado. Tal *offset* de fase foi baseado nas saídas para a matriz de Butler ortogonal. Para mapear as formas de onda com as curvas geradas é preciso consultar a

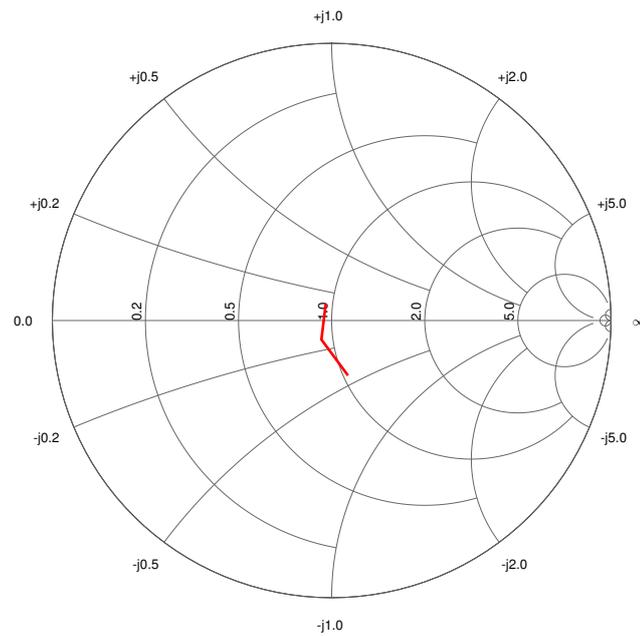


Figura 68 – Carta de Smith para o coeficiente de reflexão para o teste de acoplamento na porta central para as frequências de 902, 915 e 928 MHz.

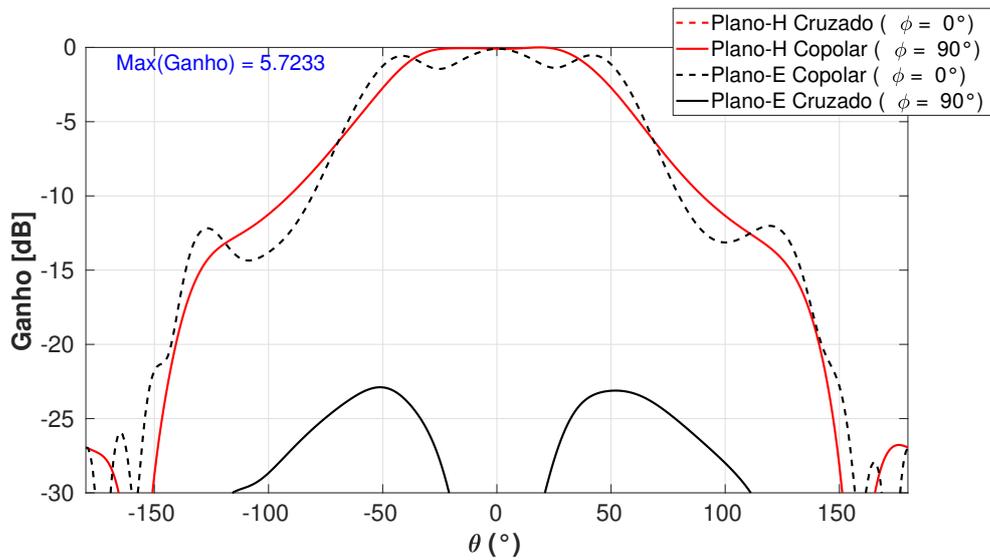


Figura 69 – Ganho para o arranjo 5×5 com apenas a antena principal alimentada. A componente cruzada do plano-H não aparece na figura por ser menor do que -30 dB.

matriz que aparece na Eq. 4.1.

$$[Feixe] = \begin{bmatrix} 1 & 29 & 25 & 21 \\ 32 & 28 & 24 & 20 \\ 31 & 27 & 23 & 19 \\ 30 & 26 & 22 & 18 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

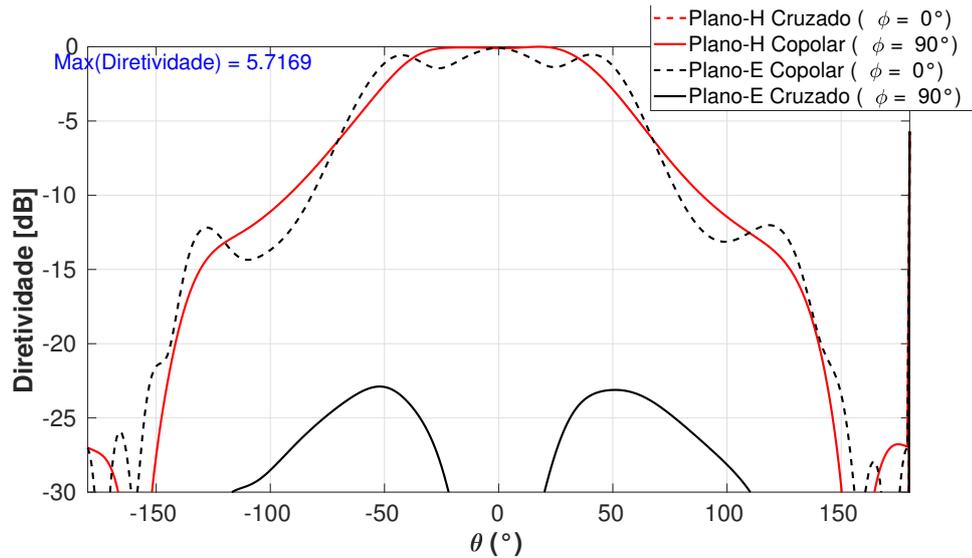


Figura 70 – Diretividade para o arranjo 5×5 com apenas a antena principal alimentada. A componente cruzada do plano-H não aparece na figura por ser menor do que -30 dB.

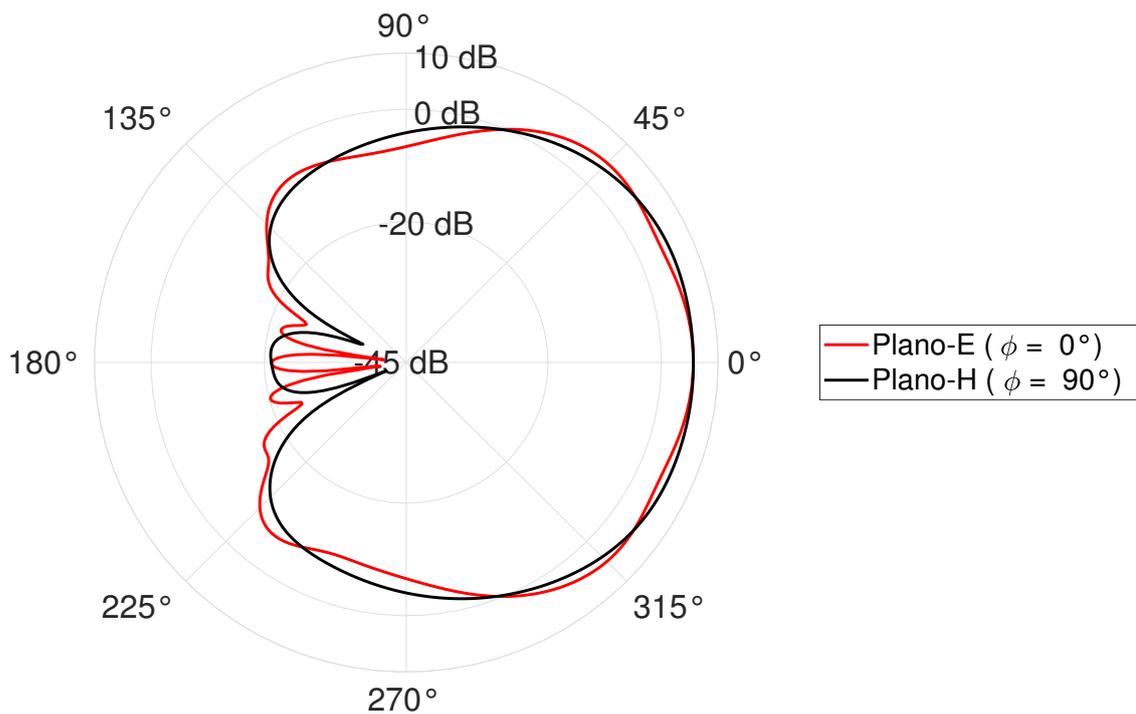


Figura 71 – Diagrama de radiação para o arranjo 5×5 com apenas a antena principal alimentada.

Considerando-se os feixes apresentados na Eq. 4.1, foram-se simuladas duas varreduras. A primeira atravessa toda a diagonal das portas de feixe, começando na porta 1 e indo até a 18. Os feixes gerados são apresentados nas curvas de ganho e diagrama de radiação, apresentadas nas Figs. 74-77.

Nas Figuras 74 e 75 é possível ver que o ganho máximo do arranjo de antenas 4×4 é de 17, 61 dB, um resultado que está muito próximo do previsto pela Eq. 2.15, igual a

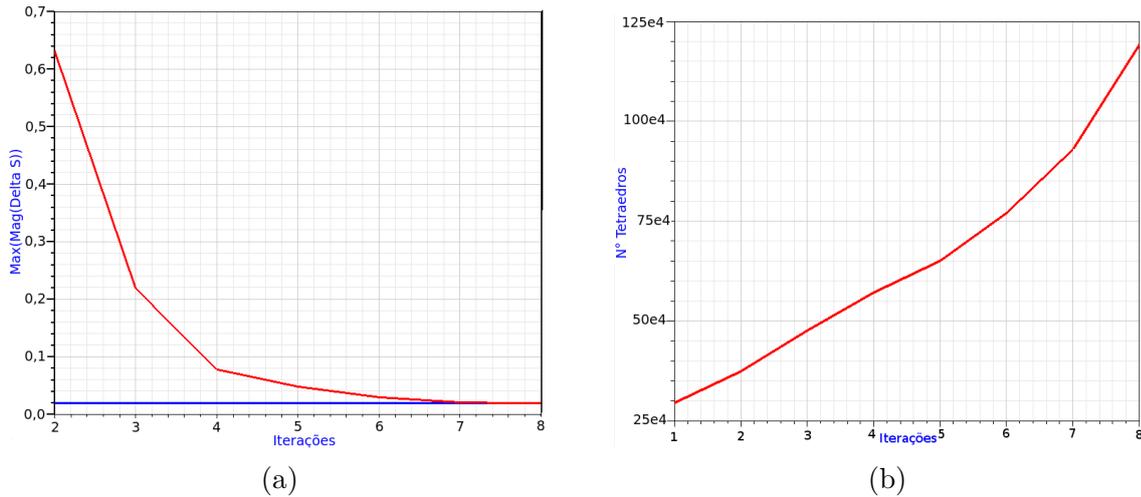


Figura 72 – (a): Evolução do $\text{Max}(\text{Mag}(\Delta S))$ x N° iterações. (b): Aumento da quantidade de número de tetraedros x N° iterações.

17,01 dB.

Os feixes mais extremos, feixe 28 e 23, fazem uma varredura até -41° e 41° , respectivamente. Estes valores indicam um ângulo de varredura de 82° , um valor também próximo do calculado com a Eq. 2.21, de 90° .

Nas Figuras 74 e 75 é possível ver claramente o efeito da perda de varredura. Devido a este efeito, o ganho máximo do feixe no ângulo de 0° , que é de 17,61 dB, cai para 13,3 dB no segundo feixe, em $\pm 14^\circ$ e 8,85 dB no terceiro feixe, em $\pm 41^\circ$. Também é possível notar a presença de pontos de escaneamento cego em todos os feixes para uma resolução de detecção de -30 dB.

Os diagramas de radiação apresentados nas Figs. 76 e 77 permitem visualizar melhor como o padrão de radiação da antena se deforma para cada direção de apontamento diferente. Uma característica importante a se mencionar é o nível dos lóbulos secundários, que estão, pelo menos 9 dB abaixo do lóbulo principal. O nível de lóbulo oposto também está bastante baixo, estando 30 dB menor que o do lóbulo principal.

As Figuras 78-81 apresentam os resultados correspondentes a excitação dos feixes da primeira linha da matriz da Eq. 4.1. Todas as observações levantadas no parágrafo anterior também podem ser notadas para estes feixes. A diferença para esta varredura aparece nos feixes 29 e 25, que diferentemente dos outros feixes, apresentam um deslocamento entre na posição angular do feixe mais diretivo nos planos elétricos e magnéticos. Isso condiciona uma não simetria no padrão de radiação. Ainda para essa varredura, todos os feixes com direção de apontamento para o mesmo setor angular no plano elétrico. Por fim, vale-se notar como o feixe de apontamento tem um padrão mais diretivo, mais estreito, do que o padrão de radiação da antena elementar sozinha.

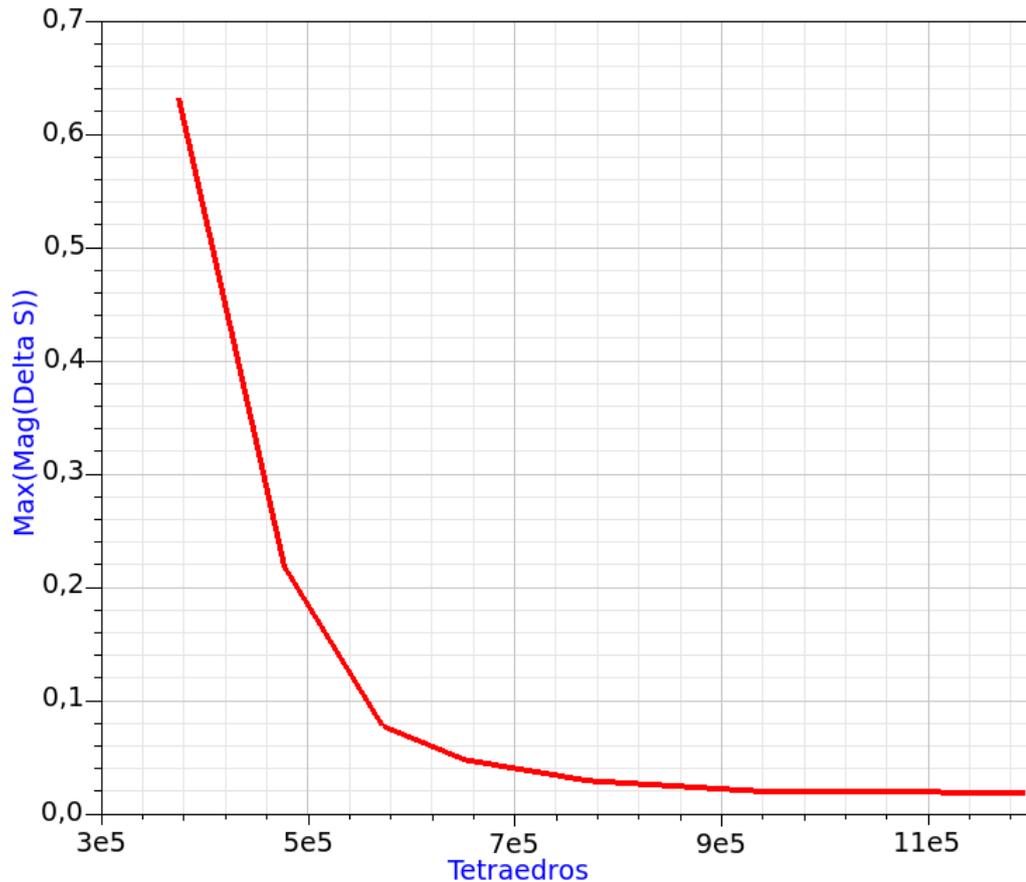


Figura 73 – $\text{Max}(\text{Mag}(\Delta S))$ x N° tetraedros.

Todos esses resultados são compilados de maneira menos técnica e mais visual na Tab. 9. Nesta Tabela estão todos os padrões de radiação para a excitação das portas de feixe da diagonal principal e da primeira linha de elementos. É possível notar a relação de direção de apontamento com as portas de feixes da matriz de Butler.

4.1.3 Resultados obtidos para a matriz de Butler

A matriz de Butler gerada apresenta um tamanho relativamente grande, contando com uma área de $1802,66 \text{ cm}^2$. Isso tem impacto direto no custo do sistema, uma vez que para se montar a matriz de Butler ortogonal são precisos 8 placas com matrizes de Butler impressas.

Os resultados para o acoplador híbrido, *crossover* e defasador de 45° constam nas Figs. 82, 83 e 84, respectivamente, para os modelos com elementos distribuídos e localizados.

Na Fig. 82 é possível ver que o acoplador híbrido feito com elementos localizados apresenta menor perdas do que o de elementos distribuídos, como apresentado nas Figs. 82a e 82c. Esse resultado é devido ao acoplador projetado com linhas de transmissão possuir uma dimensão física consideravelmente grande para padrões práticos. Vale ressaltar

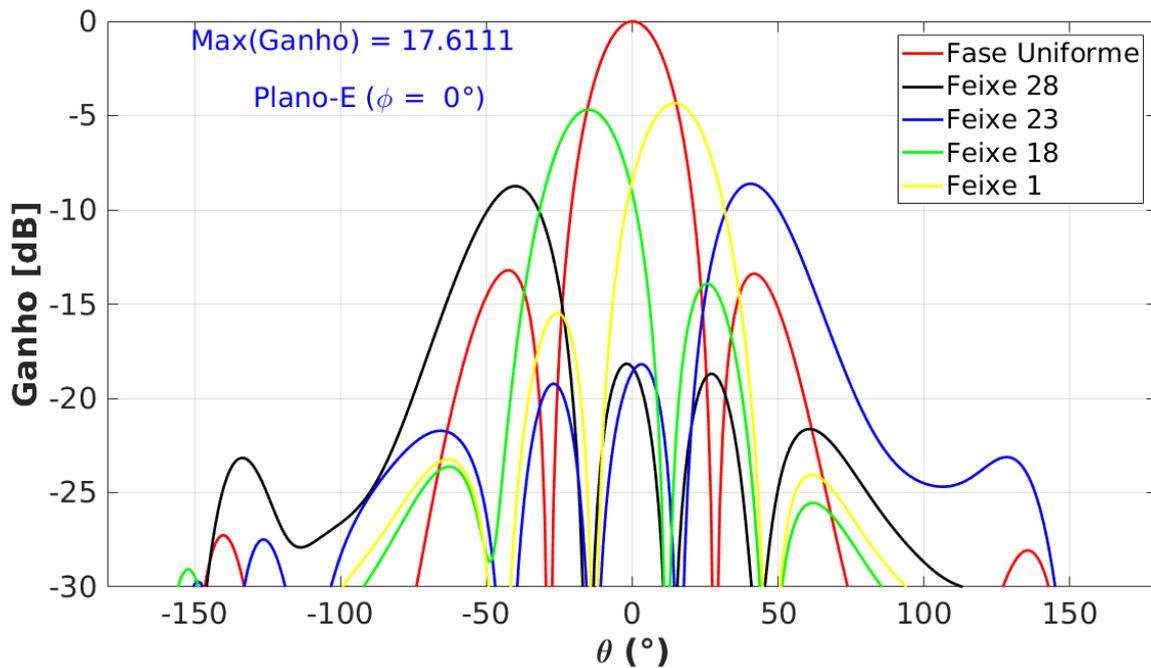


Figura 74 – Distribuição de feixes da diagonal principal normalizado para o ganho máximo no plano elétrico copolar.

que a perda presente no acoplador com elementos localizados é devido as resistências parasíticas inseridas nas indutâncias de todas as redes $-\pi$, com o valor de $0,05 \Omega$. A isolação de portas do acoplador em linhas de transmissão, apesar de significativamente menor que a de elementos localizados, ainda apresenta um bom resultado, sendo menor do que -30 dB.

A diferença de fases nas portas de saída dos acopladores com elementos distribuídos e localizados é de $89,95^\circ$ e 90° , como é possível ver nas Figs. 82b e 82d. O erro associado na diferença de fase da implementação com linhas de transmissão é menor do que $0,1\%$, sendo desprezível para a caracterização dos sinais no modo de quadratura.

O *crossover* feito com linhas de transmissão não apresenta o resultado ideal, com uma transmissão de 0 dB entre as portas 1 e 3. Neste ramo, a perda é de $-0,63$ dB. A isolação para as outras portas é melhor do que -30 dB, de acordo com a Fig. 83a.

O modelo com elementos localizados apresentou resultado ideal, mesmo com as resistências parasíticas, conforme é visto na Fig. 83c.

Entre as portas de entrada e saída para o defasador de 45° é apresentada uma defasagem de $44,11^\circ$ na frequência central de 915 MHz, para o defasador feito com linhas de transmissão, como pode ser visto na Fig. 84a. É interessante notar que o defasador com elementos localizados apresenta um comportamento mais banda larga, uma vez que apresenta um desvio de fase de $\pm 0,8^\circ$ na banda toda, como apresentado na Fig. 84b. Por outro lado, o defasador sob linhas de transmissão apresenta um desvio de fase de $\pm 17^\circ$

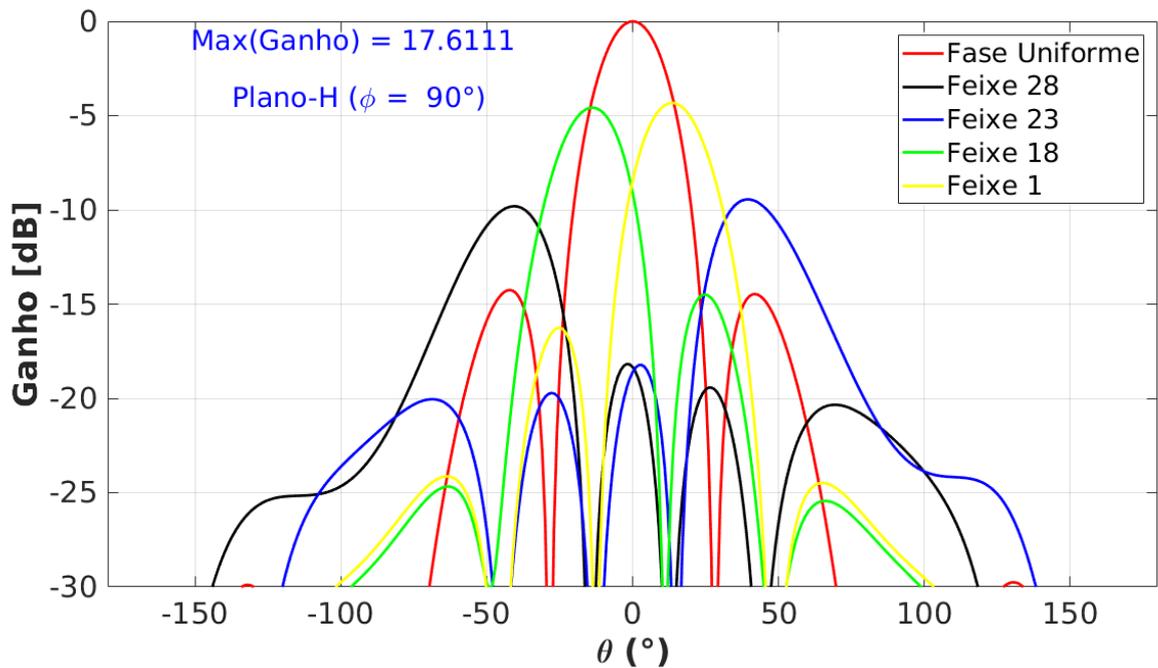


Figura 75 – Distribuição de feixes da diagonal principal normalizado para o ganho máximo no plano magnético copolar.

na banda toda.

O resultado das matrizes de Butler gerada para os dois cenários é apresentado nas Figs. 85 e 86.

A matriz de Butler com linha de transmissão apresentou parâmetros de transmissão entre -7,2 e -8,4 dB, um resultado entre 1,2 e 2,4 dB menor do que o esperado para o projeto ideal. Este número foi causado pelo acúmulo de perdas dos defasadores, acopladores e *crossovers*. Para fins de comparação, a Tab. 10 apresenta um comparativo entre os resultados alcançados em relação às referências usadas. O comparativo apresenta que o resultado obtido é similar ao encontrado em publicações em periódicos internacionais. Entretanto, vale notar que a frequência de uso neste projeto neste trabalho é relativamente mais baixa, o que faz com que sua geometria seja mais robusta contra efeitos parasíticos.

A Fig. 85d mostra que as defasagens entre as portas de saída da matriz, quando excitada a porta 1, são 46,6°, 47,6° e 42,9°. O erro de fase em relação às defasagens esperadas de 45° máximo é de 5,8%. As defasagens nas portas de saída para a excitação nas outras portas de entrada podem ser aferidas na Tab. 11.

A matriz de Butler com elementos localizados apresentou um resultado bastante próximo do ideal, mesmo com a inserção de resistências parasíticas. Cada saída possui um coeficiente de transmissão mínimo de -6,1 dB, o que é esperado, uma vez que a potência é dividida para as quatro portas de saída. A isolamento entre as portas de entrada é melhor

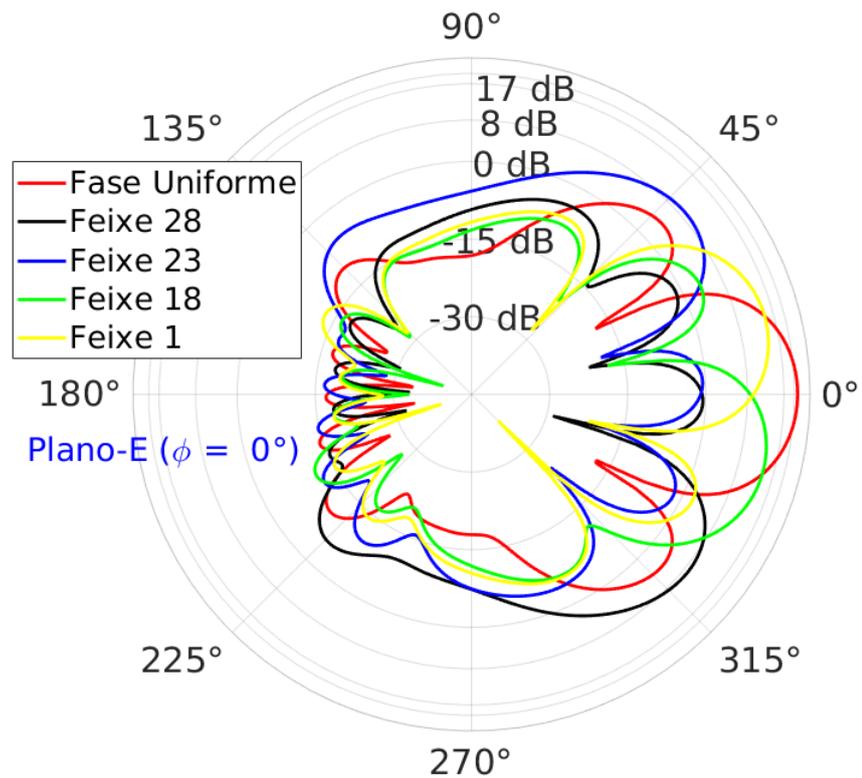


Figura 76 – Diagrama de radiação para os feixes da diagonal principal no plano elétrico copolar.

do que -50 dB.

A relativa das fases de cada porta de saída apresentam fases diferentes do que é apresentado na Fig. 27. Essa diferença é devido a ausencia de linhas de acesso na topologia com elementos localizados. Entretanto, isso não é um ponto crítico, uma vez que o interessante na matriz de Butler é a defasagem entre as portass de saída serem iguais.

Por fim, são apresentados os resultados para os formadores de feixes. Para a topologia com elementos distribuídos, as curvas relativas a coeficientes de transmissão, reflexão e isolamento entre portas é apresentada na Fig. 87.

O coeficiente de transmissão ideal é de valor de -12 dB, uma vez que o sinal é dividido para 16 portas de saída. O resultado obtido possui coeficiente de transmissão de -15 dB. Como cada matriz de Butler possui uma perda média de -1,5 dB, é esperado que o sinal que passe por duas matrizes de Butler, possua uma atenuação de -3 dB. A isolamento entre portas do formador de feixe é melhor do que -30 dB.

Para se validar a diferença de fase entre as portas de saída foram aferidas as curvas de fase das portas da primeira linha e primeira coluna, do arranjo apresentado na Eq. 3.6. Estes resultados são apresentados nas Figs. 88a e 88b, respectivamente. Ademais, a

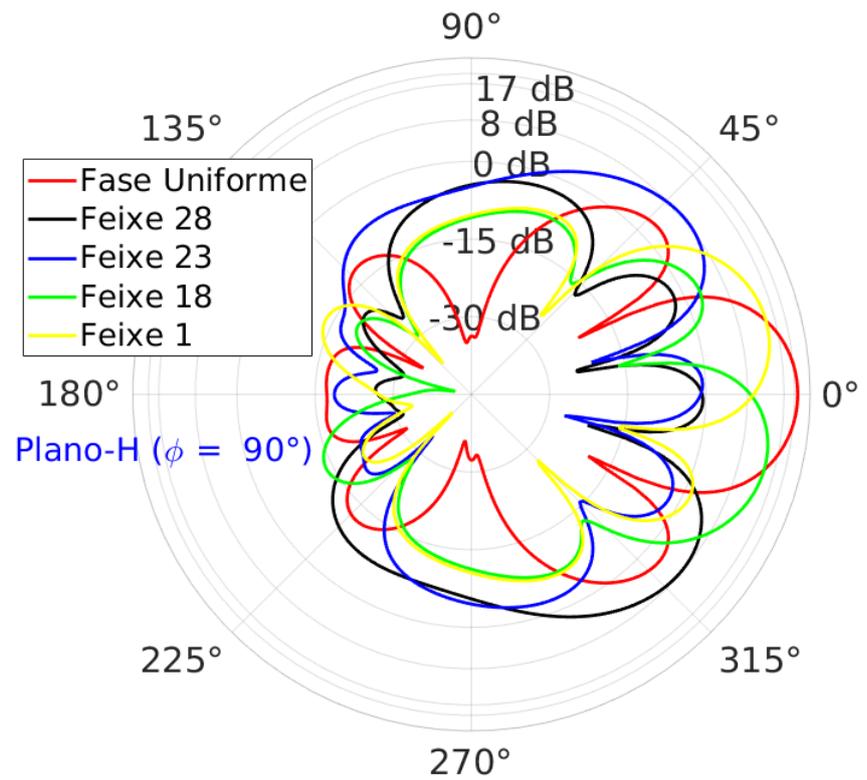


Figura 77 – Diagrama de radiação para os feixes da diagonal principal no plano magnético copolar.

fase entre os elementos mais distantes, $a_{1,1}$ e $a_{4,4}$, também foi aferida, seu resultado é a curva em verde na Fig. 88b. Nestas Figuras, é possível ver que a diferença de fase entre elementos vizinhos em uma coluna ou linha é de, em média, $45,71^\circ$, com um desvio padrão de $2,01^\circ$.

Com relação a diferença de fase dos elementos extremos, a diferença apresentada é de $85,74^\circ$. O resultado ideal era uma diferença de fase de 90° . Deste modo o erro associado é de $4,51\%$

O resultado do formador de feixe com elementos localizados é apresentados nas Figs. 89 e 90. A Figura 89a apresenta a atenuação do sinal na portas de saída, com um nível de $-12,1$ dB, bem próximo do ideal. A isolamento entre portas apresentada na Fig. 89b é melhor do que -50 dB.

A diferença de fases para a primeira linha e coluna das saídas do formador de feixe tem um valor médio de $-44,81^\circ$ com desvio padrão de $0,85^\circ$, 2,3 vezes menor que o do formador de feixe com elementos distribuídos. A diferença de fase entre as portas extremas é de $-89,89^\circ$, com um erro associado de $0,12\%$

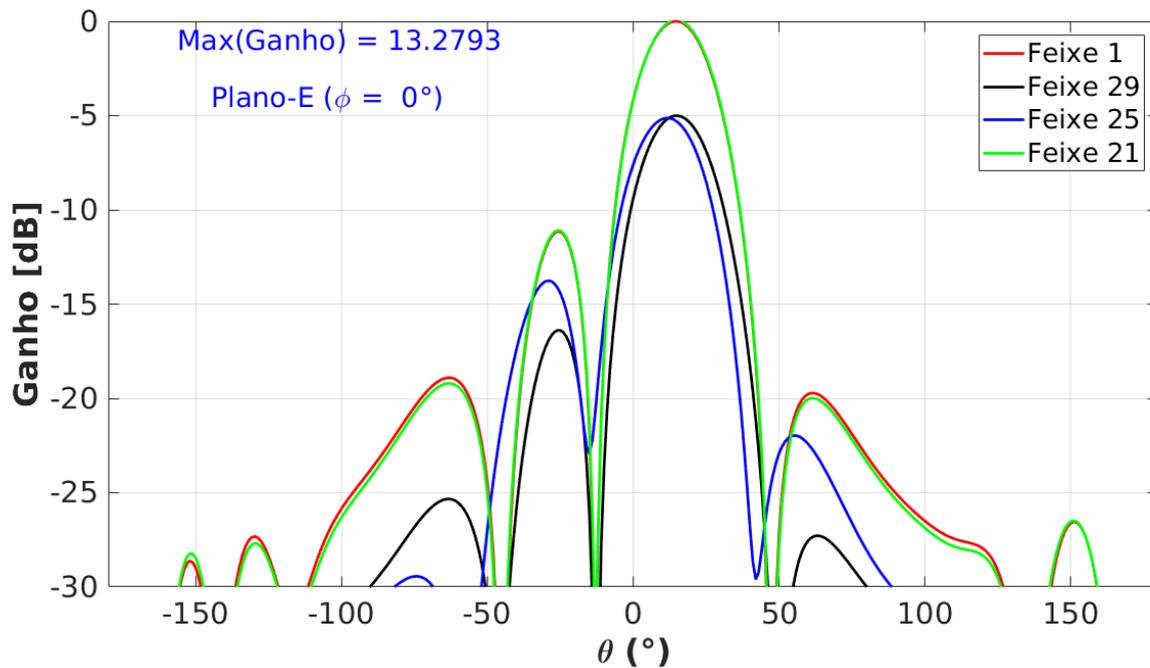


Figura 78 – Distribuição de feixes da primeira linha normalizado para o ganho máximo no plano elétrico copolar.

4.1.4 Lente de Rotman

A geometria apresentada na Fig. 46 foi analisada em dois níveis. A primeira análise é referente aos parâmetros S entre as portas de feixe e arranjo, no que tange a perda de retorno, acoplamento entre portas e fase de percurso. Em um segundo momento o comportamento da lente é analisado, usando-se como parâmetros o erro de fase e o fator de arranjo.

As portas de feixe da lente de Rotman apresentaram uma perda de retorno de -12,3 dB. As Figuras 91 e 92 apresentam o diagrama de acoplamento entre as portas de feixe 1 e 2 e as portas de arranjo, respectivamente. Por simetria, as portas 3 e 4 apresentam o mesmo resultado. É possível ver que o acoplamento entre as portas de feixe e arranjo variam muito pouco em relação a frequência central de operação.

As Figuras 93 e 94 apresentam a fase relativa das porta de arranjo ao se excitar a porta de feixe 1 e 2, respectivamente.

O fator de arranjo consta na Fig. 95e. O ângulo de maior diretivo de cada feixe é 27° , 5° , -19° e -40° , este padrão gera uma distribuição angular entre os feixes de 19° , em média. Os feixes 1, 2 e 3, apresentam lóbulos secundários inferiores a -8 dB. O quarto feixe apresentou o nível mais alto de lóbulo secundário, com um valor de -5 dB. Em nenhum dos feixes ocorreu a presença de ponto cego de escaneamento.

A Figura 96 apresenta o erro de fase máximo no percurso do sinal para cada cenário possível de trajeto. Pode se observar que as portas de arranjo da extremidade apresentam

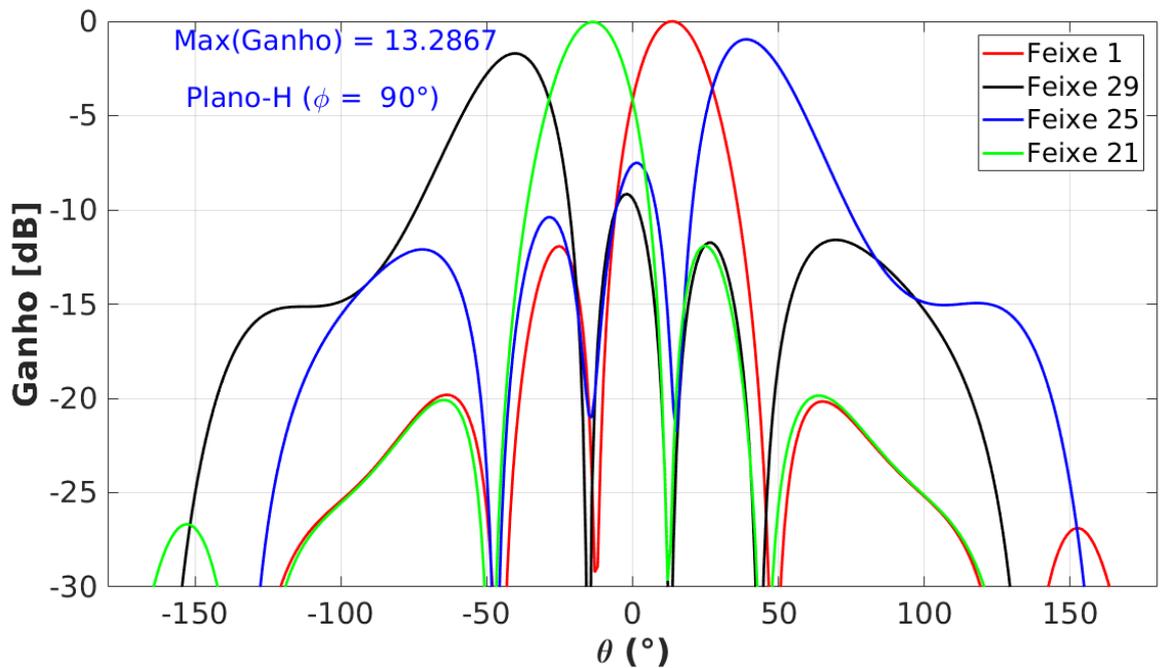


Figura 79 – Distribuição de feixes da primeira linha normalizado para o ganho máximo no plano magnético copolar.

o maior nível de erro de fase. Esse erro de fase acentuado nas portas das extremidades ajudam para a diferença de ângulo de maior diretividade entre os feixes gerados pela lente, aumentando os erros para os feixes extremos de forma mais significativa que os centrais. Este resultado está de acordo com o que é descrito na referência [Hansen \(1991\)](#). De acordo com [Hansen \(1991\)](#) o erro de fase possui pelo menos três pontos focais onde o seu valor é nulo. Neste caso, é possível notar que tais pontos focais são os que cercam as portas de arranjo 2 e 3, uma vez que o erro de fase nessas portas é nulo. De acordo com [Vashist, Soni e Singhal \(2014\)](#) este erro de fase é causado quando portas de feixe são posicionadas em posições que não são pontos focais perfeitos, e uma vez que estes pontos focais perfeitos são três, a frente de onda para lentes com um número de portas maior sempre terá um erro de fase associado.

4.1.5 Circuito chaveador

Para mostrar que a mudança de impedância causada pelo estreitamento da linha de 50Ω para se conectar ao pino do chaveador com valor apresentado na Eq. 3.7 não atrapalha no casamento de impedância um modelo comparativo foi feito no ADS, na Fig. 97a. Para isto foi usada a biblioteca de linhas de microfit e feita uma simulação de circuitos. A simulação conta com dois circuitos, ambos com duas linhas de 50Ω , o primeiro com as portas de entrada de entrada e saída com impedância de 50Ω e o segundo com a porta de saída com impedância alterada para a $50,002 + j0,575\Omega$.

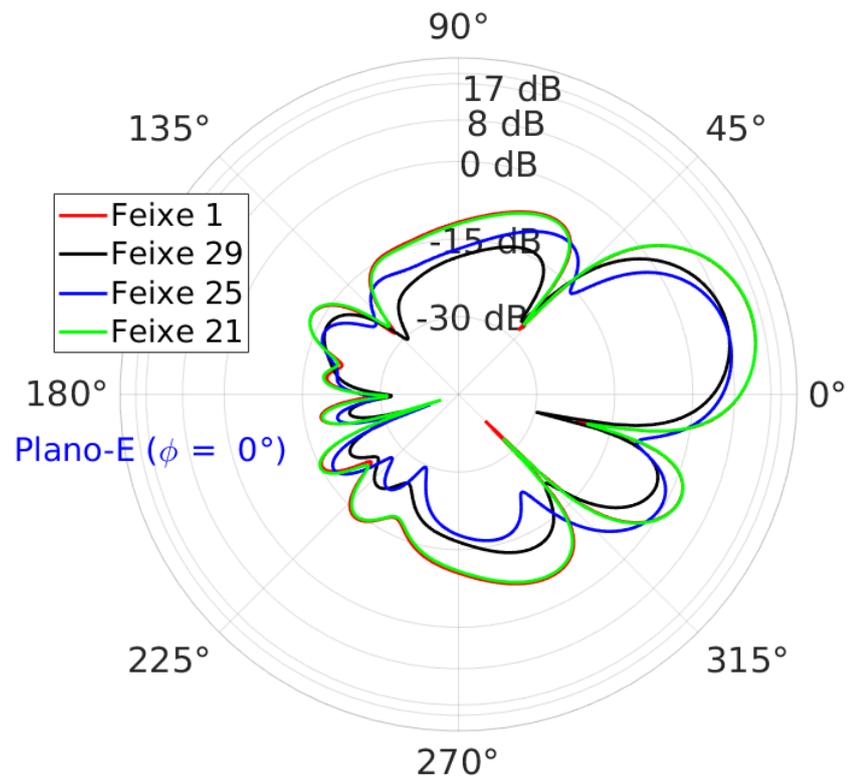


Figura 80 – Diagrama de radiação para os feixes da primeira linha no plano magnético copolar.

Nas Fig.s 97b, 97c e 97d é possível ver que o casamento de impedância na saída diminui 5 dB, mas, ainda é melhor do que -38 dB. O Coeficiente de transmissão tem uma pequena mudança de uma unidade na terceira casa decimal apenas, o que não causa impacto na transmissão. A modelagem serviu para dizer que o estreitamento não é um problema e permitiu o prosseguimento do design do *layout* da PCI.

Com a conclusão do *layout* apresentado no Apêndice D, os arquivos Gerber X2 foram gerados. Para se verificar que as linhas de sinal RF foram projetadas corretamente, a camada de sinal RF foi importada para o ADS e simulada no ambiente Momentum. A Figura 98a apresenta o modelo simulado. O circuito foi simplificado com a exclusão de linhas que estão em planos simétricos em relação ao chaveador mestre e aos chaveador servo, restando apenas as linhas que possuem respostas de parâmetros S diferentes. Nos resultados apresentados é possível ver que o casamento de impedância nas entradas e saídas são melhor do que -25 dB, a isolação entre portas é melhor do que -40 dB e atenuação é de 0,16 dB para o pior caso, o que condiciona uma perda menor do que 5 %

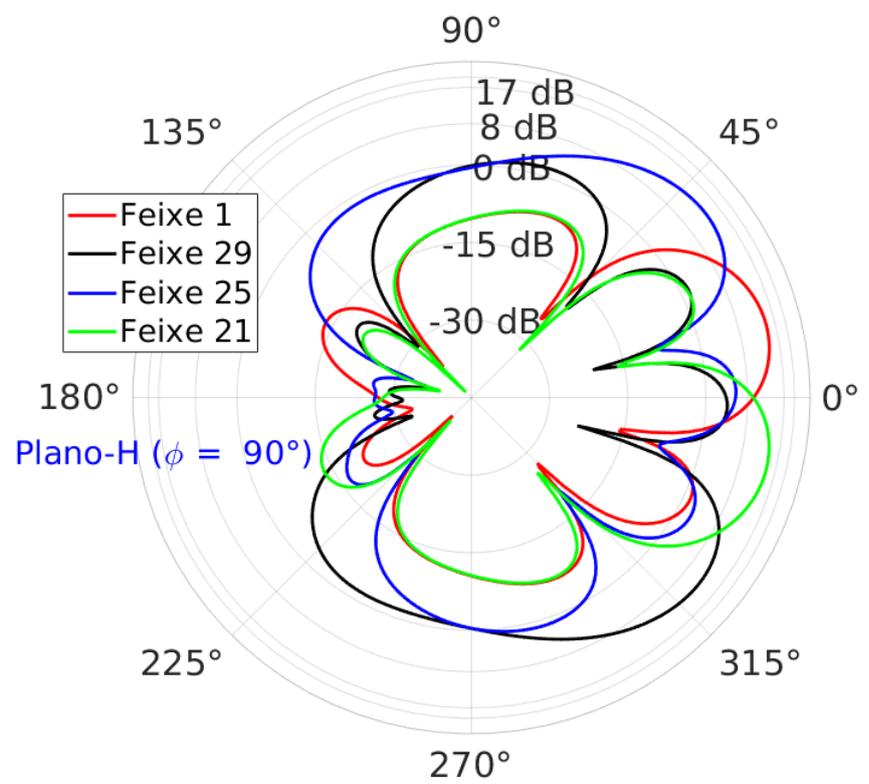


Figura 81 – Diagrama de radiação para os feixes da primeira linha no plano magnético copolar.

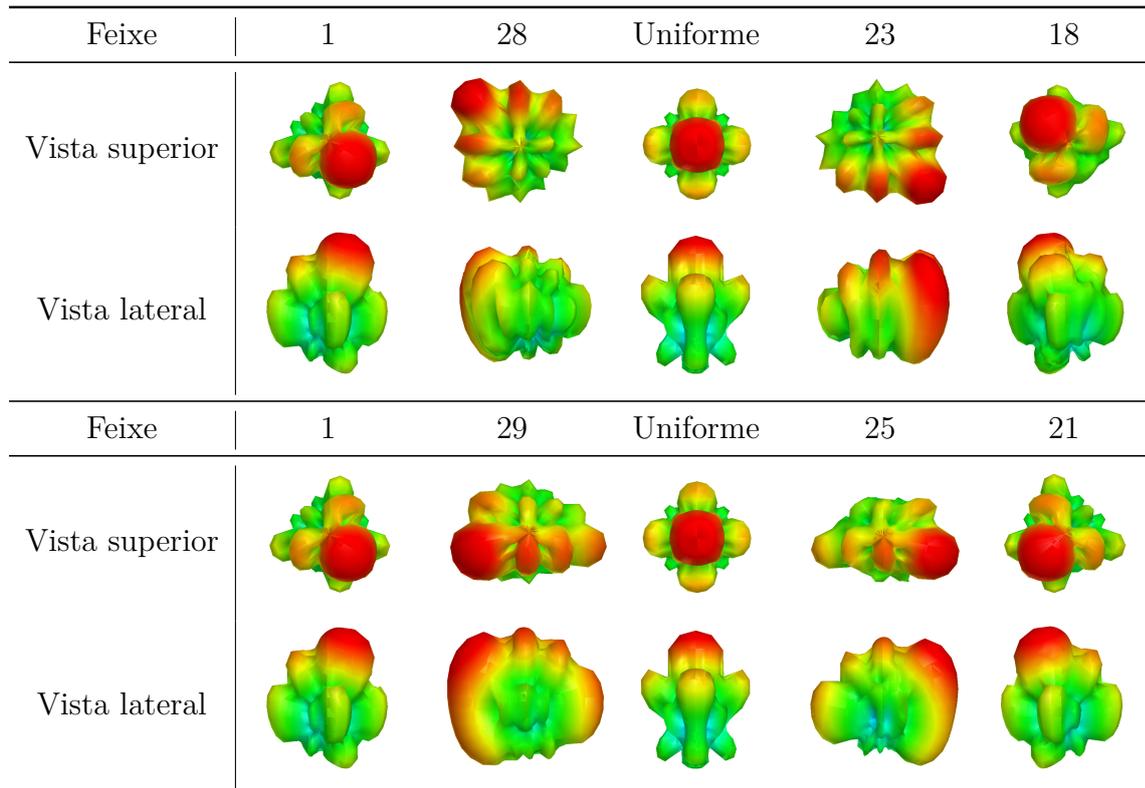


Tabela 9 – Diagrama de radiação 3D para os feixes da diagonal principal e da primeira linha de elementos da matriz. A cor vermelha indica maior ganho e a azul o menor nível de ganho.

Tabela 10 – Comparativo da matriz de Butler projetada neste trabalho, sob linhas de transmissão, em relação as referências consultadas.

Referência	Substrato (ϵ_r ; $\tan(\delta)$; $h[mm]$)	Frequência	Atenuação
(KHAN, 2006)	RT/Duroid 5880 (2,2;0,0009;1,575)	8,3 GHz	-8,3 dB
(PRIYADARSHAN, 2017)	FR-4 (4,6;-;0,8)	2,44 GHz	-8,8 dB
(LEE; SEKARAN, 2017)	FR-4 (4,3;0,025;1,5)	5,8 GHz	-9,4 dB
(EL-TAGER; ELEIWA, 2009)	RT/Duroid 5880 (2,2;0,0009;1,575)	2,44 GHz	-6,3 dB
Este trabalho	FR-4 (4,25;0,015;1,6)	0,915 GHz	-7,7 dB

Tabela 11 – Defasagens entre as portas de saídas da matriz de Butler com elementos distribuídos para excitação nas diferentes portas de entrada

	Fase(P2-P3)	Fase(P3-P4)	Fase(P4-P5)	$\Delta\phi$ Ideal
P1	46,6°	47,6°	42,9°	45°
P8	-132,5°	-139,3°	-133,2°	-135°
P7	133,2°	139,3°	132,5°	135°
P6	-42,9°	-47,6°	-46,6°	-45°

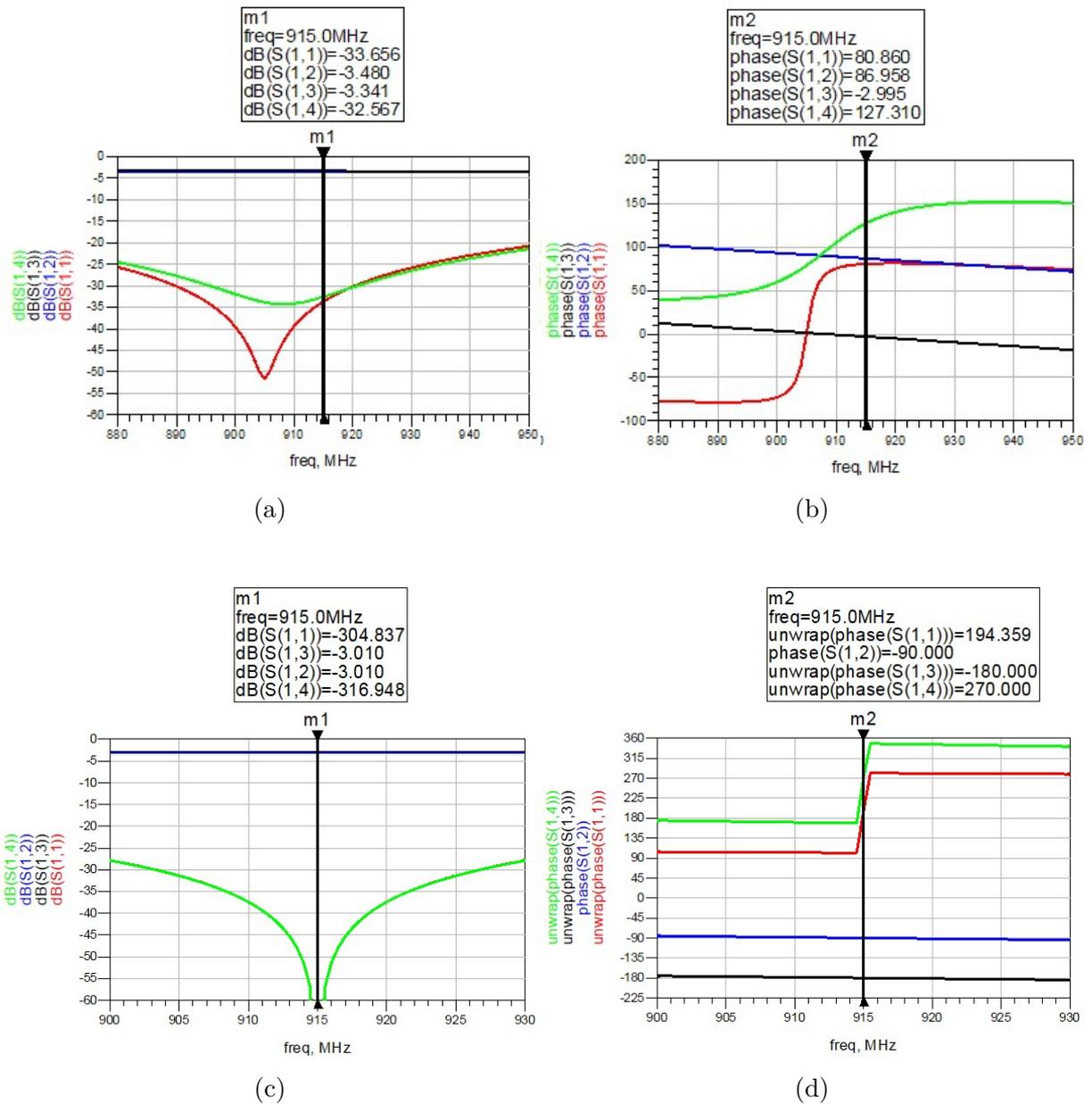


Figura 82 – (a): Parâmetros de reflexão e transmissão para o acoplador híbrido com elementos distribuídos. (b): Fase dos parâmetros S para o acoplador híbrido com elementos distribuídos. (c): Parâmetros de reflexão e transmissão para o acoplador híbrido com elementos localizados. (d): Fase dos parâmetros S para o acoplador híbrido com elementos localizados.

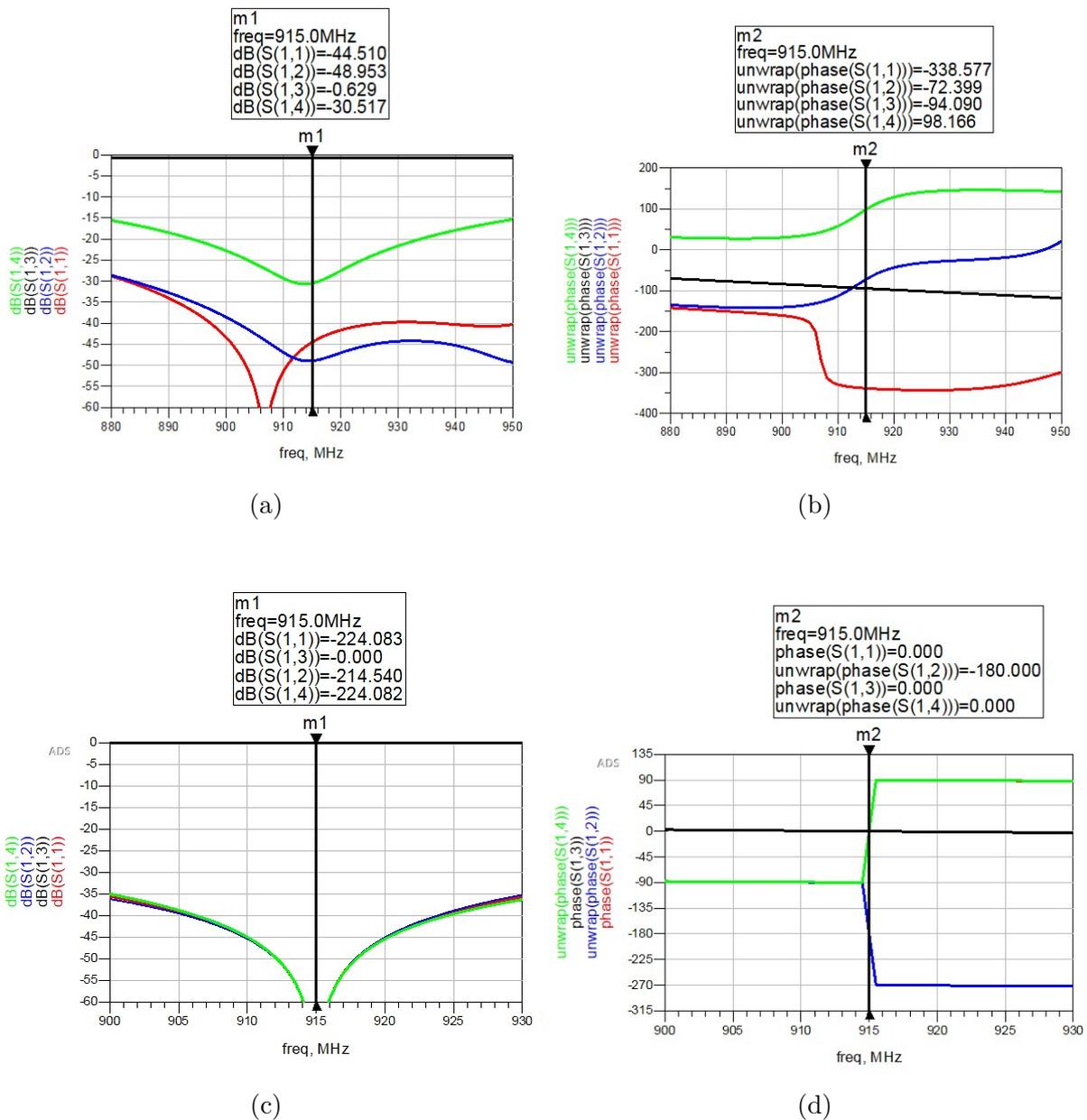


Figura 83 – (a): Parâmetros de reflexão e transmissão para o *crossover* com elementos distribuídos. (b): Fase dos parâmetros S para o *crossover* com elementos distribuídos. (c): Parâmetros de reflexão e transmissão para o *crossover* com elementos localizados. (d): Fase dos parâmetros S para o *crossover* com elementos localizados.

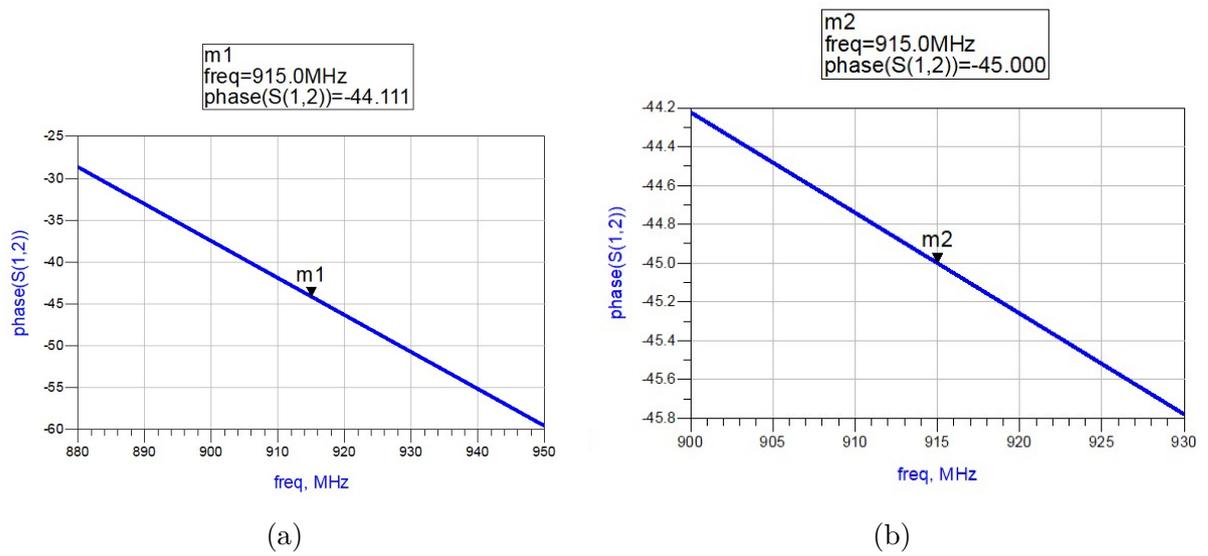


Figura 84 – (a): Fase do parâmetro S para o defasador de 45° com elementos distribuídos.
(b): Fase do parâmetro S para o defasador de 45° com elementos localizados.

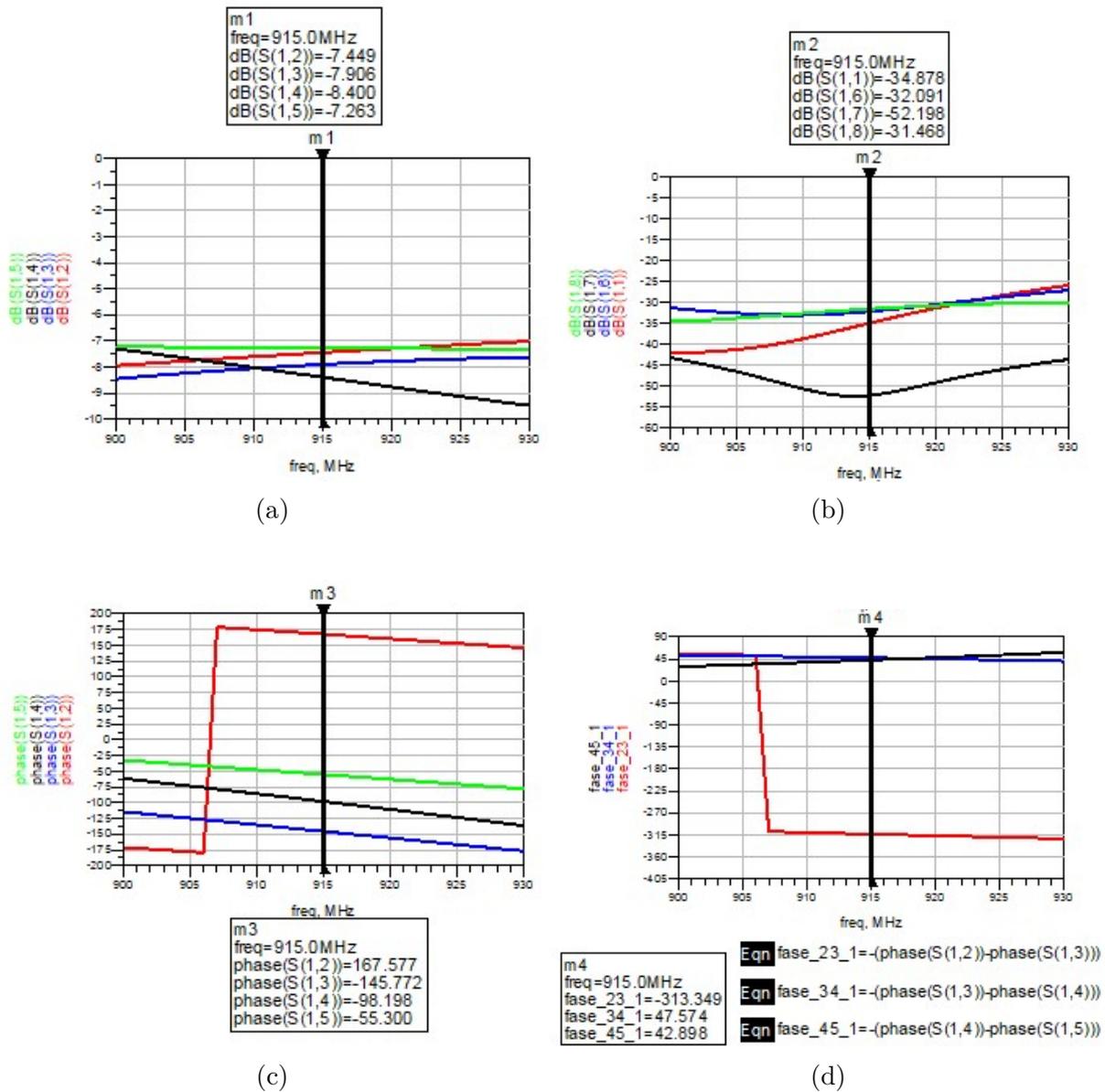


Figura 85 – (a): Parâmetro de transmissão na saída da matriz de Butler com elementos distribuídos. (b): Isolação entre portas de entrada na matriz de Butler com elementos distribuídos. (c): Fase dos sinais de saída na matriz de Butler com elementos distribuídos. (d): Defasagem entre os sinais de saída da matriz de Butler com elementos distribuídos.

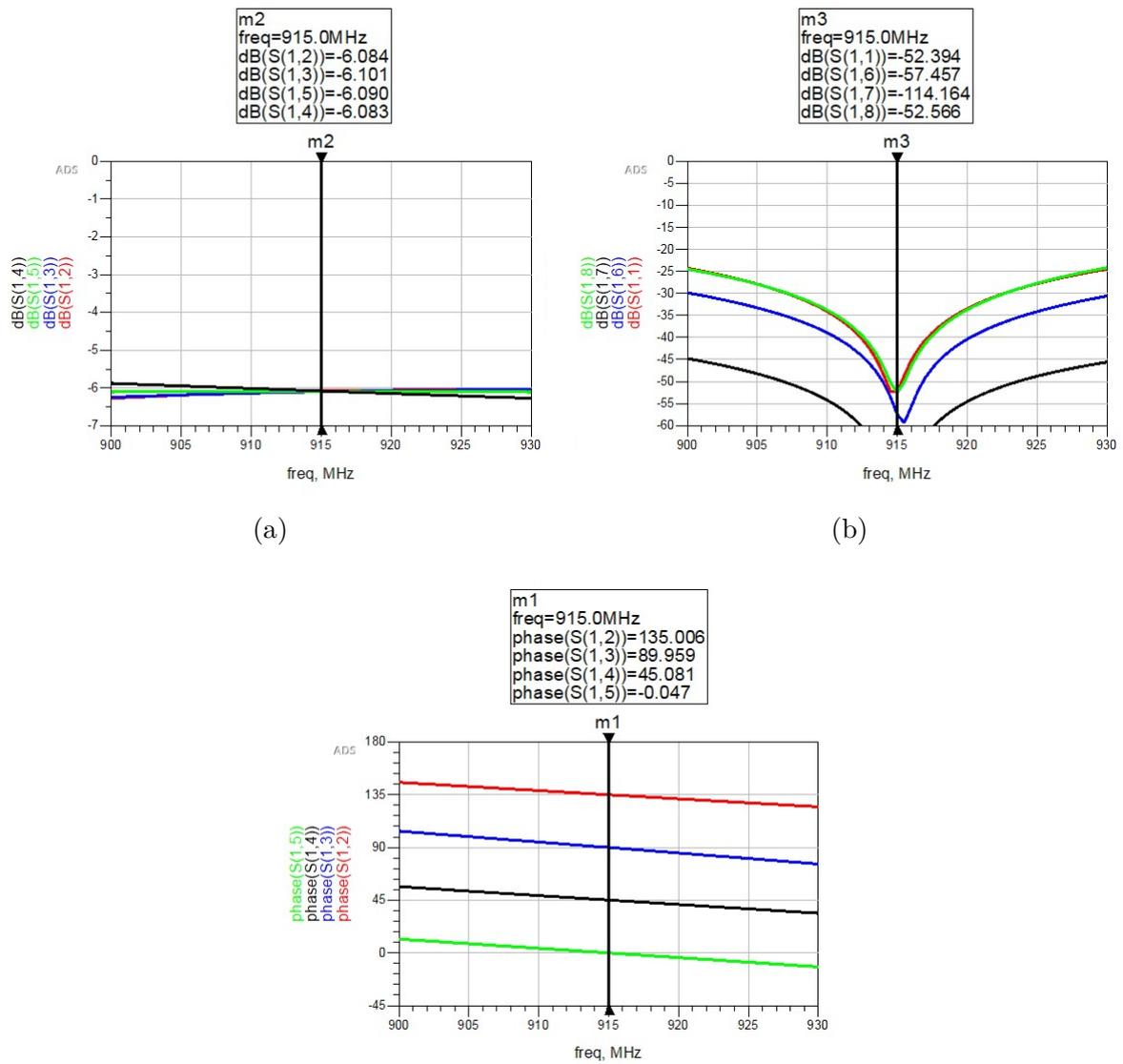


Figura 86 – (a): Parâmetro de transmissão entre a porta 1 e as portas de saída para a matriz de Butler com elementos localizados. (b): Isolação entre as portas de entrada para a matriz de Butler com elementos localizados. (c): Fase nas portas de saída da matriz de Butler com elementos localizados.

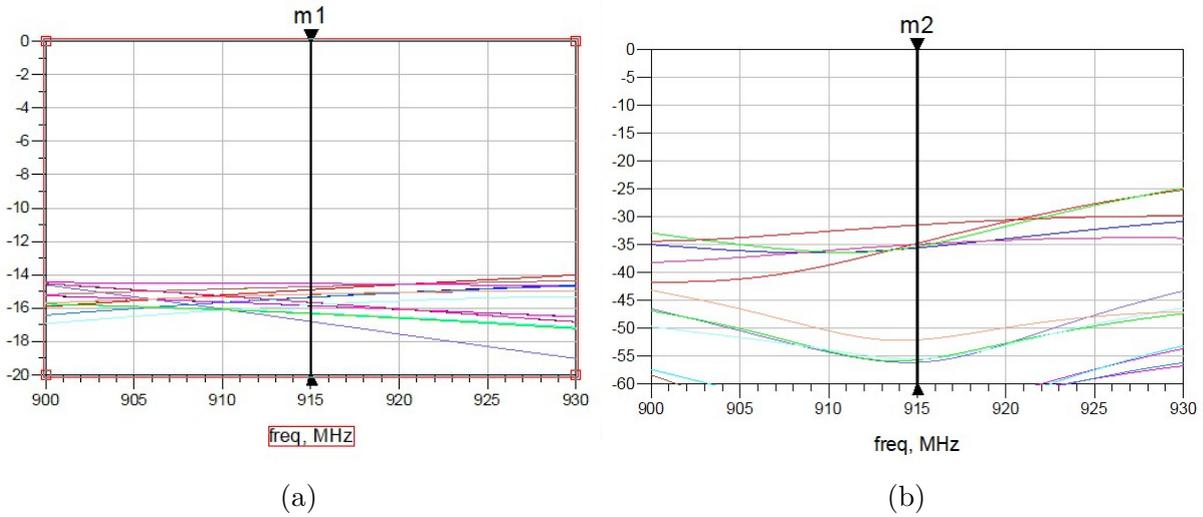


Figura 87 – Formador de feixe com elementos distribuídos (a): Parâmetros de transmissão entre a porta 1 e as portas de saída do formador de feixe. (b): Isolação entre portas de entrada do formador de feixe.

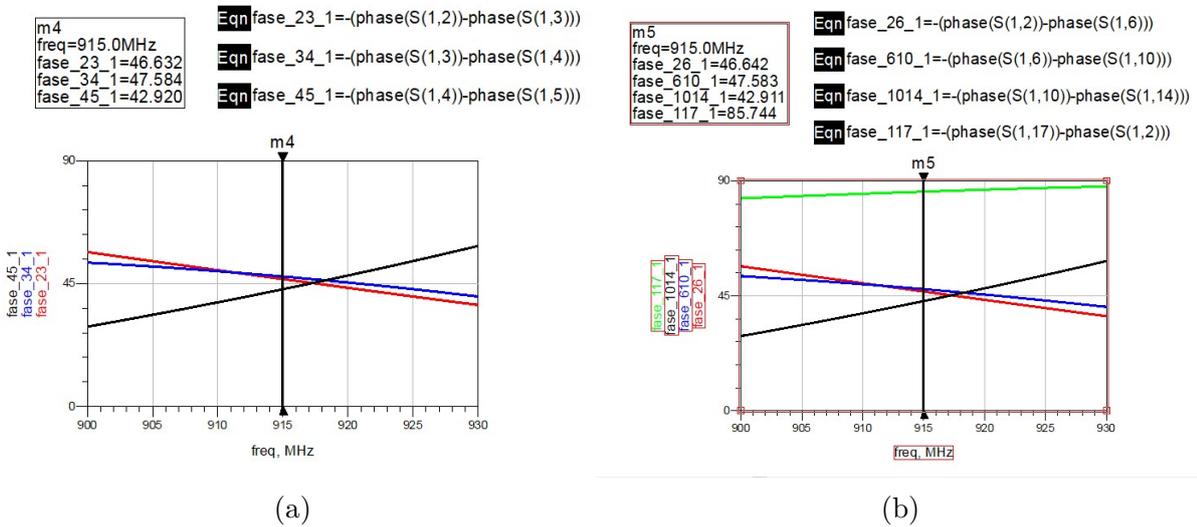


Figura 88 – Formador de feixe com elementos distribuídos (a): Diferença entre fases para as portas da primeira linha da matriz de portas de saída do formador de feixe conforme apresentado na Eq. 3.6 ($fase_{XY_Z} = fase(X) - fase(Y)$, quando a porta Z é alimentada). (b): Diferença entre fases para as portas da primeira coluna da matriz de portas de saída do formador de feixe conforme apresentado na Eq. 3.6. Em verde a diferença de fase entre os elementos $a_{1,1}$ e $a_{4,4}$ conforme apresentado na Eq. 3.6.

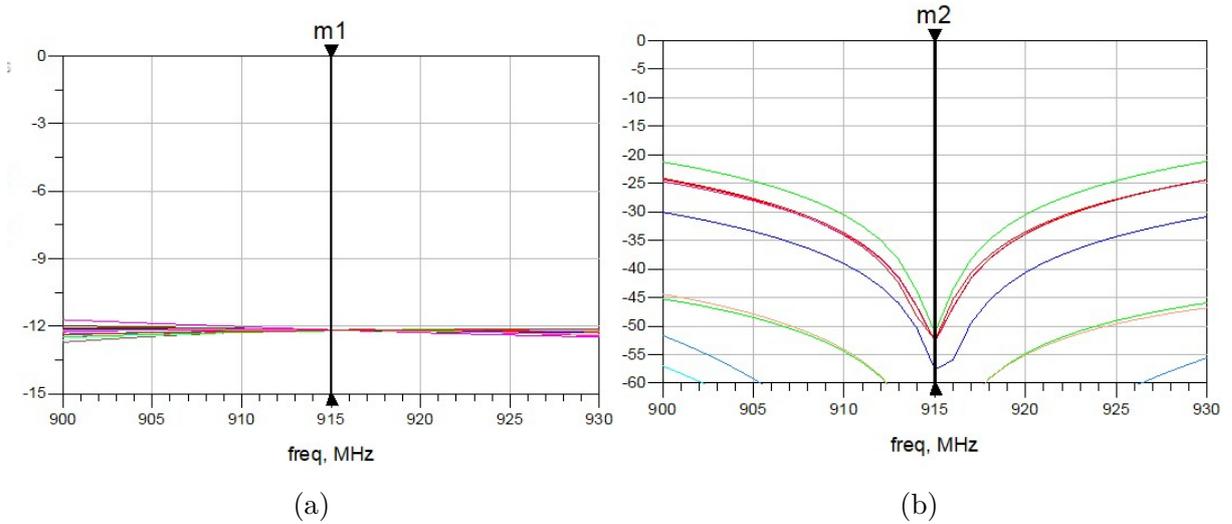


Figura 89 – Formador de feixe com elementos localizados (a): Parâmetros de transmissão entre a porta 1 e as portas de saída do formador de feixe. (b): Isolação entre portas de entrada do formador de feixe.

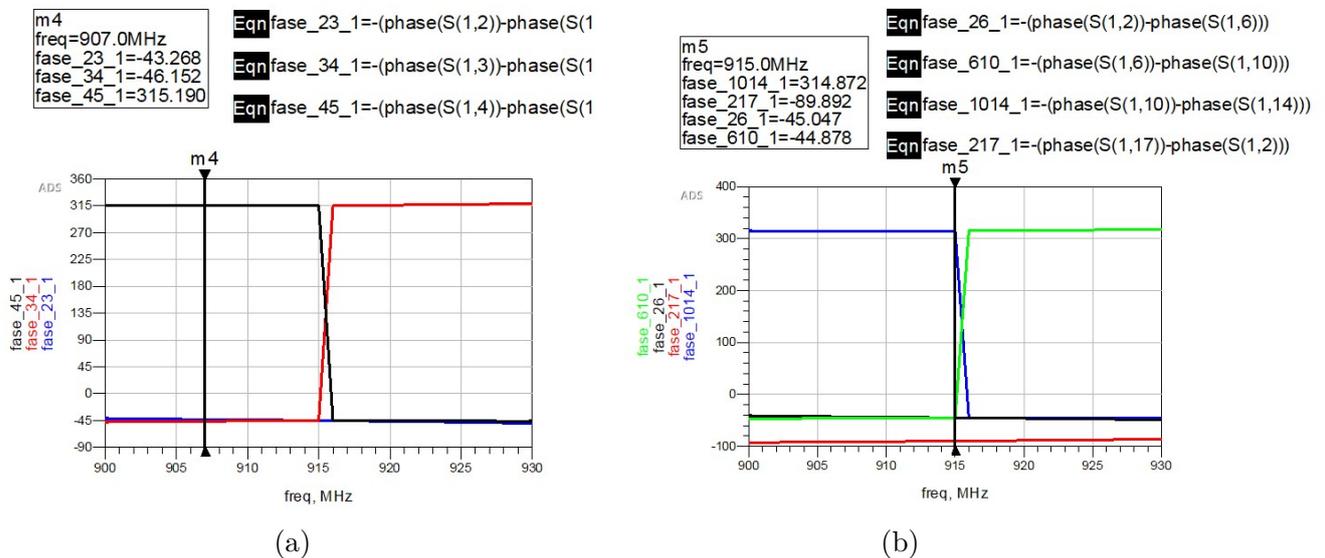


Figura 90 – (a): Diferença entre fases para as portas da primeira linha da matriz de portas de saída do formador de feixe conforme apresentado na Eq. 3.6 ($\text{fase}_{XY_Z} = \text{fase}(X) - \text{fase}(Y)$, quando a porta Z é alimentada). (b): Diferença entre fases para as portas da primeira coluna da matriz de portas de saída do formador de feixe conforme apresentado na Eq. 3.6. Em verde a diferença de fase entre os elementos $a_{1,1}$ e $a_{4,4}$ conforme apresentado na Eq. 3.6.

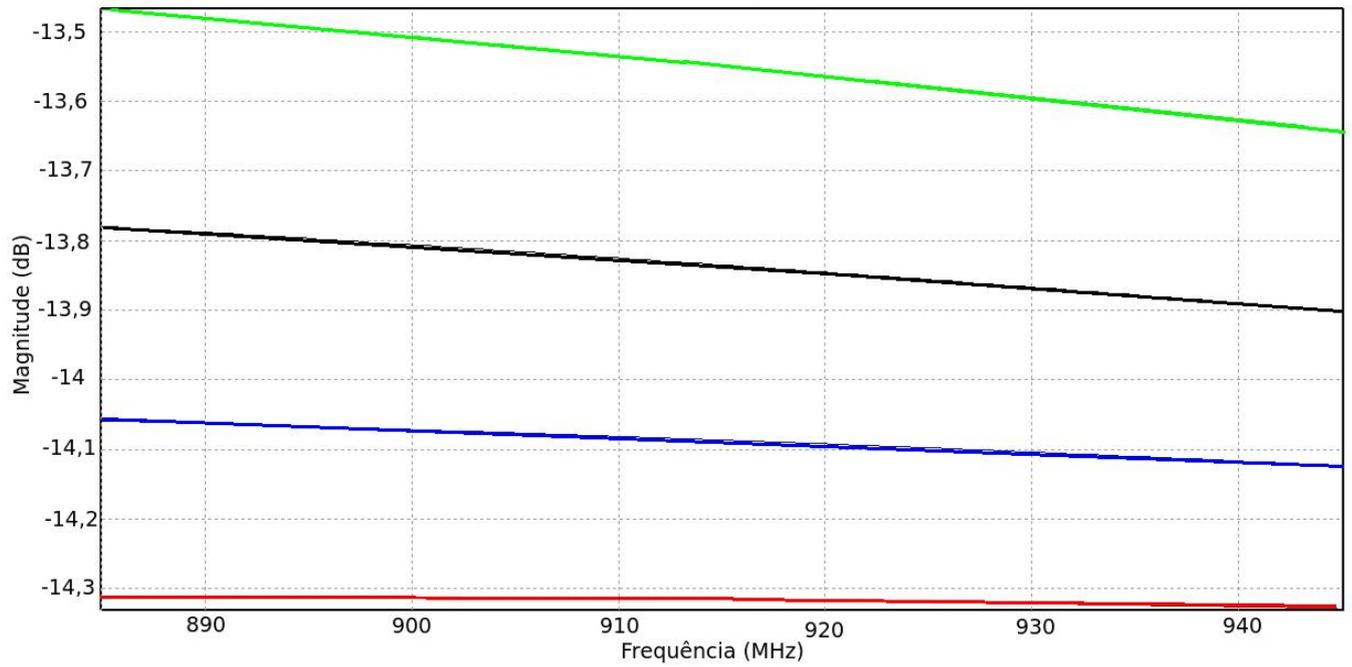


Figura 91 – Diagrama de acoplamento entre a porta de feixe 1 e as portas de arranjo.
 Legenda: $S_{1,5}$ (vermelho), $S_{1,6}$ (azul), $S_{1,7}$ (preto) e $S_{1,8}$ (verde).

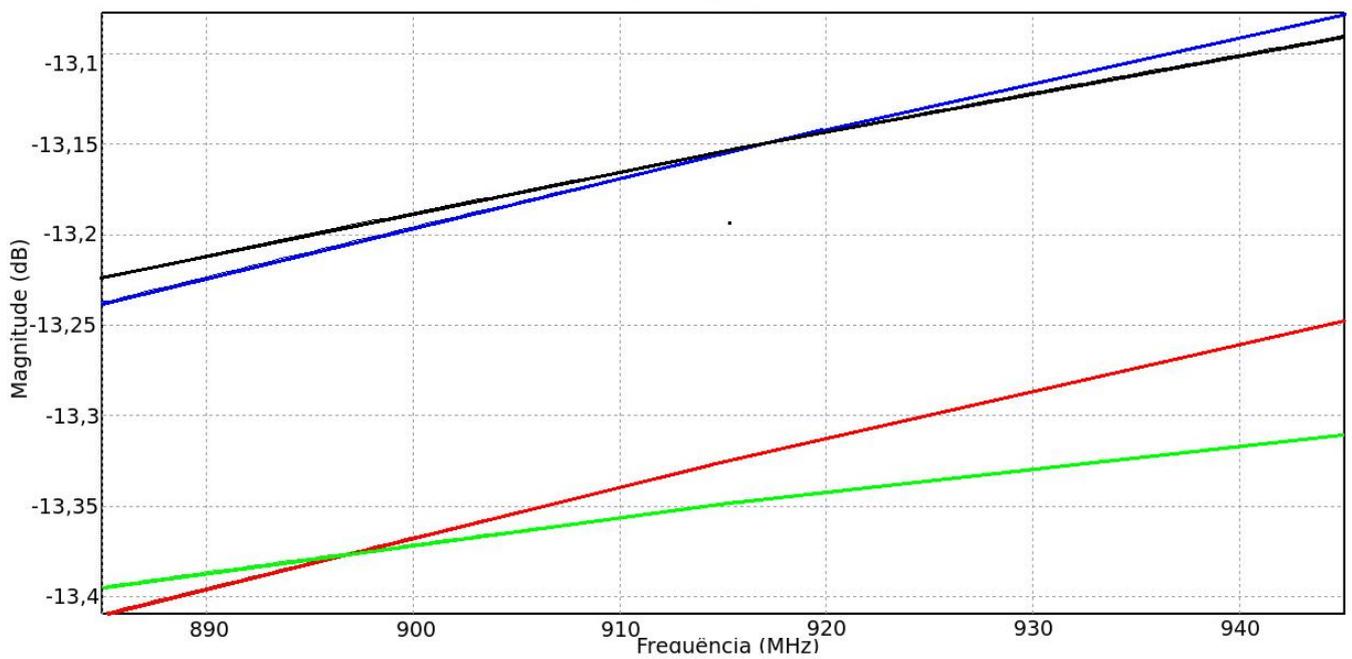


Figura 92 – Diagrama de acoplamento entre a porta de feixe 2 e as portas de arranjo.
 Legenda: $S_{2,5}$ (vermelho), $S_{2,6}$ (azul), $S_{2,7}$ (preto) e $S_{2,8}$ (verde).

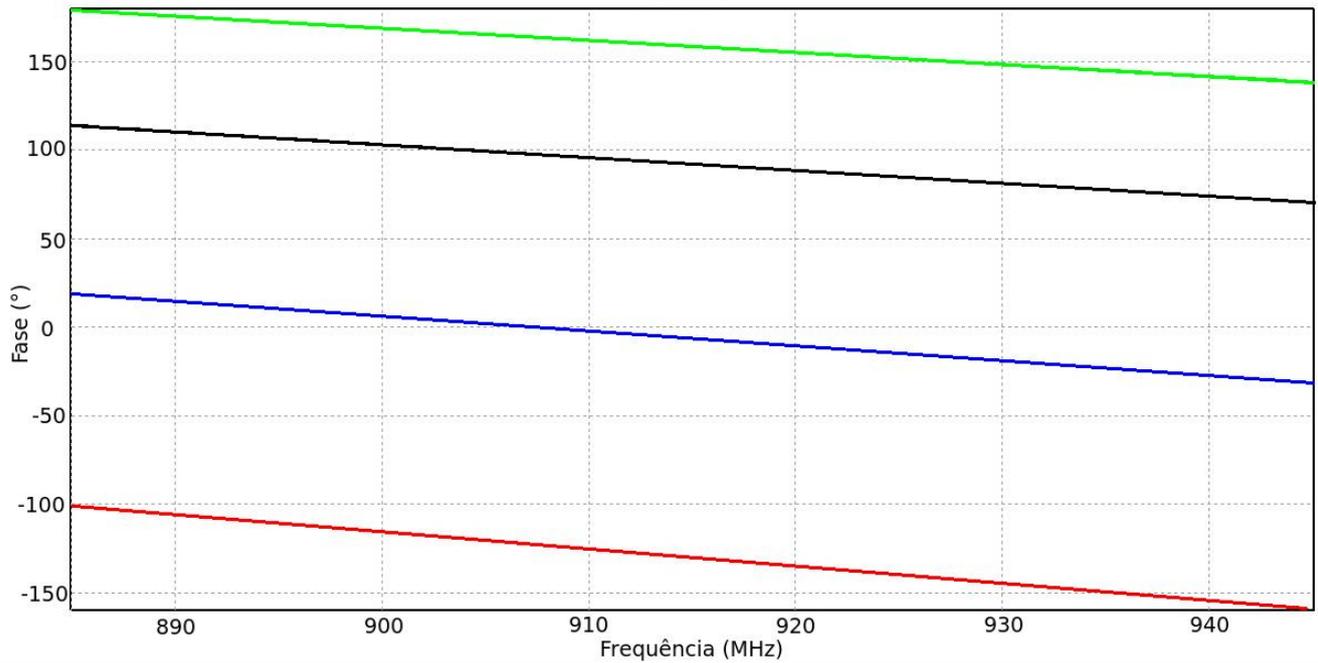


Figura 93 – Diagrama de acoplamento entre a porta de feixe 1 e as portas de arranjo. Legenda: Fase($S_{1,5}$) (vermelho), Fase($S_{1,6}$) (azul), Fase($S_{1,7}$) (preto) e Fase($S_{1,8}$) (verde).

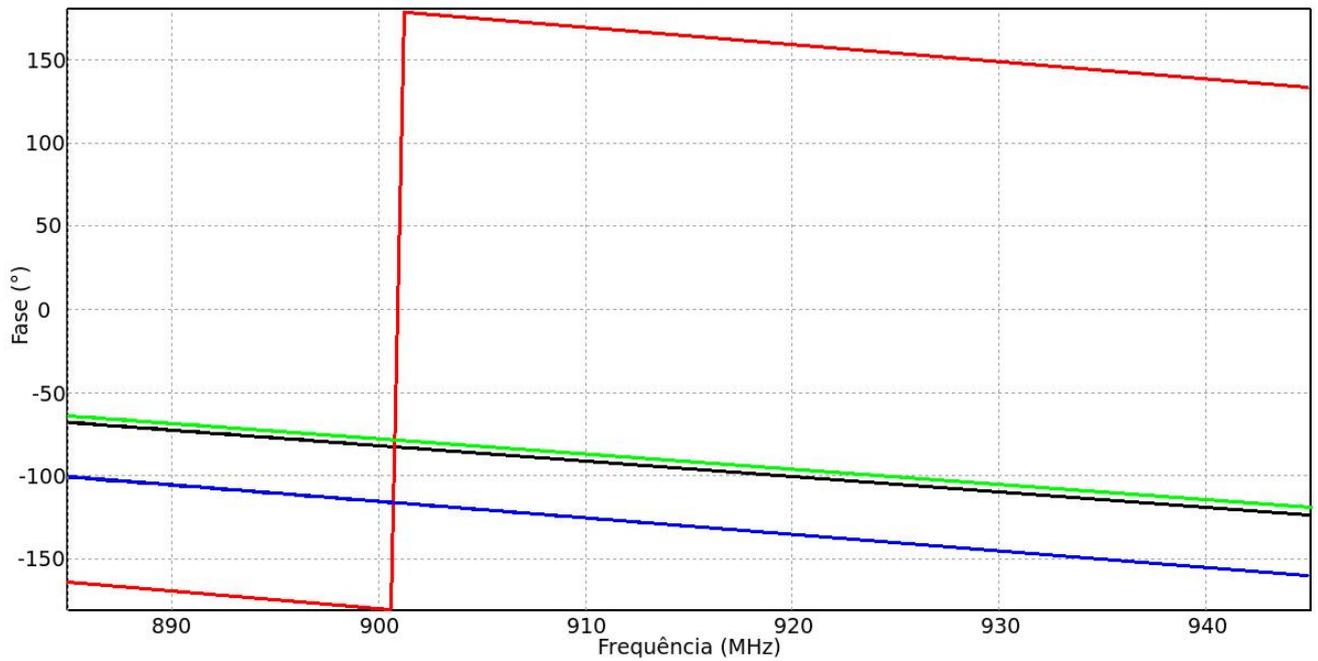
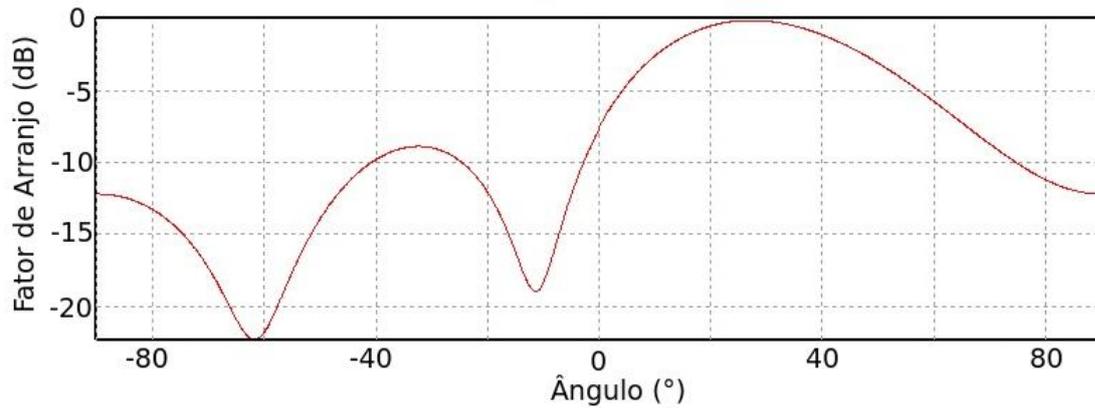
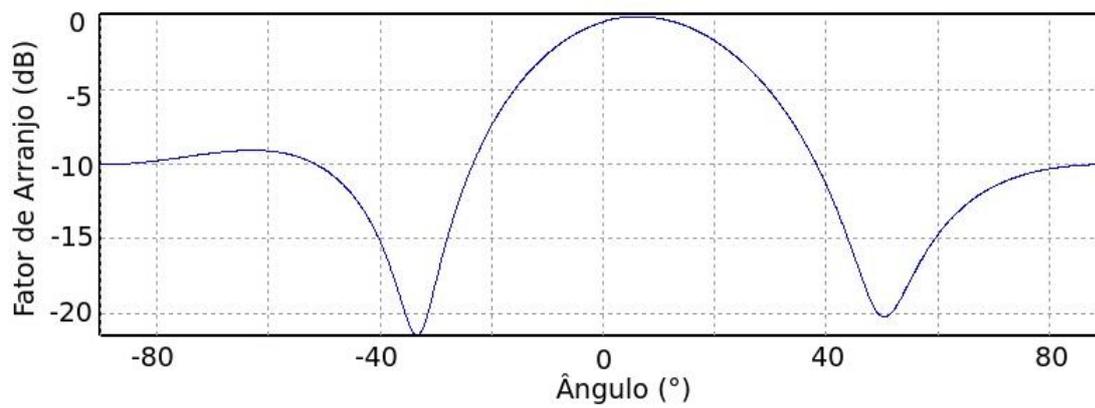


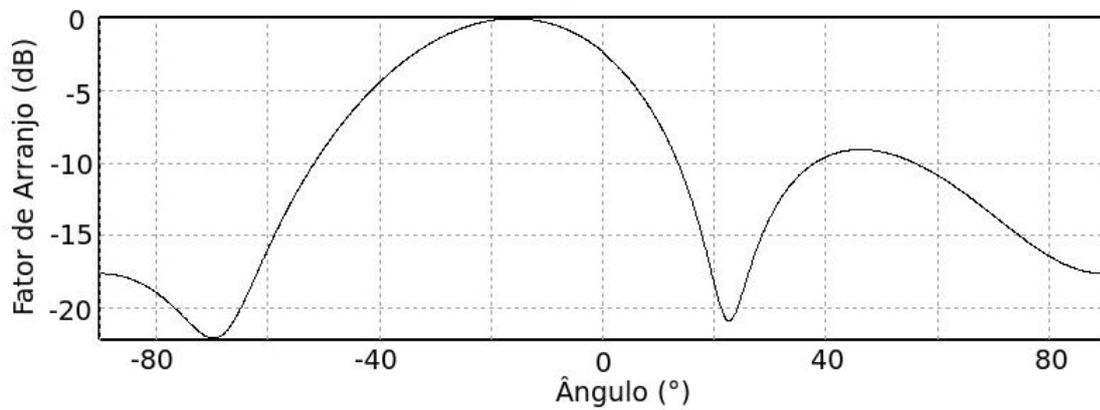
Figura 94 – Diagrama de acoplamento entre a porta de feixe 2 e as portas de arranjo. Legenda: Fase($S_{2,5}$) (vermelho), Fase($S_{2,6}$) (azul), Fase($S_{2,7}$) (preto) e Fase($S_{2,8}$) (verde).



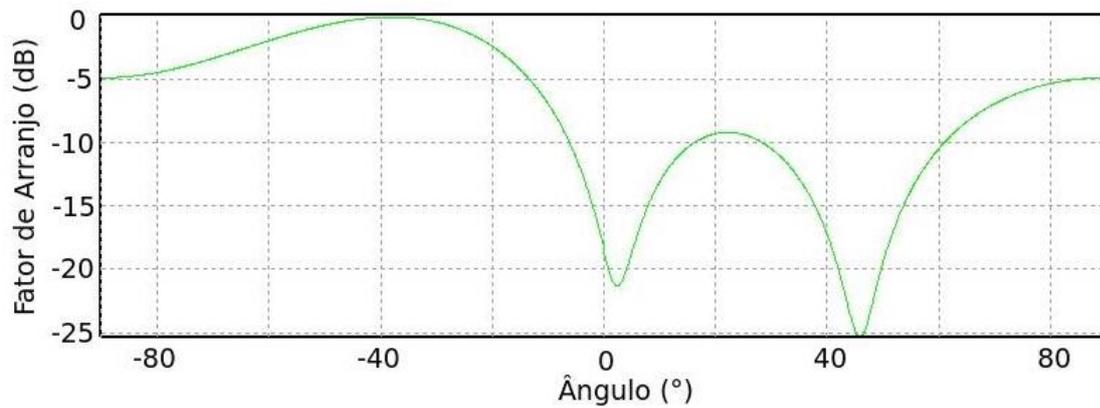
(a)



(b)



(c)



(d)

(e) Fator de arranjo. (a): Feixe 1; (b): Feixe 2; (c): Feixe 3; (d): Feixe 4.

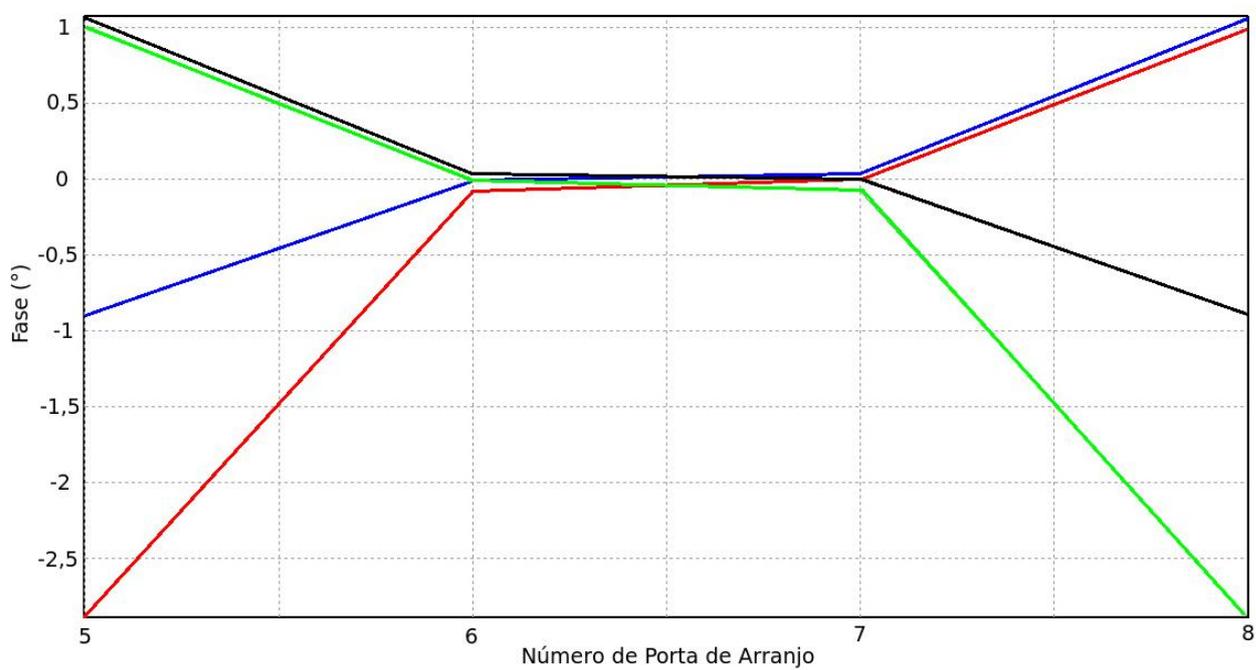


Figura 96 – Erro de fase entre as portas de feixe e arranjo. Legenda: Porta de feixe 1 (vermelho); Porta de feixe 2 (azul); Porta de feixe 3 (preto); Porta de feixe 4 (verde).

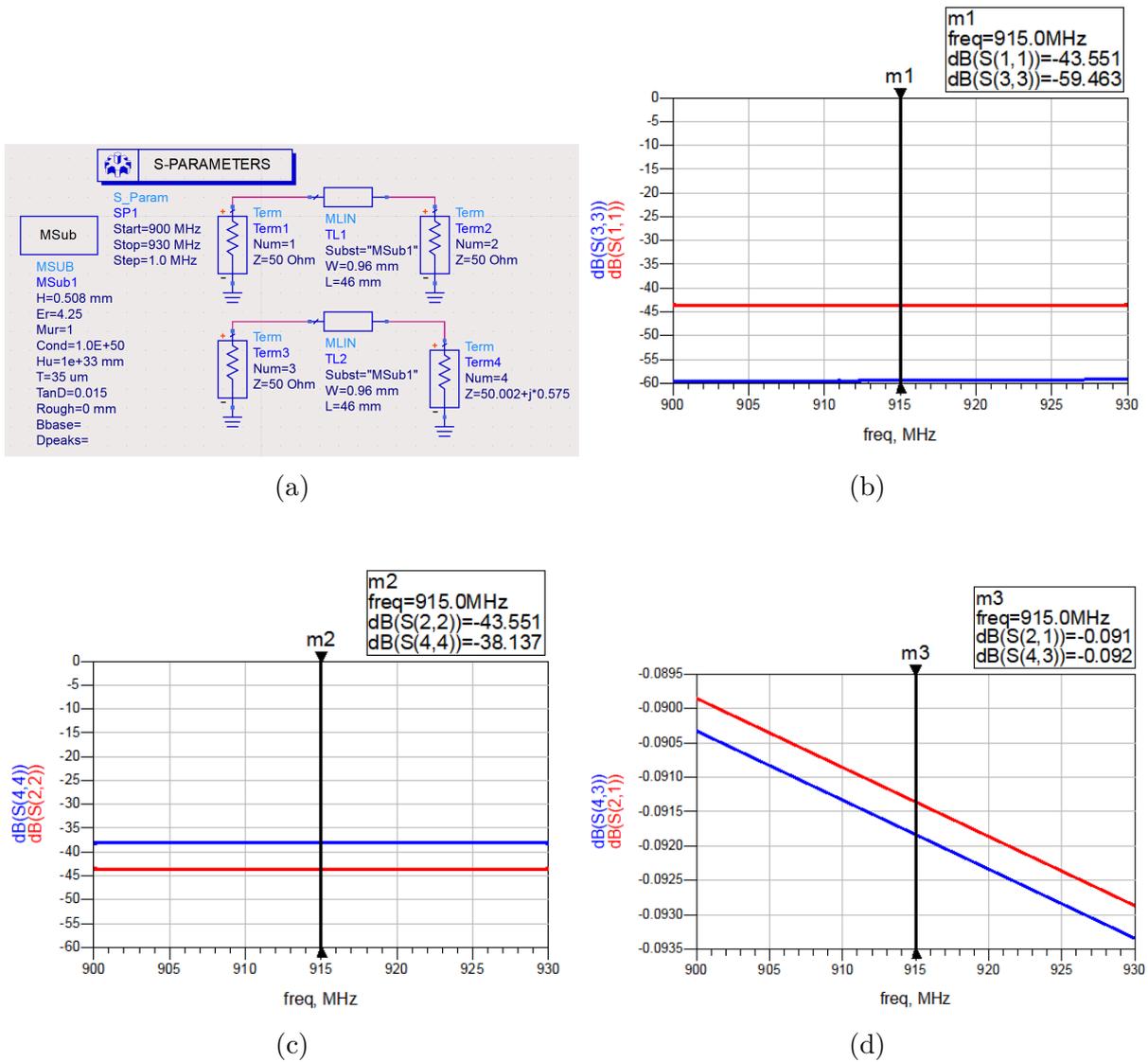


Figura 97 – Modelagem do impacto na alteração na impedância na porta de entrada do chaveador (a): Circuito simulado no ADS. (b): Casamento na entrada. (c): Casamento na saída. (d): Coeficiente de transmissão.

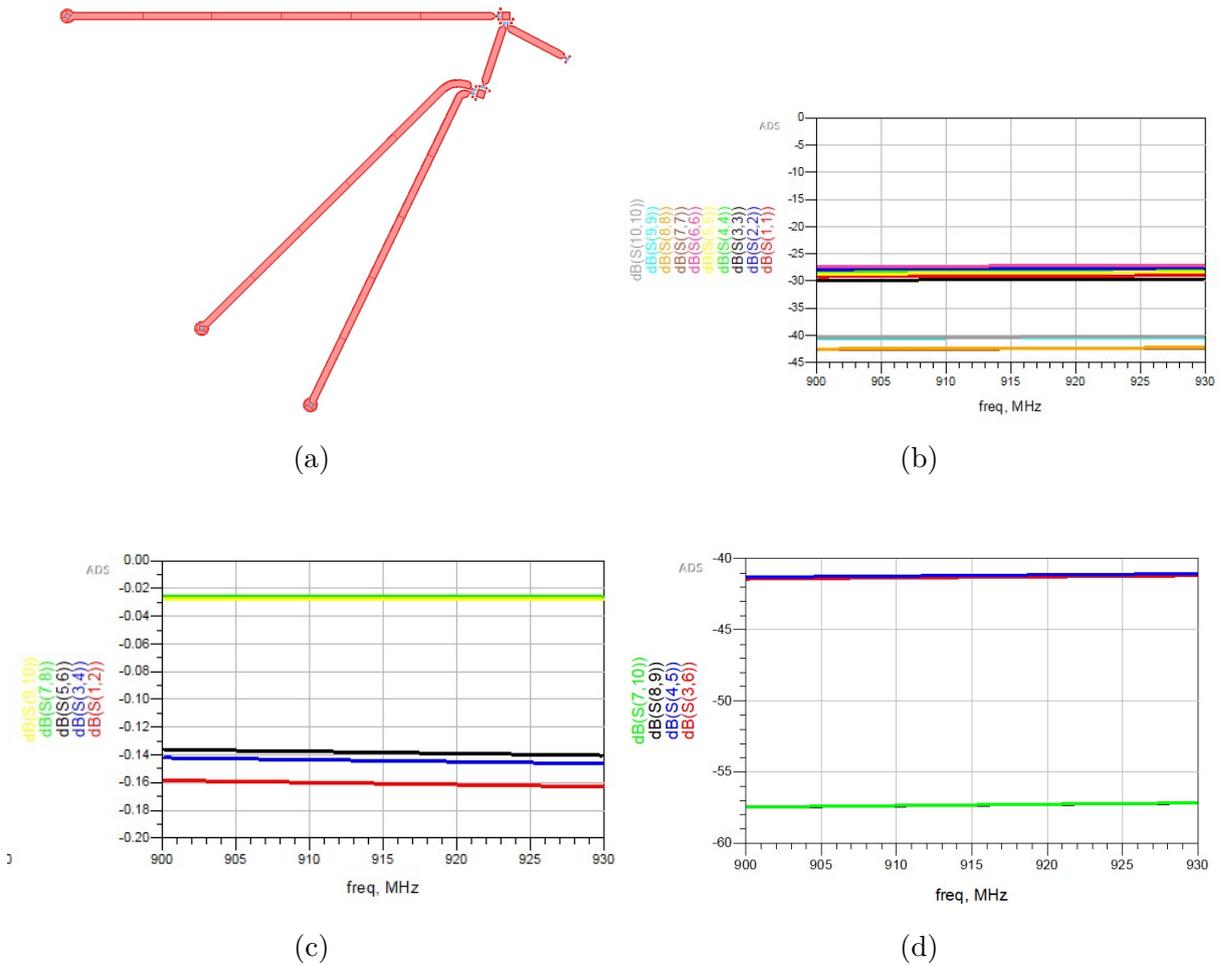


Figura 98 – Simulação do *layout* exportado do Altium para o ADS (a): Parte do *layout* simulada. (b): Casamento de impedância na entrada e saída. (c): Atenuação do sinal. (d): Isolação entre portas.

5 Conclusão

5.1 Considerações Finais

A capacidade de focalizar a transmissão de energia eletromagnética em um setor espacial específico é uma demanda, que embora se baseie em tecnologias antigas, em muitas implementações, apresenta cada vez mais relevância, uma vez que, com o crescimento exponencial crescente de número de dispositivos usando as faixas de espectros disponíveis é necessário estabelecer técnicas que otimizem o acesso aos canais de comunicação, sejam técnicas de alocação de canal, codificação ou divisão da região de comunicação em células setoriais. Para esta última técnica, usada por redes 5G, por exemplo, é necessário ser capaz de formar um feixe eletromagnético adaptativo, que seja capaz de alterar a direção de máxima diretividade de seu padrão de radiação para focar em uma única célula, além de apresentar um feixe estreito.

Para isso, este trabalho apresentou o projeto de um sistema completo para aplicação de controle de apontamento de feixe, desde o circuito chaveador até o projeto do arranjo de antenas, na primeira faixa da banda ISM. Como formador de feixe, para o controle de apontamento, foram apresentados dois elementos básicos, a matriz de Butler e a lente de Rotman, tecnologias que se baseiam em teorias de projeto diferentes, projetadas em ferramentas diferentes, mas que podem ser usadas para a mesma aplicação.

O projeto do sistema se concentrou em cinco áreas diferentes: Projeto da antena elementar, projeto do arranjo de antenas, projeto da lente de Rotman, projeto da matriz de Butler e circuito chaveador. Com relação a matriz de Butler, duas soluções foram implementadas, uma com uso de elementos distribuídos e outra com uso de elementos localizados.

Para a implementação destes sistemas foram usados diversos softwares diferentes, entre eles podem se citar o Ansoft Designer, HFSS, ADS, Altium Designer, Fusion 360, MATLAB e Rotman Lens Designer.

Com relação aos resultados, pode se concluir que uma série de técnicas de aumento de performance executadas no projeto da antena elementar condicionaram um alto valor de ganho e um bom casamento de impedância na banda de interesse. Os formadores de feixe apresentaram resultados com erro pequeno, gerando uma boa distribuição de feixes.

O circuito chaveador fez uso de componentes baratos e apresentou boas propriedades em relação a isolamento de portas, perdas de retorno e atenuação de sinal.

Como uma das técnicas de aumento de performance implementadas na antena

elementar usa de substrato de ar, o comprimento de onda guiado se tornou igual ao comprimento de onda em espaço livre. Isto condiciona que os elementos irradiantes do arranjo fiquem muito próximos uns dos outros, o que poderia condicionar um forte acoplamento entre elementos. Para isso a técnica de cavidade ao redor dos elementos irradiantes foi implementada, com sucesso. Os resultados gerados com a matriz de Butler foram configurados nas portas de excitação do arranjo para a geração dos diagramas de radiação para diferentes feixes, apresentado assim, a capacidade de apontamento do sistema projetado.

5.2 Limitações do Trabalho

Devido a baixa frequência usada, os elementos dos formadores de feixe apresentaram dimensões lineares grandes, na casa de dezenas de centímetros. Isto condiciona um aumento no custo de fabricação significativo e também a inviabilidade de uso deste sistema para terminais móveis em aplicações de comunicações móveis¹.

Outro fator que inviabiliza o uso deste sistema em aplicações móveis é o uso de ar como substrato. Este artifício condiciona que o condutor seja metálico, o que aumenta o peso da estrutura.

Devido a ser totalmente passivo, este sistema poderia ser adaptado, da aplicação controle de apontamento de feixe para a de estimação de direção de chegada. Contudo, para essa adequação, seria necessário fazer ajustes, de modo que, as perdas de varreduras e pontos de escaneamento cego presentes nos resultados alcançados fossem minimizados para não afeteram o desempenho do sistema para esta aplicação.

5.3 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros podem-se listar:

- Construção dos sistemas projetados e simulados neste trabalho;
- Implementação de técnicas de controle deste sistema com uso de RDS ou sistema embarcado para aplicações em tempo real;
- Reprojetado deste sistema para uma frequência mais alta;
- Implementação de formadores de feixe usando sistemas de outra natureza, como por exemplo, digitais, ópticos ou ativos.

¹ Contudo, o mesmo ainda pode ser usado para estações fixas de comunicações móveis, sem grandes prejuízos.

Referências

- ADIBIFARD, S.; KOUKI, A. Design of a wideband rotman lens with dummy ports for wide-scan phased array applications. In: *17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–2. Citado na página 64.
- ARCHER, D. H. Lens-fed multiple beam arrays. In: *Microwave Journal*. [S.l.: s.n.], 1975. v. 18, p. 37–42. Citado na página 61.
- ARIGONG, B. et al. Ultra-compact lumped element cross-over. In: *Electronics Letters*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1082–1084. Citado na página 82.
- BALANIS, C. A. *Antenna Theory Analysis and Design*. 3. ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, Inc., 2005. 33 p. ISBN 9786468600. Citado 4 vezes nas páginas 33, 39, 40 e 41.
- BALANIS, C. A. *Advanced Engineering Electromagnetics*. 2. ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, Inc., 2012. 1040 p. ISBN 0470589485. Citado na página 141.
- BHALLA, R.; SHAFI, L. Resonance behavior of single u-slot and dual u-slot antenna. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 700–703. Citado na página 48.
- BHATTACHARYYA, A. *Phased Array Antennas: Floquet Analysis, Synthesis, BFNs and Active Array Systems*. 1. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., 2006. v. 1. 33 p. ISBN 0471727571. Citado 9 vezes nas páginas 13, 42, 49, 50, 52, 53, 54, 55 e 64.
- BROWN, A. D. *Electronically Scanned Arrays - MATLAB Modeling and Simulation*. 1. ed. [S.l.]: CRC Press, 2007. v. 1. 5-11 p. ISBN 9781598291827. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 44.
- BUTLER, J. Digital, matrix and intermediate-frequency scanning. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.: s.n.], 1965. v. 3, p. 66–70. Citado na página 50.
- BUTLER, J.; LOWE, R. Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas. In: *Electronic Design*. [S.l.: s.n.], 1961. v. 9, p. 170–173. Citado na página 50.
- CARVER, K. R.; MINK, J. W. Microstrip antenna technology. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1981. AP-29, n. 1, p. 2–24. Citado na página 46.
- CHAIR, R. et al. Miniature wide-band half u-slot and half e-shaped patch antennas. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 53, n. 8, p. 2645–2652. Citado na página 48.
- CHANG, C. C.; LEE, R. H.; SHIH, T. Y. Reflective butler matrices. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2010. v. 58, n. 2, p. 367–374. Citado na página 34.

- CHANG, C. C.; LEE, R. H.; SHIH, T. Y. Prototype of 21-ghz band beam forming network for array-fed imaging reflector antenna. In: *Proceedings of the 45th European Microwave Conference*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1455–1458. Citado na página 34.
- CHEN, C. H.; TULINTSEFF, A.; SORBELLO, R. M. Broadband two-layer microstrip antenna. In: *IEEE AP-S International Symposium Digest*. [S.l.: s.n.], 1984. p. 251–254. Citado na página 47.
- CHEN, P. et al. Double layer substrate integrated waveguide blass matrix for beamforming applications. In: *IEEE Microwave and Wireless Componentes Letters*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 19, n. 6, p. 374–376. Citado na página 34.
- CHEN, W.; LEE, K.-F. Moment method analysis of coplanar parasitic subarrays. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 1927–1930. Citado na página 47.
- CHEN, Y.; VAUGHAN, R. G. Dual-polarized l-band and single-polarized x-band shared-aperture sar array. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–10. Citado na página 33.
- CIVEROLO, M.; ARAKAKI, D. Aperture coupled patch antenna design methods. In: *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4. Citado na página 46.
- COOLEY, J. W.; TUKEY, J. W. An algorithm for the machine calculation of complex fourier series. In: *Mathematics of Computation*. [S.l.: s.n.], 1965. v. 19, n. 90, p. 297–301. Citado na página 53.
- DESCHAMPS, G. A. Microstrip microwave antennas. In: *3rd USAF Symposium on Antennas*. [S.l.: s.n.], 1953. Citado na página 35.
- DETRICK, D. L.; ROSENBERG, T. J. A phased-array radiowave imager for studies of cosmic noise absorption. In: *Radio Science*. [S.l.: s.n.], 1990. v. 25, n. 4, p. 325–338. Citado 3 vezes nas páginas 14, 61 e 63.
- EL-TAGER, A. M.; ELEIWA, M. A. Design and implementation of a smart antenna using butler matrix for ism-band. In: *Progress In Electromagnetics Research Symposium*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 571–575. Citado 2 vezes nas páginas 70 e 114.
- ELFATIMI, A.; BRI, S.; SAADI, A. Comparison between techniques feeding for simple rectangular, circular and triangular patch antenna at 2.45 GHz. In: *4th International Conference on Optimization and Applications (ICOA)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5. Citado na página 45.
- FARRELL, G. F.; KUHN, D. H. Mutual coupling in infinite planar arrays of rectangular waveguide horns. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1968. AP-16, n. 4, p. 405–414. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 50.
- FENN, A. J. *Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications*. 1. ed. [S.l.]: Artech House, Inc., 2007. 1 p. ISBN 978-1-59693-273-9. Citado na página 33.

- FONSECA, N. J. G. Study and design of a s-band 4x4 nolen matrix for satellite digital multimedia broadcasting applications. In: *12th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and Canadian Radio Sciences Conference, 2006. ANTEM 2006*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–4. Citado na página 34.
- FOSTER, H. E.; HIATT, R. E. Butler network extension to any number of antenna ports. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1970. AP-18, n. 9, p. 818–820. Citado na página 50.
- FOURIKIS, N. *Advanced array systems applications and RF Technologies*. [S.l.]: Academic Press, 2000. 2,17 p. ISBN 9780122629426. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 43.
- GENT, H. The bootlace aerial. In: *The Royal Radar Establishment*. [S.l.: s.n.], 1957. p. 47–57. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 61.
- HANSEN, R. C. Design trades for rotman lenses. In: *Microwave Journal*. [S.l.: s.n.], 1991. v. 39, n. 4, p. 462–472. Citado 4 vezes nas páginas 63, 64, 65 e 111.
- HANSEN, R. C. *Phased Array Antennas*. 1. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 1998. 330–361 p. ISBN 0-471-22421-9. Citado 3 vezes nas páginas 34, 42 e 50.
- HEIDEMAN, M. T.; JOHNSON, D. H.; BURRUS, C. S. Gauss and the history of the fast fourier transform. In: *IEEE ASSP Magazine*. [S.l.: s.n.], 1984. p. 14–21. Citado na página 53.
- HOVSEPIAN, A.; ALWAN, E. A.; VOLAKIS, J. L. Wideband scanning array of spiral antennas for simultaneous transmit and receive (star). In: *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 487–488. Citado na página 33.
- HOWELL, J. Q. Microstrip antennas. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.: s.n.], 1972. p. 177–180. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 44.
- HOWELL, J. Q. Microstrip antennas. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1975. v. 23, n. 1, p. 90–93. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 44.
- HUYNH, T.; LEE, K. Single-layer single-patch wideband microstrip antenna. In: *Electronic Letters*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 31, n. 16, p. 1310–1312. Citado na página 46.
- KALES, M. L.; BROWN, R. M. Design considerations for two-dimensional symmetric bootlace lenses. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1965. v. 13, n. 4, p. 521–528. Citado na página 34.
- KALINICHEV, V.; KALOSHIN, V. A.; FROLOVA, E. V. Slotted-waveguide antenna arrays with frequency-phase scanning. In: *Radiation and Scattering of Electromagnetic waves RSEMW*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 25–27. Citado na página 35.
- KARMAKAR, N. C. Investigations into a cavity-backed circular-patch antenna. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 50, n. 12. Citado na página 49.
- KHAN, O. U. Design of x-band 4x4 butler matrix for microstrip patch antenna array. In: *TENCON 2006 - 2006 IEEE Region 10 Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 70 e 114.

- KUCHAR, A. *Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array*. Wien, Deutschland: [s.n.], 1996. Citado na página 46.
- LAMMINEN, A. et al. Gain enhanced millimetre-wave beam-switching rotman lens antenna designs on lcp. In: *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2781–2785. Citado 3 vezes nas páginas 14, 62 e 63.
- LAX, B.; BUTTON, K. J.; ROTH, L. M. Ferrite phase shifters in rectangular wave guide. In: *Journal of Applied Physics*. [S.l.: s.n.], 1954. v. 25, n. 11, p. 1413–1421. Citado na página 34.
- LEE, J. et al. Angular distribution estimation of the arriving signal using a mechanically steered fixed beam antenna. In: *IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 25–27. Citado na página 33.
- LEE, J.; SEKARAN, S. *Anthrolink: Phased Antenna Arrays and Applications in Wireless Connectivity*. Santa Clara, California: [s.n.], 2017. Citado 4 vezes nas páginas 13, 35, 70 e 114.
- LEE, R. Q.; LEE, K. F. Experimental study of the two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1990. v. 38, p. 1298–1302. Citado na página 47.
- LEE, R. Q.; TALTY, T.; LEE, K. F. Circular polarization characteristics of stacked microstrip antennas. In: *Electronics Letters*. [S.l.: s.n.], 1990. v. 26, n. 25, p. 2109–2110. Citado na página 47.
- LIAN, J. W. et al. Compact substrate-integrated 4x8 butler matrix with sidelobe suppression for millimeter-wave multibeam application. In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. [S.l.: s.n.], 2018. v. 17, n. 5, p. 1–10. Citado na página 33.
- LIU, Y. et al. A multibeam cylindrically conformal slot array antenna based on a modified Rotman lens. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–12. Citado na página 33.
- LUKIC, M. *Modeling and design of microfabricated rectangular coaxial lines and antennas*. Tese (Doutorado) — University of Colorado, Boulder, Colorado, 2007. Citado 3 vezes nas páginas 13, 48 e 49.
- MACHADO, K. D. *Teoria do Eletromagnetismo*. 1. ed. Ponta Grossa, Parana: Editora UEPG, 2012. v. 2. 899 p. ISBN 8586941263. Citado na página 142.
- MAILLOUX, R. J. *Electronically Scanned Arrays*. 1. ed. [S.l.]: Morgan and Claypool Publishers, 2007. v. 1. 1-10 p. ISBN 978-1-598-29182-7. Citado 5 vezes nas páginas 40, 41, 42, 43 e 52.
- MAILLOUX, R. J. *Phased Array Antenna Handbook*. 2. ed. Norwood, Ma: Artech House, Inc., 2011. 1 p. ISBN 1-58053-689-1. Citado 8 vezes nas páginas 33, 34, 39, 40, 42, 43, 49 e 53.
- MARCONI, G. On directed emission and reception of electric waves. In: *Proceedings of The Royal Society a Mathematical, Physical and Engineering sciences*. [S.l.: s.n.], 1906. v. 77, p. 1413–1421. Citado na página 39.

- MOODY, H. J. The systematic design of the Butler matrix. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1964. p. 786–788. Citado na página 54.
- MUNSON, R. Microstrip phased array antennas. In: *EIC 11th Electrical Insulation Conference*. [S.l.: s.n.], 1973. p. 281–283. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 44.
- MUNSON, R. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1974. v. 22, n. 1, p. 74–78. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 44.
- NAEINI, M. R.; FAKHARZADEH, M. A 28 GHz beam-switching Yagi-Uda array using rotman lens for 5g wireless communications. In: *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2617–2618. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 62.
- NASCIMENTO, D. C. do. *Redes de antenas de microfita em substratos espessos com controle de apontamento de feixe, lóbulos secundários e diretividade*. Tese (Doutorado) — Instituto de Tecnologia da Aeronáutica, São José dos Campos, São Paulo, 2013. Citado na página 45.
- NGAMJANYAPORN, P.; KRAIRIKSH, M. A phase-shifterless beam scanning array antenna for agricultural applications. In: *Proceedings of 2017 IEEE CAMA, Tsukuba, Japan*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 249–252. Citado na página 33.
- NING, L.; SUN, L. Design of compact 4x4 X-band butler with lump element based on ipd technology. In: *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2013. Citado na página 72.
- NYQUIST, H. Certain topics in telegraph transmission theory. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*. [S.l.: s.n.], 1924. v. 47, n. 2, p. 617–644. Citado na página 43.
- OLIVIERI, G. et al. Sar array synthesis for next generation Earth observation systems. In: *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2312–2314. Citado na página 33.
- POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 4. ed. River Street Hoboken: John Wiley and Sons, Inc., 1990. 7 p. ISBN 978-0-470-63155-3. Citado 9 vezes nas páginas 14, 47, 54, 56, 57, 58, 59, 89 e 141.
- POZAR, D. M. Microstrip antennas. In: *Proceedings of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 1992. v. 80, n. 1, p. 79–91. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 46.
- POZAR, D. M. *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. 1. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., 2001. v. 1. 43 p. ISBN 0471322822. Citado na página 55.
- PRIYADARSHAN, N. Beam forming network using 4x4 narrowband butler matrix for tracking and localization applications. In: *International Conference on Intelligent Computing and Control Systems*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1241–1246. Citado 3 vezes nas páginas 70, 71 e 114.

- RAFI, G. Z.; SHAFAI, L. The effect of a stacked u-slot patch on the radiation parameters of rectangular u-slot microstrip antenna. In: *9th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*. [S.l.: s.n.], 2002. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 70.
- RAFI, G. Z.; SHAFAI, L. Broadband microstrip patch antenna with v-slot. In: *IEEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 151, n. 5, p. 435–440. Citado na página 48.
- REGGIA, F.; SPENCER, E. G. A new technique in ferrite phase shifting for beam scanning of microwave antennas. In: *Proceedings of the IRE*. [S.l.: s.n.], 1957. v. 44, p. 1510–1517. Citado na página 34.
- REY, S. et al. A phased array antenna with horn elements for 300 ghz communications. In: *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 122–123. Citado na página 35.
- ROTMAN, W.; TURNER, R. F. Wide-angle microwave lens for line source applications. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1963. v. 11, n. 6, p. 623–632. Citado 3 vezes nas páginas 35, 62 e 63.
- ROY, S. *Designing of a small wearable conformal phased array antenna for wireless communications*. Fargo, North Dakota: [s.n.], 2012. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 45.
- RUZE, J. Wide-angle metal-plate optics. In: *Proceedings of the IRE*. [S.l.: s.n.], 1950. v. 38, n. 1, p. 53–59. Citado na página 61.
- SARKAR, T. K. et al. *History of wireless*. 1. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2006. 1 p. ISBN 978-0-47171-814-7. Citado na página 34.
- SCHARFMAN, H. Three new ferrite phase shifters. In: *Proceedings of the IRE*. [S.l.: s.n.], 1956. v. 44, p. 1456–1459. Citado na página 34.
- SHANNON, C. E. Communication in the presence of noise. In: *Proceedings of the IRE*. [S.l.: s.n.], 1949. v. 37, n. 1, p. 10–21. Citado na página 43.
- SHELTON, J. Focusing characteristics of symmetrically configured bootlace lenses. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1978. AP-26, n. 4, p. 513–518. Citado na página 35.
- SHELTON, J. P. Fast fourier transforms and butler matrices. In: *Proceedings of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 1968. v. 56, n. 3, p. 350. Citado na página 53.
- SHELTON, J. P.; HSIAO, J. K. Reflective butler matrices. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1979. v. 27, n. 5, p. 651–659. Citado na página 34.
- SHELTON, J. P.; KELLEHER, K. S. Multiple beams from linear arrays. In: *IRE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1961. p. 154–161. Citado na página 54.
- SIMON, P. S. Analysis and synthesis of rotman lenses. In: *22th AIAA International Communications Satellite Systems Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 1–11. Citado 3 vezes nas páginas 14, 64 e 66.

- SINGH, A. K.; MANDAL, J.; MANDAL, M. K. Design of a compact and wideband branchline coupler using hybrid approach. In: *2015 International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–2. Citado na página 72.
- SLOMIAN, I. et al. Three-beam microstrip antenna arrays fed by 3 x 3 butler matrix. In: *7th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 9–12. Citado na página 50.
- SODIN, L. G. Method of synthesizing a beam-forming device for the n-beam and n-element array antenna. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2012. v. 60, n. 4, p. 1771–1776. Citado na página 50.
- TEKKOUK, K. et al. Multibeam siw slotted waveguide antenna system fed by a compact dual-layer rotman lens. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2016. v. 64, n. 2, p. 504–514. Citado na página 35.
- UENO, M. A systematic design formulation for butler matrix applied fft algorithm. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 1981. AP-29, n. 3, p. 496–501. Citado na página 53.
- ULRICH, M.; YANG, B. Multi-carrier mimo radar: A concept of sparse array for improved doa estimation. In: *IEEE Radar Conference*. [S.l.: s.n.], 2016. Citado na página 43.
- VASHIST, S.; SONI, M. K.; SINGHAL, P. K. Rotman lens performance analysis. In: *ACEEE Int. J. on Signal and Image Processing*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 101–106. Citado na página 111.
- VENKATESWARAN, A. *Analysis of Planar EBG Structures Using Transmission Line Models*. Montreal, Canada: [s.n.], 2009. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 56.
- VOLAKIS, J. L. *Antenna Engineering Handbook*. 4. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2006. 1 p. ISBN 978-0-47173-007-1. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 41.
- WALLINGTON, J. R. Analysis, design and performance of a microstrip butler matrix. In: *3rd European Microwave Conference*. [S.l.: s.n.], 1973. Citado na página 50.
- WEN, Y. Q. et al. Dual-polarized and wide-angle scanning microstrip phased array. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado na página 33.
- ZHANG, B.; LIU, W.; GOU, X. Compressive sensing based sparse antenna array design for directional modulation. In: *IET Microwaves, Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2017. v. 11, n. 5, p. 634–641. Citado na página 43.
- ZHANG, X. X. et al. Wide-band e-shaped patch antennas for wireless communications. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 49, n. 7, p. 1094–1100. Citado na página 48.

Apêndices

APÊNDICE A – Fundamentos de Eletromagnetismo

A.1 Equações de Maxwell

Balanis (2012) escreve que as equações de Maxwell são um conjunto de leis que descrevem as relações entre cargas, correntes e campos eletromagnéticos associadas a ondas eletromagnéticas. As equações de Maxwell são apresentadas na forma diferencial nas Eq. A.1 a A.4.

$$\nabla \times \vec{\mathcal{E}} = -\partial_t \vec{\mathcal{B}} - \vec{\mathcal{J}}_M \quad (\text{A.1})$$

$$\nabla \times \vec{\mathcal{H}} = \partial_t \vec{\mathcal{D}} + \vec{\mathcal{J}}_E \quad (\text{A.2})$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{D}} = \rho_v \quad (\text{A.3})$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{B}} = 0 \quad (\text{A.4})$$

Onde as ρ_v e $\vec{\mathcal{J}}_E$ atuam como fontes excitadoras do campo eletromagnético e devem satisfazer a condição proposta pela equação de continuidade contida em Eq. A.5.

$$\partial_t \rho_v + \nabla \cdot \vec{\mathcal{J}}_E = 0 \quad (\text{A.5})$$

A densidade de corrente magnética é uma fonte fictícia usada para atribuir simetria entre as equações de Faraday e Ámpere por conveniência matemática, para facilitar a solução de alguns problemas (POZAR, 1990).

O meio de propagação para uma onda eletromagnética é caracterizado por um conjunto de parâmetros constitutivos. Estes parâmetros quantificam o quão a propagação de uma onda eletromagnética será modificada nesse meio em relação a propagação no espaço livre. Essa diferença de propagação é causada pelo material possuir cargas elétricas que na presença de campo eletromagnético geram correntes que acabam por modificar a propagação da onda (BALANIS, 2012).

As relações constitutivas do meio são descritas nas Eq. A.6 a A.9.

$$\vec{\mathcal{D}} = \epsilon \vec{\mathcal{E}} \quad (\text{A.6})$$

$$\vec{\mathcal{B}} = \mu \vec{\mathcal{H}} \quad (\text{A.7})$$

$$\vec{\mathcal{J}}_E = \sigma_e \vec{\mathcal{E}} \quad (\text{A.8})$$

$$\vec{\mathcal{J}}_M = \sigma_m \vec{\mathcal{H}} \quad (\text{A.9})$$

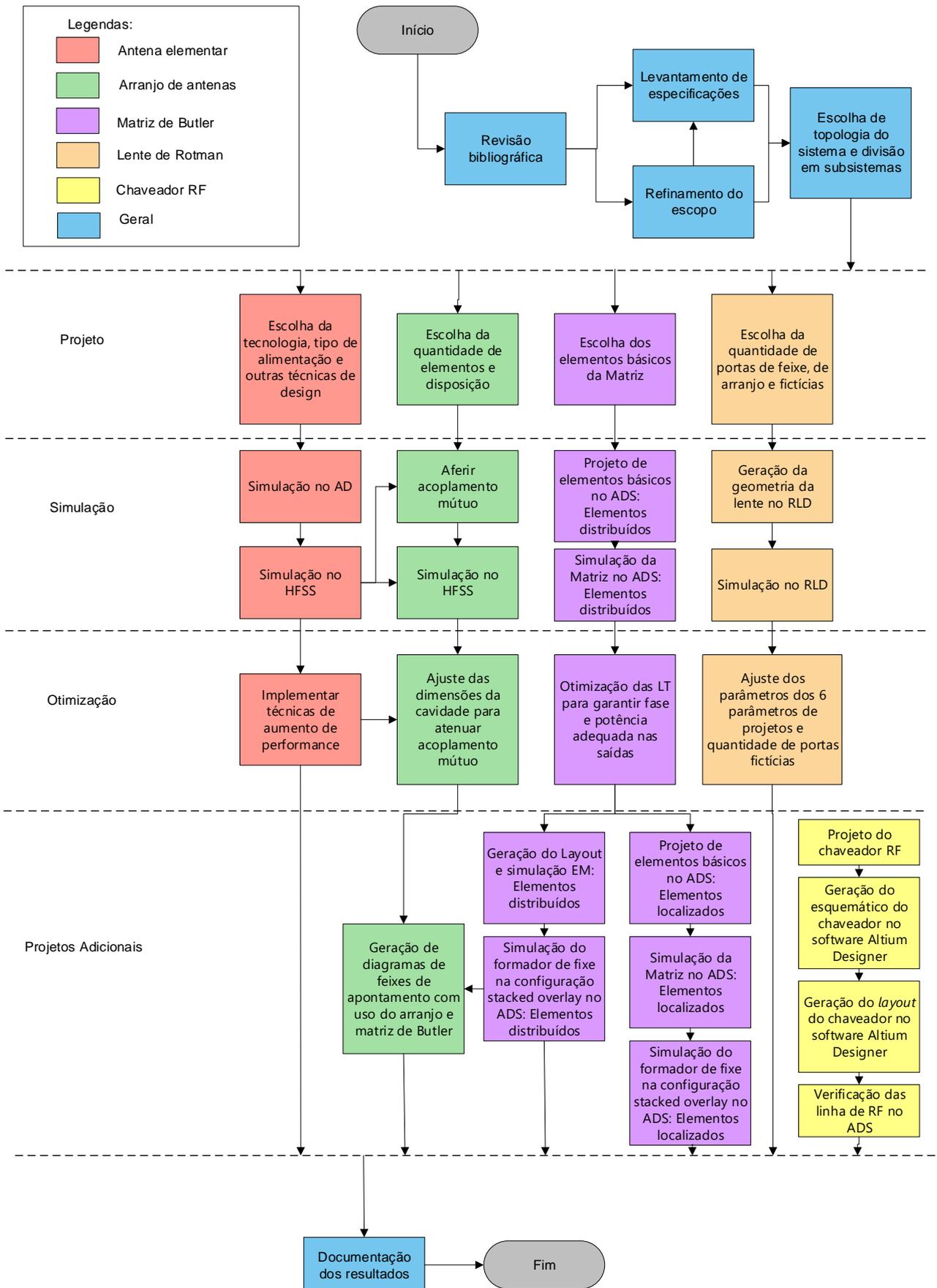
Onde ϵ , μ , σ_e e σ_m são os parâmetros constitutivos do meio. As Equações A.6 a A.9 consideram que o meio seja linear.

O conjunto das equações de Maxwell descreve muito bem como as cargas em repouso ou movimento produzem campos eletromagnéticos, porém, para descrever como estas cargas estão sujeitos as forças desses campos é necessário introduzir o conceito da força de Lorentz (Eq. A.10) (MACHADO, 2012).

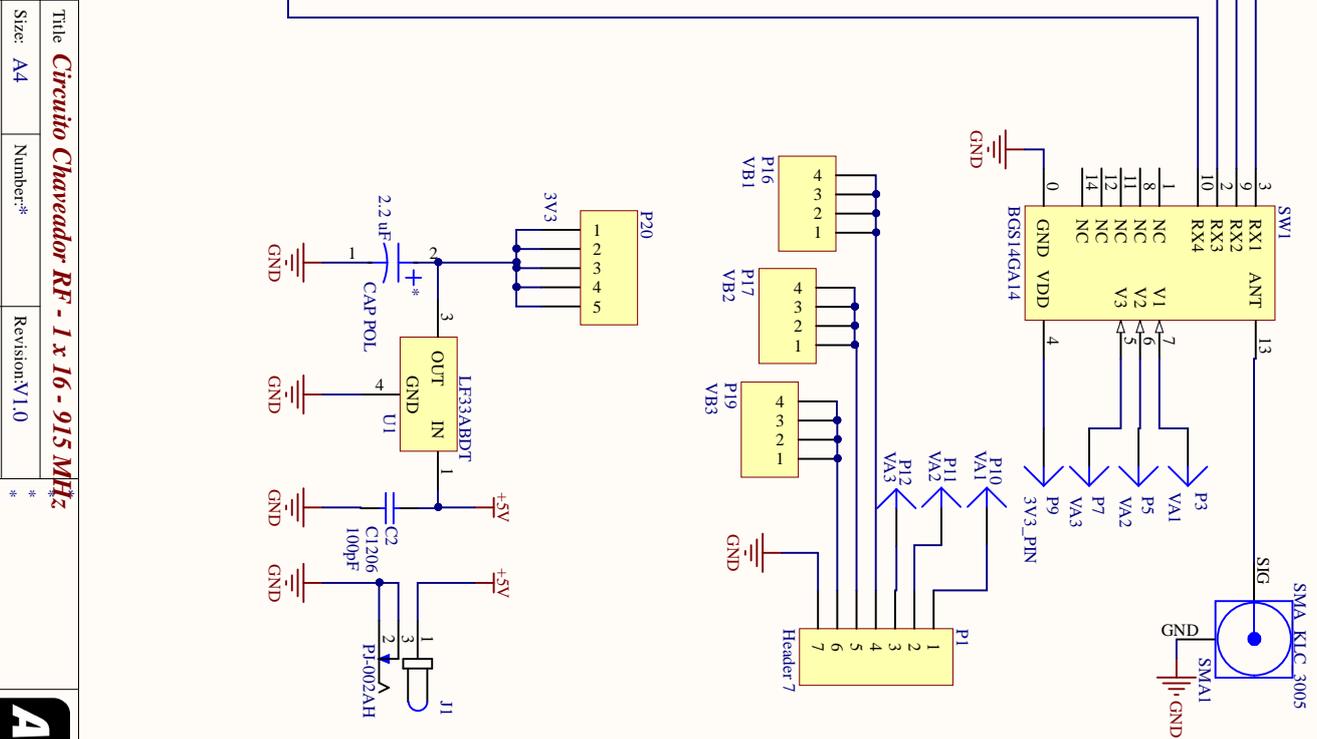
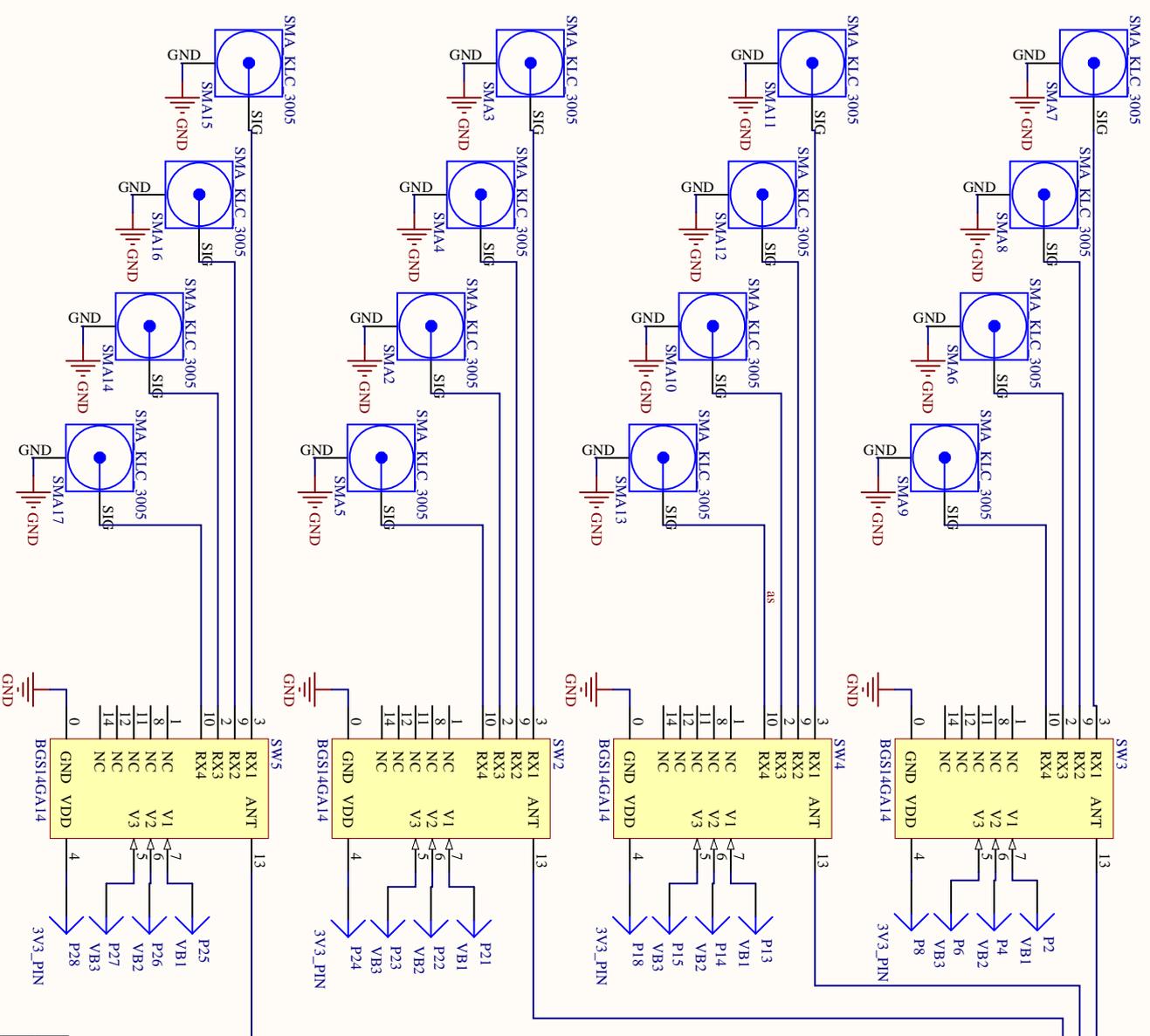
$$\vec{\mathcal{F}} = Q(\vec{\mathcal{E}} + \vec{u} \times \vec{\mathcal{B}}) \quad (\text{A.10})$$

De acordo com Machado (2012) todo os fenômenos eletromagnéticos são descritos pelas equações apresentadas entre Eq. A.1 a A.10.

APÊNDICE B – Metodologia de Trabalho



APÊNDICE C – Esquemático do Circuito Chaveador para 915 MHz



Title		Circuito Chaveador RF - 1 x 16 - 915 MHz	
Size:	A4	Number:	*
Date:	04/12/2018	Time:	21:06:11
File:	C:\Users\matheus\Documents\Unb\TCC\Projetos\Chaveador\1_4\Chaveadorchaveador_1_4.SchDoc		
Revision: V1.0		Sheet #	of *
* * *		* * *	



APÊNDICE D – Layout da PCI do Circuito Chaveador para 915 MHz

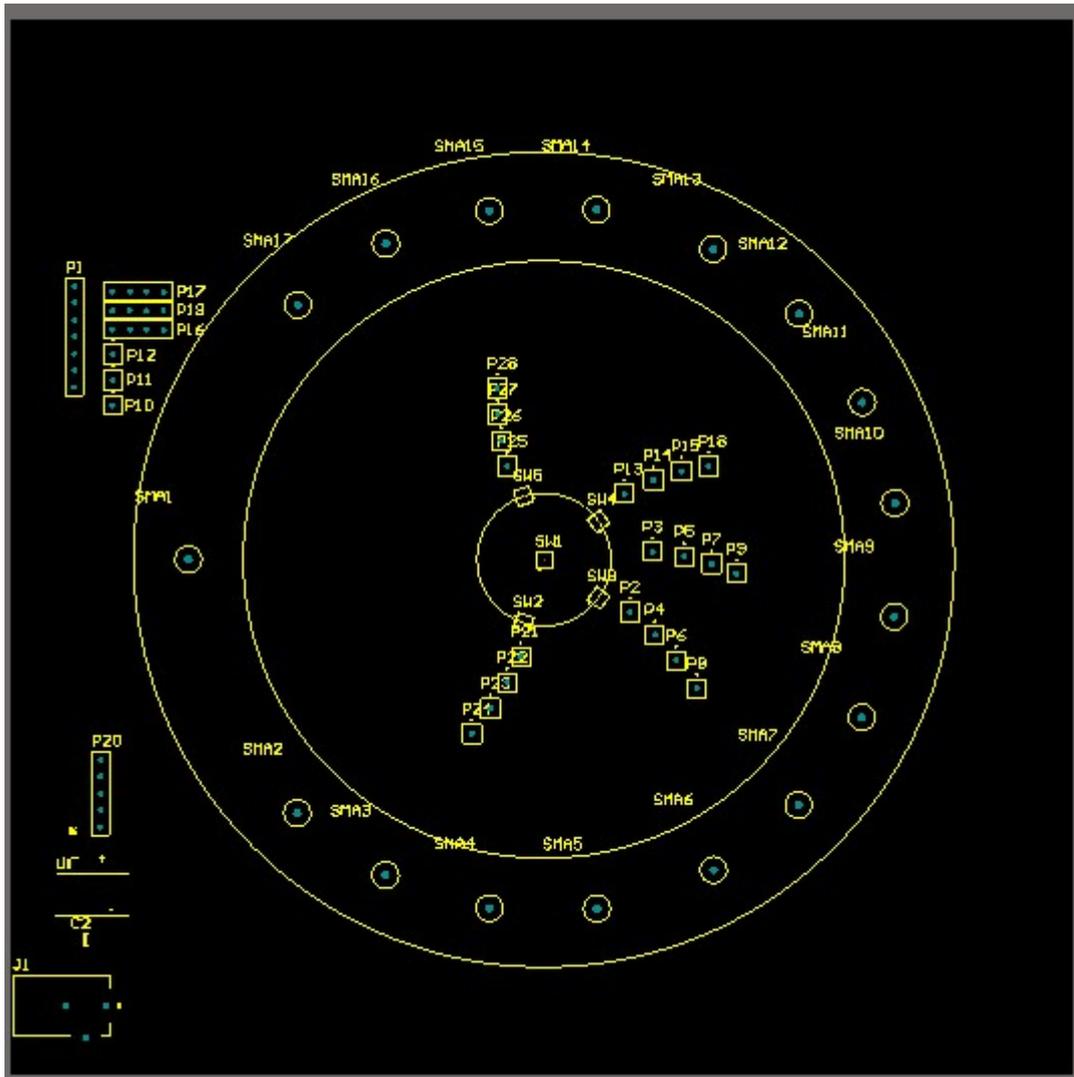


Figura 99 – Top overlay layer.

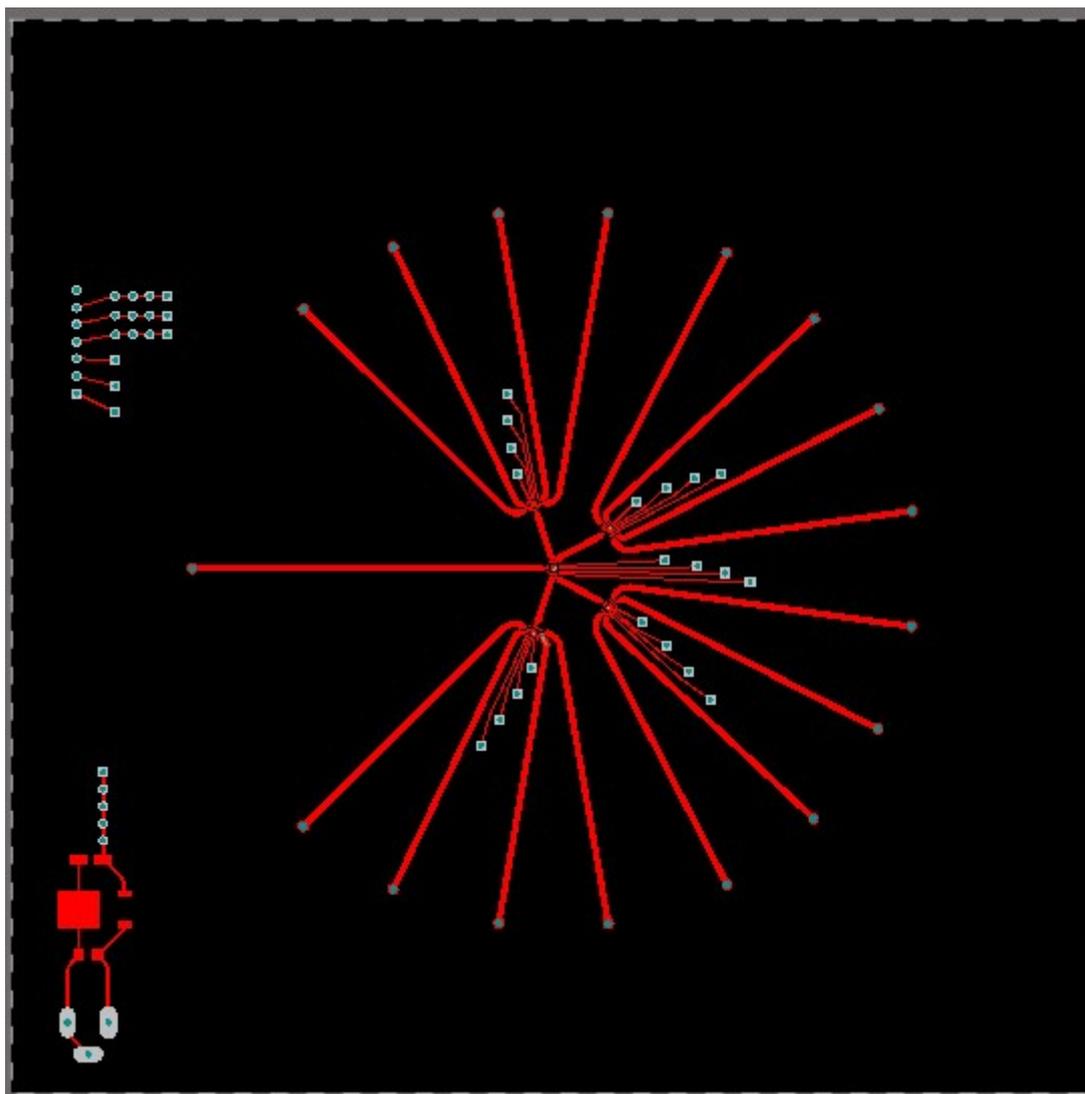


Figura 100 – Top cooper layer.

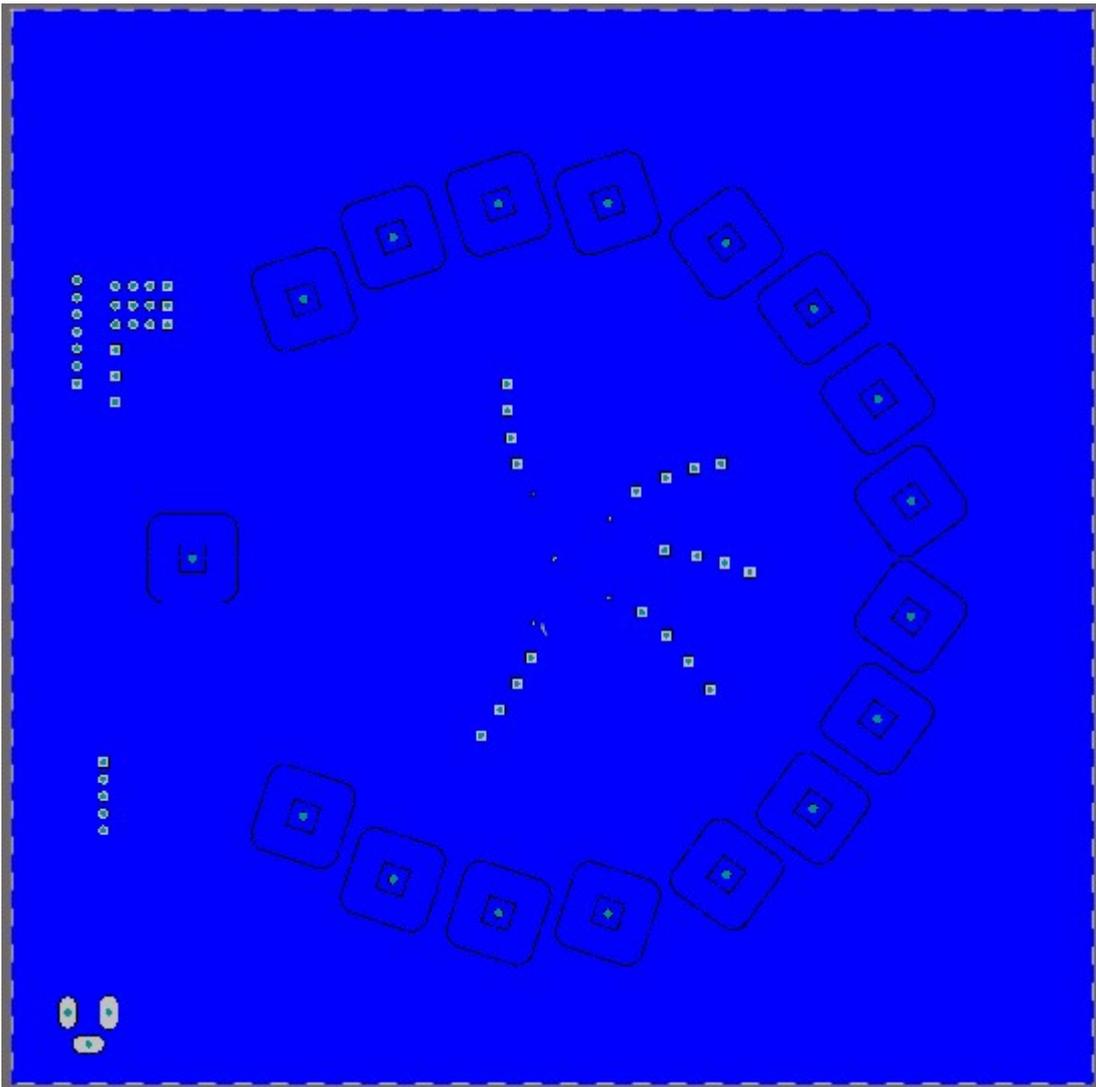


Figura 101 – *Bottom cooper layer.*

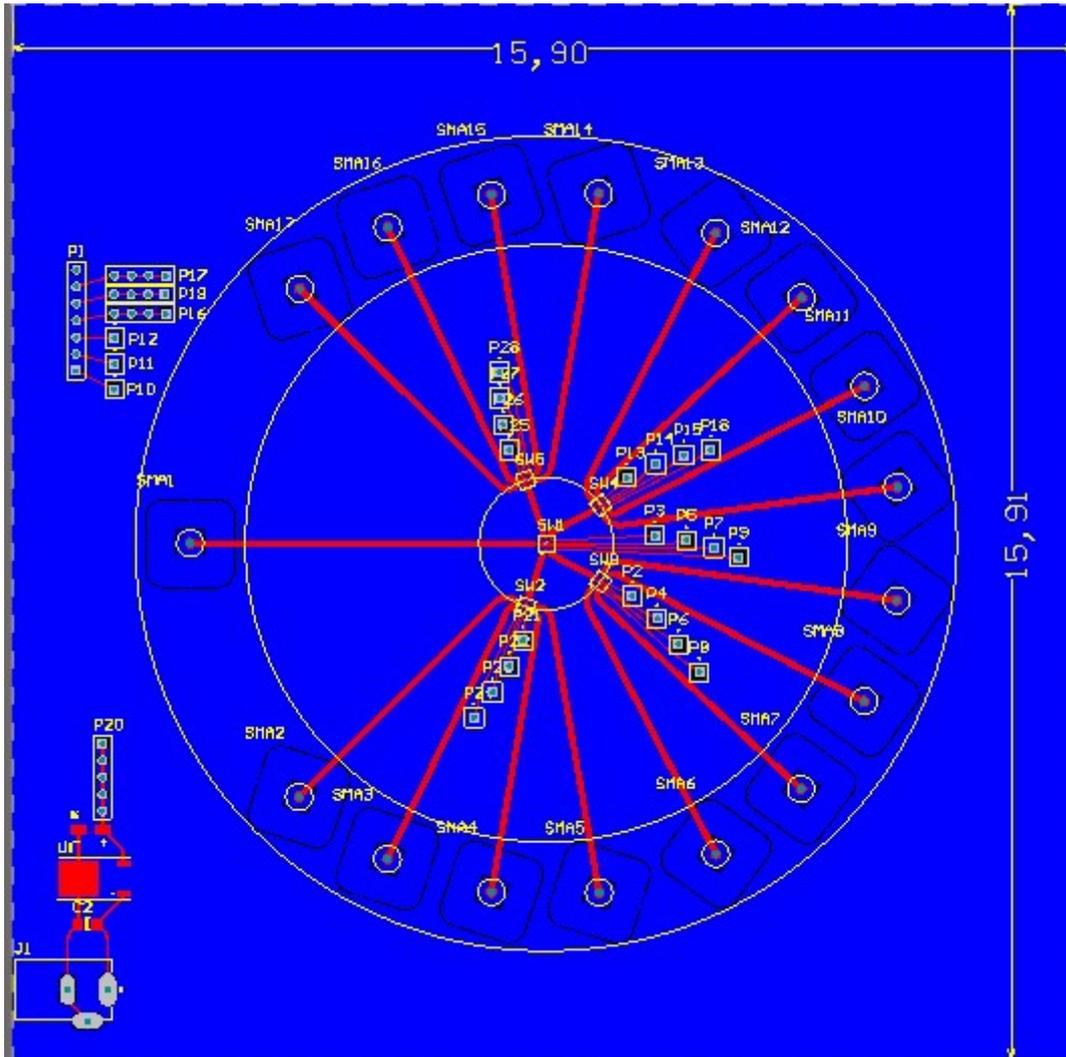


Figura 102 – Top overlay layer sobposta na bottom cooper layer.

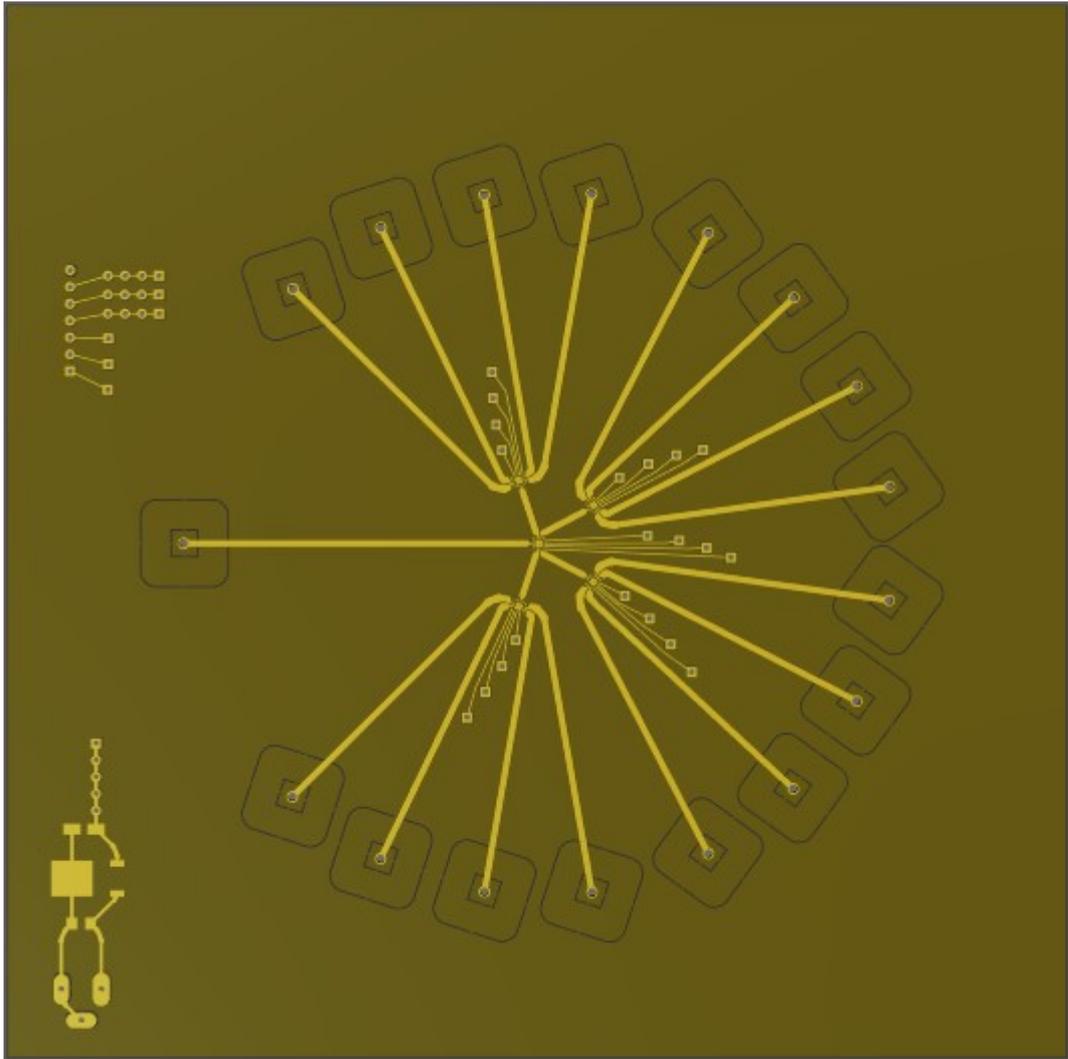
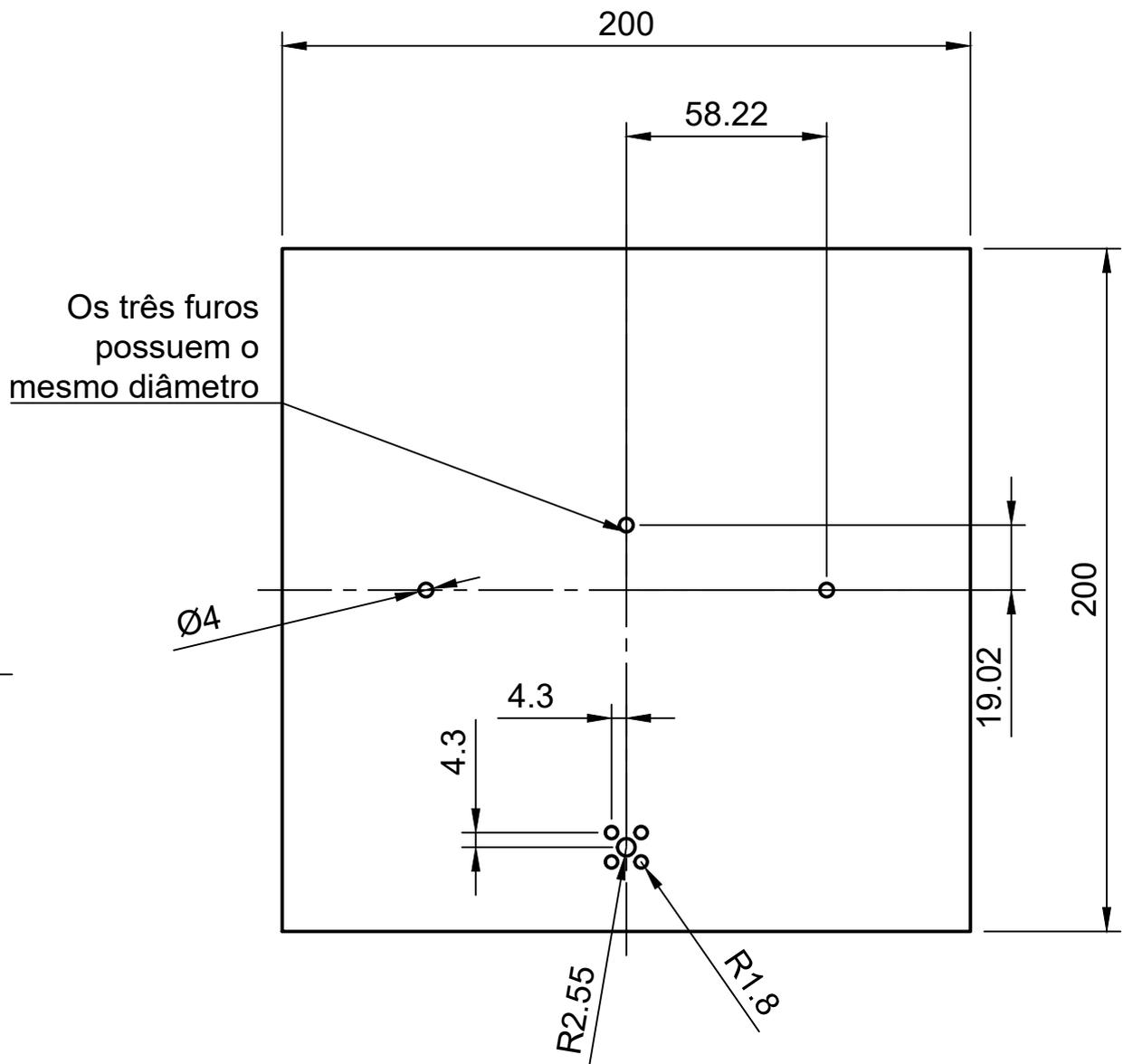


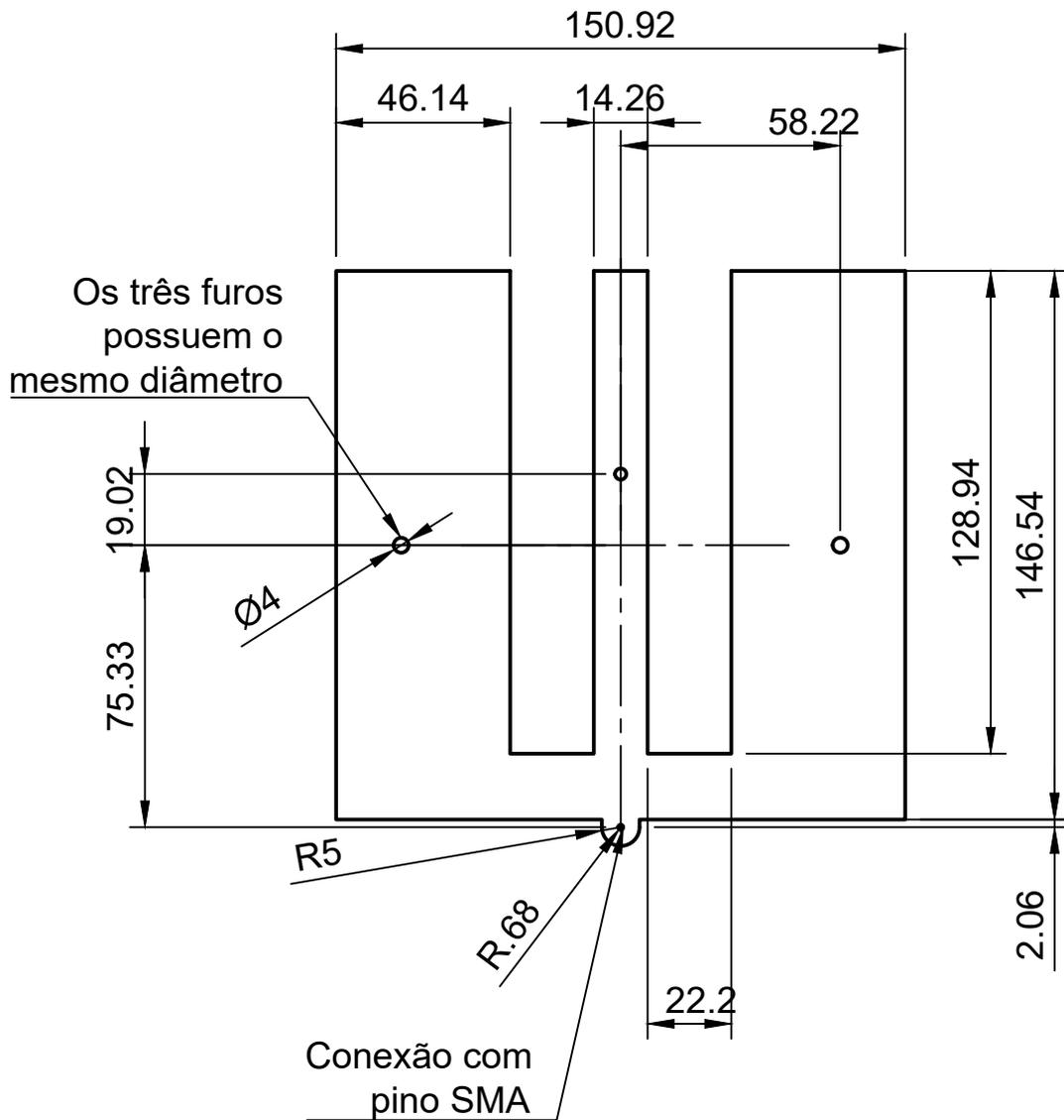
Figura 103 – Aparência física.

APÊNDICE E – CAD da antena elementar

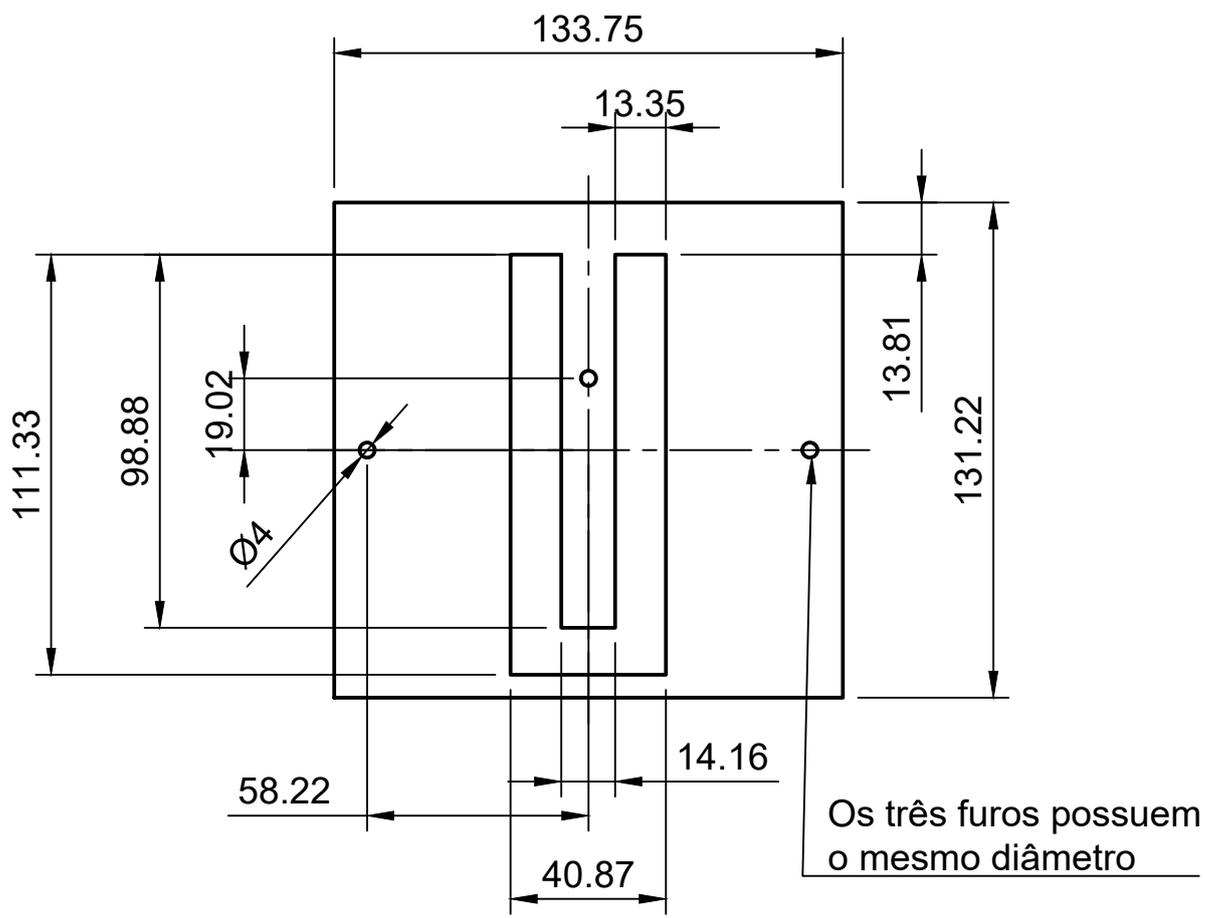
Os CAD apresentados abaixo foram feitos na ferramenta *drawing* do software Fusion 360, da Autodesk.



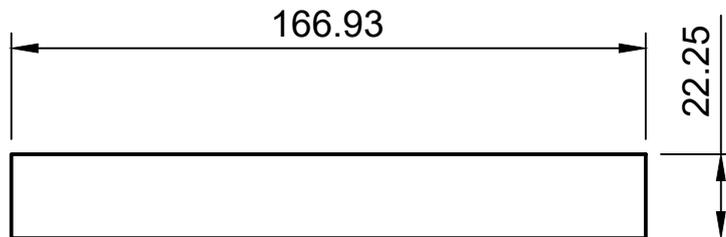
Dept. FGA-UnB	Technical reference Antena Elementar	Created by Matheus Pereira 22/11/2018	Approved by Matheus Pereira 22/11/2018	
		Document type CAD TCC	Document status Final	
		Title GND	DWG No. 3	
		Rev. v1	Date of issue	Sheet 1/1



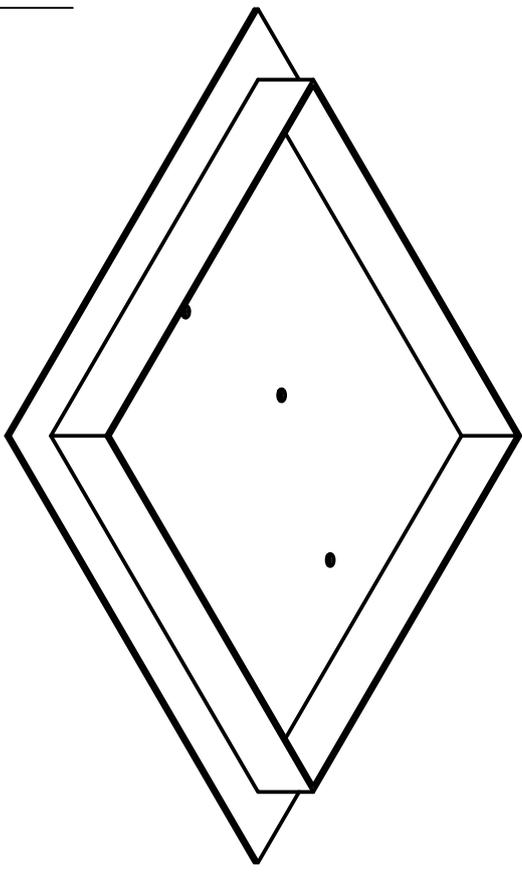
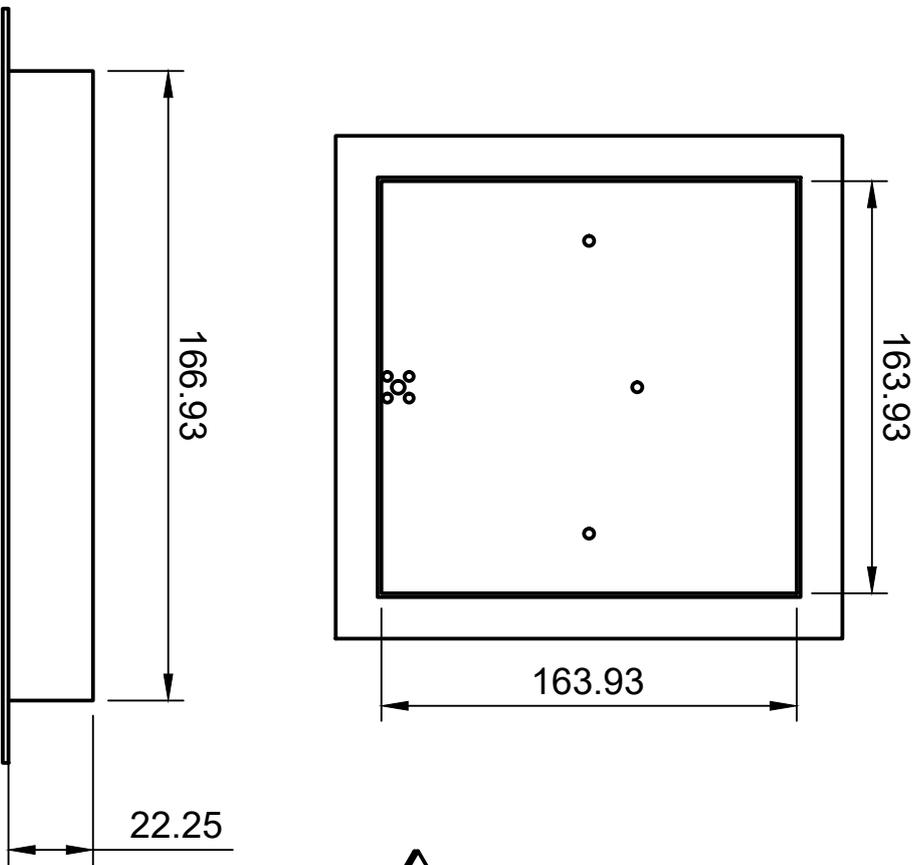
Dept. FGA-UnB	Technical reference Antena Elementar	Created by Matheus Pereira 21/11/2018	Approved by Matheus Pereira 21/11/2018	
		Document type CAD TCC	Document status Final	
		Title Antena Patch	DWG No. 1	
		Rev. v1	Date of issue 21/11/2018	Sheet 1/1



Dept. FGA-UnB	Technical reference Antena Elementar	Created by Matheus Pereira 22/11/2018	Approved by Matheus Pereira 22/11/2018		
		Document type CAD TCC	Document status Final		
		Title Elemento Parasítico	DWG No. 2		
		Rev. v1	Date of issue 22/11/2018	Sheet 1/1	



Dept. FGA-UnB	Technical reference Antena Elementar	Created by Matheus Pereira 22/11/2018	Approved by Matheus Pereira 22/11/2018		
		Document type CAD TCC	Document status Final		
		Title Parede Cavidade	DWG No. 4		
			Rev. v1	Date of issue 22/11/2018	Sheet 1/1



Espessura da parede:
1,5 mm

Dept.	FGA-UnB	Technical reference	Antena Elementar	Created by	Mathheus Pereira 22/11/2018	Approved by	Mathheus Pereira 22/11/2018
Document type	CAD TCC	Document status	Final	DWG No.	4	Rev.	v1
Title	Cavidade	Date of issue	22/11/2018	Sheet	1/1		

Anexos

ANEXO A – Modelo e dimensões do conector coaxial



CONECTOR FÊMEA RETO COM BASE QUADRADA

CÓDIGO: 3005

SÉRIE: SMA 50 OHMS

NORMA: IEC 169-15

PESO DO CONECTOR: 2,66g

