

Inatel

Instituto Nacional de Telecomunicações

**Arranjo de Antenas Impressas com Diagrama de Irradiação
Reconfigurável por Fibras de Cristais Fotônicos Híbridas**

Simon Carmo Patrício

INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL
MESTRADO EM TELECOMUNICAÇÕES

**Arranjo de Antenas Impressas com Diagrama de Irradiação Reconfigurável
por Fibras de Cristais Fotônicos Híbridas**

SIMON CARMO PATRÍCIO

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: PROF. DR. JOSÉ ANTÔNIO JUSTINO RIBEIRO
CO-ORIENTADOR: PROF. DR. ARISMAR CERQUEIRA SODRÉ JUNIOR

SANTA RITA DO SAPUCAÍ – MG

2015

Patrício, Simon Carmo

P314 a

Arranjo de antenas impressas com diagrama de irradiação reconfigurável por fibras de cristais fotônicos híbridas. / Simon Carmo Patrício. – Santa Rita do Sapucaí, 2015.

72p.

Orientador: Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro; Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior.

Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia e anexo.

1. Antenas impressas 2. Arranjo de antenas 3. Configuração RoF – Radio Over Fiber 4. HPCF – Hybrid Photonic Crystal Fiber 5. Arranjo de antenas reconfiguráveis 6. Engenharia de Telecomunicações. I. Ribeiro, José Antônio Justino. II. Sodré Junior, Arismar Cerqueira. III. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. IV. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 27/10/2015, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
INATEL (Orientador)

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior
INATEL (Co-orientador)

Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins

Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção

Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito
Coordenador do Curso de Mestrado – INATEL

À minha família.

Agradecimentos

Aos meus pais por sempre me apoiarem e se dedicarem à minha educação. Por todo amor que me deram, em todos os momentos, tudo isso foi essencial para fazer de mim a pessoa que sou hoje. Ao meu irmão pelo carinho e credibilidade. A minha namorada Thaís pela paciência durante minha ausência e pelo amor nas horas que mais precisei.

Ao meu professor e orientador Justino pela orientação, atenção, dedicação e paciência durante o meu processo de formação. Pela amizade e ensinamentos para me tornar um profissional melhor e uma pessoa melhor, refletindo sempre nos seus gestos de humildade e dedicação à educação do próximo. Ao meu professor e co-orientador Arismar pelo apoio, ensinamento, compreensão e paciência diante das dificuldades durante o Mestrado.

A todos os colegas do mestrado, os mais presentes do laboratório II-19 (comando) e aos do laboratório WOCA. Em especial aos amigos Wanderson, Renan, Igor, Dionísio e Marília pelo apoio durante meus estudos. Aos colegas angolanos e aos colegas do laboratório LAMBDA por terem feito meus dias mais alegres.

A todos os funcionários do Inatel, em especial ao Semeão pela grande amizade e companheirismo durante a minha jornada de estudos e trabalhos. Em especial também a Gisele, pela amizade e dedicação aos alunos do mestrado, sem você nada seríamos. A todos os funcionários do almoxarifado de eletrônica pelo apoio sempre que precisei, seja ferramentas, componentes ou auxílios.

A CAPES e a FINATEL pelo auxílio financeiro. À empresa ESSS e à ANSYS, pela parceria com o INATEL que permitiu a utilização do programa HFSS®.

Obrigado a todos que contribuíram de alguma forma para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

Sumário

| | |
|--|-------------|
| LISTA DE FIGURAS | viii |
| LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS | xi |
| LISTA DE SÍMBOLOS | xii |
| RESUMO | xiii |
| ABSTRACT | xiv |
| | |
| CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.1 Breve Histórico | 1 |
| 1.2 Motivação para o desenvolvimento do trabalho | 2 |
| 1.3 Estrutura da dissertação | 3 |
| | |
| CAPÍTULO 2 – FOTÔNICA DE MICRO-ONDAS APLICADA A ANTENAS | 4 |
| 2.1 Introdução | 4 |
| 2.2 Fibra de cristais fotônicos híbrida | 5 |
| 2.3 Comentários sobre o capítulo | 9 |
| | |
| CAPÍTULO 3 – ARRANJO DE MONOPOLOS IMPRESSOS | 10 |
| 3.1 Introdução | 10 |
| 3.2 Simulação do arranjo de monopolos | 11 |
| 3.3 Ensaio do arranjo de monopolos | 14 |
| 3.4 Simulações do controle do diagrama de irradiação | 17 |
| 3.5 Ensaio do primeiro controle do diagrama de irradiação | 19 |
| 3.6 Arranjo de monopolos impressos com refletor | 23 |

| | | |
|--|--|-----------|
| 3.7 | Comentários sobre o capítulo | 27 |
| CAPÍTULO 4 – ARRANJO DE DIPOLOS IMPRESSOS | | 29 |
| 4.1 | Introdução | 29 |
| 4.2 | Desenvolvimento do dipolo impresso para o projeto do arranjo | 29 |
| 4.3 | Ação da linha de alimentação | 31 |
| 4.4 | Análise do diagrama de irradiação | 33 |
| 4.5 | Constituição do arranjo de dipolos | 35 |
| 4.6 | Comentários sobre o capítulo | 49 |
| CAPÍTULO 5 - COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES | | 51 |
| 5.1 | Comentários gerais | 51 |
| 5.2 | Conclusões | 52 |
| 5.3 | Sugestões para trabalhos futuros | 53 |
| Anexo A LISTA DE PUBLICAÇÕES | | 55 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | | 56 |

Lista de Figuras

| | | |
|-----------|--|----|
| Fig. 2.1 | Configuração proposta para o controle do diagrama de irradiação. | 5 |
| Fig. 2.2 | Perfil das fibras de cristais fotônicos (PCF's): (a) PCF baseada em reflexão interna total (Index guiding PCF); (b) PCF de banda proibida fotônica (All-solid PBGF); (c) PCF híbrida (hybrid PCF). | 7 |
| Fig. 2.3 | Banda proibida fotônica da HPCF (bandgap). | 7 |
| Fig. 2.4 | Feixe óptico na saída do núcleo da HPCF. | 7 |
| Fig. 3.1 | Monopolo impresso desenvolvido com a geometria fractal conhecida como tapete de Sierpinski: (a) Vista lateral; (b) Vista frontal; (c) Posição da antena no sistema de coordenadas. | 11 |
| Fig. 3.2 | Diagrama de irradiação 3D da antena em 5,8GHz localizada no plano x-y, conforme a orientação da Fig. 3.1. | 12 |
| Fig. 3.3 | Coefficiente de reflexão simulado e medido do monopolo impresso. | 12 |
| Fig. 3.4 | Diagramas de irradiação simulados do monopolo impresso: (a) No plano x-y; (b) No plano z-y. | 13 |
| Fig. 3.5 | Arranjo de três elementos empilhados. | 13 |
| Fig. 3.6 | Diagrama de irradiação 3D do arranjo de antenas empilhadas simulado em 5,8GHz. | 13 |
| Fig. 3.7 | Diagrama de irradiação 2D simulado do arranjo de três elementos empilhados: (a) No plano x-y; (b) No plano z-y. | 14 |
| Fig. 3.8 | Protótipo do arranjo de antenas empilhadas. | 15 |
| Fig. 3.9 | Coefficiente de reflexão simulado e medido de cada elemento do arranjo. Os resultados medidos foram obtidos mantendo todos os elementos no arranjo. | 15 |
| Fig. 3.10 | Coefficiente de reflexão simulado e medido do arranjo de antenas empilhadas alimentadas por correntes de mesma amplitude e mesma fase. | 16 |
| Fig. 3.11 | Impedância de entrada medida do arranjo de antenas empilhadas alimentadas por correntes de mesma amplitude e mesma fase. | 16 |
| Fig. 3.12 | Montagem para medir o diagrama de irradiação do arranjo de antenas empilhadas. | 17 |
| Fig. 3.13 | Diagrama de irradiação simulado e medido em 5,8GHz: (a) No plano horizontal; (b) No plano vertical. | 17 |
| Fig. 3.14 | Controle do diagrama de irradiação simulado em 5,8GHz: (a) No plano x-y; (b) No plano z-y. | 18 |

| | | |
|-----------|---|----|
| Fig. 3.15 | Diagramas de irradiação 3D do arranjo de três elementos empilhados com variação na fase e na amplitude da corrente de excitação dos elementos. | 19 |
| Fig. 3.16 | Diagramas de irradiação do arranjo de três elementos empilhados obtidos por simulação com variação na fase e na amplitude das correntes de excitação dos elementos: (a) Diagrama no plano x-y com $\theta=90^\circ$ e $0 \leq \phi \leq 360^\circ$; (b) Diagrama no plano z-y com $\phi=90^\circ$ e $0 \leq \theta \leq 360^\circ$. | 19 |
| Fig. 3.17 | Configuração utilizada nos ensaios do controle do diagrama de irradiação. | 20 |
| Fig. 3.18 | (a) Configuração para as medições da reconfiguração do diagrama de irradiação. (b) Componente utilizado para introduzir curvaturas às HPCF's. A tabela apresenta os componentes utilizados. | 21 |
| Fig. 3.19 | Reconfiguração do diagrama de irradiação no plano z-y com a instalação RoF: (a) Valores obtidos por simulação; (b) Valores medidos. | 23 |
| Fig. 3.20 | Arranjo de antenas com destaques para as direções de máxima irradiação no plano vertical: (a) Arranjo de monopolos inicial; (b) Arranjo de monopolos com refletor. | 24 |
| Fig. 3.21 | Arranjo de monopolos impressos com refletor: (a) Modelo simulado no ANSYS HFSS [®] ; (b) Modelo construído. | 25 |
| Fig. 3.22 | Coefficiente de reflexão medido e simulado do arranjo de antenas com todos os elementos excitados simultaneamente. A curva preta representa a simulação, a curva vermelha a medida do arranjo sem refletor e a curva azul a medida do arranjo de antenas com o refletor. | 26 |
| Fig. 3.23 | Diagramas de irradiação medidos e simulados do arranjo de monopolos com refletor: (a) Diagrama no plano vertical; (b) Diagrama no plano horizontal. | 27 |
| Fig. 3.24 | Análise de desempenho experimental utilizando modulação QPSK: (a) e (b) Diagramas de constelação e de olho obtidos utilizando o arranjo de antenas sem o refletor; (c) e (d) Diagramas obtidos utilizando o arranjo de antenas com o refletor. | 27 |
| Fig. 3.25 | Análise de desempenho experimental utilizando modulação 16-QAM: (a) e (b) Diagramas de constelação e de olho obtidos utilizando o arranjo de antenas sem o refletor; (c) e (d) Diagramas obtidos utilizando o arranjo de antenas com o refletor. | 27 |
| Fig. 4.1 | Especificações das dimensões do dipolo impresso, cujos valores finais foram obtidos com o auxílio do programa HFSS [®] : (a) Vista frontal do modelo simulado; (b) Vista lateral; (c) Fotografia do dipolo construído, com destaque para a comparação de suas dimensões com uma moeda de um real. | 31 |
| Fig. 4.2 | Coefficiente de reflexão do dipolo, simulado no HFSS [®] em toda a faixa de operação. | 32 |
| Fig. 4.3 | Coefficiente de reflexão medido e simulado no HFSS [®] para o dipolo impresso. | 33 |
| Fig. 4.4 | (a) Modelo do dipolo utilizado na simulação. Diagramas de irradiação no plano (b) paralelo e (c) perpendicular aos braços do dipolo. As curvas pretas representam os resultados teóricos obtidos no MatLab [®] por meio das equações para o dipolo isolado no espaço. As curvas vermelhas representam os resultados simulados no HFSS [®] . | 34 |

| | | |
|-----------|--|----|
| Fig. 4.5 | (a) Disposição dos elementos do Arranjo no plano x-y do sistema cartesiano. (b) Disposição dos dipolos no sistema de coordenadas adotado. | 35 |
| Fig. 4.6 | Diagramas de irradiação teóricos do arranjo de dipolos, obtidos no MatLab [®] e diagramas de irradiação simulados no HFSS [®] . (a) No plano paralelo aos braços dos dipolos. (b) No plano perpendicular aos braços dos dipolos. (c) Modelo do arranjo utilizado na simulado no HFSS [®] . | 38 |
| Fig. 4.7 | Arranjo de dipolos impressos com caixa refletora triangular: (a) Posição do arranjo no sistema cartesiano; (b) Vista interna da caixa formada pelos refletores; (c) Vista inferior do conjunto, destacando os pontos de alimentação. | 39 |
| Fig. 4.8 | (b) Fotografia do protótipo do arranjo de dipolos com caixa refletora em formato triangular, destacando sua medida em centímetros. (b) Base do arranjo com destaque aos pontos de alimentação. | 40 |
| Fig. 4.9 | Resultado da simulação e medição dos diagramas de irradiação no plano perpendicular ao eixo do dipolo, com a inclusão do plano refletor: (a) Com apenas um elemento excitado; (b) Com todos os elementos excitados simultaneamente. | 41 |
| Fig. 4.10 | (a) Arranjo de antenas triangular com vértices modificados. (b) Diagrama de irradiação simulado no plano perpendicular ao eixo do dipolo. | 42 |
| Fig. 4.11 | Comportamento do coeficiente de reflexão obtido com o HFSS [®] , com os elementos excitados simultaneamente. Os resultados são para a situação original e após a modificação com a supressão dos vértices. | 42 |
| Fig. 4.12 | Modelo do novo arranjo de antenas com vértices modificados, com alterações nas posições dos dipolos: (a) Modelo simulado no HFSS [®] , com destaque para a numeração dos elementos irradiadores; (b) Vista interna do modelo simulado; (c) Modelo construído, com destaque para suas dimensões; (d) Vista inferior do conjunto construído, destacando os pontos de alimentação. | 44 |
| Fig. 4.13 | Coeficiente de reflexão medido de cada antena do arranjo excitada individualmente e do arranjo com todos os elementos excitados simultaneamente por correntes idênticas. | 44 |
| Fig. 4.14 | Diagrama de irradiação 3D: (a) com apenas um elemento excitado; (b) com todos os elementos excitados simultaneamente. Diagrama de irradiação simulado e medido no plano perpendicular aos braços dos dipolos: (c) Com um elemento alimentado por vez; (d) Com todos os elementos alimentados simultaneamente. | 46 |
| Fig. 4.15 | Diagramas de irradiação simulados e medidos no plano paralelo aos braços dos dipolos: (a) Com apenas um elemento excitado; (b) Com todos os elementos excitados simultaneamente. | 46 |
| Fig. 4.16 | Instalação RoF para as medições da reconfiguração do diagrama de irradiação. | 47 |
| Fig. 4.17 | Configuração para as medições da segunda reconfiguração do diagrama de irradiação. | 48 |
| Fig. 4.18 | Reconfiguração do diagrama de irradiação do arranjo de dipolos no plano perpendicular aos braços dos dipolos, com destaques para os resultados medidos apenas no domínio elétrico e com a instalação RoF. | 49 |

Lista de Abreviaturas e Siglas

| | |
|-------------------|--|
| BER | <i>Bit Error Rate</i> – Taxa de erro de bit |
| HFSS [®] | <i>High Frequency Structural Simulator</i> – Simulador estrutural de alta frequência |
| HPCF | <i>Hybrid Photonic Crystal Fiber</i> – Fibra de cristal fotônico híbrida |
| MMF | <i>Multi-mode Fiber</i> – Fibra multimodo |
| PAA | <i>Phased Antenna Array</i> – Arranjo de antenas faseadas |
| PBG | <i>Photonic Bandgap</i> – Banda proibida fotônica |
| PDL | <i>Polarization Dependent Loss</i> – Perda dependente da polarização |
| PCF | <i>Photonic Crystal Fiber</i> – Fibra de cristal fotônico |
| RF | Radiofrequência |
| RoF | <i>Radio Over Fiber</i> – Rádio sobre fibra |
| SA | <i>Spectrum analyzer</i> – Analisador de espectro |
| SMF | <i>Single-mode Fiber</i> – Fibra monomodo |
| SNR | <i>Signal-to-noise ratio</i> – Relação sinal-ruído |
| TTD | <i>True Time Delay</i> – Atraso de tempo real |
| VNA | <i>Vector Network Analyser</i> – Analisador vetorial de rede |

Lista de Símbolos

| | |
|------------------------|---|
| a | Comprimento da linha de alimentação da antena. |
| A_{eff} | Área efetiva do núcleo da fibra |
| b | Largura da linha de alimentação da antena |
| $\cos\gamma$ | cosseno diretor do arranjo de antenas |
| E | Campo elétrico |
| E_{θ} | Plano do campo elétrico |
| E_t | Campo total irradiado |
| Ed_1 | Diagrama de irradiação de um elemento do arranjo de antenas |
| H | Campo magnético |
| H_{ϕ} | Plano do campo magnético |
| h | Espessura do substrato |
| $I_{\text{máx}}$ | Valor de pico da corrente |
| K_o | Fator de fase no espaço livre |
| L | Comprimento de cada braço do dipolo |
| n | Coefficiente de refração |
| n_2 | Coefficiente de segunda ordem do índice de refração |
| n' | Valor final do índice de refração |
| P | Potência |
| r | Distância entre dois pontos |
| S_{11} | Coefficiente de reflexão |
| Z_0 | Impedância característica |
| θ | Ângulo de elevação no plano de coordenadas |
| θ_d | Ângulo de elevação em relação ao eixo da antena |
| ϕ | Ângulo de azimute no plano de coordenadas |
| ϵ_{cf} | Permissividade efetiva |
| ϵ_r | Permissividade relativa |
| λ | Comprimento da onda guiada no espaço livre |
| λ_o | Comprimento da onda eletromagnética no vácuo |
| λ_g | Comprimento de onda guiada em um meio específico |
| η | Impedância intrínseca do meio |

Resumo

Patrício, S. C. Arranjo de Antenas Impressas com Diagrama de Irradiação Reconfigurável por Fibras de Cristais Fotônicos Híbridas. Santa Rita do Sapucaí, 2015. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de arranjos de antenas impressas com diagramas de irradiação reconfiguráveis opticamente, na frequência de 5,8GHz. Os arranjos apresentam dimensões compactas, compatíveis com o modelo utilizado da antena. Para reconfigurar o diagrama de irradiação, emprega-se a tecnologia de rádio sobre fibra (RoF). Para este objetivo, utilizaram-se fibras de cristais fotônicos híbridas (HPCF's) para alterar as amplitudes dos sinais de excitação de cada elemento do arranjo. O controle na amplitude do sinal é feito aproveitando a elevada sensibilidade a curvaturas e/ou a forte dispersão cromática dependente do comprimento de onda das HPCF's. Na primeira configuração, montou-se um arranjo de monopolos impressos desenvolvidos com a geometria fractal, baseada no tapete de Sierpinski. Este arranjo foi projetado para um diagrama de irradiação mais diretivo na frequência de projeto e quando reconfigurado apresentasse maiores alterações na direção de máxima irradiação. Após inserir o refletor ao arranjo, demonstrou-se a melhora na diretividade, aumentando a relação sinal ruído (SNR) e diminuindo a taxa de erro de bit (BER) na recepção utilizando sinais modulados em QPSK e 16-QAM. Na segunda configuração, o arranjo foi construído com dipolos impressos, com comprimentos próximos de meio comprimento de onda na frequência de projeto.

Palavras-chave: Antenas impressas, arranjo de antenas, configuração RoF – Radio Over Fiber, HPCF – Hybrid Photonic Crystal Fiber, arranjo de antenas reconfiguráveis.

Abstract

Patrício, S. C. *Optically-controlled Printed Antenna Array with Reconfigurable Radiation Pattern by Hybrid Photonic Crystal Fibers*. Santa Rita do Sapucaí, 2015. Instituto Nacional de Telecomunicações.

This work presents the development of an optically-controlled reconfigurable antenna array at 5.8GHz frequency. The array presents compact dimensions due small dimensions of the antennas. By adjusting each element excitation current amplitude the radiation pattern control is obtained. Optically control on the element current with radio over fiber (RoF) technology is applied through hybrid photonic crystal fibers (HPCF). In this way, one can exploit the HPCF bending loss and/or strong wavelength-dependence chromatic dispersion in manipulating current amplitudes. In the first setup, it was utilized the printed antenna array based on Sierpinski carpet fractal elements. This array was projected to obtain a more directive radiation pattern and introduce changes in the maximum radiation beam direction when reconfigured. After inserting the reflector plane, it was demonstrated the improved directivity of the array increasing the signal to noise ratio (SNR) and decreasing the bit error rate (BER) at the reception by received signals with QPSK modulation and 16-QAM. In the second setup was utilized an antenna array based on three printed half-wavelength dipoles. An efficient scheme in controlling the radiation pattern of an antenna array based on photonics technology was demonstrated with almost equal measured and simulated results.

Keywords: Printed antennas, antenna array, RoF setup, HPCF, reconfigurable antenna array.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Breve histórico

A aplicação de fotônica de micro-ondas com objetivo do controle de fase em arranjos de antenas (PAA, *phased antenna array*) [1] assumiu um papel de relevância em vários sistemas de comunicações sem fio e em outras aplicações como em radares e sonares. [2]. Inicialmente, o sistema de alimentação do PAA utilizava apenas componentes elétricos para controle de fase e/ou amplitude da corrente de excitação de seus elementos. Isto gerava certo desconforto, uma vez que esse tipo de sistema é sensível ao estrabismo de feixe (*beam squint*). O estrabismo de feixe altera a direção do lobo principal do diagrama de irradiação com a frequência. Esse fenômeno limita o sistema para apenas aplicações de faixa estreita [3].

Como os sistemas atuais operam em faixa larga, é desejável que o sistema de irradiação também satisfaça esta exigência. Para isto, tem-se utilizado a formação de feixe com atraso de tempo real (*true-time delay beamforming*) [4]. Neste sistema, utilizam-se fibras ópticas como linhas de transmissão para alimentar o PAA e o sistema assume uma configuração de rádio sobre fibra (RoF), com emprego de antenas habilitadas para extensas faixas de operação [2].

Foram propostos vários modelos para o controle de fase do arranjo de antenas faseadas. Um deles utiliza cordões ópticos que alimentam as antenas com diferentes comprimentos, proporcionando diferenças de fases entre os respectivos percursos [3], [4]. Esse é um método eficiente para um arranjo de antenas faseados tendo formação do feixe com atraso de tempo real. Todavia, não permite reconfigurar o diagrama de irradiação em tempo real.

Há propostas que utilizam os atrasos diferentes para os comprimentos de ondas que se propagam nos vários caminhos das fibras ópticas que alimentam o PAA. Assim, também é possí-

vel alterar a fase dos sinais que excitam os elementos irradiadores e foram demonstrados utilizando rede de Bragg [5] e fibras com grade de prisma [6], dentre outros [7], [8].

1.2 Motivação para o desenvolvimento do trabalho

Com o aumento de usuários de serviços de telecomunicações e a necessidade de mobilidade para executar tarefas a todos os momentos e em qualquer lugar, exigiu-se constante evolução dos sistemas. A idéia é operar em faixa larga para suprir os usuários, sem dispensar a mobilidade. Assim, propôs-se a utilização de fibras ópticas em sistemas que possuam uma interface de conexão sem fio com os usuários.

Os sistemas de rádio sobre fibra (RoF) [9] satisfazem essas condições. Permitem transmissões de sinais em banda larga, provêem interface de comunicações sem fio e eliminam o efeito do estrebismo de feixe. A interface de comunicação sem fio geralmente é composta por antenas setoriais, alimentadas simultaneamente, ou uma antena com diagrama de irradiação onidirecional em um plano especificado. Ambas as montagens não só transmitem o sinal em 360° nesse plano, como também recebe interferência em toda essa região. Supondo que em dado momento não haja necessidade de transmitir e/ou receber sinais em determinadas direções, o sistema estará apenas recebendo ruído nestas direções. A consequência é a redução na relação sinal-ruído (SNR, *Signal-to-noise ratio*) da recepção.

Uma solução seria utilizar um arranjo de antenas com diagrama de irradiação reconfigurável que permita controlar as direções de atuação dos elementos irradiadores. A mesma idéia é aplicável aos processos de sensoriamento remoto, podendo ser realizado em uma ou mais regiões do espaço, simultaneamente ou não.

O presente trabalho é focalizado na primeira idéia, ou seja, busca o desenvolvimento de um arranjo de antenas controlado opticamente com o diagrama de irradiação reconfigurável. Esta alteração é assegurada pelo controle de amplitude da corrente de excitação de cada elemento utilizando a alta sensibilidade a curvaturas das fibras de cristais fotônicos híbridas (HPCF's, *hybrid photonic crystal fibers*). Ao utilizar a técnica de RoF é possível operar o sistema em longas distâncias, além de permitir interoperabilidade entre os sistemas ópticos em uma estrutura simples e de baixo peso. Procurou-se obter a reconfiguração do diagrama de irradiação, através do controle de fase no domínio óptico e em tempo real. Para o desenvolvimento, escolheu-se a frequência de 5,8GHz por ser utilizada em transmissões de dados sem fio, por não

necessitar de licenciamento e pela disponibilidade de equipamentos para esta faixa de frequências.

1.3 Estrutura da dissertação

O Capítulo 2 apresenta o estudo da tecnologia fotônica aplicada a antenas, destacando suas aplicações em arranjos de antenas faseadas (PAA) para a faixa de micro-ondas. Apresentou-se a fibra de cristais fotônicos híbridas (HPCF) e as características que interessam para utilizá-la em arranjo de antenas com diagrama de irradiação reconfigurável. No capítulo 3, apresenta-se o primeiro arranjo construído a partir de monopolos impressos desenvolvidos com a geometria fractal do tapete de Sierpinski. [10]. Foram apresentados os resultados obtidos por simulações e medidos, referentes aos coeficientes de reflexão e aos diagramas de irradiação das antenas individuais e do arranjo. Demonstrou-se a primeira tentativa de reconfigurar o diagrama de irradiação com o arranjo de monopolos. Depois, verificaram-se os resultados simulados e medidos após a inserção de um plano refletor para tornar o diagrama de irradiação mais diretivo.

O capítulo 4 aborda o desenvolvimento de dipolos impressos com comprimento total próximo de meio comprimento de onda, na frequência de 5,8GHz e os resultados dos coeficientes de reflexão e diagramas de irradiação. Apresentou-se o arranjo construído a partir dos dipolos impressos e sua evolução até o modelo final com um diagrama de irradiação reconfigurável. Esse capítulo foi concluído com os ensaios de laboratórios do segundo controle do diagrama de irradiação.

Com o auxílio do programa HFSS[®] (*High Frequency Structural Simulator*), realizaram-se as simulações das antenas e dos arranjos, extraindo os resultados para os valores do coeficiente de reflexão, os diagramas de irradiação e ganho em relação à antena isotrópica. Com o analisador vetorial de circuitos (VNA, *vector network analyzer*) e o analisador de espectro (SA, *spectrum analyzer*) mediram-se os coeficientes de reflexão e os diagramas de irradiação. Com o programa MATLAB[®], realizaram-se cálculos para auxiliar a construção do arranjo de dipolos impressos. No capítulo 5 são apresentados os comentários sobre o estudo, as conclusões mais relevantes e as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fotônica de micro-ondas aplicada a antenas

2.1 Introdução

Atualmente, *fotônica de micro-ondas* tem sido um recurso também aplicado em antenas para o controle do diagrama de irradiação. Trata-se de uma interação importante entre as tecnologias de micro-ondas, de ondas milimétricas e ópticas [2]. Vários sistemas têm sido desenvolvidos, como arranjos de antenas controladas opticamente, permitindo a interoperabilidade de equipamentos de radiofrequência e componentes ópticos. Aplicações importantes estão em sistemas de rádio sobre fibra (*RoF systems*) [11], comunicações via satélite, antenas reconfiguráveis controladas opticamente [12], dentre outros.

Em quaisquer instalações de antenas, a direção do feixe de radiação principal depende da frequência e das correntes de excitação dos elementos. [13] Muitos resultados envolvendo a fotônica de micro-ondas empregam linhas de atraso de tempo real (*TTD – True time delay lines*) para controle do diagrama de irradiação. [14]. Há também arranjos de antenas faseadas controlados opticamente que utilizam comprimento de onda seletivo com atraso de tempo real [7], entre outras soluções técnicas [3]. Com linhas TTD, é possível eliminar o estabismo do feixe, entre outras vantagens tais como baixa perda, pequeno tamanho e peso reduzido.

Um diagrama de irradiação reconfigurável sem efeitos significativos de fase é difícil de alcançar e é um objetivo desta análise. A idéia é aplicar fibras de cristais fotônicos (PCF's) [15] na manipulação da amplitude de sinal. Em particular, A HPCF pode atuar como meio de propagação altamente sensível a curvaturas, com grande birrefringência e perda dependente da polarização (PDL) [16]. A birrefringência da PCF permite a propagação do feixe óptico com uma única polarização, comportamento diferente das fibras tradicionais de tipo monomodo (SMF). Com alta sensibilidade a curvaturas, a alteração da amplitude do sinal para controle do

padrão de irradiação se torna mais simples e a PDL pode facilitar esse processo. Além disso, controlar as fases dos sinais de excitação dos elementos utilizando as HPCF's é uma vantagem, aumentando a reconfigurabilidade da matriz pela sua grande dependência da dispersão cromática em relação ao comprimento de onda.

Serão utilizados componentes ópticos e elétricos compondo um sistema de rádio sobre fibra (RoF), como na Fig. 2.1. A estrutura é composta por um transceptor RoF, um divisor de potência óptico de 1:3, fibras monomodo padrão, fibras de cristais fotônicos híbridas (HPCF's), fotodetectores PIN e um arranjo de antenas. A portadora óptica é modulada pelo sinal de radiofrequência (RF) e dividida em três caminhos com o divisor óptico, ligados a três HPCF's com comprimento de 1,3 metros. O fotodetector recupera o sinal de RF e alimentará o arranjo de antenas. Na parte destacada da Fig. 2.1, onde se encontram as HPCF's, realizam-se as alterações na amplitude do sinal. A utilização de fibras ópticas permite a operação em banda larga e baixa perda, dentre outras vantagens, como imunidade às interferências eletromagnéticas, pequenas dimensões, peso reduzido e interoperabilidade com outros sistemas ópticos.

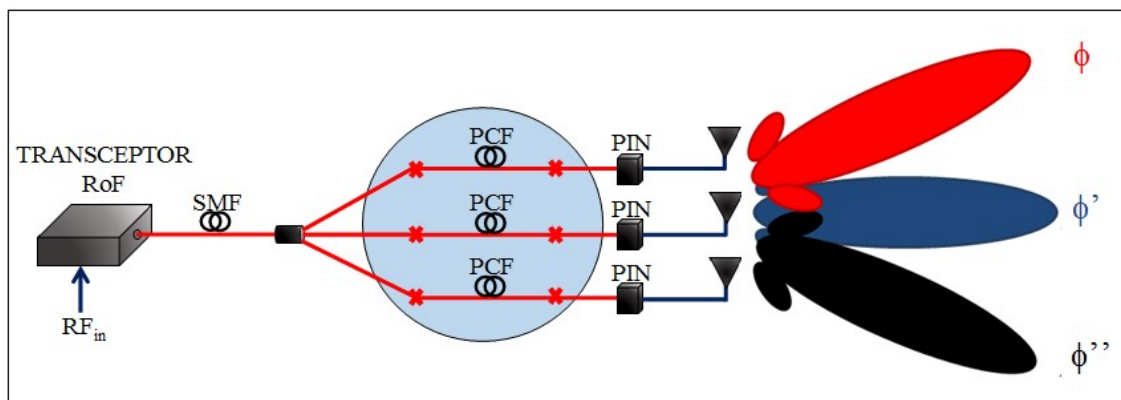


Fig. 2.1. Configuração proposta para o controle do diagrama de irradiação.

2.2 Fibra de cristais fotônicos híbrida

A fibra de cristais fotônicos pode guiar o feixe óptico de duas maneiras, dependendo do processo de fabricação e dos materiais utilizados. A transmissão pode ser por reflexão interna total ou através do guiamento por banda proibida fotônica (*photonic bandgap*). A banda proibida fotônica é a região em que determinada faixa de frequências pode ser guiada no núcleo da fibra e qualquer frequência fora desta região não se propaga. Na região da banda proibida fo-

tônica, existem frequências em que o feixe óptico propaga-se com menores perdas. Portanto, a capacidade de condução de luz na fibra óptica varia com a frequência [17], [18].

Na transmissão por reflexão interna total, é possível a propagação de vários comprimentos de onda pelo núcleo, com pequena atenuação, pois a PCF é desenvolvida de forma que seu núcleo tenha índice de refração maior que o revestimento. Geralmente, o núcleo é composto por sílica pura e revestido por vários orifícios de ar formados no meio original de sílica, conforme a Fig.2.2(a). Esta transmissão é semelhante à das fibras comuns de tipo monomodo ou multimodo (SMF e MMF). A diferença é que em PCF's o salto de índice de refração pode ser maior, aumentando o confinamento do feixe óptico em seu núcleo. Costuma ser identificada como fibra *PCF baseada em reflexão interna total (Index guiding PCF)*.

Em PCF's com o índice de refração do núcleo menor que o do revestimento, a transmissão é realizada por meio da banda proibida fotônica, razão de sua designação comum: *fibra de banda proibida fotônica (PBGF, photonic bandgap fiber)*. Nesta fibra, o núcleo é composto de sílica pura, rodeado por vários bastões de sílica dopada com germânio (Fig. 2.2(b)) [19], [20]. A propagação ocorre em comprimentos de onda específicos, determinados para cada modelo. Os comprimentos de onda que se encontram na banda proibida propagam-se e os demais se perdem ao longo da fibra [21].

A combinação destes dois modelos resulta na PCF híbrida (HPCF, *hybrid photonic crystal fiber*) utilizada neste desenvolvimento. Neste modelo, o núcleo é composto por sílica pura, rodeado por orifícios de ar em um padrão hexagonal e em um de seus eixos, uma linha de orifícios de ar é substituída por bastões de germânio (Fig. 2.2(c)) [16]. No modelo empregado, tem-se núcleo de $9\mu\text{m}$ e casca de $154\mu\text{m}$. Foram realizadas as fusões para conectorizar os trechos de HPCF's às fibras monomodo padrão (SMF), com conectores SC-APC. A SMF possui núcleo com diâmetro entre $6\mu\text{m}$ e $10\mu\text{m}$ e casca de $125\mu\text{m}$. Os cordões ópticos ficaram com aproximadamente 1,3m de comprimento e atenuações próximas de 6dB. Esta elevada atenuação (comparada à das fibras comuns) é devida à fusão de fibras com núcleos de diâmetros diferentes, que ocasionou perda de aproximadamente 3dB em cada local de fusão.

A HPCF permite a transmissão do feixe óptico de duas maneiras. Tomando por referência o sistema de coordenadas da Fig. 2.2(c), ao longo de y , o sinal propaga-se por reflexão interna total, como em PCF's de índice guiado, porque o índice de refração do núcleo é maior que o

do meio com os orifícios de ar. Ao longo do eixo x , como o índice de refração do núcleo é menor que o dos bastões de germânio, ocorre à transmissão apenas em comprimentos de ondas especificados pela banda proibida fotônica, conforme a Fig. 2.3. Com esta característica, a fibra introduz uma perda dependente da polarização (PDL, *polarization dependent loss*). Logo, acarreta mudança na atenuação do feixe guiado à medida que altera a polarização. Essas características fazem esta fibra altamente birrefringente, ao contrário das fibras comuns em que a transmissão do feixe óptico independe da polarização. A menor atenuação ocorre quando o sinal estiver polarizado em x e cresce à medida que a polarização do feixe óptico tender para o eixo y , onde se tem a máxima perda na transmissão. Dependendo do comprimento de onda, este acréscimo de perda pode chegar até 40dB. (Fig. 2.3). Neste modelo, com comprimento de aproximadamente um metro de fibra retilínea, a luz concentra-se em seu núcleo, com pequena reflexão nos bastões de sílica dopada com germânio, como na Fig. 2.4.

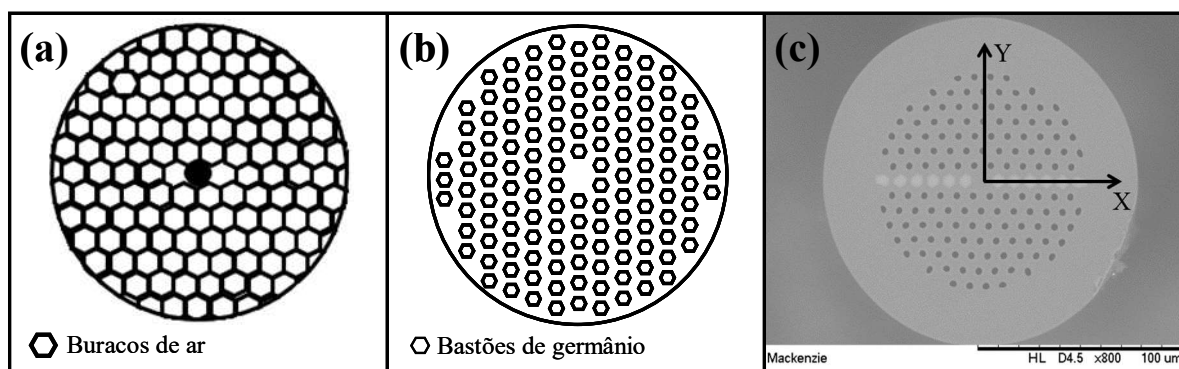


Fig. 2.2. Perfil das fibras de cristais fotônicos (PCF's): (a) PCF baseada em reflexão interna total (Index guiding PCF); (b) PCF de banda proibida fotônica (All-solid PBGF); (c) PCF híbrida (hybrid PCF).

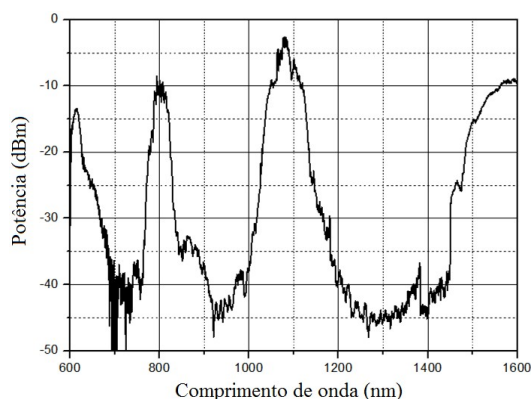


Fig. 2.3. Banda proibida fotônica da HPCF (bandgap).

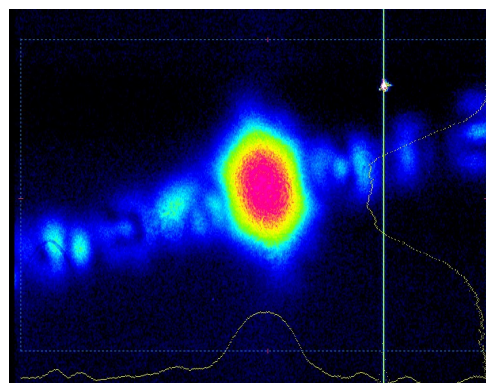


Fig. 2.4. Feixe óptico na saída do núcleo da HPCF.

Esta nova tecnologia de fibras apresenta outros graus de liberdade em termos de orientação da luz, diferentemente das fibras tradicionais. Alguns efeitos responsáveis por perdas, como não-linearidade, dispersão cromática, dispersão por modo de polarização, decorrem dos materiais utilizados e imperfeições no processo de fabricação. Os efeitos não-lineares, por exemplo, estão relacionados ao índice de refração e sua alteração pode causar ou agravar esses resultados. Sua influência é função do coeficiente de não-linearidade

$$\gamma = \frac{k_0 n_2}{A_{eff}} \quad (2.1)$$

onde n_2 é o coeficiente de segunda ordem do índice de refração, A_{eff} é a área efetiva do núcleo da fibra e k_0 é o número de onda considerando a propagação no espaço livre, isto é, $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, sendo λ_0 o comprimento de onda do feixe guiado no vácuo.

Quando o diâmetro do núcleo for muito pequeno, mesmo para valores usuais de feixe óptico guiado, tem-se elevada densidade de potência no núcleo da fibra. Assim, o seu índice de refração final inclui os efeitos da potência guiada, surgindo parcelas de ordens superiores na avaliação do índice de refração. Levando em conta a influência até segunda ordem, o índice final inclui os efeitos do coeficiente n_2 , de maneira que o valor total n' fica descrito como

$$n' = n + n_2 \frac{P}{A_{eff}} \quad (2.2)$$

onde P é a potência do feixe óptico guiado e n é a parte linear do índice de refração, correspondente ao valor para pequenas potências aplicadas. A influência da não-linearidade será tanto maior quanto maior for a potência óptica aplicada e menor for a área efetiva. O aumento na área efetiva não é solução usual, uma vez que implica aumentar o diâmetro do núcleo e, conseqüentemente, aumentar a quantidade de modos guiados.

A PCF apresenta vantagem de admitir melhor controle sobre o índice de refração. Em fibras convencionais, conseguem-se índices com alterações entre 1% e 2% e nas fibras com materiais fotônicos são possíveis alterações até da ordem de 40%, permitindo pequenos ou grandes efeitos não-lineares. Outra característica de relevância é a possibilidade de gerenciamento da dispersão cromática, com efeitos significativos na dispersão final na transmissão [15].

2.3 Comentários sobre o capítulo

Foram apresentados alguns modelos de fibras ópticas, com transmissão do feixe óptico por reflexão interna total e/ou por banda proibida fotônica. Utilizaram-se fibras de cristais fotônicos híbridas (HPCF) por possuírem alta birrefringência, grande dispersão cromática dependente do comprimento de onda, perda dependente da polarização (PDL) e alta sensibilidade a curvaturas. Uma HPCF pode guiar o feixe óptico tanto por reflexão interna total quanto por banda proibida fotônica. Essas características ajudam a alterar a amplitude da corrente de excitação dos elementos do arranjo de antenas, ainda no domínio óptico, sendo a alta sensibilidade a curvaturas a principal característica a ser explorada.

Capítulo 3

Arranjo de monopolos impressos

3.1 Introdução

O uso de antenas impressas em sistemas de telecomunicações é uma alternativa com pequenas dimensões e fabricação de baixo custo. No entanto, normalmente prevê uma operação em faixa estreita de frequências. A geometria fractal baseada no tapete de Sierpinski combinado com alguns ajustes permite operação em faixa larga, como o exigido em diferentes sistemas de micro-ondas. A aplicação desta geometria na fabricação de antenas impressas permite alterar suas frequências de ressonância, a largura de faixa de operação em torno de cada frequência de ressonância e garante o funcionamento em grande largura de banda [22].

Uma antena de microfita construída com técnicas de geometria fractal aplica uma seqüência de interações e cada uma é responsável por alterar as propriedades eletromagnéticas da antena. Por exemplo, além de obter uma mudança na faixa de operação, com novas frequências de ressonância, pode ser realizado algum controle de ganho em função da frequência. Além disso, com um projeto adequado, pode apresentar rejeição de um sinal espúrio em uma frequência específica, com objetivo de suprimir alguma interferência [23].

Um arranjo de antenas é uma associação de dois ou mais elementos irradiantes que permite controle sobre várias características de emissão ou de recepção, como a diretividade, a abertura de feixe, o ganho, o diagrama de irradiação, dentre outros [24]. Os elementos do arranjo e suas separações podem ser ou não iguais, dependendo dos resultados desejados e do tipo de arranjo projetado. Em um meio isotrópico, homogêneo e linear, o comportamento final é a superposição dos desempenhos dos elementos individuais e o diagrama de irradiação resultante pode favorecer uma região ou uma direção em particular [13]. Este trabalho trata de um

arranjo linear não uniforme com elementos idênticos e igualmente espaçados, alimentados por corrente de mesma fase e amplitude.

3.2 Simulação do arranjo de monopolos

Os ensaios e simulações no programa HFSS[®] [25], admitiram os elementos alimentados por corrente de mesma amplitude e mesma fase, para se dispor de um comportamento inicial como referência. Posteriormente, foram feitas alterações nas fases e nas amplitudes das correntes, com o intuito de modificar o diagrama de irradiação. A Fig. 3.1, ilustra o modelo da antena utilizada na montagem do arranjo, com suas respectivas dimensões.

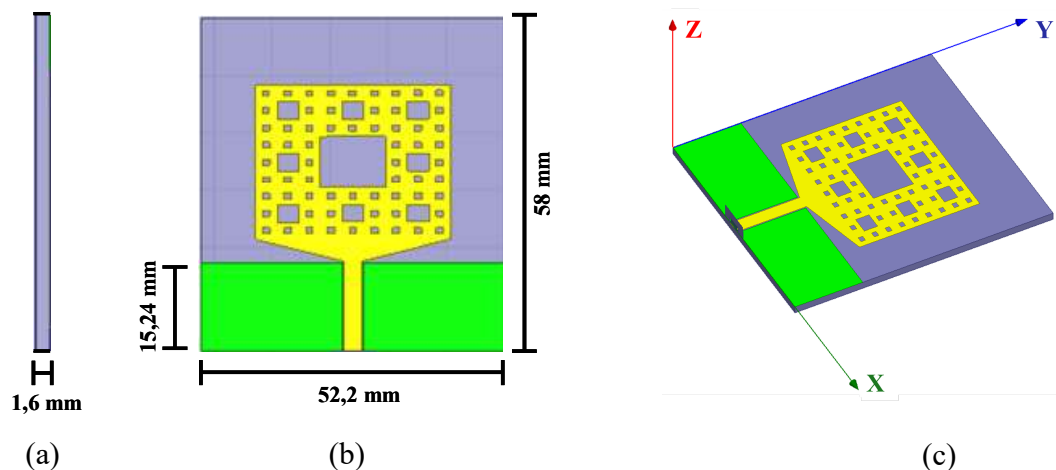


Fig. 3.1. Monopolo impresso desenvolvido com a geometria fractal conhecida como tapete de Sierpinski: (a) Vista lateral; (b) Vista frontal; (c) Posição da antena no sistema de coordenadas.

O monopolo impresso [22] utilizado na montagem do arranjo foi desenvolvido no Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL) [26] com a geometria fractal conhecida como tapete de Sierpinski. A frequência de operação neste trabalho é de 5,8 GHz e o diagrama de irradiação 3D simulado com o HFSS[®] é observado na Fig. 3.2. Considerou-se aceitável um coeficiente de reflexão inferior a -10dB por apresentar perda por reflexão inferior a 10%. A antena apresenta desempenho adequado no que concerne ao coeficiente de reflexão na faixa entre 2GHz e 20GHz, como mostra a Fig. 3.3. As discrepâncias entre as curvas dos coeficientes de reflexão medidos e simulados são devidas a fatores como os relacionados ao processo de fabricação dos monopolos e ao comportamento do conector SMA empregado. Na fabricação, a

espessura do laminado, politetrafluoretileno (PTFE) do modelo Arlon DiClad 880[®] com $\epsilon_r = 2,2$ [27], foi reduzida para aproximadamente 1,56mm e o conector SMA disponível estava previsto para frequências inferiores a 18GHz. A Fig. 3.4, apresenta os diagramas de irradiação simulados no plano z-y (a) com $\phi = 90^\circ$ e θ variando de 0 a 360° e no plano x-y (b) com $\theta = 90^\circ$ e ϕ variando de 0 a 360° .

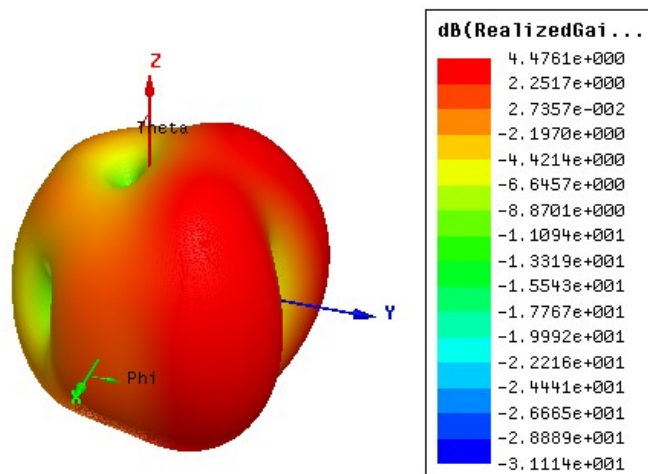


Fig. 3.2. Diagrama de irradiação 3D da antena em 5,8GHz localizada no plano x-y, conforme a orientação da Fig. 3.1.

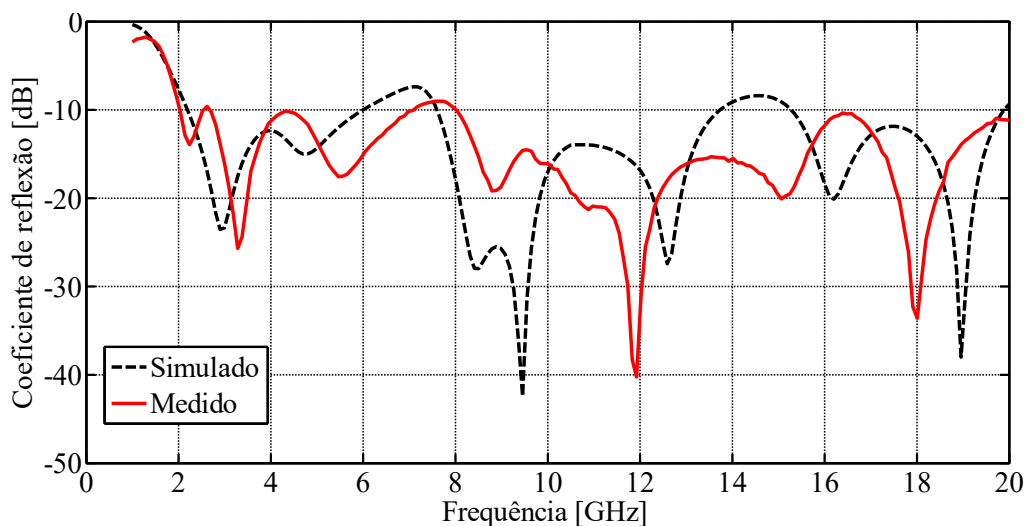


Fig. 3.3. Coeficiente de reflexão simulado e medido do monopolo impresso.

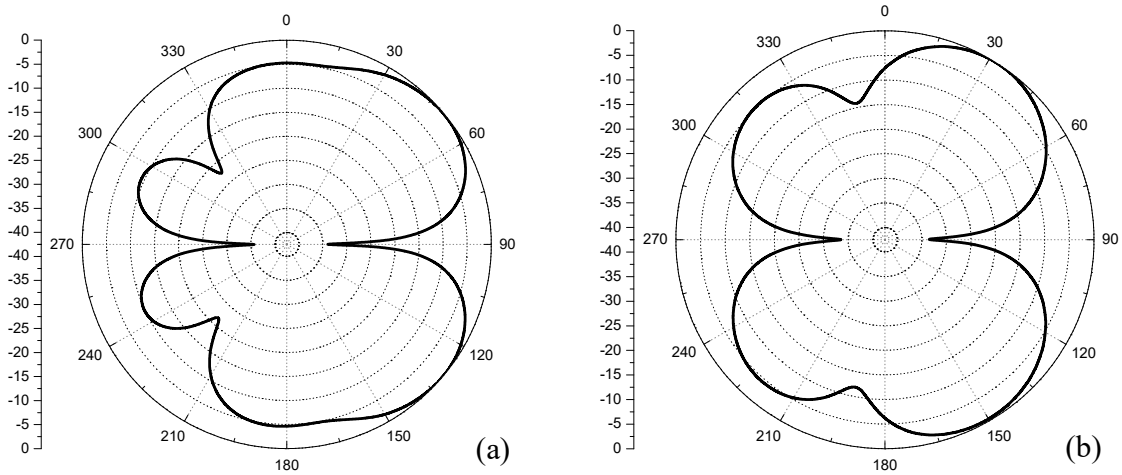


Fig. 3.4. Diagramas de irradiação simulados do monopolo impresso: (a) No plano x - y ; (b) No plano z - y .

O arranjo [24] foi feito com três elementos empilhados ao longo do eixo z , como na Fig. 3.5, afastados de $\lambda_0/2$. Considerou-se o conector SMA na simulação para aproximar os resultados dos que possivelmente seriam encontrados nas medições. Na Fig. 3.6, tem-se o diagrama de irradiação em 3D e seu respectivo ganho obtidos por simulações, com os elementos alimentados por correntes de mesma amplitude e mesma fase. O valor máximo obtido foi de aproximadamente 10dBi, relativo a um diagrama de irradiação mais diretivo. Para levantamento dos diagramas, especificaram-se alguns planos. Assim, adotou-se $\theta = 90^\circ$ e variou-se $0 \leq \phi \leq 360^\circ$ para a descrição no plano x - y . (Fig. 3.7(a)). Para o plano z - y , definiu-se $\phi = 90^\circ$ e efetuou-se a cobertura no intervalo $0 \leq \theta \leq 360^\circ$, como na Fig. 3.7(b).

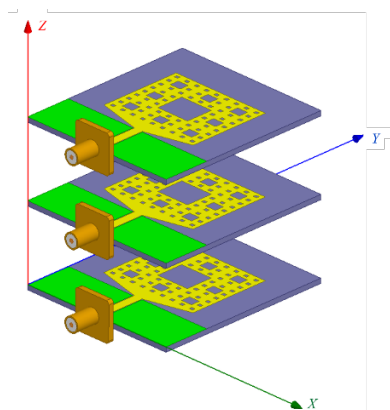


Fig. 3.5. Arranjo de três elementos empilhados.

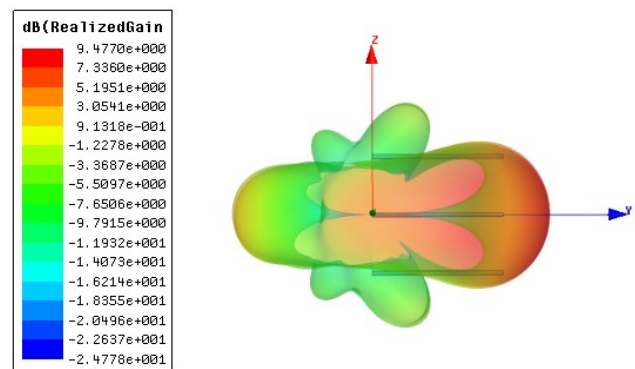


Fig. 3.6. Diagrama de irradiação 3D do arranjo de antenas empilhadas simulado em 5,8GHz.

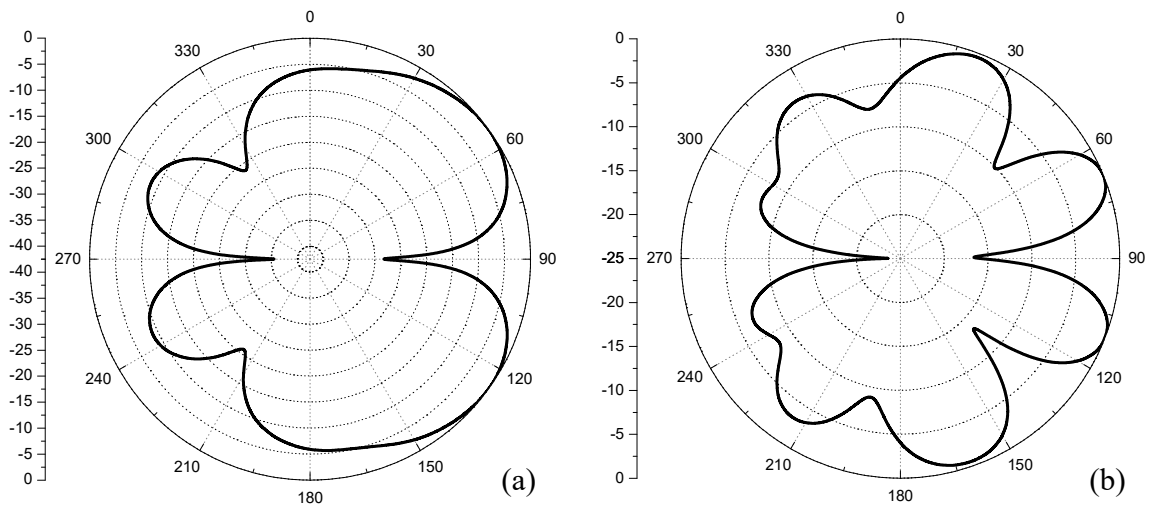


Fig. 3.7. Diagrama de irradiação 2D simulado do arranjo de três elementos empilhados: (a) No plano x-y; (b) No plano z-y.

3.3 Ensaios do arranjo de monopolos

Os elementos irradiadores foram construídos com o laminado especificado na simulação (PTFE com $\epsilon_r = 2,2$). Esse material é conveniente por ser apropriado para altas frequências, com pequeno fator de perda. Os irradiadores são idênticos ao modelo estudado na simulação, seguindo a separação já mencionada (Fig. 3.8). Com a aplicação do programa HFSS[®], obteve-se o coeficiente de reflexão teórico de cada elemento empregado e com o analisador vetorial de circuitos E5071C-4K5 da Agilent[®] [28], mediu-se o valor correspondente. As medições de cada elemento foram realizadas mantendo os outros no arranjo atuando como elementos parasitas. Os resultados estão na Fig. 3.9, com os elementos numerados conforme a Fig. 3.8. Em 5,8GHz, o coeficiente de reflexão calculado foi de $-10,2\text{dB}$ e os medidos para todos os componentes do arranjo foram inferiores a -17dB . Considerando aceitável um valor menor do que -10dB , esses elementos apresentaram desempenhos adequados entre 5,0GHz e 6,6GHz. As discrepâncias entre as curvas devem-se às imperfeições na fabricação dos monopolos, à soldagem dos conectores SMA, o material utilizado para sustentar o arranjo e influências das impedâncias mútuas entre as antenas.

Os valores do coeficiente de reflexão medidos e simulados para o arranjo completo estão na Fig. 3.10, com os elementos tendo excitação uniforme com correntes de mesma amplitude e mesma fase, obtidas a partir de um divisor de potência. Esse divisor apresentava resultados

confiáveis na faixa de 2.4GHz a 6,0GHz. O arranjo apresentou desempenho adequado na faixa medida de 5GHz a 6,1GHz e em 5,8GHz o coeficiente de reflexão medido foi $-17,4\text{dB}$. Também ocorreu uma discrepância entre os resultados para o arranjo em relação aos previstos na simulação. Todavia, os valores máximos da curva medida coincidem com a simulação. Com o analisador vetorial de circuitos E5071C-4K5 da Agilent[®], mediu-se a impedância de entrada do arranjo com as partes real e imaginária mostradas na Fig. 3.11. Em 5,8GHz, frequência de interesse neste projeto, o valor encontrado foi de $(38,7 + i 0,30)\Omega$, aproximadamente.

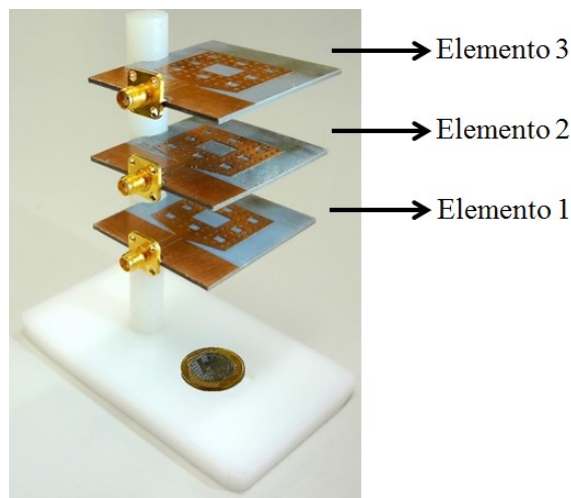


Fig. 3.8. Protótipo do arranjo de antenas empilhadas.

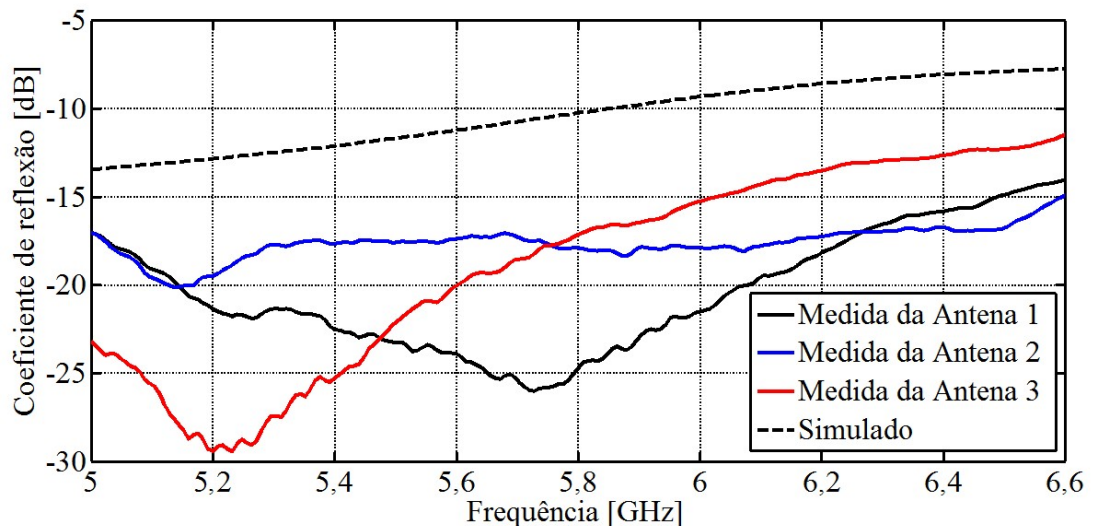


Fig. 3.9. Coeficiente de reflexão simulado e medido de cada elemento do arranjo. Os resultados medidos foram obtidos mantendo todos os elementos no arranjo.

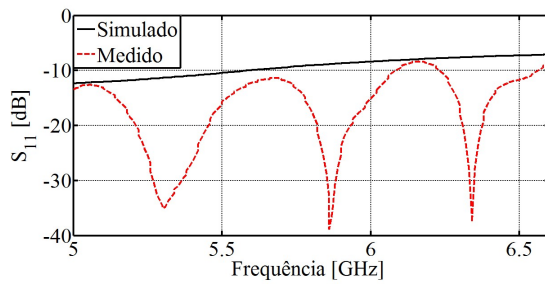


Fig. 3.10. Coeficiente de reflexão simulado e medido do arranjo de antenas empilhadas alimentadas por correntes de mesma amplitude e mesma fase.

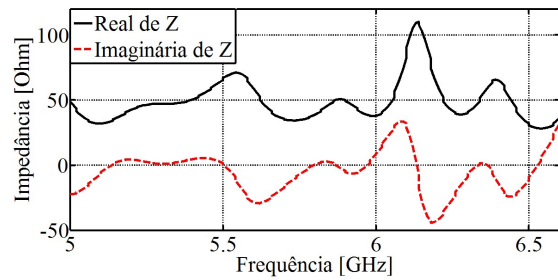


Fig. 3.11. Impedância de entrada medida do arranjo de antenas empilhadas alimentadas por correntes de mesma amplitude e mesma fase.

Para medir os diagramas de irradiação nos planos especificados, utilizou-se o multimetror BTS Master MT8222B da Anritsu[®] [29] no modo de gerador de sinal, conectado à antena HyperLOG 60100 Aaronia AG[®] [30] para transmissão. O sinal foi transmitido em 5,8GHz em uma região com obstáculos esparsos, de modo que as condições ficassem próximas do espaço aberto. Com o arranjo de antenas atuando na recepção, conectada ao analisador portátil N9914A da Agilent[®] [31], no modo de analisador de espectro, mediu-se o sinal captado. O arranjo foi conectado a um divisor de potência 4:1, com uma carga de 50Ω em um dos acessos para garantir o casamento de impedância, como na Fig. 3.10 e na Fig. 3.11. A faixa de operação do divisor de potência utilizado é de 2,4GHz à 6GHz e resultados fora desta faixa não são confiáveis. A montagem para a medição do diagrama de irradiação está na Fig. 3.12. Os diagramas de irradiação no plano horizontal ($\theta = 90^\circ$ e ϕ variando de 0 a 360°) e no plano vertical ($\phi = 90^\circ$ e θ variando de 0 a 360°), simulados e medidos são observados na Fig. 3.13. Uma das causas de pequenas disparidades entre as curvas são as possíveis reflexões no local onde foram realizadas as medições, influências dos cabos, dos conectores e de outros componentes.



Fig. 3.12. Montagem para medir o diagrama de irradiação do arranjo de antenas empilhadas.

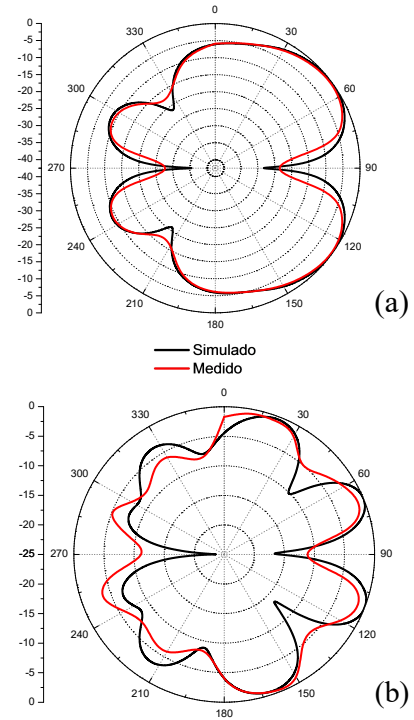


Fig. 3.13. Diagrama de irradiação simulado e medido em 5,8GHz: (a) No plano horizontal; (b) No plano vertical.

3.4 Simulações do controle do diagrama de irradiação

Foram realizadas simulações ajustando as amplitudes dos sinais de cada elemento do arranjo. A idéia era dispor de outro recurso para o controle do diagrama de irradiação e os resultados previstos estão na Fig. 3.14. Excitando os elementos com correntes de mesma amplitude, tem-se o diagrama 1. Com o elemento 2 excitado por corrente especificada e os elementos 1 e 3 excitados por correntes iguais a 25% deste valor, tem-se o diagrama 2. Para descrição do diagrama 3, excitaram-se apenas os elementos 1 e 3 por correntes de mesma amplitude e o irradiador central ficou como elemento parasita. No plano paralelo ao plano dos monopolos (x - y), com $\theta = 90^\circ$ e ϕ variando de 0 a 360° , a modificação do diagrama foi pequena, como na Fig. 3.14 (a). A alteração é mais acentuada em um dos planos transversais ao plano dos monopolos (z - y), isto é, com $\phi = 90^\circ$ e θ variando de 0 a 360° , como na Fig. 3.14 (b). A modificação mais significativa ocorre no plano z - y devido à disposição do arranjo com os elementos em x - y , empilhados ao longo do eixo z . Para uma montagem com os elementos em z - x , empilhados ao longo de x , o diagrama passa a sofrer alterações significativas no plano x - y .

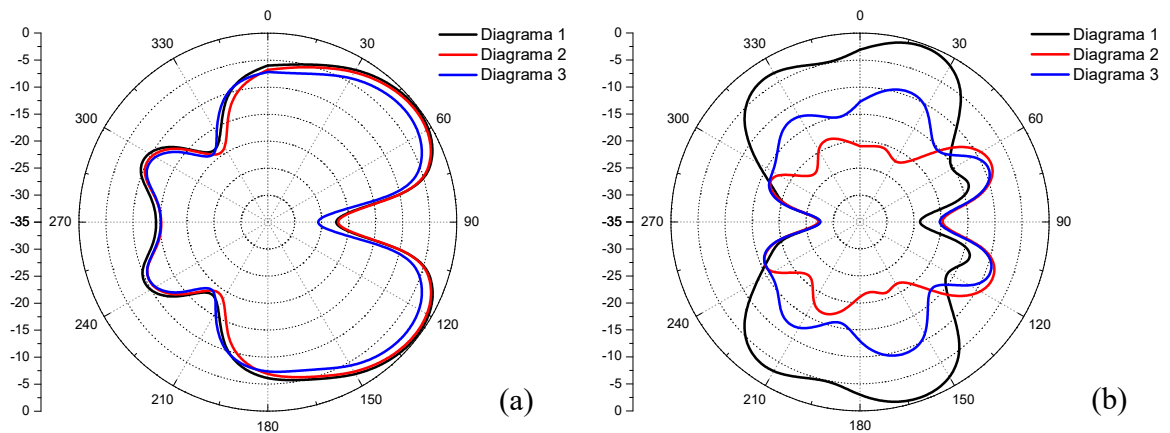


Fig. 3.14. Controle do diagrama de irradiação simulado em 5,8GHz: (a) No plano $x-y$; (b) No plano $z-y$.

Realizaram-se simulações alterando a amplitude e a fase da corrente de excitação de cada elemento para se obter um diagrama mais diretivo e reduzir os lobos secundários. A combinação que resultou em menores lobos secundários, conforme as Fig. 3.15 e Fig. 3.16, foi com o primeiro elemento excitado por corrente de amplitude igual a 40% da corrente especificada, o segundo elemento com corrente de amplitude especificada e defasada de 30° em relação ao primeiro e o terceiro com corrente de amplitude igual a 40% da corrente especificada e defasada de 30° em relação ao primeiro e em fase com o segundo. A Fig. 3.15 mostra o arranjo de antenas e o resultado do diagrama em três dimensões, com o ganho máximo de aproximadamente 9dBi. Na Fig. 3.16, estão os diagramas nos planos $x-y$ e $z-y$, partes (a) e (b), respectivamente. No plano azimutal ($z-y$) houve redução de até 13dB nos valores máximos dos lobos laterais, se comparados ao arranjo com os elementos alimentados por correntes idênticas. Houve redução também em um dos lobos traseiros.

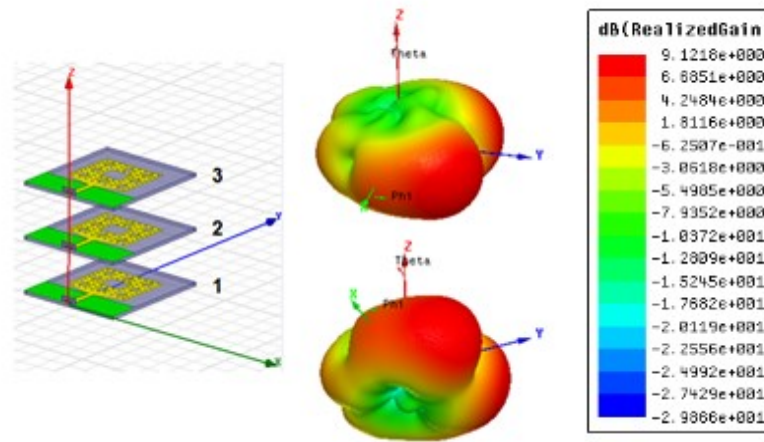


Fig. 3.15. Diagramas de irradiação 3D do arranjo de três elementos empilhados com variação na fase e na amplitude da corrente de excitação dos elementos.

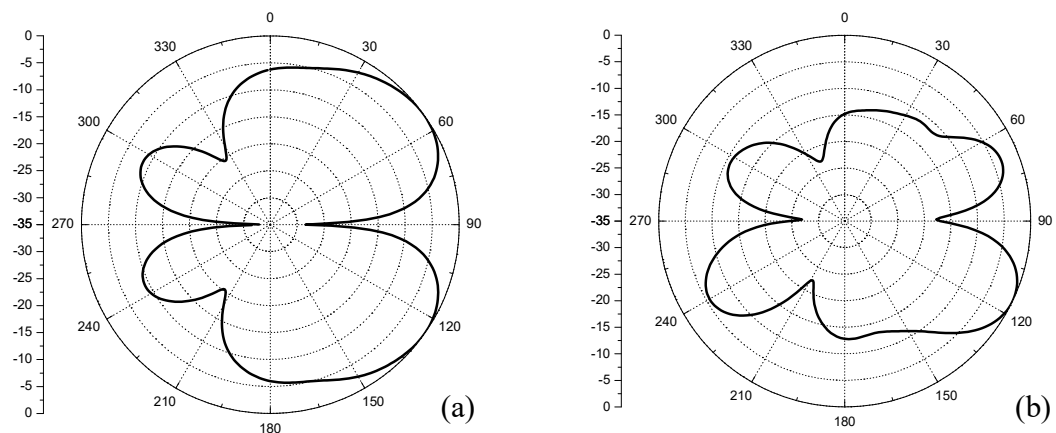


Fig. 3.16. Diagramas de irradiação do arranjo de três elementos empilhados obtidos por simulação com variação na fase e na amplitude das correntes de excitação dos elementos: (a) Diagrama no plano x-y com $\theta=90^\circ$; $0 \leq \phi \leq 360^\circ$; (b) Diagrama no plano z-y com $\phi=90^\circ$ e $0 \leq \theta \leq 360^\circ$.

3.5. Ensaio do primeiro controle do diagrama de irradiação

Para estes ensaios, utilizou-se a montagem da Fig. 3.17. Conforme as indicações da instalação mostrada na Fig. 3.18, o sinal foi gerado pelo multimetror BTS Master MT8222B da Anritsu[®] (1) e inserido no transceptor do feixe óptico a ser utilizado na transmissão RoF (3). O nível do sinal de RF aplicado ao transceptor foi de -5dBm em $5,8\text{GHz}$ e o comprimento de onda da portadora óptica é de 1550nm . Foi necessário o emprego de um amplificador de fibra

dopada com érbio (EDFA) (2) porque se desejava detectar na saída da instalação uma potência entre 0dBm (1mW) e 3dBm (2mW). O amplificador foi ajustado para compensar as perdas ao longo da montagem e oferecer o ganho extra que permita cumprir as exigências do processo. A adequação do nível do sinal poderia ser feita no domínio elétrico, após a detecção do feixe óptico modulado. Optou-se pelo amplificador óptico por sua possibilidade de apresentar ganho mais elevado e menor figura de ruído. A potência do sinal óptico na saída do transceptor e na entrada do amplificador é de 2dBm e o amplificador utilizado provê ganho de até 35dB.

O divisor de potência óptico apresentava perda de 6dB, assim como os trechos de HPCF (4). Acrescentam-se as atenuações dos cordões SMF, das conexões e das emendas, resultando em uma perda total de aproximadamente 16dB. Desta forma, ajustou-se o ganho do amplificador para fornecer um sinal com nível máximo de 3dBm na entrada dos fotodetectores (6). Levando em conta que as HPCF's têm elevadas perdas em suas curvaturas, garantiu-se que esses componentes ficassem em condições retilíneas e todo o sistema foi ajustado para que não se ultrapassasse o limite máximo de potência especificado para os fotodetectores, que é de aproximadamente 5dBm.

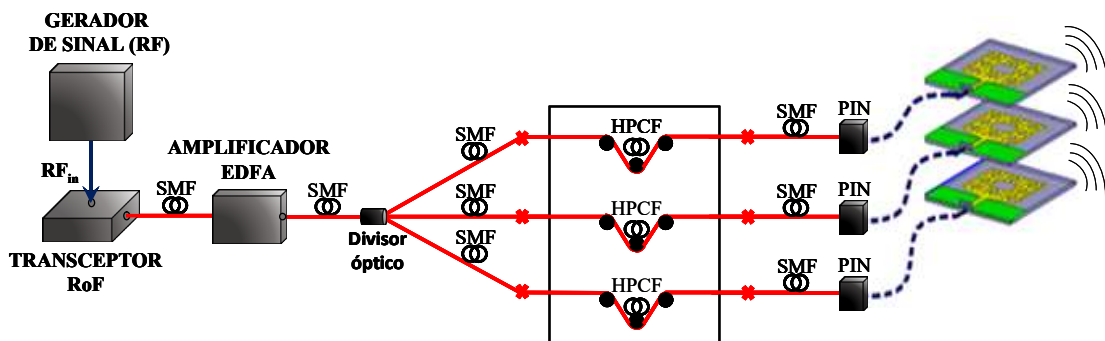


Fig. 3.17. Configuração utilizada nos ensaios do controle do diagrama de irradiação.

Para alterar a amplitude do sinal de excitação de cada antena, utilizou-se um pequeno sistema (4) desenvolvido no Laboratório de Acesso Convergente Óptico e Sem Fio do Inatel (WOCA). A mudança na polarização modifica a amplitude do sinal óptico por causa da perda dependente da polarização (PDL) e da perda por curvatura introduzida por esse sistema. Neste modelo de HPCF, o efeito da PDL é pequeno no comprimento de onda utilizado (1550nm) e é considerado irrelevante. Desta maneira, prevalece o efeito da perda por curvatura. Com o ajuste adequado, a atenuação total na HPCF pode chegar a 20dB. Após esse processamento, que

inclui as alterações nas amplitudes, os feixes ópticos são fotodetectados e o sinal elétrico alimenta o arranjo de antenas, proporcionando o controle do diagrama de irradiação.

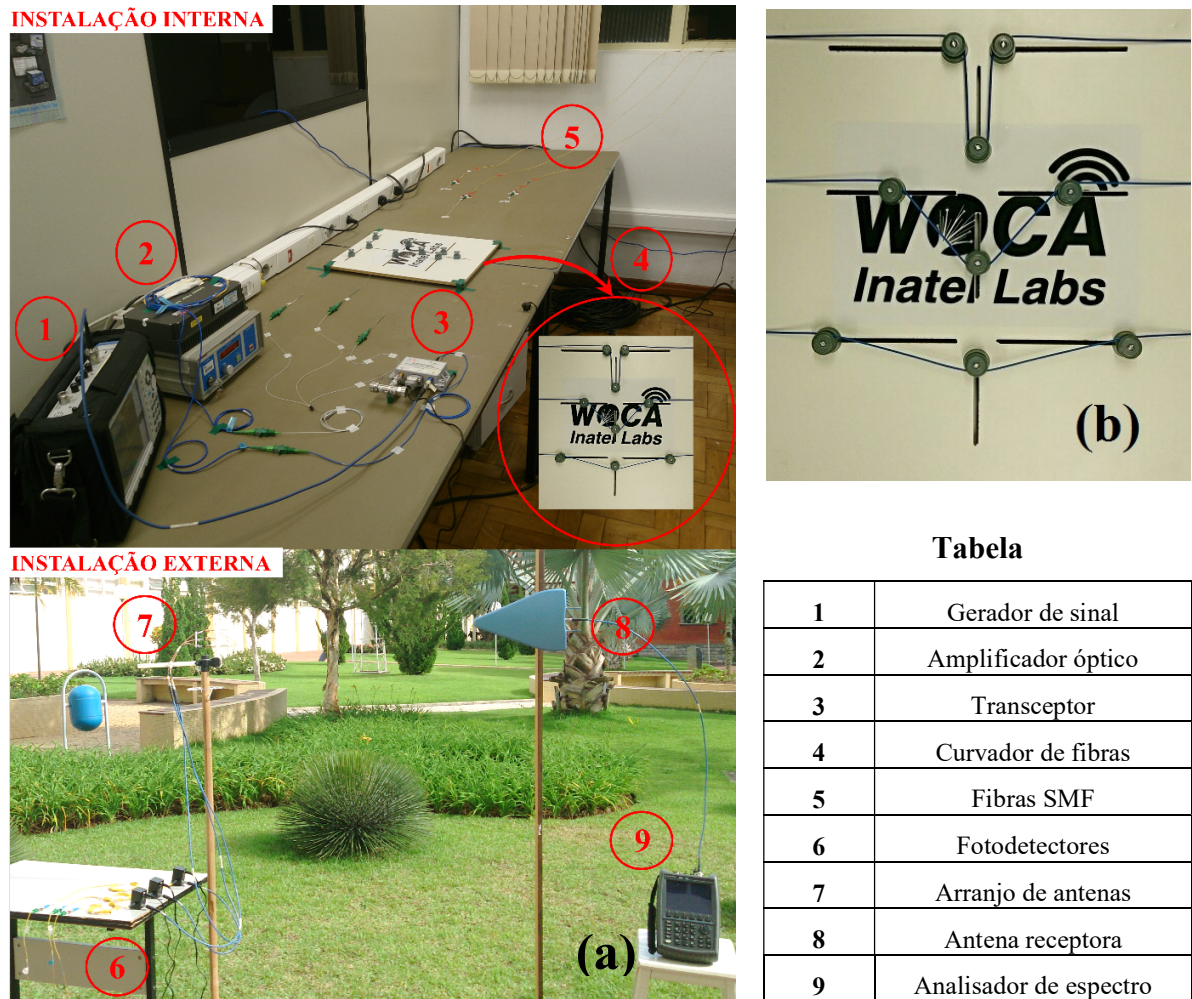


Fig. 3.18. (a) Configuração para as medições da reconfiguração do diagrama de irradiação. (b) Componente utilizado para introduzir curvaturas às HPCF's. A tabela apresenta os componentes utilizados.

A montagem do sistema de transmissão RoF foi realizado no laboratório WOCA (instalação interna) e as antenas transmissora e receptora foram instaladas fora no laboratório. Realizaram-se as medições em um local com obstáculos esparsos, aproximando das condições de transmissão no espaço livre. O arranjo de antenas atua como elemento transmissor (7) e a montagem externa está conectada ao sistema RoF através de fibras SMF com comprimentos de 15 metros (5). O sinal de RF irradiado pelo arranjo de antenas foi recebido pela antena HyperLOG 60100 Aaronia AG[®] (8) ligada ao analisador portátil N9914A da Agilent[®] (9). O sinal

recebido apresentava uma potência próxima de -70dBm . Este sinal foi recebido sem a necessidade de amplificadores elétricos e com as antenas de transmissão e recepção separadas de aproximadamente um metro. Essa distância foi suficiente para colocar a antena de referência na região de irradiação da antena em teste, que deve ser maior do que 13cm . Este valor foi obtido da maneira convencional, dada por [24]

$$r \geq \frac{2l^2}{\lambda} \quad (3.1)$$

onde r é a distância mínima para a região de campo distante, l é a maior dimensão da antena (58mm) e λ é o comprimento de onda na frequência de projeto.

Os resultados teóricos da reconfiguração do diagrama de irradiação no plano z - y estão na Fig. 3.19(a), confrontados com os resultados medidos (Fig. 3.19(b)). Com os elementos alimentados por correntes de mesma amplitude e fase tem-se o diagrama 1. Mantendo a mesma fase das correntes de excitação nos três elementos, especificando a corrente do segundo elemento e colocando o primeiro e terceiro elementos excitados por correntes de amplitudes iguais a 25% do valor do elemento central chegou-se ao resultado do diagrama 2. Com o segundo elemento atuando como elemento parasita e o primeiro e terceiro elementos excitados por correntes de mesma amplitude e mesma fase chega-se ao diagrama 3. Observam-se diferenças entre os resultados medidos e os obtidos em simulações, o que exigiu novas análises para identificação das causas.

Levando em conta que os diagramas medidos com o processamento no domínio elétrico, demonstrado no capítulo anterior, foram aceitáveis comparados aos previstos teoricamente, estudaram-se as alterações com o processamento envolvendo a transmissão RoF. Comprovou-se que a causa principal era a diferença de fase do sinal de excitação de cada elemento, mesmo com todo o cuidado de construir os três percursos ópticos com o mesmo comprimento. A avaliação feita na saída dos cabos coaxiais de elevada qualidade (HUBER+SUHNER® Mod. ST18/SMAm/Nm/48) comprovaram uma diferença de fase da ordem de 30° entre os sinais.

Deste resultado, verificou-se que, mesmo no domínio elétrico, pequenas diferenças na extensão (de valores milimétricos) influenciaram nas diferenças de fase. A frequência de $5,8\text{GHz}$ e o dielétrico de politetrafluoretileno nos segmentos de cabos coaxiais representam um comprimento de onda de 35mm . Portanto, a diferença de 2mm já é responsável por uma defasagem adicional de 20° e essas alterações podem ser atribuídas até às conectorizações. Além

disto, no domínio óptico diferenças micrométricas entre os segmentos de fibra óptica e influências das características dos fotodetectores levam a grandes diferenças entre as fases dos sinais. Portanto, para maiores aproximações entre os resultados medidos e simulados, seria necessário manter as fases dos sinais idênticas antes da excitação dos elementos irradiadores.

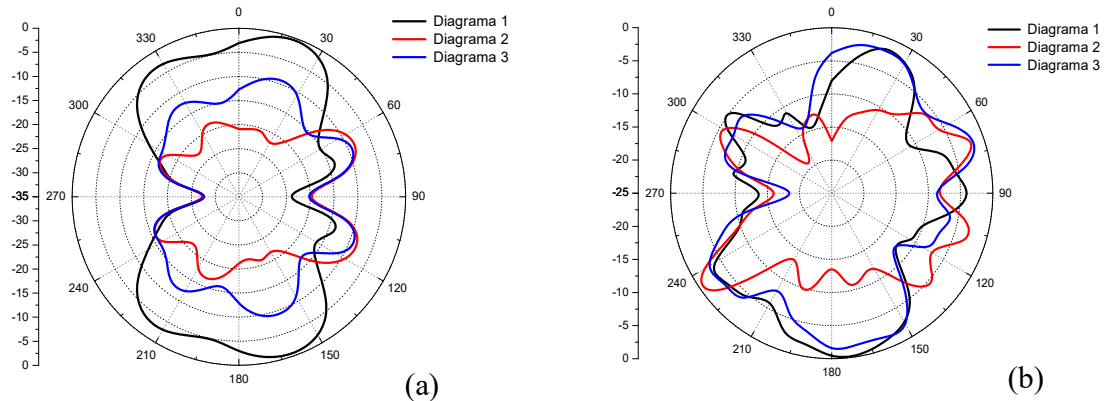


Fig. 3.19. Reconfiguração do diagrama de irradiação no plano $z-y$ com a instalação RoF: (a) Valores obtidos por simulação; (b) Valores medidos.

3.6. Arranjo de monopolos impressos com refletor

Como o diagrama de irradiação do arranjo de monopolos no plano vertical ($z-y$) possui máxima irradiação em quatro direções (20° , 70° , 110° e 160°), (Fig. 3.20(a)), decidiu-se por alterações para tornar o diagrama mais diretivo. Realizaram-se simulações do programa ANSYS HFSS[®] com vários modelos de refletores adicionados ao arranjo. Iniciou-se com refletores impressos junto aos elementos irradiadores, para facilitar a construção. Por se tratar de refletores muito pequenos, as mudanças no diagrama de irradiação não foram significativas e optou-se por refletores maiores e mais afastados do conjunto original. Foram feitas simulações com um ou mais refletores, com dimensões e localizações diferentes. As dimensões foram modificadas com altura e largura desde 40mm até 140mm, com passos de 1mm. Em seguida, refinaram-se as dimensões para melhores resultados, com simulações adotando passos de 0,1mm. O melhor resultado está na Fig. 3.20(b), com um refletor lateral a 20mm do arranjo e formando um ângulo de 45° em relação ao eixo das antenas. Observa-se a melhora na diretividade do arranjo após inserir o refletor, com maior ganho no plano perpendicular ao eixo do arranjo. O ganho proporcionado pelo plano refletor foi de aproximadamente 5,4dB, ou seja, passou de -2,7dB para 2,7dB. As dimensões finais do refletor foram altura e largura iguais a

80mm, conforme na Fig. 3.21(a). Para sustentar o refletor na posição especificada, utilizou-se o material dielétrico poroso conhecido como *foam*, cuja permissividade relativa é em torno de 2 [32]. Para sustentar o arranjo de antenas foi utilizado o polipropileno.

As influências dos componentes de sustentação sobre o coeficiente de reflexão são pequenas, mas não desprezíveis. A Fig. 3.21(b) ilustra o arranjo construído, com as mesmas dimensões obtidas na simulação, com alguns detalhes adotados na construção, como o uso de cola de silicone para unir os componentes e imprecisões milimétricas durante a montagem. Essas diferenças, associadas a pequenas imprecisões no processo de fabricação, influem nos coeficientes de reflexão medidos. (Fig. 3.22). As curvas dos coeficientes de reflexão do arranjo de antenas sem o refletor e com o refletor não sofrem alterações significativas, mas ambas diferem da curva prevista. As medidas são válidas na faixa de 2,4GHz a 6GHz (região em destaque), limitado pela faixa de operação do divisor de potência utilizado para alimentar os elementos com correntes de mesma amplitude. Nesta faixa, as curvas medidas e simuladas ficam próximas e a discrepância é maior fora de seus limites.

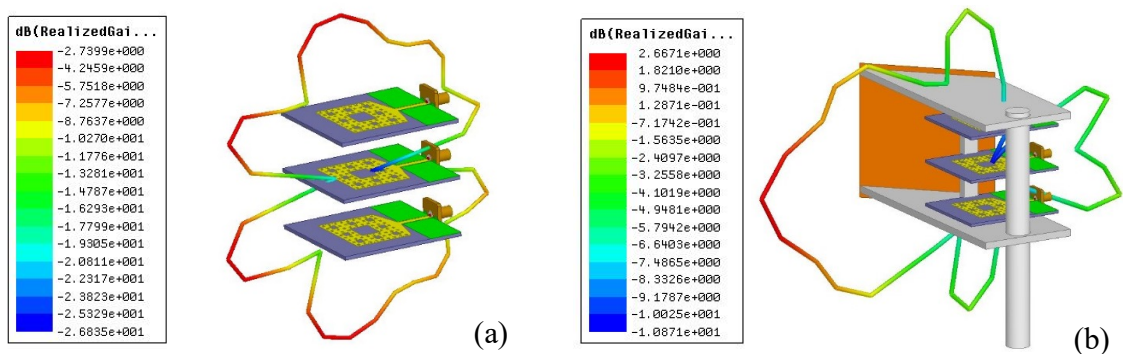


Fig. 3.20. Arranjo de antenas com destaques para as direções de máxima irradiação no plano vertical: (a) Arranjo de monopolos inicial; (b) Arranjo de monopolos com refletor.

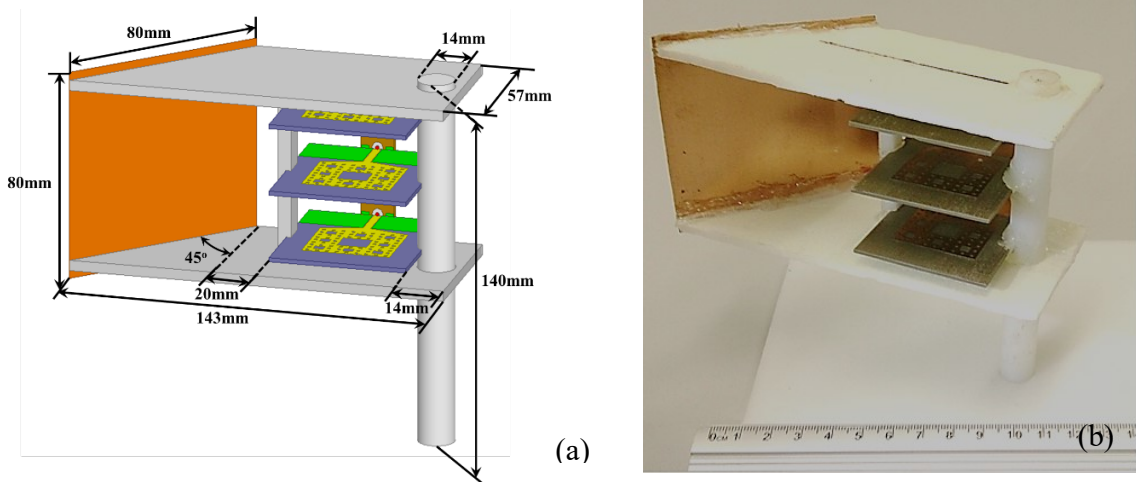


Fig. 3.21. Arranjo de monopolos impressos com refletor: (a) Modelo simulado no ANSYS HFSS®; (b) Modelo construído.

Comprova-se a melhora no diagrama de irradiação no plano vertical, avaliada a partir da diretividade, com os resultados medidos e confrontados com os obtidos nas simulações, observado na Fig. 3.23. Observam-se algumas discrepâncias entre os resultados simulados e medidos, principalmente pelas condições reais nas medições, mesmo feitas em um local com objetos esparsos. As maiores diferenças entre as curvas do diagrama de irradiação, tanto no plano vertical quanto no plano horizontal, aparecem nos lobos secundários, com diferença máxima de 5dB. No plano vertical, a abertura de feixe de meia potência não diferiu muito entre os valores medidos e simulados, resultando em 45° e 50° , respectivamente. A relação frente-costa foi de 7dB e 8dB para as curvas medida e simulada. No plano horizontal, as aberturas de feixe foram as mesmas para os resultados medidos e simulados, porém surgiram dois lobos principais com aberturas de 20° e de 30° .

Realizou-se uma análise de desempenho experimental que consiste em comparar os diagramas de constelação e os diagramas de olho dos sinais digitais recebidos utilizando o arranjo de antenas sem e com o refletor. Utilizaram-se sinais com modulações QPSK e 16-QAM, com os resultados mostrados nas Fig. 3.24 e Fig. 3.25 respectivamente. As partes (a) e (b) das figuras representam os resultados obtidos com o arranjo sem o refletor e as partes (c) e (d) para o arranjo com o refletor. Observa-se na Fig. 3.24, que após inserir o plano refletor, obteve-se melhora na relação sinal-ruído (SNR) e menor taxa de erro de bit (BER). Mesmo assim, foi possível detectar o sinal no diagrama de constelação tanto com o arranjo sem refletor como

para o arranjo com o refletor. No entanto, é mais clara a melhora no diagrama de olho utilizando o refletor, em que o olho está mais aberto (Fig. 3.24(d)). Estes efeitos são melhores observados nos resultados obtidos com a modulação 16-QAM, por possuir quatro vezes mais símbolos que a modulação QPSK e necessitar de maior SNR para a mesma BER fornecida. Com a modulação 16-QAM o sinal não pode detectado utilizando o arranjo sem o refletor, devido ao elevado nível de ruído e conseqüentemente menor SNR (Fig. 3.25 (a)). O mesmo efeito é notável analisando o diagrama de olho da Fig. 3.25(b), em que o olho está completamente fechado. Observa-se nas Fig. 3.25(c) e Fig. 3.25(d) que o sinal recebido com o arranjo de antenas com o refletor pode ser detectado, apresentando menor perda no nível de sinal e menor ruído.

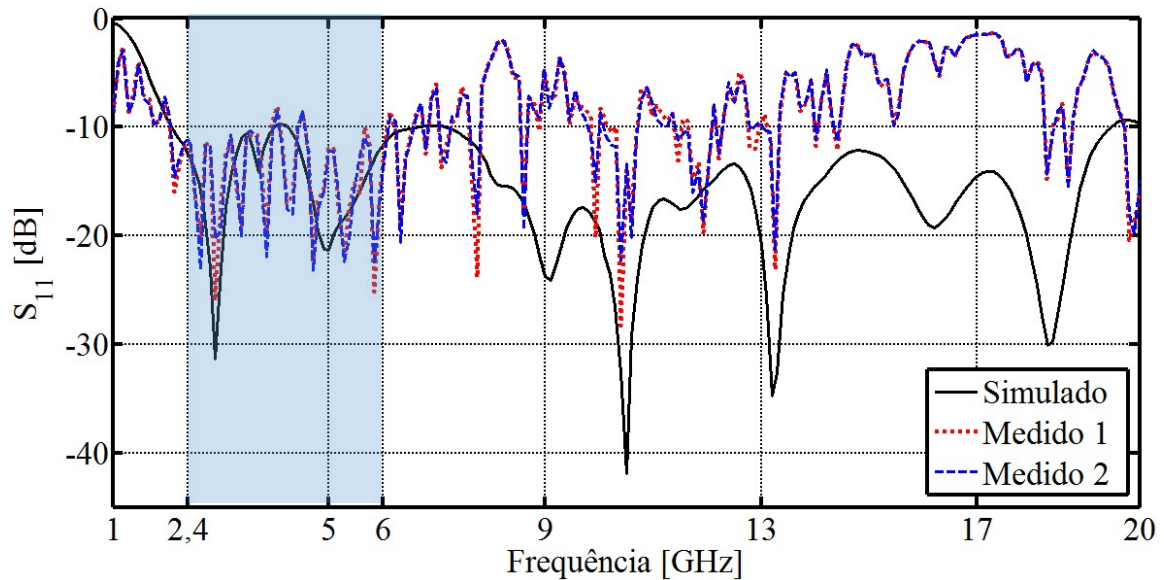


Fig. 3.22. Coeficiente de reflexão medido e simulado do arranjo de antenas com todos os elementos excitados simultaneamente. A curva preta representa a simulação, a curva vermelha a medida do arranjo sem refletor e a curva azul a medida do arranjo de antenas com o refletor.

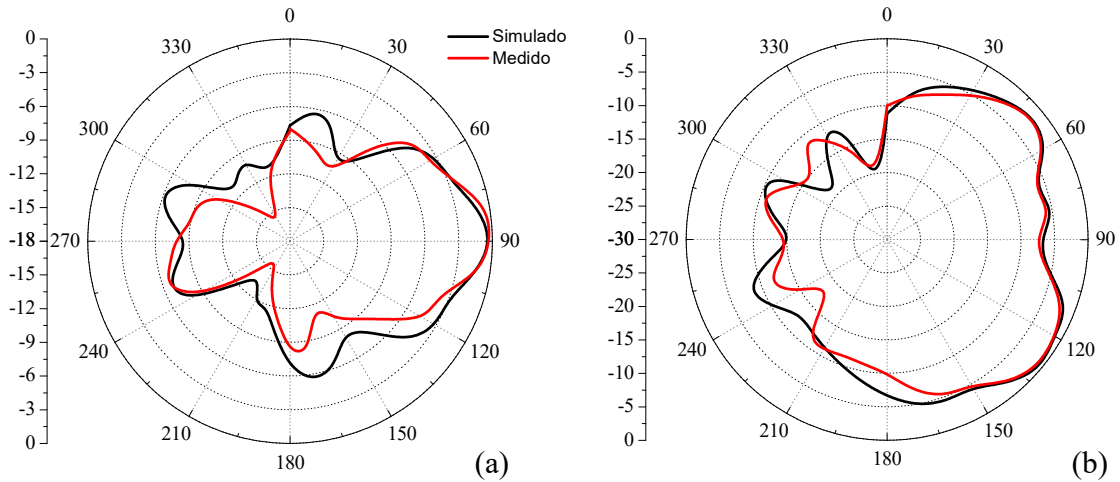


Fig. 3.23. Diagramas de irradiação medidos e simulados do arranjo de monopolos com refletor: (a) Diagrama no plano vertical; (b) Diagrama no plano horizontal.

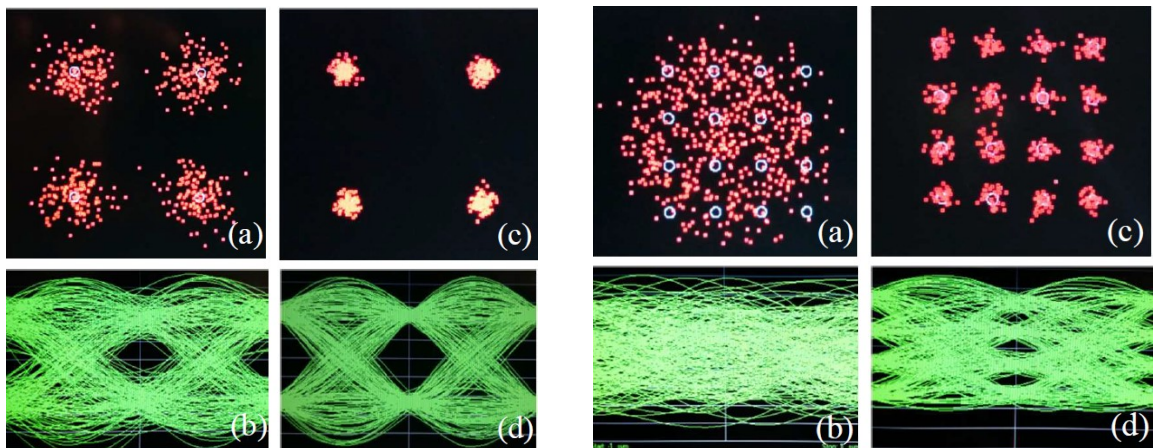


Fig. 3.24. Análise de desempenho experimental utilizando modulação QPSK: (a) e (b) Diagramas de constelação e de olho obtidos utilizando o arranjo de antenas sem o refletor; (c) e (d) Diagramas obtidos utilizando o arranjo de antenas com o refletor.

Fig. 3.25. Análise de desempenho experimental utilizando modulação 16-QAM: (a) e (b) Diagramas de constelação e de olho obtidos utilizando o arranjo de antenas sem o refletor; (c) e (d) Diagramas obtidos utilizando o arranjo de antenas com o refletor.

3.7 Comentários sobre o capítulo

Foi apresentado um arranjo de monopolos impressos desenvolvido com a geometria fractal do tapete de Sierpinski. O projeto dos elementos irradiadores e do arranjo de antenas foi realizado no software HFSS[®]. Considerando aceitável um coeficiente de reflexão inferior a -10dB , os elementos individuais apresentaram ressonância de 2GHz até 20GHz , conforme resultados medidos. Na frequência escolhida de $5,8\text{GHz}$, o coeficiente de reflexão medido foi de -18dB e o ganho simulado foi de $4,5\text{dBi}$. Após o projeto do arranjo de antenas, o coeficiente de refle-

xão em 5,8GHz foi praticamente o mesmo obtido com apenas um elemento isolado. Porém, o ganho do arranjo, encontrado por simulação, foi de aproximadamente 10dBi.

Obteve-se uma aproximação razoável entre os diagramas de irradiação medidos e simulados da Arranjo de antenas nos planos especificados, com os elementos alimentados por correntes de mesma amplitude e fase. Os resultados dos diagramas medidos e simulados com a configuração completa, isto é, utilizando o sistema de rádio sobre fibra para alterar a amplitude da corrente de excitação de cada elemento e obter um padrão de irradiação reconfigurável não se aproximaram tanto quanto os demais resultados. Isto se deveu à impossibilidade de controlar as fases da corrente de excitação de cada elemento, que deveriam ser idênticas. Comprovou-se que diferenças milimétricas no comprimento dos cabos coaxiais para alimentar as antenas podem causar grandes variações da fase do sinal, além de alterações atribuídas também aos conectores. No domínio óptico, diferenças micrométricas entre os trechos de fibras ópticas e influências das características dos fotodetectores causam grandes efeitos sobre as fases dos sinais. Portanto, para ser possível tornar o arranjo reconfigurável opticamente seria necessário utilizar algum processo que permita controlar a fase dos sinais antes da excitação dos elementos irradiadores. Após inserir um refletor ao arranjo, observou-se melhora no diagrama de irradiação no plano vertical ($z-y$), tornando-o mais diretivo e com um acréscimo no ganho de aproximadamente 5,4dB. Os resultados foram obtidos com simulações e confrontados com os valores medidos. Demonstrou-se também, a melhora na diretividade do arranjo com o refletor através de uma análise de desempenho experimental utilizando sinais com modulações QPSK e 16-QAM.

Capítulo 4

Arranjo de dipolos impressos

4.1. Introdução

Nesta fase do desenvolvimento, o objetivo foi construir um sistema irradiante usando dipolos impressos [22] para concentrar a energia eletromagnética em dada região do espaço. Permaneceu a frequência de operação de 5,8GHz e a combinação do diagrama de irradiação de cada elemento deve abranger 360° no plano horizontal. Optou-se por um arranjo com três dipolos impressos no mesmo plano e atuação limitada em cerca de 120° no plano transversal aos seus eixos. O substrato escolhido é de politetrafluoroetileno (PTFE) com permissividade relativa de 2,2 e espessura de 1,6mm. Foi especificado o modelo do laminado Arlon DiClad 880® [27].

Esse arranjo foi projetado no programa HFSS® de forma que as diferenças entre as fases dos sinais de excitação dos elementos não causem influências significativas nos resultados previstos com fases idênticas. Isto se deve à forma em que os elementos foram posicionados, com as regiões de máxima irradiação apontadas para diferentes direções do espaço. Assim, torna-se viável a reconfiguração do diagrama de irradiação no domínio óptico. A idéia é utilizar a mesma configuração demonstrada no capítulo anterior, com o sistema de rádio sobre fibra (RoF) e as fibras de cristais fotônicos híbridas (HPCF's), para alterar as amplitudes das correntes de excitação dos elementos irradiadores.

4.2. Desenvolvimento do dipolo impresso para o projeto do arranjo

O objetivo foi construir um sistema de irradiação a partir de dipolos impressos alimentados por correntes de mesma amplitude, com a emissão distribuída em um plano do espaço cobrin-

do a região em 360° . Isto seria possível com três dipolos de comprimentos próximos de meio comprimento de onda em 5,8GHz e a irradiação de cada dipolo fosse limitada por um ângulo maior ou igual a 120° no plano perpendicular ao eixo do dipolo. Além da frequência de 5,8GHz não exigir um licenciamento pela ANATEL, os equipamentos e componentes utilizados na configuração final, como laser, amplificador, transceptor, fotodetectores, divisor de potência, equipamentos de medição, foram configurados para esta frequência. Para o laminado especificado, admitiu-se a transmissão em um modo quase TEM e as dimensões dos elementos metálicos são consideradas bem maiores do que a espessura do laminado. Em uma primeira abordagem, a permissividade relativa fica próxima da especificada para o material. Desta maneira, sendo λ_0 o comprimento de onda no vácuo, o comprimento de onda guiada fica [24]

$$\lambda_g \cong \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = 34,87 \times 10^{-3} \text{ m} \cong 34,9 \text{ mm} \quad (4.1)$$

Para se conseguir o casamento de impedância, as primeiras dimensões obtidas resultaram em uma frequência ligeiramente maior do que a desejada. O ajuste foi feito com novas dimensões do dipolo projetado no programa HFFS[®]. Com aplicação desta ferramenta, foi possível incluir diversos outros elementos que possam alterar as características da antena. Assim, chegou-se ao comprimento final $l = 21,7\text{mm}$, ligeiramente maior que meio comprimento de onda previsto (λ_0). A linha de alimentação ficou com o comprimento $a = 20,1\text{mm}$ e as larguras dos seus eletrodos e dos braços do dipolo com $b = 0,103\lambda_g = 3,6\text{mm}$. (Fig. 4.1(a)). O laminado ficou com largura $X = 30\text{mm}$, altura $Y = 29,45\text{mm}$ e espessura $h = 1,6\text{mm}$. Estas dimensões foram ajustadas para os melhores resultados de coeficiente de reflexão, com impedância de referência de 50Ω do sistema de alimentação.

A antena foi ligada por um conector SMA e, ao inseri-lo na simulação, parte da energia que seria irradiada para a região posterior ao ponto de alimentação foi refletida para frente, alterando o diagrama de irradiação do dipolo. Utilizando um conector SMA com base menor (conector SMA utilizado em placas) e com ajustes no comprimento da linha de alimentação (dimensão a na Fig. 4.1(a)), foi possível afastar o dipolo das proximidades do conector para não ocorrerem alterações significativas em suas características. Com as novas dimensões, o programa HFSS[®] indicou ganho de aproximadamente 2,37dBi para o dipolo. Em um dipolo ideal de comprimento igual a meio comprimento de onda espera-se o ganho de 2,15dBi. Foi possí-

vel justificar a diferença pelo fato do dipolo projetado ter comprimento ligeiramente maior que $\lambda_g/2$. Além disto, nos cálculos incluíram-se as influências de a linha de alimentação ter impedância característica um pouco diferente da impedância de entrada da antena e os efeitos do conector SMA. Com as dimensões previstas na simulação, construíram-se os dipolos, com o aspecto da Fig. 4.1(b), empregando o processo tradicional de corrosão por percloroeto de ferro. Os elementos ficaram próximos, mas não exatamente idênticos, com pequenas diferenças em função das imprecisões do processo adotado.

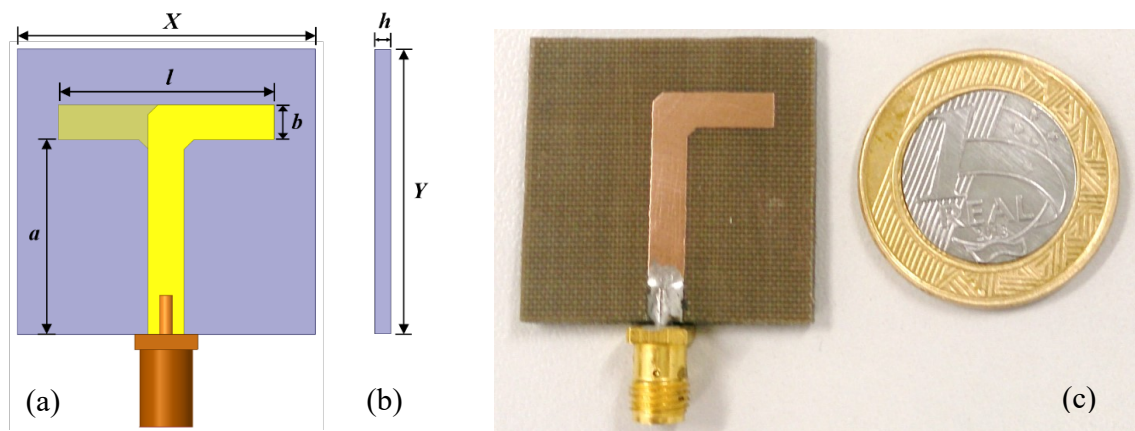


Fig. 4.1. Especificações das dimensões do dipolo impresso, cujos valores finais foram obtidos com o auxílio do programa HFSS[®]: (a) Vista frontal do modelo simulado; (b) Vista lateral; (c) Fotografia do dipolo construído, com destaque para a comparação de suas dimensões com uma moeda de um real.

4.3. Ação da linha de alimentação

Com as dimensões definidas, calculou-se a impedância característica da linha de alimentação. Para uma relação entre a largura da microlinha e a espessura do substrato maior que um ($b/h > 1$), a impedância característica é obtida com [33]

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{b} \right)^{-0.5} \right] \quad (4.2)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} \left[\frac{b}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{b}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad (4.3)$$

sendo ϵ_{ef} a permissividade efetiva, resultado da combinação dos meios de propagação (substrato e ar). Com estas operações e as dimensões especificadas chegou-se a $Z_o = 61\Omega$, aproximadamente 50Ω .

As Fig. 4.2 e Fig. 4.3 apresentam os gráficos referentes aos coeficientes de reflexões na entrada da linha mostrada na Fig. 4.1. Na Fig. 4.2 está o resultado obtido com simulação no HFSS[®] na faixa de 5GHz a 8GHz. Os resultados do coeficiente de reflexão medido com o analisador vetorial de circuitos (VNA) Mod. N9914A da Agilent[®] está na Fig. 4.3, confrontado com o resultado simulado. Em ambos os levantamentos, levou-se em conta a influência do conector SMA utilizado na excitação. Uma das causas da pequena diferença entre as curvas é a imprecisão no processo de fabricação. Considerando que seja adequado um coeficiente de reflexão inferior a -10dB , essa antena apresentou desempenho esperado na faixa medida de 5,27GHz a 6GHz. Esta faixa estende-se acima deste limite máximo, porém os resultados ficaram restritos à faixa de operação VNA. Em 5,8GHz, o valor medido coincide com o previsto na simulação, com um resultado de $-12,7\text{dB}$.

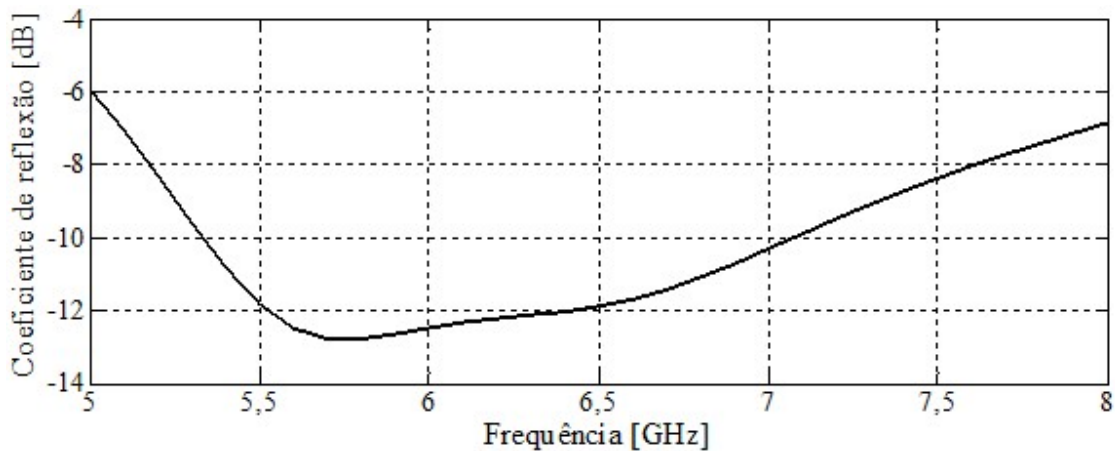


Fig. 4.2. Coeficiente de reflexão do dipolo, simulado no HFSS[®] em toda a faixa de operação.

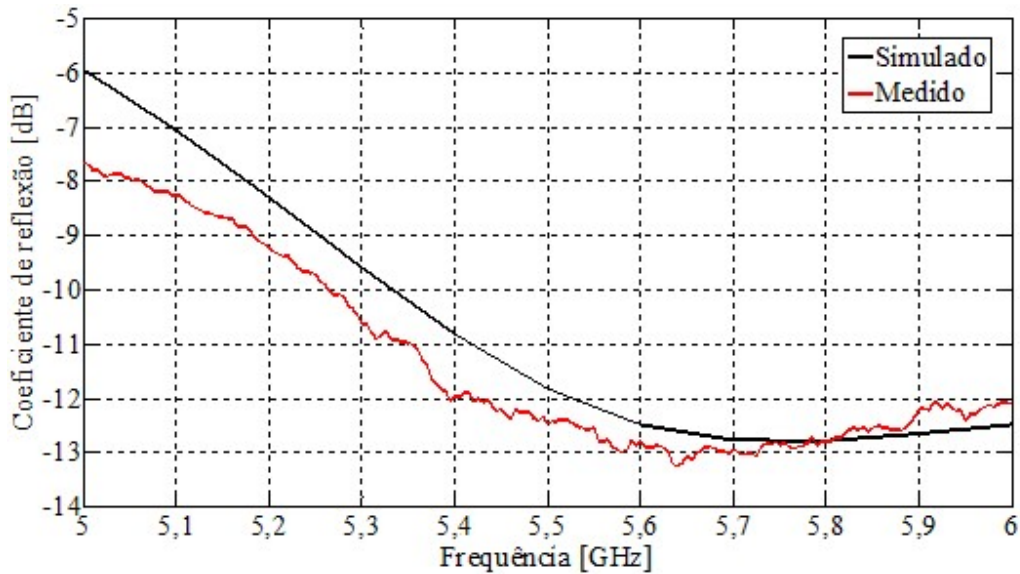


Fig. 4.3. Coeficiente de reflexão medido e simulado no HFSS[®] para o dipolo impresso.

4.4. Análise do diagrama de irradiação

Os diagramas de irradiação obtidos com o auxílio do HFSS[®] estão na Fig. 4.4, no plano paralelo (ou plano E) (Fig. 4.4(b)) e perpendicular aos braços do dipolo (ou plano H) (Fig. 4.4(c)), representados pelas curvas vermelhas. Levaram-se em conta as influências dos materiais do substrato e da linha de alimentação na simulação. Estes efeitos ficam evidentes nos diagramas relativos aos dois planos. No plano H, o resultado deveria ser onidirecional se a antena estivesse isolada no espaço e verifica-se uma diferença máxima da ordem de 0,7dB. No plano E, a vista em corte deveria apresentar os mesmos valores nos dois lados da figura e nota-se uma diferença entre as respectivas aberturas de feixe (79° e 74°), abaixo dos esperados pelas equações teóricas (81°).

Para uma crítica sobre os resultados, tomou-se como referência o comportamento de um dipolo isolado com comprimento igual a $\lambda_g/2$ e com seus braços paralelos ao eixo z , como na figura. Foram calculados os diagramas de irradiação nos dois planos mencionados, empregando equações tradicionais para esta antena, supondo condutores de dimensões transversais bem pequenas comparadas com o comprimento de onda. No plano E, as componentes do campo na região de irradiação são [24]

$$E_{\theta} = \frac{i\eta I_{m\acute{a}x}}{2\pi r} \left\{ \frac{\cos(kL \cos \theta_d) - \cos kL}{\text{sen} \theta_d} \right\} e^{-ikr} \quad (4.4)$$

$$H_{\phi} = \frac{E_{\theta}}{\eta} = \frac{i I_{m\acute{a}x}}{2\pi r} \left\{ \frac{\cos(kL \cos \theta_d) - \cos kL}{\text{sen} \theta_d} \right\} e^{-ikr} \quad (4.5)$$

Nestas equações, η é a impedância intrínseca do meio, (120π ohms para o ar), $I_{m\acute{a}x}$ é o valor de pico da corrente nos condutores, k é o número de onda ou fator de fase no meio ($k = 2\pi/\lambda$), L é o comprimento de cada braço da antena, r é o vetor posição do ponto do espaço em que se deseja obter o campo, λ é o comprimento de onda no meio e θ_d é o ângulo de elevação tomando como referência o eixo do dipolo. A partir de (4.4) e com o auxílio do programa MatLab[®], obtiveram-se os diagramas no plano paralelo ao eixo do dipolo (Fig. 4.4(b)) e no plano perpendicular a este mesmo eixo (Fig. 4.4(c)), representados pelas curvas pretas. Com esta comparação destacam-se as influências mencionadas, relativas aos efeitos da linha de transmissão e do dielétrico que não foram levados em consideração nos levantamentos teóricos.

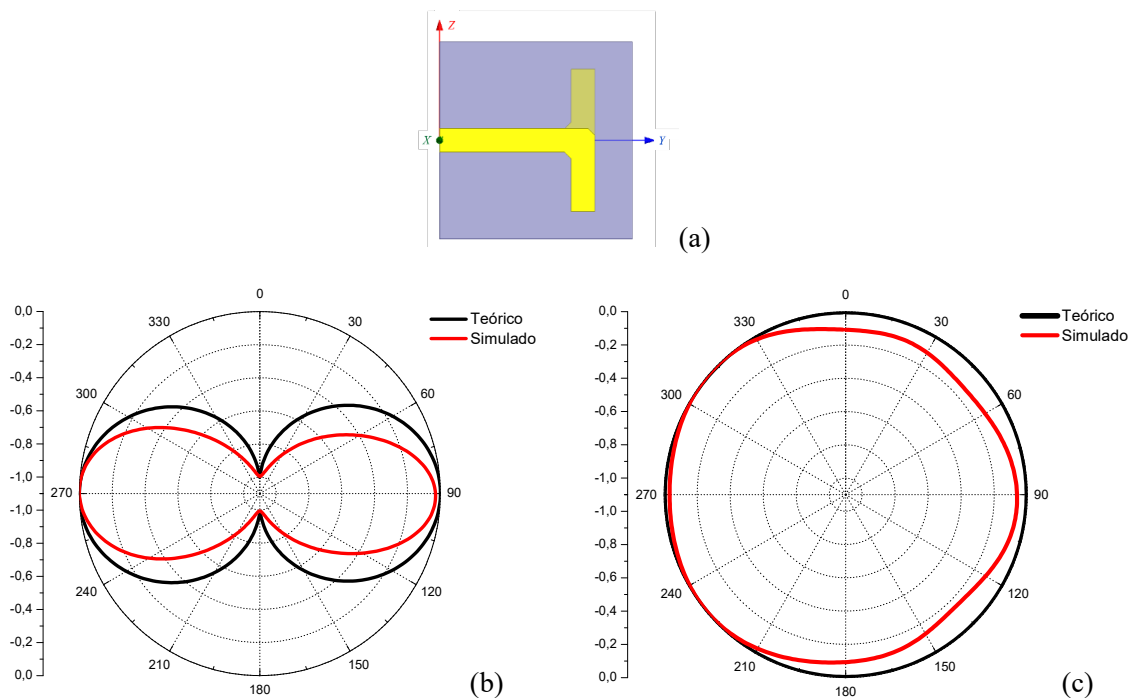


Fig. 4.4. (a) Modelo do dipolo utilizado na simulação. Diagramas de irradiação no plano (b) paralelo e (c) perpendicular aos braços do dipolo. As curvas pretas representam os resultados teóricos obtidos no MatLab[®] por meio das equações para o dipolo isolado no espaço. As curvas vermelhas representam os resultados simulados no HFSS[®].

4.5. Constituição do arranjo de dipolos

(a) Descrição geral. O comportamento onidirecional no plano transversal aos braços de um dipolo não seria adequado ao sistema em desenvolvimento. O desejável é maior concentração em dada região e um controle dessa emissão pela comutação entre os elementos irradiadores. Exige-se que em cada cobertura determinada pela comutação haja desempenho mais uniforme possível. Propôs-se uma associação de três elementos separados angularmente de meio comprimento de onda ($\lambda/2$) na frequência desejada de atuação. Suas posições foram escolhidas para formarem ângulos de 120° sucessivos, tomando como referência o centro dos eixos no sistema cartesiano (Fig. 4.5).

Calcularam-se os diagramas de irradiação nos planos do campo elétrico e do campo magnético, referidos ao dipolo original, e deduziu-se uma equação que representasse este arranjo, fazendo coincidir a direção dos elementos com um dos eixos coordenados. A Fig. 4.5(a) apresenta a montagem, com os elementos dispostos no plano x - y . Na Fig. 4.5(b) os eixos entre dois elementos, representando suas separações (d), formam um triângulo equilátero, isto é, com ângulos internos de 60° , e o centro coincidindo com a origem do sistema de coordenadas. Como esses eixos encontram-se no centro do triângulo, os segmentos de reta a partir dos vértices até o centro dividem os ângulos internos ao meio, formando ângulos de 30° . Portanto, obtém-se o ângulo entre o eixo y e o lado do triângulo formado pelos segmentos de reta entre os elementos do arranjo. Por uma análise geométrica, identifica-se o valor $\alpha = 180^\circ - 30^\circ = 150^\circ$.

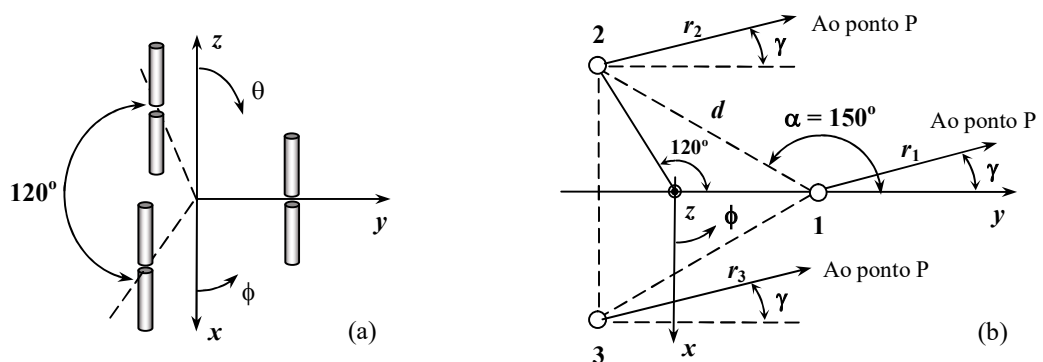


Fig. 4.5. (a) Disposição dos elementos do arranjo no plano x - y do sistema cartesiano. (b) Disposição dos dipolos no sistema de coordenadas adotado.

É necessário efetuar a composição dos campos irradiados em distâncias bem afastadas do conjunto irradiador [13]. Assim, considerando um ponto P do espaço, os vetores-posição em relação a cada elemento do arranjo ficam praticamente em paralelo, segundo uma direção genérica determinada pelo ângulo γ da figura. Colocando r_1 , r_2 e r_3 como os vetores-posição e tomando como referência o correspondente ao primeiro elemento, os outros dois valores são fixados por

$$r_2 = r_1 + d \cos(30^\circ + \gamma) \quad (4.6)$$

$$r_3 = r_1 + d \cos(30^\circ - \gamma) \quad (4.7)$$

onde γ representa o ângulo em relação ao eixo y do arranjo e d é a separação entre os elementos. A equação do campo irradiado é obtida a partir do somatório dos campos individuais, levando em conta a diferença de fase entre as correntes de excitação dos elementos [22]:

$$E_t = Ed_1 e^{-ikr_1} + Ed_2 e^{-ikr_2} e^{i\delta_1} + Ed_3 e^{-ikr_3} e^{i\delta_2} \quad (4.8)$$

$$E_t = Ed_1 e^{-ikr_1} \{1 + e^{-ik(r_2-r_1)} + e^{-ik(r_3-r_1)}\} \quad (4.9)$$

$$Ed_1 = \frac{\cos(kL \cos \theta_d) - \cos kL}{\text{sen} \theta_d} = \frac{\cos(kL \cos \theta) - \cos kL}{\text{sen} \theta} \quad (4.10)$$

Como os elementos são idênticos, foram separados por distâncias iguais e alimentados por correntes de mesma amplitude e mesma fase, simplificou-se a (4.8), de maneira a torná-la apenas uma expressão que representa o diagrama de irradiação de um elemento do arranjo (E_{d1}), como dada em (4.10). Eliminaram-se, também, as componentes que representam a defasagem da corrente de excitação em (4.9). Utilizando (4.6) e (4.7), obtêm-se os valores de r_2-r_1 e r_3-r_1 empregados em (4.9). A Equação (4.10), que representa o diagrama de irradiação do dipolo, depende do ângulo em relação ao eixo dos dipolos ($\cos \theta_d$) e do comprimento de cada um de seus braços (L). O ângulo θ_d é coincidente com a elevação neste caso e, portanto, $\cos \theta_d = \cos \theta$. Sabendo que γ é o ângulo em relação ao eixo do arranjo, expressou-se o cosseno diretor, tomado em relação a este mesmo eixo ($\cos \gamma$). Como este arranjo está posicionado ao longo do eixo y , o cosseno diretor do arranjo vale $\cos \gamma = \text{sen} \theta \text{sen} \phi$. Com estas informações, encontra-se à equação geral para o campo irradiado pelo arranjo de antenas em função de θ e ϕ :

$$E_t = \left[\frac{\cos(kL \cos \theta) - \cos kL}{\sin \theta} \right] e^{-ikr_1} \left\{ \begin{array}{l} 1 + \left[\begin{array}{l} \cos \left(kd \left(\begin{array}{l} \cos(30^\circ) \sin \theta \sin \phi - \\ - \sin(30^\circ) \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \end{array} \right) \right) - \\ - i \sin \left(kd \left(\begin{array}{l} \cos(30^\circ) \sin \theta \sin \phi - \\ - \sin(30^\circ) \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \end{array} \right) \right) \end{array} \right] + \\ + \left[\begin{array}{l} \cos \left(kd \left(\begin{array}{l} \cos(30^\circ) \sin \theta \sin \phi + \\ + \sin(30^\circ) \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \end{array} \right) \right) - \\ - i \sin \left(kd \left(\begin{array}{l} \cos(30^\circ) \sin \theta \sin \phi + \\ + \sin(30^\circ) \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \end{array} \right) \right) \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad (4.11)$$

Com esta equação, é possível especificar os diagramas de irradiação em diferentes planos. O usual é considerar os planos paralelos ao campo elétrico e ao campo magnético da onda irradiada, tomando como referência a posição do arranjo de dipolos ilustrada na Fig. 4.5(a). Para obter o diagrama teórico no plano paralelo ao eixo dos dipolos, adotou-se $\phi = 90^\circ$ e $0 \leq \theta \leq 360^\circ$, como na Fig. 4.6(a). Para o plano perpendicular aos braços dos dipolos, escolheu-se $\theta = 90^\circ$ e cobriu-se a faixa $0 \leq \phi \leq 360^\circ$, conforme a Fig. 4.6(b).

Nas expressões dos diagramas de irradiação teóricos não foram consideradas as influências da linha de alimentação nem do dielétrico utilizado na simulação com o programa HFSS[®] e na fabricação dos dipolos. O modelo do arranjo utilizado na simulação no HFSS[®] segue o esquema da Fig. 4.6(c), com destaque para os resultados dos diagramas de irradiação no plano paralelo (Fig. 4.6(a)) e perpendicular (Fig. 4.6(b)) aos braços dos dipolos.

Observam-se pequenas diferenças entre os diagramas previstos pelas equações teóricas e os obtidos na simulação, especialmente os relativos ao plano paralelo aos braços dos dipolos. Neste plano, as simulações indicam reduções acentuadas nos lobos secundários. Houve, também, alterações na direção dos lobos principais de aproximadamente 10° e nas aberturas de feixe, com $17,6^\circ$ para a previsão teórica e $29,7^\circ$ para o simulado. No plano perpendicular aos braços dos dipolos, na simulação também houve redução nos lobos secundários. As direções dos lobos principais permaneceram as mesmas, com pequenas alterações nas aberturas de feixe, resultando em $18,3^\circ$ para o diagrama teórico e $18,5^\circ$ para o simulado. Esperavam-se algumas diferenças, uma vez que não foram considerados nos diagramas teóricos certos efeitos introduzidos na simulação.

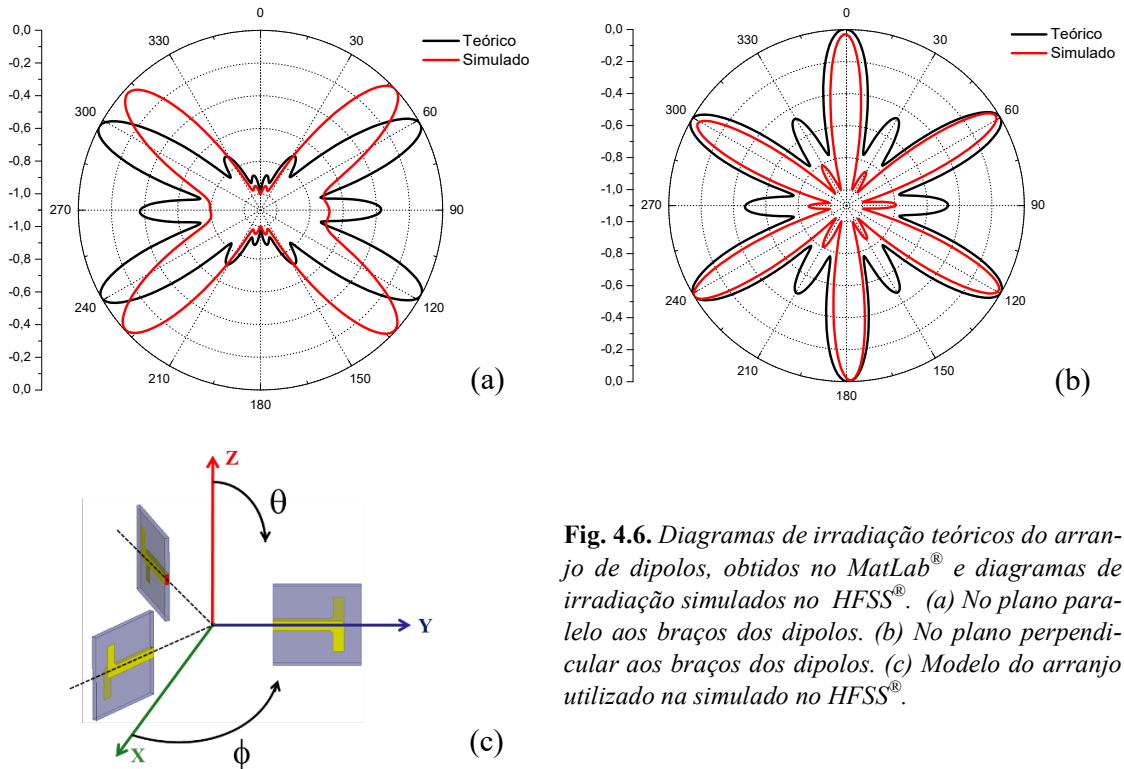


Fig. 4.6. Diagramas de irradiação teóricos do arranjo de dipolos, obtidos no MatLab[®] e diagramas de irradiação simulados no HFSS[®]. (a) No plano paralelo aos braços dos dipolos. (b) No plano perpendicular aos braços dos dipolos. (c) Modelo do arranjo utilizado na simulado no HFSS[®].

(b) Primeiro modelo do arranjo incluindo os refletores. Como o objetivo é obter um arranjo de antenas que concentre a energia em determinada região, verificou-se a necessidade de incluir refletores paralelos aos braços do dipolo, segundo a teoria geral sobre as suas influências [13]. Simulações com o programa HFSS[®] mostraram que a melhor separação seria de 20,15mm a contar do dipolo, o que localizou o plano refletor praticamente encostado ao local de alimentação. As melhores dimensões do refletor foram 42mm de altura e largura de 103,6mm. Como o arranjo possui três elementos separados de $\lambda/2$ e formando ângulos de 120° , os refletores ficaram dispostos sobre um triângulo equilátero. Para facilitar a alimentação dos elementos e a construção do conjunto irradiador, acrescentou-se um plano condutor na parte superior e outro na parte inferior do triângulo, formando uma caixa dentro da qual foi montado o sistema de alimentação. (Fig. 4.7). Os refletores foram construídos com laminado formado por películas condutoras sobre dielétrico constituído de fibra de vidro combinada com resina epóxi (laminado FR4), unidos com cola de silicone em suas bordas.

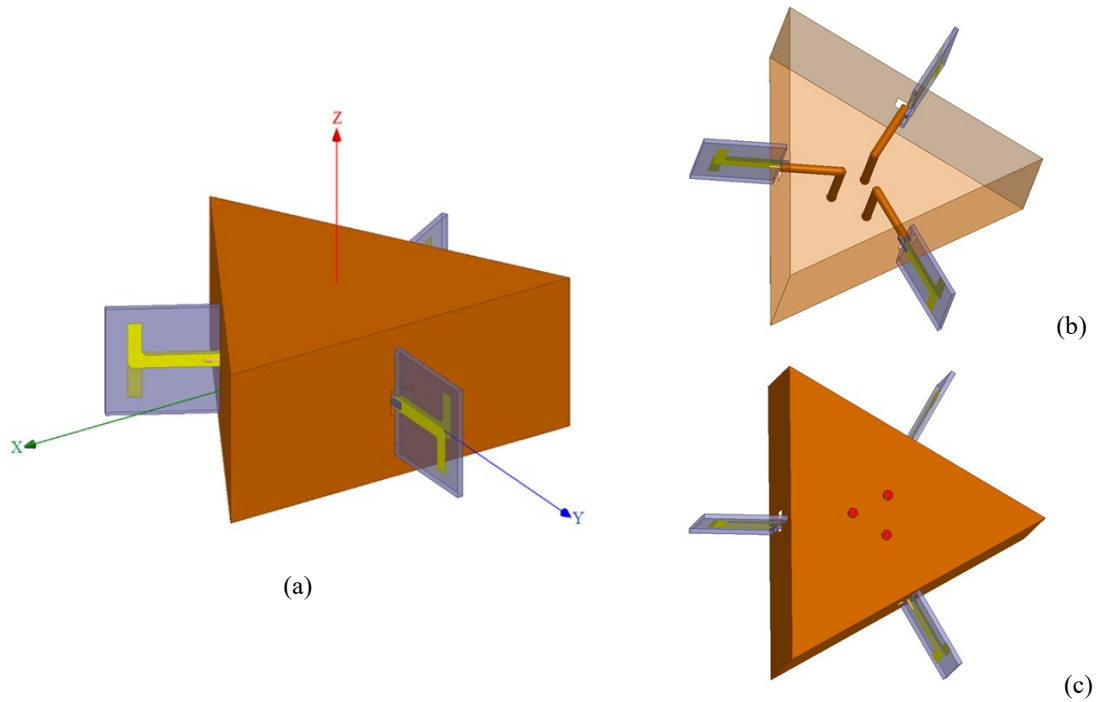


Fig. 4.7. Arranjo de dipolos impressos com caixa refletora triangular: (a) Posição do arranjo no sistema cartesiano; (b) Vista interna da caixa formada pelos refletores; (c) Vista inferior do conjunto, destacando os pontos de alimentação.

Os elementos irradiadores são conectados por cabos coaxiais, sem os componentes para balanceamento (baluns) e alimentados de forma independente. (Fig. 4.8). A simulação e as medições indicaram ganho máximo próximo de 6dBi ao se excitar apenas um elemento e 5dBi para todos elementos excitados simultaneamente. A redução do ganho sob esta condição é devida ao fato de a direção de máxima irradiação de cada elemento ser diferente das dos outros dois. Com isso, tem-se uma combinação parcialmente destrutiva do diagrama de irradiação e uma distribuição da energia irradiada em uma região maior do espaço. Ainda assim, fica demonstrado um ganho superior ao dobro obtido pelo dipolo sem a presença do refletor.

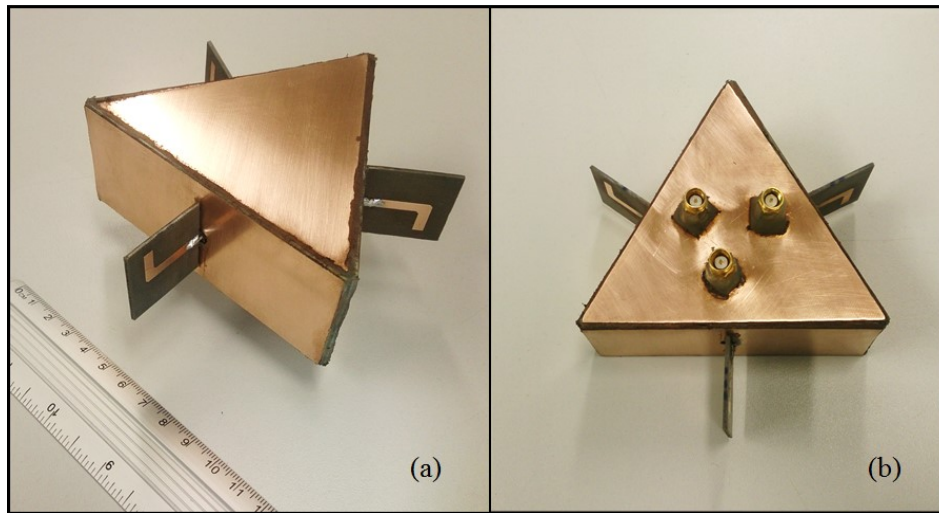


Fig. 4.8. (a) Fotografia do protótipo do arranjo de dipolos com caixa refletora em formato triangular, destacando sua medida em centímetros. (b) Base do arranjo com destaque aos pontos de alimentação.

A alimentação separada dos elementos da associação garante que a sua emissão alcance setores diferentes e, no conjunto, haja uma cobertura de 360° no plano perpendicular ao eixo de cada dipolo. A influência do plano refletor sobre cada elemento levou ao comportamento ilustrado na Fig. 4.9, conforme levantamento realizado na câmara anecóica do Inatel. Utilizou-se o multimetror BTS Master MT8222B da Anritsu[®] no modo de gerador de sinal, conectado à antena HyperLOG 60100 Aaronia AG[®], tomada como dispositivo de referência por se conhecerem suas propriedades na faixa de frequência de interesse. Transmitiu-se o sinal em 5,8GHz em uma região em que as condições ficassem próximas do espaço aberto. Para o levantamento, utilizou-se o medidor portátil N9914A da Agilent[®] ajustado no modo de analisador de espectro, conectado ao arranjo de antenas direcionada para a antena transmissora. Portanto, a antena sob teste ficou conectada como receptora. Com o sinal captado por um único elemento, mediu-se o diagrama de irradiação, que assumiu o aspecto da Fig. 4.9(a). Destacam-se os resultados obtidos com a simulação e com as sucessivas medições.

Os diagramas mostram um lobo principal com dois pontos máximos, separados de aproximadamente 80° , e um ponto de mínimo com redução de 4dB entre esses máximos. Se fosse considerada a fixação da abertura de feixe entre os pontos em que o nível do sinal decresce de 3dB, esse lobo principal deveria ser especificado como duas regiões com aproximadamente 50° de abertura de feixe. Em uma segunda análise, combinaram-se os sinais captados pelos

três elementos e resultou no diagrama da Fig. 4.9(b). Os terminais dos elementos foram ligados a um combinador de potência para impedância de 50Ω referente à entrada dos equipamentos de medição. A montagem apresentou ressonância na frequência de projeto com coeficiente de reflexão inferior a -10dB .

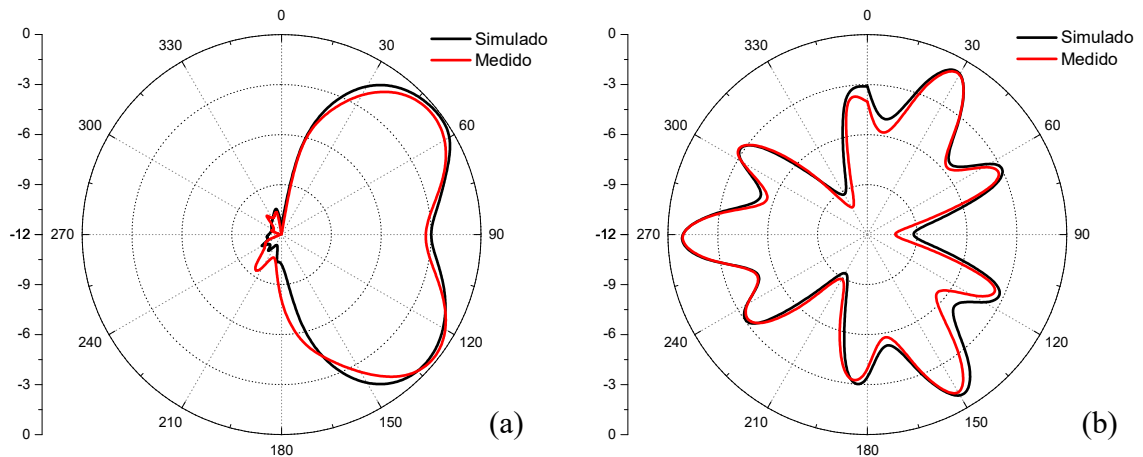


Fig. 4.9. Resultado da simulação e medição dos diagramas de irradiação no plano perpendicular ao eixo do dipolo, com a inclusão do plano refletor: (a) Com apenas um elemento excitado; (b) Com todos os elementos excitados simultaneamente.

(c) Segundo modelo do arranjo de dipolos com refletores. Para controlar a redução indesejável no lobo principal, foram feitas curvaturas nos vértices do triângulo, a partir de cortes de $\lambda/2$ na frequência de projeto. Com a mudança nos vértices da caixa, os refletores retangulares localizados atrás de cada elemento passaram a medir 36mm de largura, mantendo-se as alturas em 42mm. Esta nova construção está representada na parte (a) da Fig. 4.10. Após as alterações, o nível máximo do lobo principal decresceu menos de 2dB na direção perpendicular ao eixo do dipolo, com reduções acentuadas nos lobos secundários e um lobo principal com abertura de feixe de 160° . (Fig. 4.10(b)). Houve maior descasamento de impedância na frequência de projeto, com um coeficiente de reflexão inaceitável de $-6,1\text{dB}$. A comparação entre este novo comportamento e o original, com a qual fora conseguido coeficiente de reflexão melhor do que -10dB , está na Fig. 4.11.

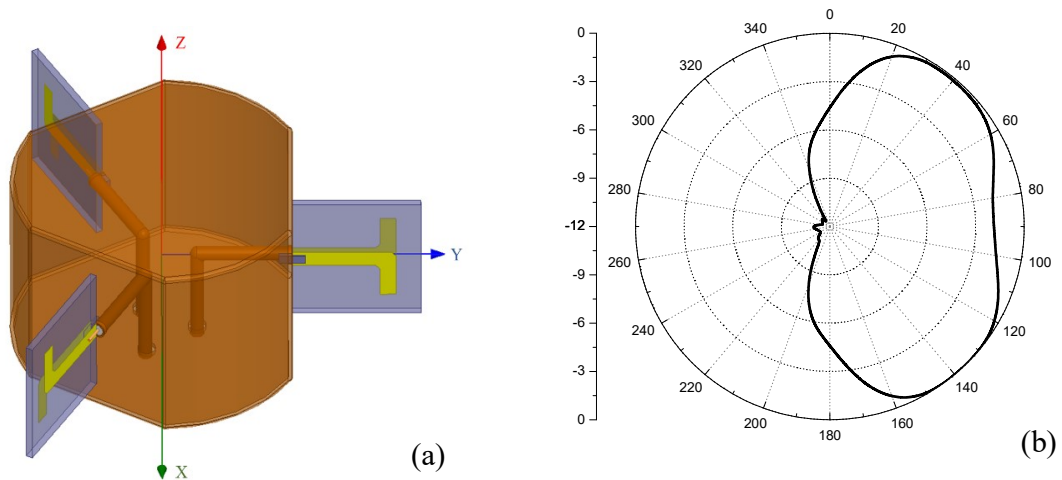


Fig. 4.10. (a) Arranjo de antenas triangular com vértices modificados. (b) Diagrama de irradiação simulado no plano perpendicular ao eixo do dipolo.

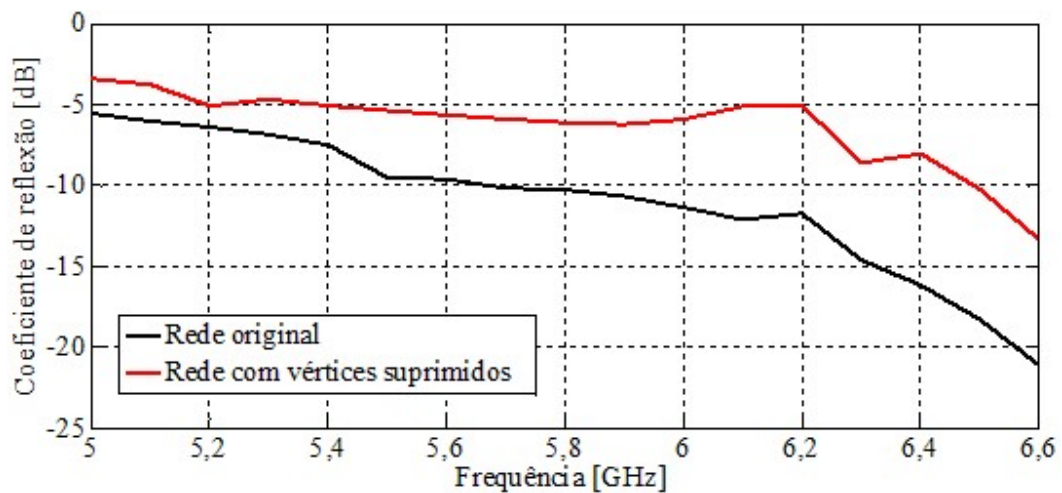


Fig. 4.11. Comportamento do coeficiente de reflexão obtido com o HFSS[®], com os elementos excitados simultaneamente. Os resultados são para a situação original e após a modificação com a supressão dos vértices.

Realizaram-se simulações alterando as dimensões dos dipolos e da caixa refletora, com o intuito de obter-se ressonância na frequência desejada sem grandes mudanças no diagrama de irradiação. A alteração que levou a resultados mais significativos foi na posição dos dipolos, aproximando-os da caixa refletora, com separação de 10mm. A Fig. 4.12 ilustra o modelo após as modificações, com vistas externa (a) e interna (b), para salientar a distribuição do sistema de alimentação. A caixa refletora permanece com as mesmas medidas do modelo anterior. O resultado da fabricação do arranjo está na Fig. 4.12(c), com vista superior e em (d) com vista inferior, destacando os pontos de alimentação. Este arranjo também foi construído com o la-

minado de FR4 para os refletores, como descrito na etapa anterior. Verificou-se, com o programa HFSS[®], que não há necessidade de contato entre os refletores que compõem a caixa.

O ganho máximo simulado e medido foi de aproximadamente 7dBi com apenas um dipolo excitado e 3,6dBi para todos os elementos excitados ao mesmo tempo. Como no arranjo anterior, o ganho do conjunto foi inferior ao de apenas um elemento devido à disposição dos dipolos no arranjo. Como o ganho máximo de cada elemento está em direções diferentes, ocorre uma combinação parcialmente destrutiva dos respectivos diagramas, resultando em energia distribuída em uma região maior. Como é aceitável um coeficiente de reflexão menor do que -10dB, os elementos apresentaram desempenhos adequados na faixa entre 5GHz e 6GHz, quando alimentados separadamente. As medições com o analisador portátil N9914A da Agilent[®] mostraram que os três elementos apresentaram coeficientes de reflexão melhores do que -15dB nesta faixa. Quando todos forem excitados ao mesmo tempo, os maiores valores do coeficiente de reflexão foram iguais a -8,6dB e em 5,8GHz mediu-se -24dB. (Fig. 4.13).

Observam-se discrepâncias entre as curvas medidas de cada antena, apesar de seguirem o mesmo modelo. São atribuídas a imprecisões no processo de fabricação dos elementos, à soldagem e pequenos erros nos posicionamentos individuais. Na montagem, há diferenças milimétricas nas separações entre os refletores e em cada antena, diferenças nas curvaturas dos cabos no interior da caixa refletora, entre outros fatores, como influências das impedâncias mútuas entre as antenas. Percebe-se também que ao se adicionar a caixa refletora com os vértices suprimidos, o coeficiente de reflexão de cada elemento ficou muito menor, garantindo a operação em toda a faixa de medição.

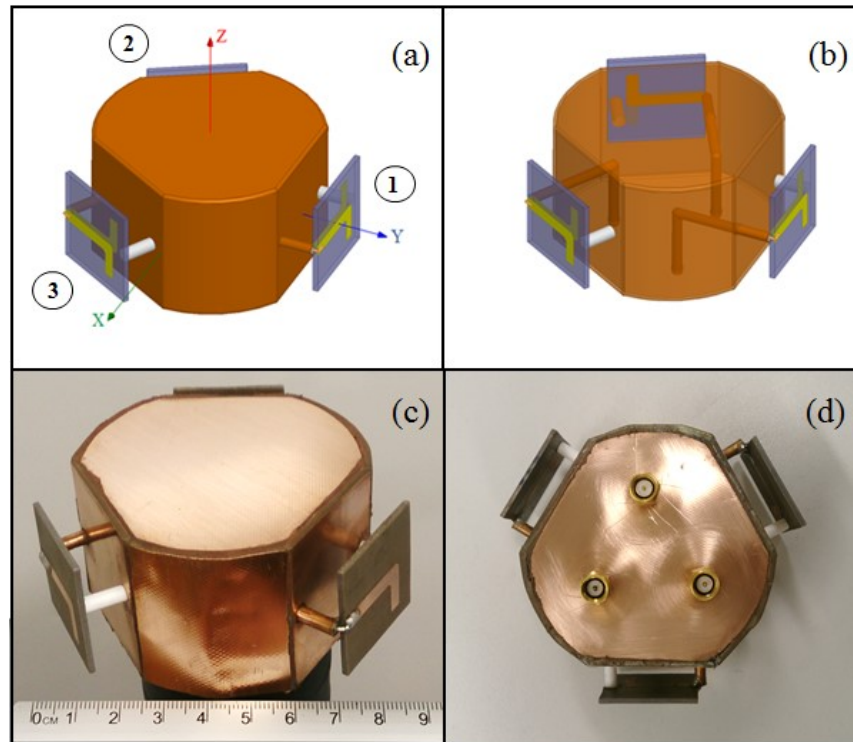


Fig. 4.12. Modelo do novo arranjo de antenas com vértices modificados, com alterações nas posições dos dipolos: (a) Modelo simulado no HFSS®, com destaque para a numeração dos elementos irradiadores; (b) Vista interna do modelo simulado; (c) Modelo construído, com destaque para suas dimensões; (d) Vista inferior do conjunto construído, destacando os pontos de alimentação.

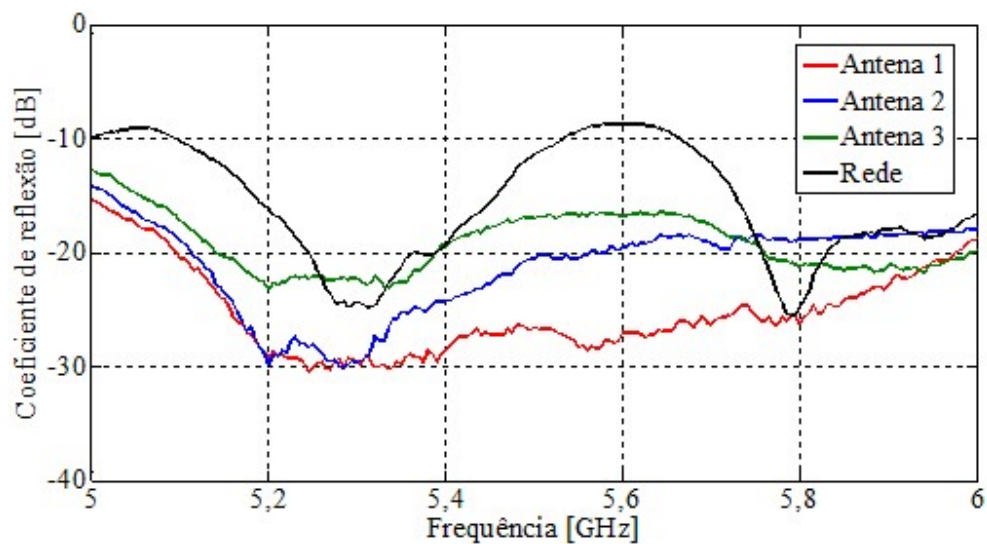


Fig. 4.13. Coeficiente de reflexão medido de cada antena do arranjo excitada individualmente e do arranjo com todos os elementos excitados simultaneamente por correntes idênticas.

Os diagramas de irradiação com os resultados medidos e simulados no plano perpendicular aos eixos dos dipolos estão na Fig. 4.14. A parte (a) da figura ilustra a imagem em três dimensões do arranjo de antenas com diagrama de irradiação calculado, na condição de apenas um elemento excitado. Na parte (b), tem-se a situação com todos os elementos excitados ao mesmo tempo. A montagem para medição desses diagramas foi a mesma descrita para o modelo anterior. Na parte (c) da figura estão os resultados para os elementos individuais e na parte (d) para os três excitados ao mesmo tempo, com correntes idênticas em amplitude e em fase. Cada elemento apresentou abertura de feixe entre os pontos de meia potência de 100° no plano especificado.

Com os três dipolos alimentados individualmente, obtém-se uma cobertura de quase 360° , tendo algumas reduções inferiores a -3dB no nível em algumas direções, com faixas de aproximadamente 20° . A redução no diagrama do conjunto excitado é originada pela combinação dos diagramas de cada elemento e das influências mútuas entre esses dipolos, responsáveis por alterações nos coeficientes de reflexão de cada um. Essas intersecções ocorrem em uma direção de aproximadamente 60° em relação à máxima irradiação e no diagrama completo corresponde à redução de $10,5\text{dB}$ no valor máximo do sinal irradiado.

No plano paralelo aos braços do dipolo, os diagramas de irradiação simulados e medidos possuem aberturas de -3dB de aproximadamente 69° , com apenas uma antena excitada por vez (Fig. 4.15(a)) e de 93° com as três antenas excitadas, como na Fig. 4.15(b). Os valores medidos aproximam-se dos obtidos por simulações, com pequenas discrepâncias, como entre os lobos secundários na parte (a), com diferenças inferiores a 3dB . Na parte (b) da figura, estas diferenças ocorrem em 0° e 180° no diagrama e correspondem a uma diferença de valor de aproximadamente 13dB .

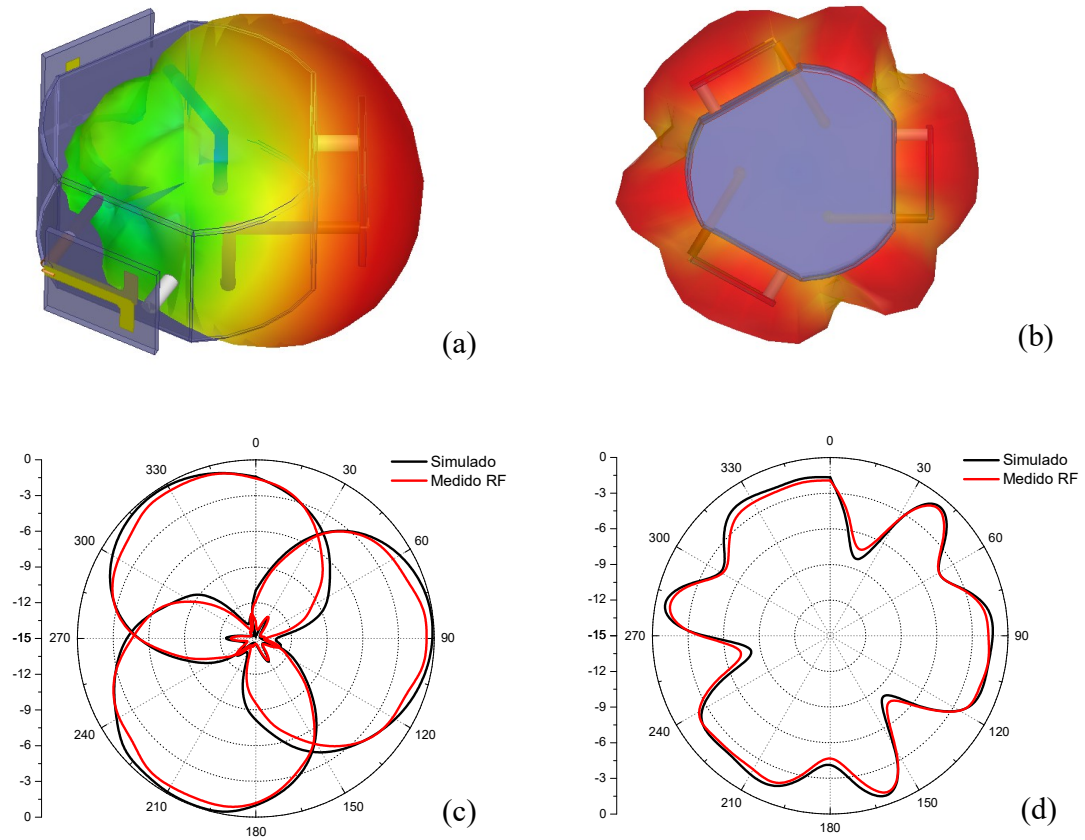


Fig. 4.14. Diagrama de irradiação 3D: (a) com apenas um elemento excitado; (b) com todos os elementos excitados simultaneamente. Diagrama de irradiação simulado e medido no plano perpendicular aos braços dos dipolos: (c) Com um elemento alimentado por vez; (d) Com todos os elementos alimentados simultaneamente.

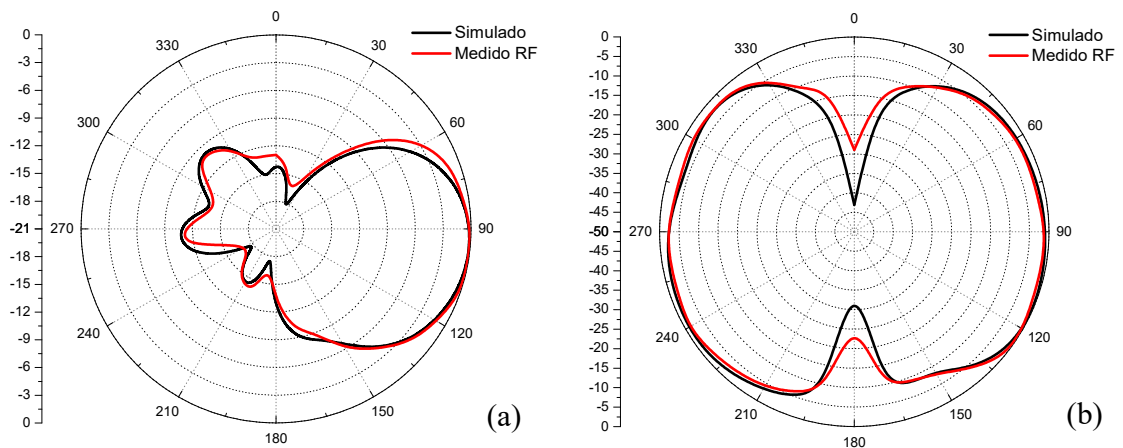


Fig. 4.15. Diagramas de irradiação simulados e medidos no plano paralelo aos braços dos dipolos: (a) Com apenas um elemento excitado; (b) Com todos os elementos excitados simultaneamente.

(d) Ensaios do segundo controle do diagrama de irradiação. Conforme a Fig. 4.17 e as marcações em destaque, adotou-se o mesmo sistema de medição utilizado nas medições anteriores (Fig. 4.16). A amplitude do sinal de entrada, inserido pelo BTS Master da ANRITSU [29] (1), também foi ajustado para se conseguir potência máxima de 3dBm na entrada do fotodetector. Com o sinal de RF de -5dBm inserido na entrada do transceptor (3), a potência de saída foi de aproximadamente 2dBm. Assim, o amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA) (2) deu um ganho que compensasse as perdas e fornecesse a potência desejada ao fotodetector (6), levando em conta a sua limitação.

Neste modelo do arranjo de antenas, excitando-se apenas um elemento, a fase do sinal já não causa mais influências capazes de alterar o formato do diagrama de irradiação desejado. Os elementos foram alimentados de forma independente e atenuou-se o sinal de excitação de dois elementos por vez, mantendo-se a excitação máxima apenas no elemento posicionado na região em que se deseja a cobertura. A atenuação foi obtida através de curvaturas nas fibras HPCF's através de um componente (4) desenvolvido especificamente para esta finalidade. Com esse componente, foram conseguidas atenuações entre 20dB e 30dB. As medições foram realizadas em um ambiente com objetos esparsos (instalação externa da Fig. 4.16), aproximando das condições do espaço livre. Manteve-se a instalação óptica no laboratório WOCA do Inatel (instalação interna), conectada a montagem externa via fibras SMF com 15 metros de comprimento (5).

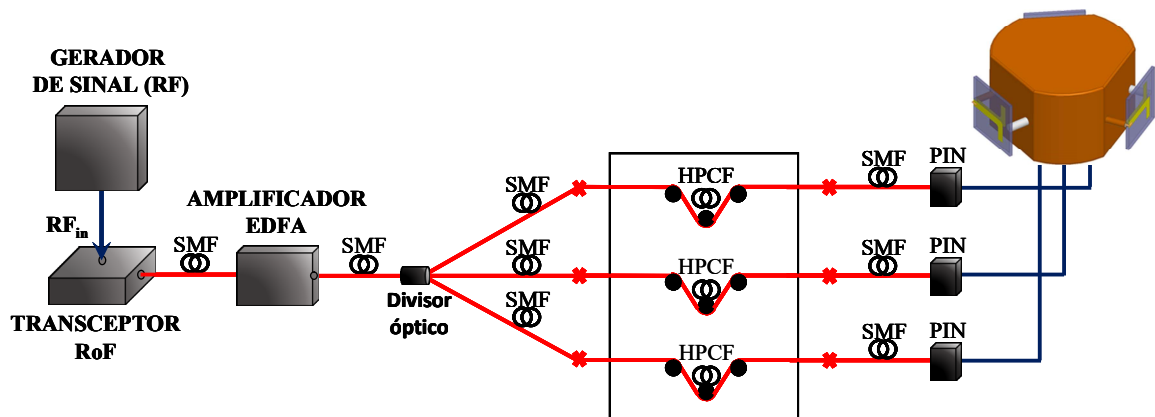


Fig. 4.16. Instalação RoF para as medições da reconfiguração do diagrama de irradiação.

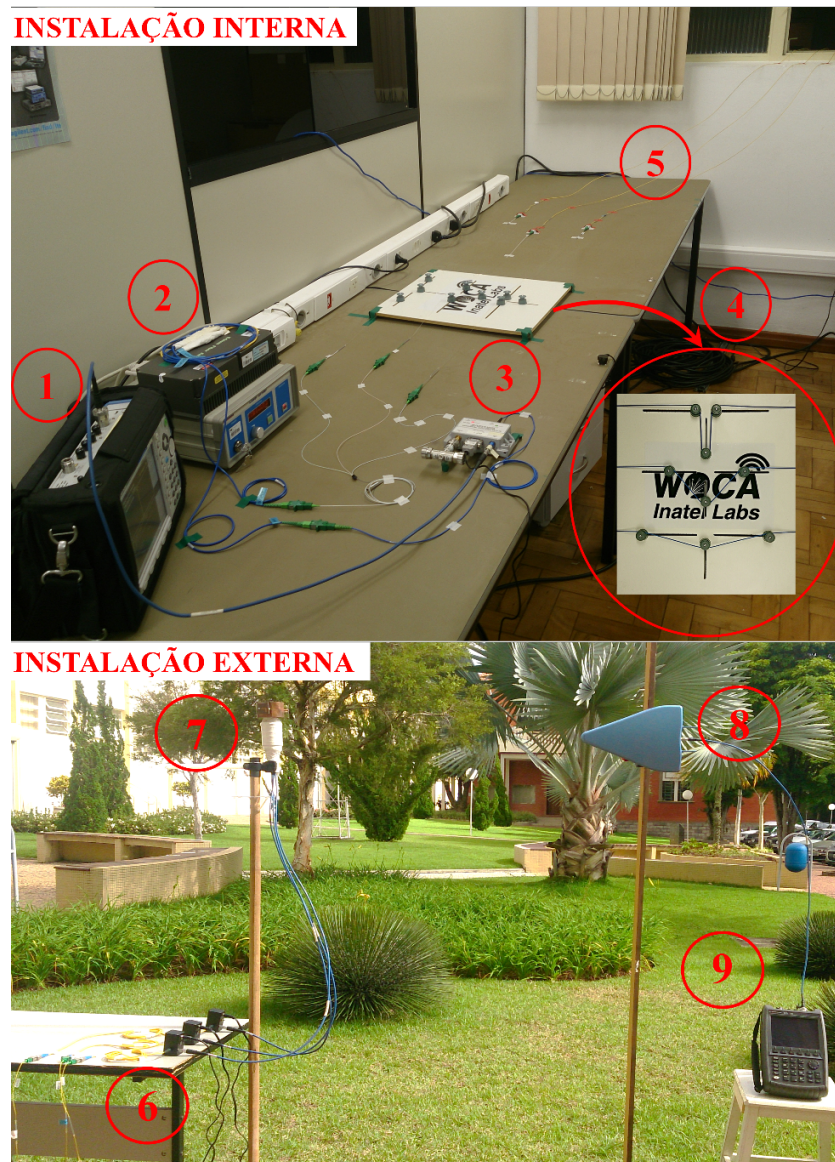


Fig. 4.17. Configuração para as medições da segunda reconfiguração do diagrama de irradiação.

Para medir os diagramas de irradiação no plano perpendicular aos braços dos dipolos, utilizou-se o arranjo de antenas como elemento transmissor (7) e a antena HyperLOG 60100 Aaronia AG[®] com receptora (8). Como o conjunto irradiador possui dimensões pequenas, com comprimento máximo de 90mm, a região de irradiação, dada por (3.1), inicia-se a aproximadamente 31cm de distância. Então, posicionaram-se as antenas separadas de aproximadamente um metro para não haver necessidade de utilizar amplificadores elétricos. Com esta separação, o sinal máximo recebido pelo analisador portátil [31] (9) foi de -68dBm e os diagramas de

irradiação medidos apenas com dispositivos elétricos e com a instalação RoF estão comparados na Fig. 4.18. Como esperado, a interface óptica não teve influências significativas nos resultados e os diagramas seguem o mesmo formato, com diferenças inferiores a 1dB entre os correspondentes lobos principais e inferiores a 2dB entre os lobos secundários. Os lobos principais possuem aberturas de feixe de aproximadamente 100° , tanto nos resultados obtidos nas simulações quanto nos encontrados pelas medições.

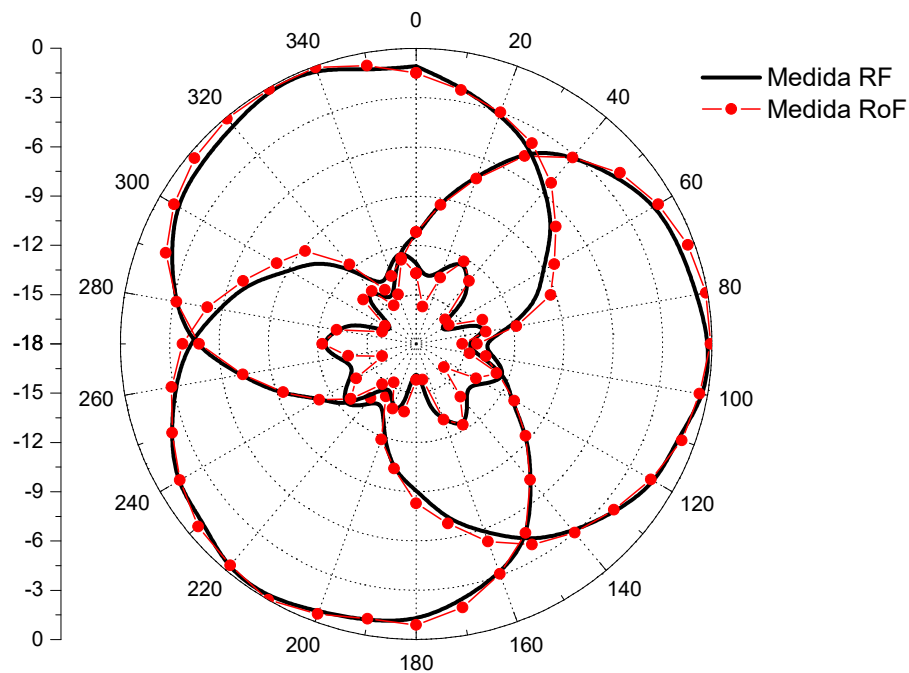


Fig. 4.18. Reconfiguração do diagrama de irradiação do arranjo de dipolos no plano perpendicular aos braços dos dipolos, com destaques para os resultados medidos apenas no domínio elétrico e com a instalação RoF.

4.6. Comentários sobre o capítulo

Foram apresentados os resultados da construção dos dipolos e os comportamentos obtidos por medições foram similares aos previstos por simulações, assim como os diversos valores que permitem a caracterização do arranjo das antenas. O modelo final da combinação de dipolos apresentou resultados medidos e simulados satisfatórios. Considerando aceitável um coeficiente de reflexão inferior a -10dB , os dipolos isolados apresentaram ressonância em toda a faixa medida, entre 5GHz e 6GHz. Na condição de dipolos serem excitados simultaneamente, encontraram-se duas frequências nas quais o coeficiente de reflexão ficou com valores máxi-

mos, em torno de 5,1GHz e 5,6GHz com valores iguais a $-8,6\text{dB}$. No restante da faixa analisada, os valores ficaram inferiores a -10dB .

Os diagramas de irradiação medidos e simulados, nos planos especificados, ficaram como esperados, tanto com os elementos alimentados isoladamente quanto simultaneamente. A reconfiguração do diagrama de irradiação no plano perpendicular aos braços dos dipolos foi realizada com êxito. Os resultados medidos com a configuração óptica (RoF) foram similares aos resultados previstos por simulações e confirmados por medições utilizando apenas componentes elétricos. Isto era esperado, uma vez que as características do sistema inicial não poderiam ser influenciadas ao inserir a configuração óptica. Ou seja, no domínio óptico o sinal não sofre interferências. Como previsto também, nesta configuração, quaisquer alterações nas fases dos sinais de excitação das antenas, seja no domínio elétrico ou óptico, não causam interferências significativas nos resultados.

Capítulo 5

Comentários e conclusões

5.1 Comentários gerais

No primeiro arranjo de antenas utilizaram-se os monopolos impressos em geometria fractal baseado no tapete de Sierpinski. Essa antena foi desenvolvida no Inatel como parte de outro trabalho de mestrado [10]. Os resultados experimentais para essa antena foram confrontados com os obtidos por meio de simulações. O arranjo desenvolvido foi escolhido após simulações com diferentes modelos, procurando o aperfeiçoamento em termos de diretividade e casamento de impedância em uma frequência especificada. O modelo foi desenvolvido com os elementos empilhados, por se tratar do arranjo que apresentou o diagrama de irradiação mais diretivo e maior ganho, igual a 9,5dBi. Esse modelo apresentou resultados satisfatórios na frequência de projeto, considerando um coeficiente de reflexão aceitável inferior a -10dB . Para tornar o diagrama de irradiação desse arranjo mais diretivo no plano z-y eliminando o nulo na direção de 90° do diagrama, inseriu-se um plano refletor na lateral do arranjo, com dimensões especificadas através de simulações. Após inserir o refletor, não houve mais nulo na direção de 90° do diagrama do plano vertical e foi medido apenas um lobo de 45° de abertura de feixe. Houve melhoras também no plano horizontal e o coeficiente de reflexão medido apresentou resultados satisfatórios na faixa de 2,4GHz á 6GHz, que é a faixa de operação do divisor de potência utilizado na medição. Os resultados medidos da reconfiguração do diagrama de irradiação do primeiro arranjo de antenas não se aproximaram tanto dos resultados previstos por simulações devido às diferenças de fase entre os sinais de excitação dos elementos. Projetou-se e construiu outro modelo de arranjo, desta vez utilizando dipolos com comprimentos próximos de meio comprimento de onda na frequência de projeto. O projeto partiu de simulações, considerando

as influências dos refletores que compõem o conjunto irradiador, e a construção dos elementos foi pelo processo tradicional de corrosão por perclorato de ferro. As melhores posições, as dimensões dos componentes e a forma de excitação foram ajustados até se alcançar o comportamento mais próximo possível do especificado. Esta comprovação foi realizada pelas sucessivas comparações dos resultados experimentais com os previstos pelas simulações. Os dipolos ficaram com dimensões próximas as de uma moeda de um real e apresentou resultados medidos de coeficiente de reflexão satisfatórios na faixa de 5,3GHz à 6GHz. O ganho simulado do dipolo foi de aproximadamente 2,4dBi, devido a sua dimensão ser ligeiramente diferente de meio comprimento de onda e influências das linha de alimentação. O modelo final do arranjo de dipolos com a caixa refletora, apresentou resultados de coeficientes de reflexão aceitáveis na faixa de 5GHz à 6GHz para os dipolos alimentados individualmente e para o arranjo com os elementos alimentados simultaneamente houve um aumento no coeficiente de reflexão de aproximadamente -8dB em torno de 5GHz e 5,6GHz. Na frequência de operação de 5,8GHz os valores medidos foram inferiores a -17dB tanto para os dipolos alimentados individualmente quanto simultaneamente. No plano desejado, perpendicular aos braços dos dipolos, cada dipolo apresentou abertura de feixe medida de 100° e quando todos os elementos foram excitados, a área de cobertura foi de aproximadamente 360°, com algumas reduções inferiores a -3dB no nível em algumas direções, com faixas de aproximadamente 20°. O ganho obtido do arranjo com apenas um elemento excitado foi de aproximadamente 6dBi e de 5dBi para todos os elementos excitados. O resultado foi inferior para o arranjo com os elementos excitados simultaneamente porque a energia foi distribuída numa maior região do espaço. Demonstrou-se a eficácia da reconfiguração do diagrama de irradiação, com diferenças mínimas entre os resultados medidos e simulados dos diagramas de irradiação. Como era de se esperar, a configuração óptica não interferiu nos resultados obtidos utilizando apenas componentes elétricos.

5.2 Conclusões

Com o arranjo de monopolos impressos foram obtidos resultados medidos e simulados da reconfiguração do diagrama de irradiação com maiores discrepâncias. O primeiro motivo relacionou-se à disposição dos elementos do arranjo. A segunda razão foi a diferença de fase entre os sinais de excitação dos elementos, fato que foi constatado após experiências de laboratórios. Verificou-se que pequenas diferenças de fase são responsáveis por acentuadas modifica-

ções no diagrama de irradiação. Para uma previsão mais precisa das influências dessas mudanças no diagrama de irradiação seria necessário garantir maior controle sobre as fases das excitações. Para se alcançar esse objetivo, construiu-se um novo conjunto irradiante. Optou-se por dipolos dispostos de forma que as diferenças de fases entre os sinais de alimentação não alterassem os diagramas de irradiação.

Após esta primeira etapa do desenvolvimento, demonstrou-se um esquema eficiente de controle do diagrama de irradiação com base na tecnologia fotônica. Esta configuração tem como diferencial a possibilidade de reconfigurar o diagrama através do controle das amplitudes dos sinais que alimentam os elementos irradiadores, no domínio óptico e em tempo real. Com este procedimento, otimizou-se a área de cobertura e reduziram-se as interferências, adaptando o padrão de irradiação para a região desejada. A configuração de radio sobre fibra óptica (RoF) permite operar o sistema em ligações de longa distância. Além disto, estabeleceram-se características de interoperabilidade entre os sistemas ópticos em uma configuração pequena, simples e de baixo peso. Como aplicações importantes deste sistema de antenas, sugerem-se os sistemas de sensoriamento remoto e de comunicação sem fio que necessitem de controle sobre o padrão de irradiação.

5.3 Sugestões para trabalhos futuros

Foi demonstrada a reconfiguração do diagrama de irradiação utilizando componentes ópticos. É necessário obter o domínio sobre as fases dos sinais de excitação dos elementos que compõem o conjunto irradiante. Na primeira proposta, a reconfiguração do diagrama utilizando o arranjo de monopolos, é necessária desenvolver um processo capaz de permitir um controle de fase antes da excitação dos elementos irradiadores para maior aproximação entre os resultados medidos e simulados. Verificou-se, também, a necessidade de investigação de outros mecanismos que possibilitem o controle do diagrama de irradiação, ajustando no domínio óptico as fases dos sinais de excitação. Uma idéia é aproveitar a alta dispersão cromática dependente do comprimento de onda da HPCF (hybrid protonic crystal fiber). Como o método utilizado para reconfigurar o diagrama de irradiação foi o controle da amplitude da corrente de excitação das antenas, outra sugestão seria utilizar lasers sintonizáveis ou outro mecanismo para variar o comprimento de onda guiado na HPCF. Com este procedimento, podem-se obter

diferentes variações nas amplitudes dos sinais através da perda dependente da polarização (P-DL, *polarization dependent loss*) da HPCF.

Anexo A

Lista de publicações

1. S. C. PATRÍCIO; M. CARLETI; ARISMAR CERQUEIRA S. JR.; J. A. J. RIBEIRO. *Development of a Printed Antenna Array based on Sierpinsky Carpet Fractal Elements*. Accepted to publish on SBMO/IEEE - International Microwave and Optoelectronics Conference. Proceedings of IMOC 2015, from November 3rd to 6th, 2015.
2. I. F. DA COSTA; R. A. SANTOS; S. C. PATRICIO; J. A. J. RIBEIRO; D. H. SPADOTI; A. BOGONI; ARISMAR CERQUEIRA S. JR. *A Dual-band Slotted Waveguide Antenna Array for Radars Applications*. Accepted to publish on SBMO/IEEE - International Microwave and Optoelectronics Conference. Proceedings of IMOC 2015, from November 3rd to 6th, 2015.
3. S. C. PATRÍCIO; W. A. CAMACHO; J. A. J. RIBEIRO; D. L. CORTES; ARISMAR CERQUEIRA S. JR. *Optically-controlled Printed Dipole Antenna Array with Reconfigurable Radiation Pattern*. A ser submetido à Microwave and Optical Technology Letters.

Referências Bibliográficas

- [1] HANSEN, R. C. *Phased array antenna*. 2nd. Ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2009.
- [2] YAO, J. A Tutorial on Microwave Photonics. *Research Highlights*, p. 5-12, Jun., 2012.
- [3] DA SILVA, L. G.; DA COSTA, I. F.; JUNIOR, A. C. S. Multiphysics design methodology for photonic-based phased array Antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, n. 4, Apr., 2014.
- [4] WILLE NG, W.; WALSTON, A. A.; TANGONAN, G.; LEE, J. J.; NCWBERG, I. L.; BERNSTEIN, N. The First Demonstration of an Optically Steered Microwave Phased Array Antenna Using True-Time-Delay. *J. Lightwave Tech.*, vol. 9, n. 9, Sep., 1991.
- [5] KASHYAP, R. *Fiber Bragg Grating*. Academic Press, 1999.
- [6] LIU, Y.; YAU, J.; YANG, J. *Wideband true-time-delay beam former that employs a tunable chirped fiber grating prim*. *Applied Optics*, vol. 42, n. 13, May., 2003.
- [7] JALALI, B.; YEGNANARAYANAN, S. *Optically Controlled Phased-Array Antenna Using Wavelength-Selective True Time Delay*. *IEEE*, p. 367-370, May., 2000.
- [8] JIANG, Y.; HOWLEY, B.; SHI, Z.; ZHOU, Q.; CHEN, R. T.; CHEN, M. Y.; BROST, G.; LEE, C. Dispersion-Enhanced Photonic Crystal Fiber Array for a True Time-Delay Structured X-Band Phased Array Antenna. *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, n. 1, p. 187-189, Jan., 2005.
- [9] WAKE, D.; NKANSAH, A.; GOMES, N. J. Radio Over Fiber Link Design for Next Generation Wireless Systems. *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, n. 16, p. 2456-2464, Aug., 2010.
- [10] CARLETI, M. Antena impressa de faixa ultra-larga empregando a geometria fractal do tapete de Sierpinski. Santa Rita do Sapucapi, 2015. Instituto Nacional de telecomunicações.
- [11] YAO, J. Microwave photonics. *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, n. 3, p.314-335, Feb., 2009.
- [12] JUNIOR, A. C. S.; DA COSTA, I. F.; MANERA, L. T.; DINIZ, J. A. Optically Controlled Reconfigurable Antenna Array Based on E-Shaped Elements. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2014.
- [13] KRAUS, J. D. *Antennas*. 2nd. Ed. New York: McGraw-Hill, 1988.
- [14] YI, X.; HUANG, T; MINASIAN, R. *A Photonic Controlled Beam Former for Phased Array Antennas*. Sydnovate, 2006.
- [15] JUNIOR, A. C. S. Recent progress and novel applications of photonic crystal fibers. *IOP Science. Rep. Prog. Phys.*, n. 73, 024401, pp. 21, Jan., 2010.
- [16] JUNIOR, A. C. S.; LONA, D. G.; DE OLIVEIRA, I.; FIGUEROA, H. E. H.; FRAGNITO, H. L. Broadband single-polarization guidance in hybrid photonic crystal fibers. *Optics Letters*, vol. 36, n. 2, p. 133-135, Jan., 2011.
- [17] YABLONOVITCH, E. Photonic band-gap structures. *Opt. Soc. Am. B*, vol. 10, n. 2, 283-295, Feb., 1993.

- [18] KNIGHT, J. C.; BROENG, J.; BIRKS, T. A.; RUSSELL, P. ST. J. Photonic Band Gap Guidance in Optical Fibers. *Science*, vol. 282, n. 5393, p. 1476-1478, Nov., 1998.
- [19] ARGYROS, A.; BIRKS, T. A.; LEON-SAVAL, S. G.; CORDEIRO, C. M. B.; LUAN, F.; RUSSELL, P. ST. J. Photonic bandgap with an index step of one percent. *Opt. Express*, vol. 13, p. 309-314, 2005.
- [20] BOUWMANS, G.; BIGOT, L.; QUIQUEMPOIS, Y.; LOPEZ, F.; PROVINO, L.; DOUAY, D. Fabrication and characterization of an all-solid 2D photonic bandgap fiber with a low-loss region (<20dB/km) around 1550 nm. *Opt. Express* 13, p. 8452-8459, Oct., 2005.
- [21] JUNIOR, A. C. S.; LUAN, F.; CORDEIRO, C. M. B.; GEORGE, A. K.; KNIGHT, J. C. Hybrid photonic crystal fiber. *Optics Express*, vol. 14, n. 2, p. 926-931, Jan, 2006.
- [22] BALANIS. C. A. *Antenna Theory*. 2nd. Ed. New York: John Wiley & Sons, 1997.
- [23] HSU, H. H.; LEE, Y. C.; HEN, R. H.; SUN, J. S. *Printed fractal antennas for multi and wide-band applications*. National Taipei University of Technology. Disponível em: <http://ap-s.ei.tuat.ac.jp/isapx/2008/pdf/1645291.pdf>. Acesso em: 09/04/13.
- [24] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações*. São Paulo: Érica, 2012.
- [25] ANSYS CORPORATION. *HFSS electromagnetic simulation tool*. New York: Ansoft, 2012.
- [26] CARLETI, M.; RIBEIRO, J. A. J. *Antenas impressas baseadas no tapete de Sierpinski*. 16^o Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, MOMAG, ago., 2014.
- [27] ARLON. *Microwave Materials, DiClad Series*. Disponível em: <https://imageserv10.teamlogic.com/mediaLibrary/303/Diclad.pdf>. Acesso em: 11/04/14.
- [28] AGILENT TECHNOLOGIES. *Agilent E5071C ENA Network Analyzer*. Disponível em: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5478EN.pdf>. Acesso em: 14/05/2014.
- [29] ANRITSU ENVISION: ENSURE. *BTS Master MT822xB Technical Data Sheet*. Disponível em: <http://www.anritsu.com/en>. Acesso em: 15/05/2014.
- [30] AARONIA AG. *Active RF Test Antennas up to 10GHz HyperLOG® 60 X Series*. Disponível em: http://www.aaronia.pt/Datasheets/Antennas/RF-Antenna_6080X.pdf. Acesso em: 15/05/2014.
- [31] AGILENT TECHNOLOGIES. *Agilent FieldFox Handheld Analyzers*. Disponível em: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-9783EN.pdf>. Acesso em: 15/05/14.
- [32] MARTIN STRÅÅT; IGOR CHMUTIN; ANTAL BOLDIZAR. *Dielectric Properties of Polyethylene Foams at Medium and High Frequencies*. Nordic Rheology Society, vol. 18, 2010.
- [33] GUPTA, K. C.; GARG, R; BAHL, I. J. *Microstrip lines and slotlines*. Norwood: Artech House, 1979, p. 92.