

# Brasil 6G

## Projeto Brasil 6G

Contribuições em Tecnologias de  
Radiofrequência, Rádio sobre  
Fibra e de Comunicações Ópticas  
para Redes 6G  
(Atividade 3.5)



UNIVERSIDADE FEDERAL  
DO RIO DE JANEIRO



### Histórico de Atualizações:

| Versão | Data       | Autor(es)   | Notas                  |
|--------|------------|---|------------------------|
| 1      | 22/09/2023 | Arismar Cerqueira Sodré Junior<br>Celso Henrique de Souza Lopes<br>Evandro César Vilas Boas<br>Felipe A. P. de Figueiredo<br>Felipe Batista Faro Pinto<br>Jorge Ricardo Mejía Salazar<br>Letícia Carneiro de Souza<br>Luís Gustavo da Silva<br>Luiz Augusto Melo Pereira<br>Tomás Powell Villena Andrade<br>William Orivaldo Faria Carvalho | Elaboração de conteúdo |
| 2      | 03/02/2024 | Luciano Leonel Mendes<br>Luiz Augusto Melo Pereira  | Revisão de texto       |

## Lista de Figuras

|    |  |    |
|----|--|----|
| 1  | Detalhes da estrutura em anéis ressonadores interrompidos conjugados e evolução do projeto da célula. Dimensões finais da estrutura: $p = 20 \text{ mm}$ , $r_{in} = 4,4 \text{ mm}$ , $r_{out} = 5,5 \text{ mm}$ , $g = 1 \text{ mm}$ , e $w = 1 \text{ mm}$ . . . . .  | 5  |
| 2  | Coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ) inicial para a célula <i>conjugated hexagonal splitting resonator</i> (CHSRR) (a) incidência oblíqua para o modo <i>transversal electric</i> (TE), (b) incidência oblíqua para o modo <i>transversal magnetic</i> (TM), (c) sensibilidade a polarização para o modo TE, (d) sensibilidade a polarização para o modo TM. . . . .  | 6  |
| 3  | Coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ) final para a célula CHSRR (a) incidência oblíqua para o modo TE, (b) incidência oblíqua para o modo TM, (c) sensibilidade a polarização para o modo TE, (d) sensibilidade a polarização para o modo TM. . . . .  | 7  |
| 4  | Distribuição de corrente em 3,5 GHz para as três células apresentadas na Figure 4. . . . .   | 8  |
| 5  | Projeto e fabricação da metasuperfície. (a) Programa Silhouette Studio versão V3 e impressora para preparo dos padrões, (b) As partes remanescentes e indesejadas foram retiradas com uma pinça e (c) colocadas em uma folha de polyethylene terephthalate (PET). (d) Após depositar o filme nanométrico em um substrato PET, a máscara é removida. A metasuperfície foi preparada para medições e caracterização, conforme mostrado na inserção no painel direito. . . . .  | 9  |
| 6  | (a) Micrografia de seção transversal da amostra consistindo de uma camada adesiva de cromo (60 nm) e ouro (150 nm), cultivada em PET por evaporação térmica. (b) imagem de microscópio de força atômica da superfície da película fina de ouro. . . . .  | 10 |
| 7  | Configuração experimental para caracterizar a metasuperfície. (a) o dispositivo em teste foi colocado entre duas antenas hiperlog. O sinal gerado pelo PSG E8267D é analisado com MXA N9020A. (b) fotografia do experimento de caracterização. . . . .   | 11 |
| 8  | (a) Representação esquemática $2 \times 2$ do arranjo de células unitárias que forma a metasuperfície, (b) Circuito equivalente de uma célula. . . . .   | 12 |
| 9  | Resultados numéricos para $S_{21}$ obtidos através do circuito equivalente para (a) modo TE e (b) modo TM. Análise numérica para $S_{21}$ para (c) modo TE e (d) TM. (e) Resultados experimentais para o parâmetro $S_{21}$ considerando onda incidente com polarização TE. Os picos mínimos rotulados Exp1 e Exp2 em (e) são usados para fins comparativos em (c), onde esses valores são representados por linhas verticais tracejadas. O ângulo de incidência correspondente para cada medição é mostrado em (e). . . . . | 14 |
| 10 | Resultados numéricos do campo elétrico em campo próximo para (a) $f = 3.04 \text{ GHz}$ ( $\lambda = 9.86 \text{ cm}$ ), (b) $f = 3.81 \text{ GHz}$ ( $\lambda = 7.87 \text{ cm}$ ). . . . .   | 15 |
| 11 | (a) Princípio de funcionamento de uma rede de espelhos de Bragg, (b) Modelo de imagens elétricas para um dipolo de meia onda próximo a dois semi-planos finitos separados por $90^\circ$ . . . . .   | 16 |
| 12 | Espelhos de Bragg em formato de refletor de canto. . . . .   | 18 |
| 13 | (a) Ganho em função do número de camadas, (b) ganho do dipolo sem e com o refletor para a faixa de frequência entre 5 e 7 GHz. . . . .   | 18 |

|    |  |    |
|----|--|----|
| 14 | Perspectivas de visualização do refletor de canto baseado em espelho de Bragg, detalhes do elemento dipolo e o protótipo posicionado para medidas de diagrama de irradiação. . . . .   | 19 |
| 15 | Coeficiente de reflexão medido para a antena dipolo com e sem o refletor de Bragg.   | 19 |
| 16 | Diagramas de irradiação medido e simulado nos planos $E$ e $H$ para as frequências de 5,5, 5,7 e 6 GHz. . . . .  | 20 |
| 17 | Geometria e dimensões da antena corneta baseada em espelho de Bragg impressa em 3D: suporte metálico e espelhos de Bragg cônicos. Detalhe da montagem do protótipo e integração com uma transição comercial de guia de ondas para coaxial.   | 22 |
| 18 | Antena corneta baseada em espelho de Bragg impressa em 3D (a) visualização das camadas dielétricas e suporte metálico, (b) antena posicionada para medidas de coeficiente de reflexão, (c) protótipo posicionado para extração do diagrama de irradiação e ganho. . . . .  | 23 |
| 19 | (a) Coeficiente de reflexão medido e simulado, e (b) Ganho medido e simulado da antena corneta baseada em espelho de Bragg impressos em 3D. . . . .  | 23 |
| 20 | Diagramas de irradiação simulados e medidos nos planos $E$ e $H$ para a antena corneta baseada em espelhos de Bragg impressos em 3D para as frequências (a) 25 GHz, (b) 25,5 GHz, (c) 26 GHz e (d) 26,5 GHz. . . . .   | 24 |
| 21 | (a) Representação pictórica de uma nanoantena plasmônica Yagi-Uda genérica (feita de Au) embutida em sílica. Os elementos da nanoantena e suas geometrias são ilustrados em (b). . . . .   | 27 |
| 22 | (a)–(e) Os campos eletromagnéticos espalhados (campos-próximo) para os Casos de 1 a 5, respectivamente. . . . .  | 28 |
| 23 | Padrões de irradiação de campo distante para os cinco cenários em (a) azimute e (b) elevação. . . . .  | 30 |
| 24 | (a) Análise comparativa da diretividade em direção ao eixo $+x$ [ $D(\phi = 0^\circ, \theta = 90^\circ)$ ], em função de $\theta_{\text{inc}}$ , para todos os cinco casos. Os resultados numéricos dos campos distantes correspondentes para $\theta_{\text{inc}} = 60^\circ$ e $\theta_{\text{inc}} = 75^\circ$ são ilustrados comparativamente em (b)–(f) para todos os cinco casos, respectivamente. . . . .           | 31 |
| 25 | Resultados numéricos para $S_{\text{av}} =  (1/2) \Re(\mathbf{E}_{\text{sca}} \times \mathbf{H}_{\text{sca}}^*) $ ao longo do eixo $x$ . Os dados foram coletados para $d \geq \lambda_{\text{SiO}_2}/2$ , considerando $d = 0$ como o último elemento diretor de cada caso. . . . .   | 32 |
| 26 | Diretividade $D$ em função do número de diretores $n$ para os Casos 1 a 5. . . . .   | 32 |
| 27 | (a) Diretividade em função das distância entre as partículas para os Casos 3 a 5 correspondetes a $n = 10$ . (b)–(d) mostram os campos espalhados correspondentes (ao redor da estrutura) para cada caso. . . . .  | 33 |
| 28 | (a) Esquemático da nanoantena dipolo magnetoplasmônica, (b) direcionamento no plano de elevação com sentido de magnetização $M_x$ e (c) direcionamento no plano azimutal com sentido de magnetização $M_z$ . . . . .   | 34 |
| 29 | (a) Eficiências das seções transversais em função do comprimento de onda, normalizadas em relação à eficiência máxima de extinção ( $\sigma_{\text{ext}}^{\text{max}}$ ) e (b) gráfico comparativo do $\sigma_{\text{sca}}$ para estrutura não magnetizada e magnetizada, normalizada em relação ao valor máximo de $\sigma_{\text{sca}}$ ( $\sigma_{\text{sca}}^{\text{max}}$ ), que era do caso não-magnetizado. . . . . | 35 |
| 30 | Campos próximos no plano $yz$ para (a) $M_x = -1$ e (b) $M_x = +1$ e os padrões de irradiação 3D correspondentes para (c) $M_x = -1$ e (d) $M_x = +1$ . As setas curvas ao redor do eixo $x$ são usadas para indicar o sentido de inclinação/direção do feixe irradiado. . . . .   | 36 |

|    |  |    |
|----|--|----|
| 31 | Campos próximos no plano $xy$ para (a) $M_z = -1$ e (b) $M_z = +1$ e os padrões de irradiação 3D correspondentes para (c) $M_z = -1$ e (d) $M_z = +1$ . As setas curvas ao redor do eixo $z$ são usadas para indicar o sentido de inclinação/direção do feixe irradiado. . . . .   | 37 |
| 32 | (a) Representação esquemática da nanoantena magnetoplasmônica em estudo. As bobinas representadas ao redor da nanoestrutura são usadas para ilustrar um possível mecanismo (amplamente disponível [1]) para manipulação ativa da direção/sentido da magnetização. Vista (b) superior e (c) em corte transversal da região da nanoantena. . . . .   | 38 |
| 33 | (a) Representação pictórica de um dipolo elétrico irradiante na presença de um campo magnético aplicado (ou tendo uma magnetização intrínseca) $\mathbf{M}$ . (b) Padrões de irradiação normalizados para $\mathbf{M}$ apontando ao longo das direções positiva ( $+m$ ) e negativa ( $-m$ ) do eixo $y$ . Componente $x$ normalizado do campo elétrico (ao longo do plano $xy$ ) para (c) $+m$ e (d) $-m$ calculado em $z = \frac{\lambda}{2\pi}$ . Os cálculos foram feitos para um dipolo pontual com raio $r_d = 90$ nm, considerando $\lambda = 750$ nm, $\varepsilon = -14 + i1.7$ e $\varepsilon_{xz} = -4.01 - i2.27$ . . . . .    | 40 |
| 34 | Espectro de <i>scattering cross-section</i> normalizado em função de $\lambda$ , para diferentes (a) $w_s$ (com $l_s = 85$ nm) e (b) $l_s$ (com $w_s = 80$ nm). $E_x^{\text{sca}}$ normalizado ao longo do (c) plano $xz$ e (d) $yz$ para o sistema com $w_s = 80$ nm e $l_s = 85$ nm, para $\lambda = 700$ nm. . . . .  | 41 |
| 35 | Padrão de irradiação do ganho do sistema na Figura 34 para (a) $m = 0$ e (b) $m = \pm 1$ . . . . .   | 42 |
| 36 | Padrões de irradiação do ganho para o sistema com $w_s = 220$ nm e $l_s = 85$ nm para (a) $m = -1$ e (b) $m = +1$ . Linhas pontilhadas vermelhas são usadas para indicar a direção do feixe irradiado para cada $m$ . (c) e (d) mostram os campos próximos dispersos correspondentes para $m = -1$ e $m = +1$ , respectivamente. . . . .   | 43 |
| 37 | (a) Representação esquemática do projeto da Yagi-Uda magnetoplasmônica proposto e (b) seus parâmetros geométricos. . . . .   | 44 |
| 38 | $\sigma_{\text{sca}}$ normalizado em função de $\lambda$ (a) para diferentes entre os braços do dipolo $g$ (com $l_d = 88$ nm) e (b) comprimentos de dipolo $l_d$ (com $g = 10$ nm). . . . .   | 45 |
| 39 | Padrões de irradiação nos planos de (a) azimute e de (b) elevação, onde os campos distantes resultaram de ângulos de incidência $\theta_{\text{inc}} = 0^\circ$ (linha preta contínua), $\theta_{\text{rminc}} = 30^\circ$ (linha vermelha contínua), $\theta_{\text{inc}} = 60^\circ$ (linha azul contínua) e $\theta_{\text{inc}} = 90^\circ$ (linha verde contínua). (c) Resultados de $D$ em função de $\theta_{\text{inc}}$ . (d) Gráfico do padrão de irradiação 3D para $\theta_{\text{inc}} = 75^\circ$ . Os resultados nesta figura foram calculados para $\mathbf{M} = \mathbf{0}$ (ou seja, em sistema desmagnetizado). . . . . | 46 |
| 40 | (a) Padrões de irradiação em função de $d$ . (b) Diretividade ao longo do eixo $+x$ em função de $d$ . . . . .   | 47 |
| 41 | (a) e (b) são os campos espalhados para $m_z = +1$ e $m_z = -1$ , respectivamente, para o sistema com $d = 150$ nm. . . . .  | 48 |
| 42 | Efeitos MO no feixe irradiado da nanoantena para os planos de (a) azimute e (b) elevação. A direção de campo distante é observada apenas no plano azimutal (o plano da nanoantena). As curvas vermelha e azul são para $m_z = +1$ e $m_z = -1$ , enquanto as curvas pretas são para $m_z = 0$ (ou seja, sistema desmagnetizado). . . . .   | 48 |

|    |  |    |
|----|--|----|
| 43 | Perfis de campo distante do padrão de irradiação para diferentes números de elementos diretores ( $n$ ) usando (a) $m_z = +1$ e (b) $m_z = -1$ . (c) Diretividade em função de $n$ para $m_z = 0$ e $m_z = \pm 1$ . (d) $\sigma_{sca}$ normalizado para $m_z = 0$ e $m_z = \pm 1$ , com $n = 3$ . . . . .  | 50 |
| 44 | Diagrama de blocos do sistema híbrido A-RoF/VLC. (a) Diagrama de blocos do sistema híbrido proposto A-RoF/VLC. AWG, gerador de forma de onda arbitrária; VSG, gerador de sinal vetorial; RoF, rádio sobre fibra; SMF, fibra monomodo; EA, amplificador elétrico; BT, bias-tee; PS, fonte de alimentação; R1, refletor parabólico; L1 e L2, lentes convexas; DCF, cubo dicróico; VSA, analisador de sinal vetorial. (b) Apenas o LED vermelho ligado. (c) Apenas o LED azul ligado. (d) Apenas o LED verde ligado. (e) Três LEDs ligados. . . . . | 53 |
| 45 | Fotografias da configuração experimental: (a) A configuração completa, incluindo os enlaces RoF de 12.5 km e VLC de 1.2 m; (b) DCF filtrando a luz RGB; (c) Transmissor VLC; (d) Receptor VLC. . . . .   | 55 |
| 46 | Resposta em frequência dos 3 leds . . . . .  | 56 |
| 47 | Análise de desempenho: (a) <i>root mean square error vector magnitude</i> ( $EVM_{RMS}$ ) em função da potência de entrada de RF a partir do VSG. (b) Espectro medido e constelação para P1, P2 e P3 para as cores vermelha, verde e azul, respectivamente. . . . .  | 57 |
| 48 | Desempenho do $EVM_{RMS}$ em função da potência elétrica injetada em cada LED. . . . .   | 58 |
| 49 | Análise de Desempenho: Modulação QPSK com largura de banda de 5 MHz. $EVM_{RMS}$ em função da cor do LED ([R]: vermelho, [G]: verde, [B]: azul). . . . .   | 58 |
| 50 | Análise de Desempenho: Luz vermelha com modulação BPSK, QPSK e 16-QAM. . . . .   | 59 |
| 51 | Diagrama em blocos (a) e fotografia (b) do sistema híbrido proposto. . . . .   | 61 |
| 52 | Espectro elétrico medido na saída do fotodetector para larguras de banda 50, 100, 200 e 400 MHz. . . . .   | 62 |
| 53 | Constelações 5G NR medidas para larguras de banda de 50, 100, 200 e 400 MHz e ordem de modulação 64-QAM. . . . .   | 62 |
| 54 | Análise de desempenho VLC: QPSK, 16- e 64-QAM com largura de banda de 20 MHz. . . . .  | 63 |
| 55 | Espectro elétrico 5G NR medido após transmissão FiWi a 39 GHz. . . . .   | 64 |
| 56 | Diagrama de blocos do modelo de sistema em banda-base equivalente do sistema analógico de rádio sobre fibra. . . . .   | 65 |
| 57 | Arquitetura da ARVTDNN composta pelas seguintes camadas: camada de entrada ( $\ell = 0$ ); camadas ocultas ( $\ell = 1, \dots, L$ ); camada de saída ( $\ell = L + 1$ ). Cada camada possui $O_\ell$ neurônios. . . . .  | 67 |
| 58 | Compensação de distorções: (a) magnitude; (b) desvio de fase. . . . .  | 71 |
| 59 | $EVM_{RMS}$ em função da potência de na entrada do MZM. . . . .  | 72 |
| 60 | NMSE em função da potência de RF na entrada do MZM. . . . .  | 72 |
| 61 | ACLR em função da potência de RF na entrada do MZM. . . . .  | 73 |
| 62 | Espectro de frequência para um sinal <i>orthogonal frequency division multiplexing</i> (OFDM) a 20 dBm. . . . .  | 73 |
| 63 | Diagrama em blocos do sistema RPoF proposto. . . . .   | 75 |
| 64 | Fotografias do arranjo experimental. (a) Sistema PoF; (b) Sistema RoF bidirecional. . . . .  | 76 |
| 65 | Histogramas normalizados das medidas de estabilidade de potência óptica na entrada do PPC e elétrica na saída do PPC. . . . .  | 77 |

|    |   |    |
|----|---|----|
| 66 | EVM <sub>RMS</sub> medido em função da potência de RF injetada no módulo RoF TX <sub>1</sub> para um sinal DL 64-QAM de 3,5 GHz com largura de banda de 50 MHz. . . . . | 78 |
| 67 | Transmissão dos sistemas <i>power-over-fiber</i> (PoF) e 5G NR em um ambiente industrial. . . . .   | 79 |
| 68 | Diagrama de blocos do setup experimental. . . . .   | 80 |
| 69 | Potência elétrica de saída e PTE em função da potência óptica de entrada. . . . .   | 81 |
| 70 | EVM <sub>RMS</sub> em função da potência RF de entrada. . . . .   | 81 |

## Lista de Tabelas

|    |  |    |
|----|--|----|
| 1  | Comparação de desempenho entre a célula proposta e outros <i>meta-atoms</i> empregando dielétricos ultrafinos. . . . . | 8  |
| 2  | Parâmetros geométricos e dimensões finais da cruz de Jerusalém. . . . .  | 12 |
| 3  | Comparação de desempenho entre o refletor de canto baseado em espelhos de Bragg e outras tecnologias. . . . .          | 21 |
| 4  | Parâmetros geométricos otimizados para os cinco casos. . . . .   | 28 |
| 5  | Resumo dos principais parâmetros da nanoantena magnetoplasmônica Yagi-Uda.   | 49 |
| 6  | Principais características da matriz LED RGB . . . . .   | 54 |
| 7  | Fotodetector - Responsividade . . . . .  | 54 |
| 8  | Desempenho do Sistema VLC sem o enlace A-RoF. . . . .  | 56 |
| 9  | Parâmetros para os modelos não-lineares do MZM e do PA. . . . .  | 69 |
| 10 | Parâmetros de simulação para o filtro de resposta impulsiva finita de dispersão cromática. . . . .                     | 69 |
| 11 | Medidas de $EVM_{RMS}$ em função da largura de banda e ordens de modulação - transmissões DL e UL. . . . .             | 78 |

## Acrônimos

|                          |  |
|--------------------------|--|
| <b>3GPP</b>              | <i>3<sup>rd</sup> generation partnership project</i>   |
| <b>5G</b>                | <i>quinta geração de comunicações móveis</i>           |
| <b>5G-NR</b>             | <i>5G new radio</i>                                    |
| <b>6G</b>                | <i>sexta geração de comunicações móveis</i>            |
| <b>ACLR</b>              | <i>adjacent channel leakage ratio</i>                  |
| <b>Adam</b>              | <i>adaptive momentum</i>                               |
| <b>ANN</b>               | <i>artificial neural network</i>                       |
| <b>ARVTDNN</b>           | <i>augmented real valued time delay neural network</i> |
| <b>A-RoF</b>             | <i>analog radio-over-fiber</i>                         |
| <b>AWG</b>               | <i>arbitrary waveform generator</i>                    |
| <b>AWGN</b>              | <i>additive white Gaussian noise</i>                   |
| <b>ABS</b>               | <i>acrilonitrila butadieno estireno</i>                |
| <b>Au</b>                | <i>ouro</i>  |
| <b>B5G</b>               | <i>beyond 5G</i>                                       |
| <b>BBU</b>               | <i>baseband unit</i>                                   |
| <b>BER</b>               | <i>bit error rate</i>                                  |
| <b>BPSK</b>              | <i>binary phase shift keying</i>                       |
| <b>BS</b>                | <i>base station</i>                                    |
| <b>BW</b>                | <i>bandwidth</i>                                       |
| <b>CO</b>                | <i>central office</i>                                  |
| <b>CP</b>                | <i>cyclic prefix</i>                                   |
| <b>C-RAN</b>             | <i>centralized radio access network</i>                |
| <b>CW</b>                | <i>continuous wave</i>                                 |
| <b>CHSRR</b>             | <i>conjugated hexagonal split-ring resonator</i>       |
| <b>DC</b>                | <i>direct current</i>                                  |
| <b>DCF</b>               | <i>dichroic cube filters</i>                           |
| <b>DFB</b>               | <i>distributed feedback</i>                            |
| <b>DL</b>                | <i>downlink</i>  |
| <b>DPD</b>               | <i>digital pre-distortion</i>                          |
| <b>DU</b>                | <i>distributed unit</i>                                |
| <b>EDFA</b>              | <i>erbium-doped fiber amplifier</i>                    |
| <b>Elu</b>               | <i>exponential linear unit</i>                         |
| <b>eRAC</b>              | <i>enhanced remote area communication</i>              |
| <b>EVM<sub>RMS</sub></b> | <i>root mean square error vector magnitude</i>         |

**FIB** *focused ion beam*  
**FEM** *finite element method*  
**FiWi** *fiber-wireless*  
**FSO** *free space optical*  
**FSS** *frequency selective surface*  
**GPU** *unidade de processamento gráfico*  
**HPLD** *high power laser diode*  
**HPBW** *half power beam width*  
**IA** *inteligência artificial*  
**IBI** *inter-block interference*  
**LD** *laser diode*  
**LED** *light emitting diode*  
**LiDAR** *light detection and ranging*  
**LNA** *low-noise amplifier*  
**LSPR** *localized surface plasmon resonance*  
**Co<sub>6</sub>Ag<sub>94</sub>** *liga metálica ferromagnética de cobalto-prata*  
**MAC** *media access control*  
**ML** *machine learning*  
**MMF** *multimode fiber*  
**mMIMO** *massive multiple-input multiple-output*  
**mmWaves** *millimeter waves*  
**MO** *magneto-óptico*  
**MTP** *máxima transferência de potência*  
**MSE** *mean square error*  
**MZM** *Mach-Zehnder modulator*  
**NMSE** *normalized mean square error*  
**OFDM** *orthogonal frequency division multiplexing*  
**OOBE** *out-of-band emission*  
**OSNR** *optical signal-to-noise ratio*  
**OWC** *optical wireless communications*  
**OSA** *optical spectrum analyzer*  
**PA** *power amplifier*  
**PD** *photodetector*  
**PIC** *photonic integrated circuit*  
**PHY** *physical layer*

**PoF** *power-over-fiber*  
**PPC** *photovoltaic power converter*  
**PSD** *power spectral density*  
**PTE** *power transmission efficiency*  
**PET** *polyethylene terephthalate*  
**PLA** *polylactic acid*  
**QAM** *quadrature amplitude modulation*  
**Q-PSK** *quadrature phase shift keying*  
**QPSK** *quadrature phase-shift keying*  
**QWS** *quarter-wave stack*  
**ReLU** *rectified linear unit*  
**RF** *radiofrequency*  
**RIS** *reconfigurable intelligent surface*  
**RoF** *radio over fiber*  
**RPoF** *radio- and power-over-fiber*  
**RRH** *remote radio head*  
**SDR** *software defined radio*  
**SELU** *scaled exponential linear unit*  
**SiO<sub>2</sub>** *silica*  
**SMF** *single-mode fiber*  
**SNR** *signal-to-noise ratio*  
**SRR** *Split-ring resonators*  
**tanh** *tangente hiperbólica*  
**TE** *transversal electric*  
**TM** *transversal magnetic*  
**THz** *tera-hertz*  
**TVWS** *TV white spaces*  
**UL** *uplink*  
**VLC** *visible light communication*  
**VSA** *vector signal analyzer*  
**VSG** *vector signal generator*

# Sumário

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introdução</b>   | <b>1</b>  |
| <b>2</b> | <b>Soluções de antenas e RF para as Redes 6G</b>  | <b>3</b>  |
| 2.1      | Metasuperfícies flexíveis operando em sub-6GHz . . . . .  | 4         |
| 2.1.1    | Metasuperfície flexível com insensibilidade a polarização e estabilidade angular baseada em anéis ressonadores interrompidos conjugados . . . . . | 4         |
| 2.1.2    | Metasuperfície flexível seletiva em frequência operando em sub-6GHz . . . . .   | 8         |
| 2.2      | Antenas baseadas em Espelhos de Bragg . . . . .   | 15        |
| 2.2.1    | Refletor de canto impresso baseado em espelhos de Bragg operando em microondas . . . . .  | 16        |
| 2.2.2    | Antena corneta baseada em espelhos de Bragg para ondas milimétricas . . . . .   | 20        |
| 2.3      | Nanoantennas para comunicações sem fio na escala de chips . . . . .   | 25        |
| 2.3.1    | Projetando Nanoantennas com Base nos Conceitos de Antenas de <i>radiofrequency</i> (RF) . . . . .   | 25        |
| 2.3.2    | Manipulação ativa de campos irradiados por uma nanoantena dipolo magnetoplasmônica de meia onda . . . . .   | 34        |
| 2.3.3    | <i>Beam Steering</i> Ajustável Magneticamente em uma Nanoantena de Abertura do Tipo Corneta . . . . .   | 38        |
| 2.3.4    | <i>Beam Steering</i> Ajustável Magneticamente em uma Nanoantena do Tipo Yagi-Uda . . . . .  | 44        |
| <b>3</b> | <b>Soluções de comunicações ópticas para Redes 6G</b>   | <b>51</b> |
| 3.1      | Comunicações ópticas no espaço livre . . . . .  | 51        |
| 3.1.1    | Soluções baseadas em VLC . . . . .  | 52        |
| 3.1.2    | Soluções baseadas em FSO . . . . .  | 60        |
| 3.2      | Esquemas de linearização para sistemas RoF baseados em algoritmos de aprendizado de máquina . . . . .   | 64        |
| 3.2.1    | Modelo equivalente banda-base do sistema rádio sobre fibra analógico . . . . .  | 64        |
| 3.2.2    | Esquema de DPD baseado em ARVTDNN para sistemas A-RoF . . . . .   | 66        |
| 3.2.3    | Avaliação de Desempenho . . . . .   | 68        |
| 3.3      | <i>Power-over-Fiber aplicado à redes B5G</i> . . . . .  | 73        |
| 3.3.1    | <i>Power-over-fiber</i> aplicado à sistemas 6G bidirecionais . . . . .  | 74        |
| 3.3.2    | <i>Power-over-fiber</i> utilizando fibra óptica multimodo convencional para redes 5G NR em aplicações industriais . . . . .                       | 79        |
| <b>4</b> | <b>Conclusões</b>   | <b>82</b> |

# 1 Introdução

*Luiz Augusto Melo Pereira*  
 luiz.melo@inatel.br

O avanço das comunicações sem fio nas últimas décadas tem sido notável, impulsionado pelo aumento da demanda por maior largura de banda, transmissões mais rápidas, menor latência e maior confiabilidade [2]. Com a chegada da quinta geração de comunicações móveis (5G) e a visão prospectiva das redes de sexta geração de comunicações móveis (6G), estamos testemunhando uma verdadeira revolução no setor das telecomunicações, que está redefinindo completamente a forma como nos conectamos e comunicamos [3]. A tecnologia 5G já está sendo implantada em todo o mundo, ao mesmo tempo em que o planejamento para o 6G já está em andamento. Assim como ocorreu com as gerações anteriores de redes móveis, podemos esperar melhorias significativas nas funcionalidades existentes, bem como a introdução de novas capacidades [4,5]. Esta evolução constante nas comunicações sem fio está impulsionando a sociedade em direção a um futuro cada vez mais conectado.

As redes 6G estão atualmente em fase de concepção, na qual se define as perspectivas, casos de uso e aplicações dessa futura rede. Neste estágio, também estão sendo conduzidos estudos detalhados sobre os principais requisitos técnicos que devem ser cumpridos para viabilizar a implantação completa das redes 6G. Os requisitos para o 6G, são extremamente exigentes, incluindo altas taxas de dados (potencialmente atingindo 1 Tbit/s), latências extremamente baixas (abaixo de 0,1 ms) e precisão excepcional em termos de posicionamento e mapeamento (menos de 1 cm de erro) [6]. Em outras palavras, essa nova geração estabelece padrões operacionais ainda mais rigorosos do que os do 5G. Para atender a esses requisitos desafiadores, será necessário empregar uma combinação de diversas técnicas, visando atender às diversas demandas de uso da rede. Por exemplo, o desenvolvimento de dispositivos de RF baseados em metamateriais, a utilização *reconfigurable intelligent surface* (RIS) e a implementação de tecnologias avançadas de *beamforming*, com o auxílio de sistemas de antenas impulsionados por inteligência artificial (IA), serão fundamentais nesta nova geração de comunicações móveis [7–10]. Além disso, o uso de tecnologias como *light detection and ranging* (LiDAR) desempenhará um papel crucial na expansão das capacidades de mapeamento e posicionamento das redes 6G. Em resumo, a evolução para a 6G representa um salto significativo em termos de desempenho e precisão, exigindo uma abordagem altamente inovadora e uma combinação de tecnologias de ponta para atender às crescentes demandas da conectividade futura.

Por outro lado, estão sendo empregadas algumas abordagens como o uso de *millimeter waves* (mmWaves), frequências na faixa de tera-hertz (THz) e a aplicação de IA em diversas camadas da rede. As faixas de comunicação em mmWaves e na faixa de THz estão sendo consideradas devido à sua elevada capacidade e largura de banda disponível, como documentado em estudos recentes [3,5,11]. Estes estudos exploram a viabilidade das frequências situadas entre 30 e 100 GHz, bem como a faixa inicial do espectro THz, que abrange frequências de 100 a 300 GHz [12–14]. No entanto, é importante destacar que frequências mais elevadas apresentam desafios significativos, incluindo perdas de propagação e menor capacidade de penetração em obstáculos e, portanto, menor área de cobertura [15].

Dentro desse contexto, é fundamental que a rede de transporte e de acesso atenda às variadas e rigorosas demandas da próxima geração de redes móveis. Uma das arquiteturas em consideração é a *centralized radio access network* (C-RAN), na qual as *remote radio heads* (RRHs) são interligadas por meio de enlaces de fibra óptica ou sem fio. Nessa abordagem, as *baseband units* (BBUs) são centralizadas, o que proporciona uma flexibilidade adicional na otimização

de recursos. Além disso, para implementar as funções da *physical layer* (PHY) e *media access control* (MAC) das estações base, estão sendo empregadas tecnologias avançadas, como *optical wireless communications* (OWC), *radio over fiber* (RoF) e o uso de *software defined radio* (SDR) [16,17]. Além disso, estão sendo propostas estratégias híbridas que combinam tecnologias ópticas e sem fio para implementar uma rede híbrida. Essa abordagem aproveita tanto técnicas de comunicação sem fio quanto fotônica para aprimorar a eficiência espectral e a capacidade de transmissão dos enlaces de comunicação [16–20]. Essas abordagens inovadoras estão impulsionando ainda mais o desenvolvimento das comunicações do futuro, proporcionando soluções cada vez mais robustas e versáteis para atender às crescentes demandas de conectividade e capacidade de dados.

Este relatório representa a compilação das contribuições significativas dos pesquisadores envolvidos no projeto Brasil 6G, com foco na camada PHY. Estas contribuições abrangem uma ampla gama de áreas, incluindo o desenvolvimento de metassuperfícies, antenas e nano-antenas otimizadas para comunicações sem fio, bem como a pesquisa em superfícies inteligentes reconfiguráveis. Adicionalmente, destacam-se estudos sobre comunicações de múltiplas bandas, tecnologias de comunicação OWC, a aplicação de IA em sistemas RoF e transferência de energia elétrica por meio de fibras ópticas. Por meio dessas abordagens inovadoras e pesquisas pioneiras, o objetivo é contribuir com o avanço científico do país e participar da concepção da próxima geração de comunicações móveis [21–26].

## 2 Soluções de antenas e RF para as Redes 6G

*Arismar Cerqueira Sodré Junior, Evandro César Vilas Boas, William Orivaldo Faria  
Carvalho, Felipe A. P. de Figueiredo, Jorge Ricardo Mejía Salazar*  
arismar@inatel.br, evandro.cesar@inatel.br, william.carvalho@dtel.inatel.br,  
felipe.figueiredo@inatel.br, jrmejia@inatel.br

Os sistemas convencionais de comunicação sem fio se caracterizam pela transmissão de informação em forma de ondas eletromagnéticas entre duas antenas, chamadas de transmissora e receptora. A propagação ocorre por meio do fenômeno da irradiação, envolvendo a aplicação de sinais variáveis no tempo aos terminais da antena transmissora e uso da relação de indução mútua entre campo elétrico ( $E$ ) e campo magnético ( $H$ ) variáveis no tempo para a formação das ondas [27,28]. No processo de transmissão, as ondas geralmente dissipam potência devido à composição do meio de propagação, constituindo assim um mecanismo de atenuação para o sinal [29]. Por outro lado, a expansão da frente de onda em campo distante (à medida que se distancia da fonte de irradiação) também representa um mecanismo de atenuação do sinal, pois devido a estes dois processos apenas uma fração da potência irradiada atinge a antena receptora para ser convertida em sinal elétrico e tratada para recuperação da informação [29]. Nesse processo, o receptor deve operar sobre um sinal com potência menor que a sua versão inicialmente transmitida, porém com nível igual ou superior a sua sensibilidade de recepção. Logo, projeta-se o alcance do radio-enlace para que a atenuação resultante não reduza a potência do sinal à níveis que inviabilizam o processo de recepção.

No estudo da propagação da onda eletromagnética, verifica-se que a disposição do relevo geográfico influi de diversas formas no desempenho do enlace e na confiabilidade do sistema. A presença de obstáculos entre transmissor e receptor provoca alterações na propagação da onda eletromagnética por meio dos fenômenos da refração, reflexão, difração e espalhamento [29,30]. Portanto, tem-se a formação de caminhos distintos pelos quais o sinal se propaga entre transmissor e receptor. No receptor, observa-se uma composição de amostras do sinal transmitido com fases distintas que podem se cancelar parcialmente por associação destrutiva, resultando no desvanecimento do sinal recebido. A potência recebida apresenta flutuações ao longo do tempo que podem ser caracterizadas pelas estatísticas do canal [29,30]. Em situações agravantes, os obstáculos podem causar a obstrução do enlace de visada direta entre transmissor e receptor, cuja comunicação passa a depender da exploração dos múltiplos percursos e pode sofrer efeito de desvanecimento severo.

Os fenômenos observados durante a propagação da onda eletromagnética impulsionam a evolução dos sistemas de comunicação sem fio para adesão aos equipamentos capazes de se adaptar às condições do canal de comunicação. Tecnologias como SDR [31], radio cognitivo [32], modulação e codificação adaptativa, modulações com múltiplas portadoras [33], arranjos de antenas com capacidade de reconfiguração e apontamento tridimensional de feixe [34] e *massive multiple-input multiple-output* (mMIMO) [35] são exemplos que permitem mitigar os efeitos de atenuação e múltiplos percursos em enlaces de comunicação sem fio. Implementam-se essas tecnologias nos transmissores e receptores sem interferir na direção de propagação da onda eletromagnética em seu trajeto pelo meio. Por conseguinte, essas abordagens não exploram o controle sobre a direção de propagação do sinal para redirecioná-lo de forma a obter melhores condições de recepção. Essa perspectiva somente é possível por meio da introdução de tecnologias, como por exemplo superfícies inteligentes reconfiguráveis, e aplicações as empregando que sejam capazes de manipular a onda eletromagnética irradiada. No contexto do projeto Brasil 6G, os pesquisadores propõem o desenvolvimento de antenas e dispositivos de RF operando

em micro-ondas, ondas milimétricas e THz como forma de viabilizar soluções em sistemas com maior eficiência energética e espectral.

## 2.1 Metasuperfícies flexíveis operando em sub-6GHz

Metasuperfícies são estruturas metamateriais bidimensionais planares e constituídas por elementos arranjados em uma ou múltiplas camadas de material dielétrico. Em princípio, sua estrutura se assemelha à de um *reflectarray* ou *frequency selective surface* (FSS), porém seus elementos assumem dimensões da ordem de subcomprimentos de onda enquanto preservam comportamento ressonante [7]. Inclusive, pode-se utilizar metasuperfícies para implementar *reflectarrays* e FSSs, permitindo agregar maior número de elementos por unidade de área e viabilizando a implementação dessas estruturas em dispositivos de tamanho limitado [36]. As metasuperfícies sintetizam características típicas de um metamaterial como permeabilidade e permissividade negativas por meio da superfície de suas estruturas bidimensionais [37]. Em termos de interação com a onda eletromagnética, os metamateriais modificam-na de acordo com os parâmetros constitutivos, influenciando em sua amplitude, fase e polarização durante a propagação pela estrutura do material [38,39]. Por outro lado, as metasuperfícies alteram o comportamento da onda eletromagnética por meio de condições de contorno, resultando na manipulação da amplitude, fase e polarização do sinal incidente na superfície de um elemento e na redução considerável na espessura de sua estrutura.

Em uma metasuperfície, referenciam-se seus elementos como células unitárias ou *meta-atoms*, cuja disposição pode ser periódica ou não de acordo com a aplicação [36,37]. O uso de múltiplas camadas viabiliza maior grau de liberdade na manipulação das ondas eletromagnéticas. Implementam-se as metasuperfícies por meio da impressão de elementos metálicos eletricamente pequenos, que atendem a condição de homogeneidade efetiva, em materiais dielétricos providos ou não de um plano de terra. Classificam-se as metasuperfícies que integram planos de terra em seu dielétrico como impenetráveis [39]. Nesse caso, define-se uma relação entre as componentes tangenciais dos campos  $E$  e  $H$  na interface entre a metasuperfície e o espaço livre. Na ausência de um plano de terra, tem-se estruturas penetráveis e deve-se estabelecer uma relação entre as componentes tangenciais de campo  $E$  e  $H$  em ambas as interfaces da metasuperfície com o espaço livre.

Apesar de oferecerem diversas funcionalidades eletromagnéticas, os projetos de metasuperfícies utilizam estruturas com camada(s) dielétrica(s) rígidas, incapazes de prover conformidade e/ou flexibilidade. No entanto, metasuperfícies flexíveis constituem dispositivos de RF com notável aplicação. Uma metasuperfície flexível pode atender a uma aplicação específica ao se conformar ou flexibilizar sobre uma superfície ou objeto arbitrário não plano [40–42]. Dispositivos flexíveis aderem as diferentes superfícies para implementar dispositivos passivos ou funcionais em superfícies e objetos curvos, ampliando o campo de aplicação das metasuperfícies na manipulação de frentes de onda. Dessa forma, essa seção discute o projeto de duas metasuperfícies flexíveis para operação em sub-6GHz visando aplicações em 6G.

### 2.1.1 Metasuperfície flexível com insensibilidade a polarização e estabilidade angular baseada em anéis ressonadores interrompidos conjugados

Métricas de desempenho específicas são utilizadas para direcionar o projeto de *meta-atoms*, sendo parâmetros recorrentes a sensibilidade da resposta em frequência da célula de metasuperfície em relação ao ângulo de incidência e à polarização da onda que atinge a estrutura. Uma

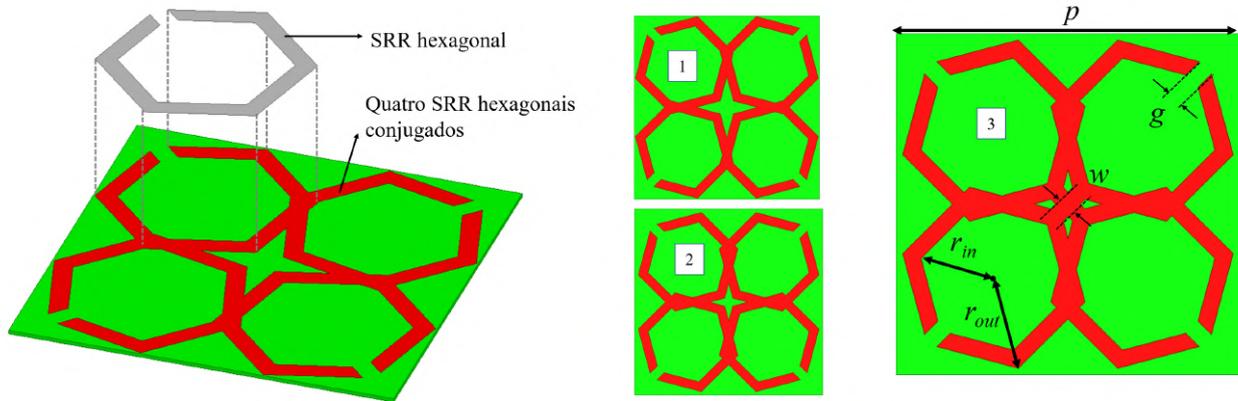


Figura 1: Detalhes da estrutura em anéis ressonadores interrompidos conjugados e evolução do projeto da célula. Dimensões finais da estrutura:  $p = 20 \text{ mm}$ ,  $r_{in} = 4,4 \text{ mm}$ ,  $r_{out} = 5,5 \text{ mm}$ ,  $g = 1 \text{ mm}$ , e  $w = 1 \text{ mm}$ .

metasuperfície pode ser projetada para apresentar insensibilidade ou sensibilidade quando interage com ondas eletromagnéticas com polarizações distintas. Por exemplo, lentes de Fresnel bifocais, antenas e filtros geralmente exploram a resposta em frequência ou em fase sensível à polarização para obter o desempenho desejado do dispositivo [43–45]. Por outro lado, a insensibilidade a polarização da onda tem aplicação em projeto de dispositivos para captura de energia, absorvedores eletromagnéticos, FSS e lentes eletromagnéticas [46–49]. Apesar desses avanços, a maioria dos dispositivos sensíveis ou insensíveis à polarização estão limitados a funcionar sob a incidência normal, sendo necessário o projeto de células capazes de operar sobre incidência oblíqua. Portanto, os pesquisadores do Brasil 6G propõem uma nova abordagem para o projeto de metasuperfícies flexíveis para obter insensibilidade a polarização e estabilidade angular baseado em anéis ressonadores interrompidos conjugados.

Anéis ressonadores interrompidos (*Split-ring resonators* (SRR)) são estruturas conhecidas por apresentarem permeabilidade negativa [50,51]. A estrutura exibe permeabilidade ressonante efetiva quando um campo magnético alternado é excitado, resultando em transmissão zero na frequência de projeto. As correntes circulares ressonantes induzem momentos dipolares, levando a um meio efetivo com uma frequência de ressonância relacionada a um circuito  $LC$  ( $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$ ). As metasuperfícies baseadas em SRR compreendem diferentes arranjos, como SRR único, SRR complementar ou células unitárias SRR associadas em arranjos [52–61]. Com base nessas abordagens, explora-se a associação de SRR para formar uma estrutura composta por quatro elementos hexagonais arranjos em uma célula dielétrica quadrada de filme de poliamida ( $\epsilon_r = 3,5$ ) com espessura de 0,2 mm, posicionando cada interrupção na direção dos vértices da célula, definida como SRR hexagonais conjugados (CHSRR), conforme ilustrado na Figura 1. O projeto da estrutura foi realizado por meio do simulador ANSYS HFSS, utilizando o método dos elementos finitos (*finite element method* (FEM)) para avaliar o desempenho da estrutura para operação sob excitação de onda eletromagnética com polarização transversal elétrica (TE) e transversal magnética (TM).

Essa estrutura foi modificada para apresentar insensibilidade a polarização e estabilidade angular para polarização TE e TM através de três etapas. Inicialmente, avaliaram-se esses parâmetros por meio do coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ), conforme visto na Figura 2 para a estrutura rotulada como 01 na Figura 1. A metasuperfície apresentou estabilidade angular

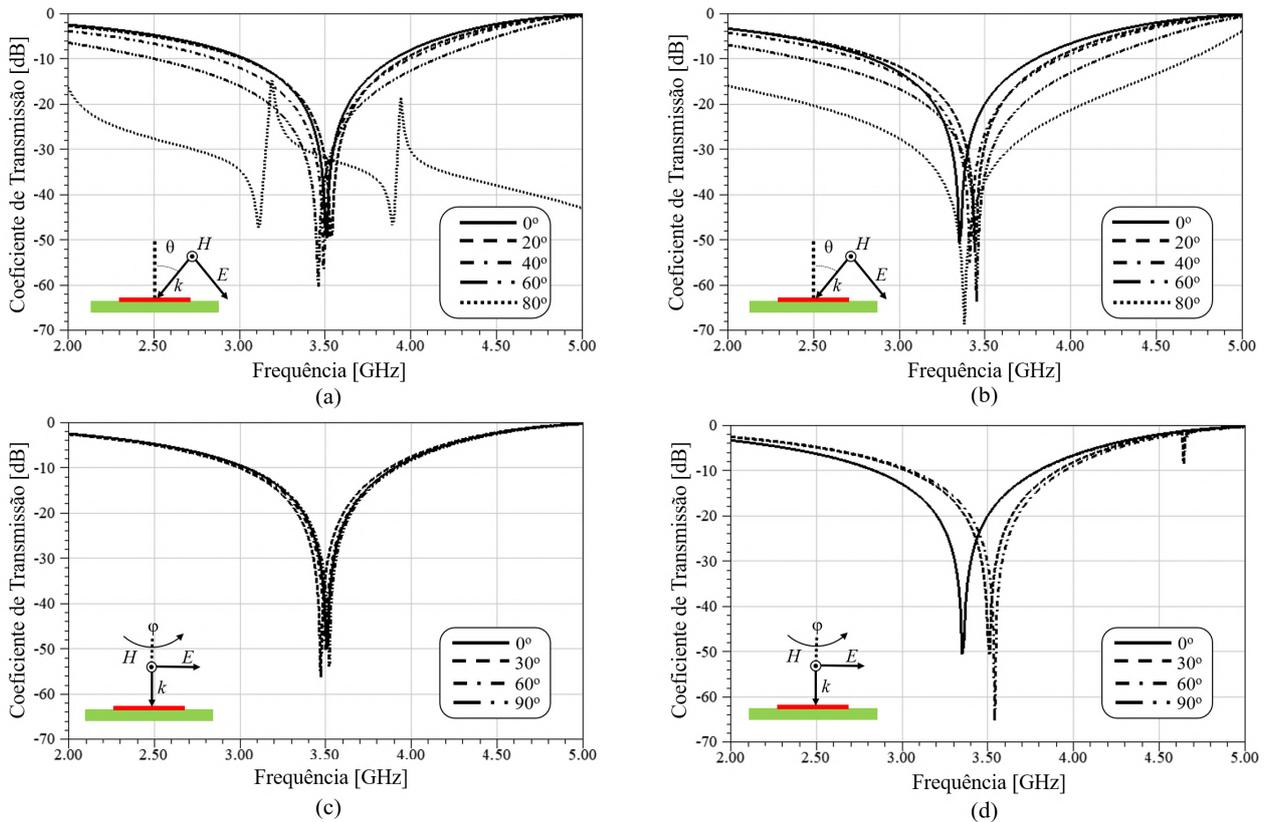


Figura 2: Coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ) inicial para a célula CHSRR (a) incidência oblíqua para o modo TE, (b) incidência oblíqua para o modo TM, (c) sensibilidade a polarização para o modo TE, (d) sensibilidade a polarização para o modo TM.

variando de 0 a  $60^\circ$  com comportamento insensível à polarização para o modo TE. No entanto, a estrutura é suscetível à polarização do modo TM com resposta em frequência sensível ao ângulo de incidência oblíquo. Por conseguinte, introduziram-se modificações na região central da célula, onde os SRR se conectam para melhorar essas métricas de desempenho no modo TM. Por meio de análises numéricas, verificou-se que a insensibilidade a polarização depende dos parâmetros geométricos da região central.

A metasuperfície apresentou insensibilidade à polarização para o modo TM quando a região de interseção central foi modificada, conforme indicado na estrutura rotulada como 02. Esta estratégia reduziu o comprimento elétrico da célula e aumentou a frequência de ressonância, enquanto a metasuperfície permaneceu dependente dos ângulos de incidência oblíquos. As alterações no projeto introduziram uma ligeira mudança na frequência de ressonância para o modo TE (menos de 1,5%) para diferentes ângulos de incidência e polarização, sem comprometer as métricas de desempenho. Posteriormente, inseriram-se conexões diagonais na lacuna central da célula, formada naturalmente pela estrutura conjugada. A introdução dessas conexões permitiu obter a insensibilidade a polarização e estabilidade angular para ambos os modos de operação, conforme visto na Figura 3. A análise de incidência oblíqua para o modo TE apresentou um desvio de frequência de ressonância de 1,3% a  $60^\circ$  em relação ao ângulo de incidência normal. Comportamento semelhante ocorre em uma incidência oblíqua de  $80^\circ$  para o modo TM, com um deslocamento de 2,46% na frequência de ressonância. No entanto, estes resultados não comprometem a largura de banda de transmissão do *meta-atom* CHSRR. Por outro lado,

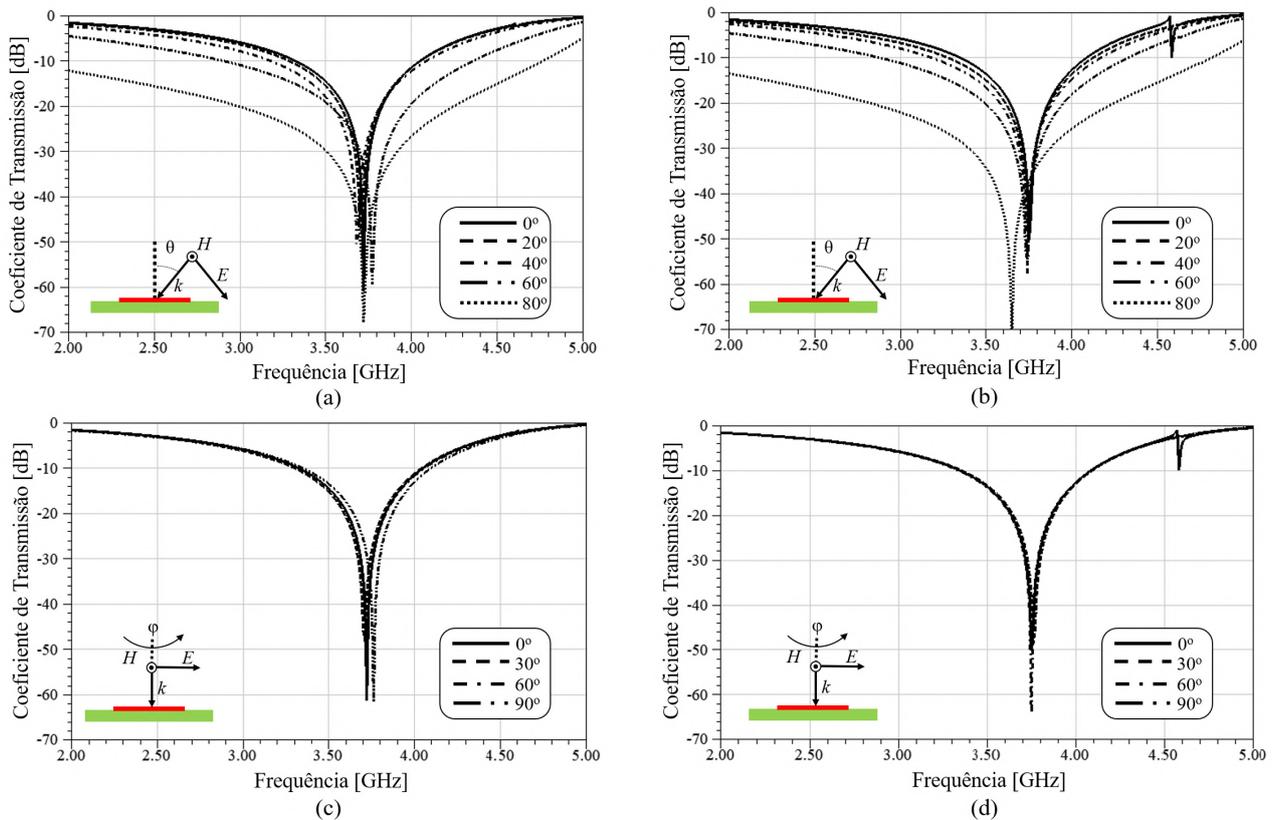


Figura 3: Coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ) final para a célula CHSRR (a) incidência oblíqua para o modo TE, (b) incidência oblíqua para o modo TM, (c) sensibilidade a polarização para o modo TE, (d) sensibilidade a polarização para o modo TM.

observou-se um deslocamento de 1,07% na frequência de ressonância para a análise de sensibilidade de polarização TE, novamente, sem perturbar a largura de banda da célula.

Na Figura 4, analisa-se o efeito da conexão diagonal em relação a corrente de superfície em 3,75 GHz para as três estruturas excitadas pelos modos TE e TM. A célula CHSRR apresentou comportamento em concordância com o esperado para a corrente de superfície, que é intensa na parte oposta as interrupções inseridas no anel ressonador [50–52]. Além disso, a distribuição de corrente é estável para as três configurações de célula CHSRR para o modo TE, justificando a característica de insensível à polarização para essa excitação. Por outro lado, verificou-se uma distribuição de corrente assimétrica para o modo TM na configuração 01, corrigida posteriormente pelas modificações introduzidas na região central. Consequentemente, a conexão diagonal forneceu uma distribuição de superfície de corrente semelhante para ambos os modos, resultando em uma célula CHSRR insensível à polarização e angularmente estável.

Como forma de evidenciar o desempenho da célula proposta em relação aos trabalhos relacionados [57,59–61], apresenta-se na Tabela 1 a relação entre a periodicidade da célula ( $p$ ) e o comprimento de onda para a frequência central de operação ( $\lambda$ ), a espessura do substrato ( $t$ ), a característica de insensibilidade a polarização e a faixa de estabilidade angular para os modos TE e TM. Os resultados demonstram que a célula CHSRR apresentou insensibilidade a polarização para ambos os modos de operação, enquanto atingiu maior estabilidade angular entre os trabalhos avaliados que empregam substratos ultrafinos. Em conclusão, propôs-se uma nova abordagem para obter *meta-atoms* ultrafinos, insensíveis à polarização e angularmente

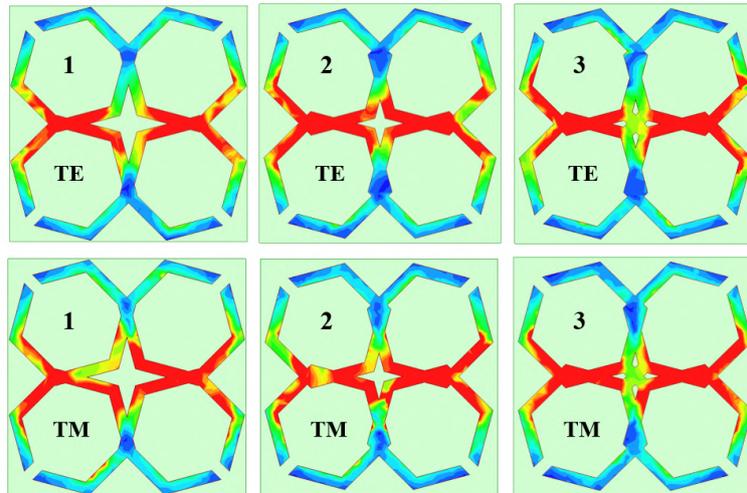


Figura 4: Distribuição de corrente em 3,5 GHz para as três células apresentadas na Figure 4.

Tabela 1: Comparação de desempenho entre a célula proposta e outros *meta-atoms* empregando dielétricos ultrafinos.

| Referência | $p/\lambda$ | $t$   | Insensibilidade a Pol. |    | Estabilidade angular |            |
|------------|-------------|-------|------------------------|----|----------------------|------------|
|            |             |       | TE                     | TM | TE                   | TM         |
| [57]       | 0,146       | 0,300 | ✓                      | ✓  | $75^\circ$           | $75^\circ$ |
| [59]       | 0,148       | 0,254 | ✓                      | ✓  | $50^\circ$           | $75^\circ$ |
| [60]       | 0,560       | 0,125 | ✓                      | ✓  | $50^\circ$           | $75^\circ$ |
| [61]       | 0,250       | 0,125 | ✓                      | ✓  | $45^\circ$           | $45^\circ$ |
| Proposto   | 0,250       | 0,200 | ✓                      | ✓  | $80^\circ$           | $80^\circ$ |

estáveis, para aplicações flexíveis e conformais. A célula CHSRR foi projetada empregando um filme de poliamida ( $\epsilon_r = 3,5$ ) e espessura igual a 0,2mm ( $\lambda/400$  a 3,75 GHz). A estrutura final apresentou largura de banda igual a 530 MHz (3,44 a 3,97 GHz) para um ângulo de incidência normal.

### 2.1.2 Metasuperfície flexível seletiva em frequência operando em sub-6GHz

Metasuperfícies desenvolvidas para prover funcionalidades relacionadas a filtragem espacial de ondas eletromagnéticas são denominadas de (FSSs) e consistem em finas camadas planares de elementos com dimensões equivalentes a subcomprimentos de onda que interagem com ondas eletromagnéticas, permitindo transmissão, reflexão ou absorção seletiva [62,63]. Esse tipo de dispositivo, quando projetado para operar como um filtro espacial do tipo passa-faixa, garante a propagação ininterrupta do sinal em ambiente de propagação sem fio, mitigando interferências causadas por dispositivos próximos. Como superfícies refletoras, é capaz de prover aplicações em compatibilidade eletromagnética ao bloquear sinais fora da faixa de operação. Além de oferecem a capacidade de refletir ondas incidentes nas direções desejadas para contornar obstáculos e permitir a implementação de radiadores de alto ganho. Tradicionalmente, as FSSs são implementadas por meio de métodos para a confecção de placa de circuito impresso em aplicações abaixo de 6 GHz [64]. No entanto, esses substratos são inadequados para superfícies não planas, que são necessárias em diversos cenários [65].

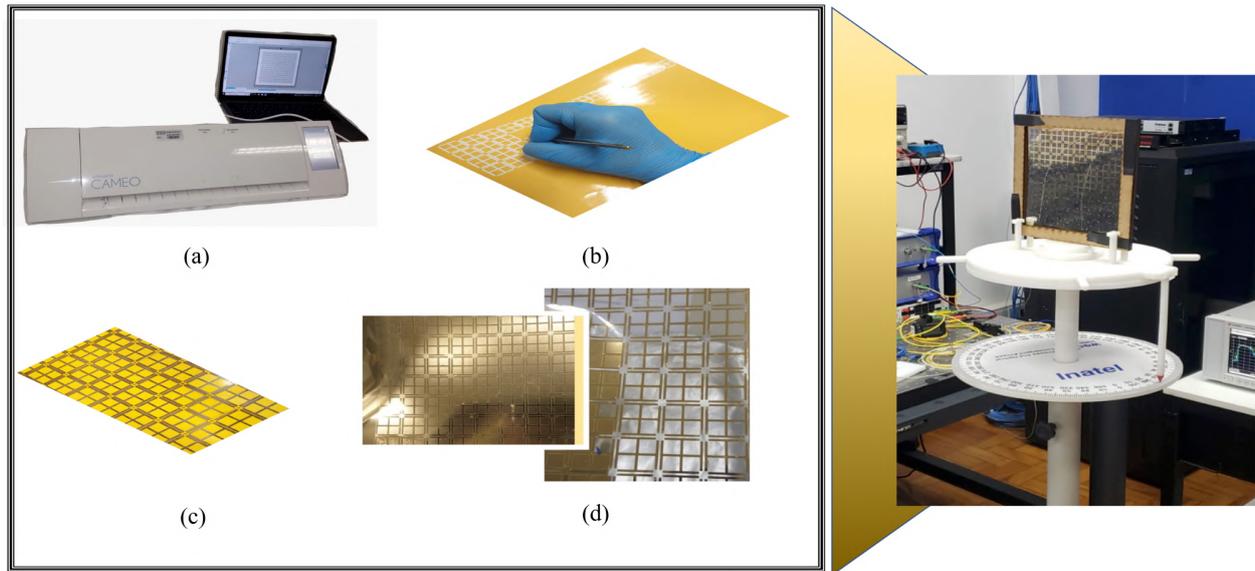


Figura 5: Projeto e fabricação da metasuperfície. (a) Programa Silhouette Studio versão V3 e impressora para preparo dos padrões, (b) As partes remanescentes e indesejadas foram retiradas com uma pinça e (c) colocadas em uma folha de PET. (d) Após depositar o filme nanométrico em um substrato PET, a máscara é removida. A metasuperfície foi preparada para medições e caracterização, conforme mostrado na inserção no painel direito.

Metasuperfícies fabricadas usando nanomateriais e ferramentas de nanofabricação [66] oferecem as características desejadas de flexibilidade, elasticidade e conformabilidade para diferentes superfícies [67,68]. Vários métodos têm sido usados para produzir essas metasuperfícies, incluindo deposição química de vapor para depósito de grafeno e cobre [69], impressão a jato de tinta [68] e técnicas de serigrafia [70,71]. No entanto, os métodos convencionais de jato de tinta e serigrafia apresentam limitações, principalmente em termos de faixa de frequência e distribuição irregular da tinta metálica na superfície, o que pode afetar adversamente a resposta eletromagnética dos dispositivos. Dessa forma, os pesquisadores do projeto Brasil 6G propõem o uso de filmes nanométricos serigrafados para produzir metasuperfícies flexíveis de alta qualidade. A abordagem combina um método simples para fabricar máscaras de amostra com evaporação térmica de filmes finos de metal. Esta metodologia oferece diversas vantagens, incluindo altas taxas de deposição, simplicidade e baixos custos de equipamento. Em contrapartida, elimina a necessidade de salas limpas, reagentes prejudiciais e impressoras que exigem tintas de alto custo de aquisição e ricas em aditivos [72]. Também garante maior reprodutibilidade do filme metálico e melhor controle de parâmetros em comparação com técnicas convencionais de jato de tinta e serigrafia. Para demonstrar a viabilidade dessa metodologia, desenvolveu-se uma FSS composta por *meta-atoms* operando em sub-6 GHz em um substrato flexível PET, conforme visto na Figura 5.

A máscara de metasuperfície foi construída usando materiais de baixo custo e uma impressora de corte, com as células unitárias projetadas com o programa AutoCAD. Utilizou-se o programa Silhouette Studio (versão V3) para fazer o molde para a impressora. A folha adesiva de vinil foi cortada na impressora e as partes indesejadas foram retiradas com a pinça, deixando o *layout* desenhado como uma máscara negativa formando um estêncil. Este estêncil foi transferido para uma folha PET de 100  $\mu\text{m}$  de espessura (filme transparente para impressoras

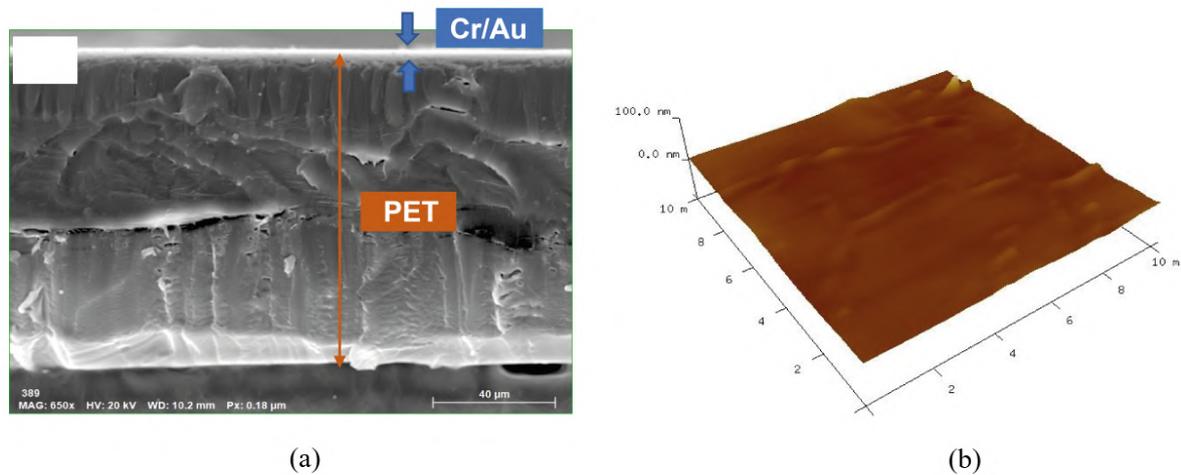
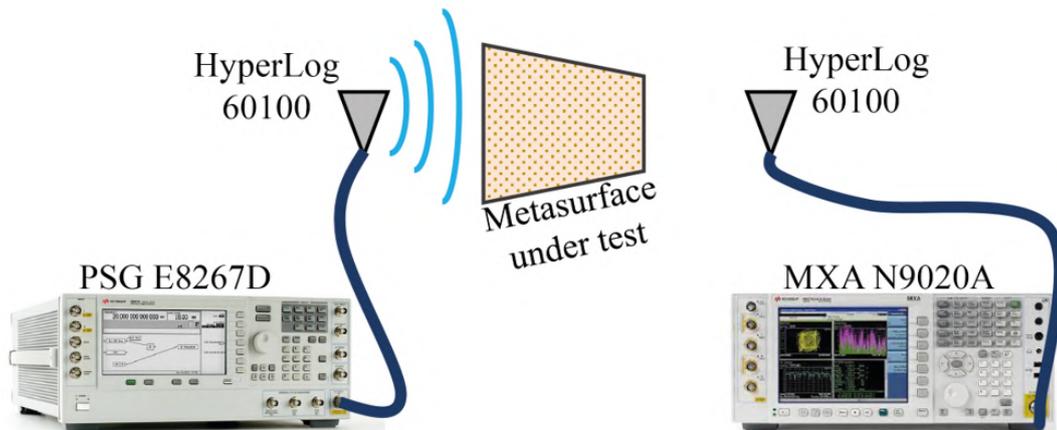


Figura 6: (a) Micrografia de seção transversal da amostra consistindo de uma camada adesiva de cromo (60 nm) e ouro (150 nm), cultivada em PET por evaporação térmica. (b) imagem de microscópio de força atômica da superfície da película fina de ouro.

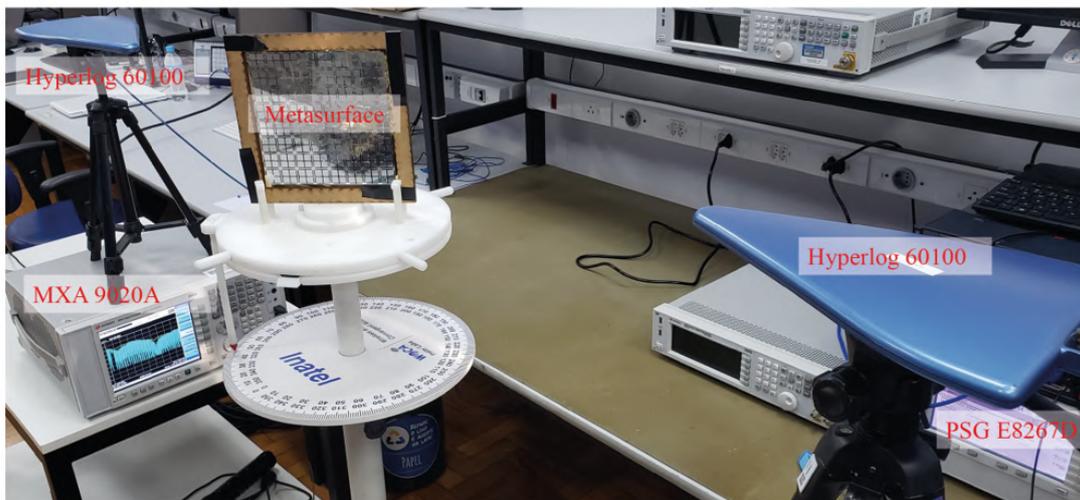
a laser). Em seguida, filmes de cromo de 60 nm e ouro de 150 nm foram depositados por evaporação térmica usando um evaporador industrial BALZERS DAK 600 no topo do modelo com a folha PET. A câmara de vácuo, evacuada por bombas rotativas e de difusão, atingiu uma pressão de  $\sim 6 \times 10^{-6}$  mbar. O recipiente de tungstênio utilizado para evaporar ouro e cromo tinha dimensões de 10 mm de diâmetro e 0,2 cm de volume. A temperatura utilizada para evaporação do cromo e ouro foi de 1900 °C e 1063 °C, respectivamente. Quando as partículas do material vaporizado aquecidas colidem com a superfície do substrato, se condensam e aderem ao substrato para formar uma película fina. Assim, o padrão desejado foi obtido no substrato, conforme mostrado na Figura 5(a)-(d), após a remoção da máscara.

Na Figura 6 (a), mostra-se uma imagem obtida de um microscópio de varredura eletrônica (*Field Emission Gun – Scanning Electron Microscope*) da nanoestrutura metálica, compreendendo uma camada de cromo (60 nm) seguida por uma camada de ouro com 150 nm de espessura no topo do substrato PET. A suavidade do filme foi confirmada com um microscópio de força atômica conforme indicado na Figura 6(b), apresentando uma rugosidade de algumas dezenas de nanômetros. Este nível de rugosidade é insignificante em comparação com o comprimento de onda para a frequência de operação da metasuperfície e não afeta as propriedades eletromagnéticas da nanoestrutura.

A metasuperfície foi caracterizada usando um gerador de sinal vetorial da Keysight, modelo PSG E8267D, e um analisador de espectro modelo MXA N9020A, do mesmo fabricante, conforme mostrado na Figura 7(a). Duas antenas comerciais modelo Aaronia Hyperlog 60100 foram utilizadas para transmitir e receber o sinal dentro da faixa de frequência de 3 GHz a 5 GHz. As antenas possuem ganho de aproximadamente 5 dBi cada e largura de banda de 680 MHz a 10 GHz. A distância entre as antenas foi definida como 1,25 m para garantir medições de campo distante de até 5 GHz. A Figura 7(b) contém uma fotografia da configuração com a estrutura da metasuperfície colocada acima de uma mesa giratória, com precisão de 1°, para permitir a caracterização com diferentes ângulos de incidência. A caracterização foi realizada em duas etapas: sem a metasuperfície entre as antenas para obter a potência recebida e utilizá-la como referência; com a metasuperfície entre antenas de transmissão e recepção para avaliar as perdas causadas pela metasuperfície e caracterizar a banda de operação. Realizaram-se as medições



(a)



(b)

Figura 7: Configuração experimental para caracterizar a metasuperfície. (a) o dispositivo em teste foi colocado entre duas antenas hiperlog. O sinal gerado pelo PSG E8267D é analisado com MXA N9020A. (b) fotografia do experimento de caracterização.

configurando uma varredura de frequência no gerador de sinal vetorial PSG, com 2.001 pontos de 3 a 5 GHz. O analisador de espectro MXA foi configurado na função *maxhold* com 1001 pontos para que uma linha contínua pudesse ser observada. O coeficiente de transmissão da metasuperfície ( $S_{21}$ ) foi estimado calculando a diferença entre as curvas das etapas anteriores.

A viabilidade da proposta em fabricar metasuperfícies em substratos flexíveis foi comprovada com uma célula unitária conhecida como cruz de Jerusalém [73], em um arranjo de  $8 \times 8$  elementos, cuja escolha relaciona-se à sua estabilidade angular apresentada pela estrutura. Devido à premissa de que metasuperfícies flexíveis sejam instaladas em superfícies irregulares ou não planas, é esperado que a estrutura opere sobre uma série de ângulos de incidência à medida que a onda de propagação faz interface com a superfície. Além disso, a eficiência do método de fabricação é comprovada ao comparar resultados numéricos e simulados com aqueles obtidos em experimentos, incluindo incidência oblíqua.

Tabela 2: Parâmetros geométricos e dimensões finais da cruz de Jerusalém.

| Descrição de parâmetros            | Parâmetro | Valores [mm] |
|------------------------------------|-----------|--------------|
| Separação entre células adjacentes | $a$       | 0,9403       |
| Largura das microlinha             | $t$       | 1,25373      |
| Comprimento das microlinhas        | $w$       | 16,9254      |
| Periodicidade do arranjo           | $p$       | 21           |

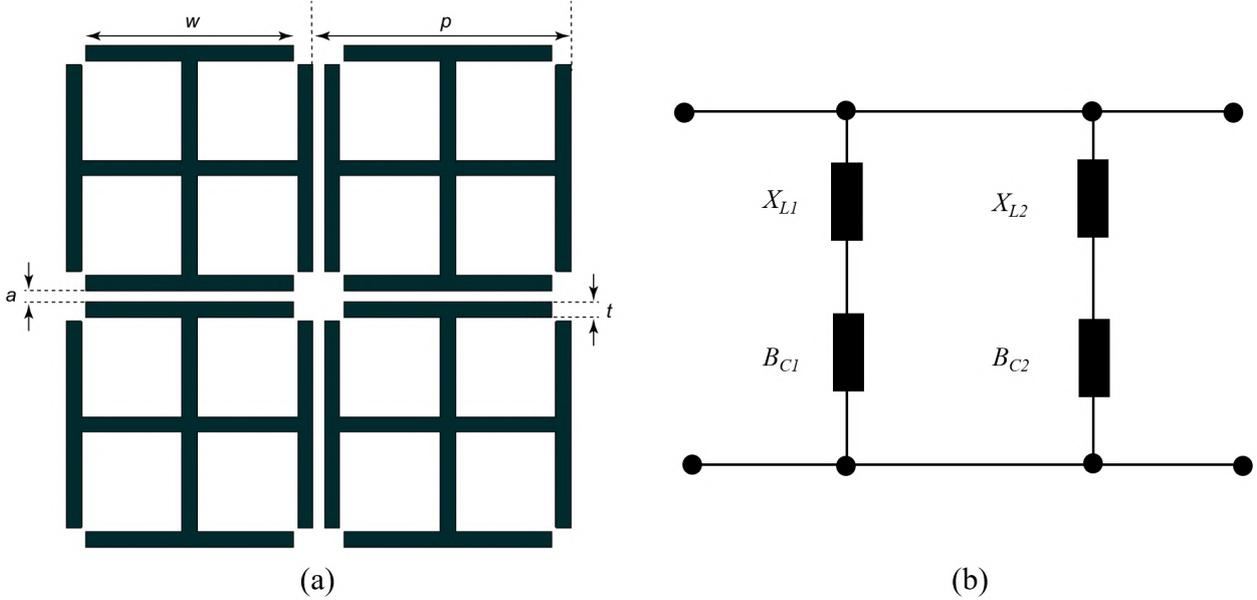


Figura 8: (a) Representação esquemática  $2 \times 2$  do arranjo de células unitárias que forma a metasuperfície, (b) Circuito equivalente de uma célula.

Na Figura 8, apresentam-se os parâmetros geométricos da cruz de Jerusalém, cuja descrição encontra-se na Tabela 2, que também apresenta as dimensões finais da célula. Cada célula unitária pode ser representada por um circuito equivalente compreendendo uma combinação paralela de dois circuitos  $LC$  em série, como visto na Figura 8 [74]. A reatância indutiva ( $X_{L1}$ ) e a susceptância capacitiva ( $B_{L1}$ ) definem a primeira ressonância da célula, que está relacionada às linhas transversais. O circuito da segunda série  $LC$  é representado por uma reatância indutiva ( $X_{L2}$ ) e uma susceptância capacitiva ( $B_{L2}$ ), que está relacionada aos dipolos na extremidade de cada braço da cruz de Jerusalém e ressoa em uma segunda frequência mais alta que a primeira. Como a primeira ressonância é aquela de interesse para provar a viabilidade do conceito de fabricação de metasuperfícies em substratos flexíveis, a análise do circuito equivalente se restringe ao primeiro circuito, sendo considerado a incidência para o modo TE e TM.

As dimensões da célula definem a reatância indutiva e a susceptância capacitiva e são normalizadas para a impedância característica do espaço livre. Para incidência TE,  $X_{L1}$  e  $B_{C1}$  são dados respectivamente por [73–75]:

$$X_{L1\text{TE}} = \frac{p}{\lambda} \cos(\theta) [G(p, t, \lambda, \theta) - \ln(\sin(\beta))], \quad (1)$$

$$B_{C1_{TE}} = \frac{4w}{\lambda \cos(\theta)} [G(p, a, \lambda, \theta) - \ln(\sin(\beta_1))] + \frac{4(2t + a)}{\lambda \cos(\theta)} [G(p, (p - w), \lambda, \theta) - \ln(\sin(\beta_2))]. \quad (2)$$

A Equação (1) representa a indutância gerada pelas linhas de células unitárias. O primeiro termo em (2) está relacionado à capacitância entre os dipolos horizontais espaçados por  $a$  e reduzidos por um fator de  $w/p$ , uma vez que as trilhas não são contínuas [74]. O segundo termo é devido à capacitância entre as extremidades verticais do dipolo, que estão espaçadas por uma distância igual a  $(p - w)$ . Para incidência TM,  $X_{L1}$  e  $B_{C1}$  são dados por [73–75]:

$$X_{L1_{TM}} = \frac{p}{\lambda \cos(\theta)} [G(p, t, \lambda, \theta) - \ln(\sin(\beta))], \quad (3)$$

$$B_{C1_{TM}} = \frac{4w}{\lambda} \cos(\theta) [G(p, a, \lambda, \theta) - \ln(\sin(\beta_1))] + \frac{4(2t + a)}{\lambda} \cos(\theta) [G(p, (p - w), \lambda, \theta) - \ln(\sin(\beta_2))]. \quad (4)$$

As funções  $G(p, x, \lambda, \theta)$  e  $\beta$  são definidas por:

$$G(p, x, \lambda, \theta) = \frac{1}{2} \frac{(1 - \beta^2)^2 \left[ \left(1 - \frac{\beta^4}{4}\right) (C_{1+} + C_{1-}) + 4\beta^2 C_{1+} C_{1-} \right]}{\left(1 - \frac{\beta^4}{4}\right) + \beta^2 \left(1 + \frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{8}\right) (C_{1+} + C_{1-}) + 2\beta^6 C_{1+} C_{1-}}, \quad (5)$$

$$\beta = \sin\left(\frac{\pi x}{2p}\right). \quad (6)$$

onde  $x$  representa o segundo argumento em (5), conforme definido em (1)-(4).  $C_{1\pm}$  é o fator de correção para os modos TE e TM, respectivamente dados por [75]:

$$C_{1\pm_{TE}} = \frac{1}{\left[1 \pm \frac{2p \sin(\theta)}{\lambda} - \left(\frac{p \cos(\theta)}{\lambda}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}} - 1, \quad (7)$$

$$C_{1\pm_{TM}} = \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{p}{\lambda}\right)^2 \cos(\theta)\right]^{\frac{1}{2}}} - 1. \quad (8)$$

O coeficiente de transmissão para a incidência TE- e TM é dado por:

$$S_{21} = \frac{1}{\left(1 + \frac{0.25}{X_{L1} - \frac{1}{B_{C1}}}\right)^{\frac{1}{2}}}. \quad (9)$$

Na Figura 9(a-b), apresentam-se os coeficientes de transmissão para incidência TE e TM em diferentes ângulos para a primeira ressonância da célula. Os resultados oriundos do circuito equivalente da cruz de Jerusalém mostraram operação em 3 GHz e estabilidade angular para  $\theta = \{0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ\}$ , bem como insensibilidade a polarização. Essas conclusões são corroboradas pelos resultados numéricos na Figura 9(c-d) obtidos por meio de análise numérica através do programa COMSOL Multiphysics. Observa-se que uma segunda ressonância aparece em torno de 4 GHz na análise numérica para incidência TE e  $\theta \geq 10^\circ$ , que depende do ângulo de incidência. Devido à simplicidade do modelo, esta ressonância não aparece no circuito equivalente. No entanto, essa observação é verificada por meio de análises numéricas e experimentais da literatura [73,74].

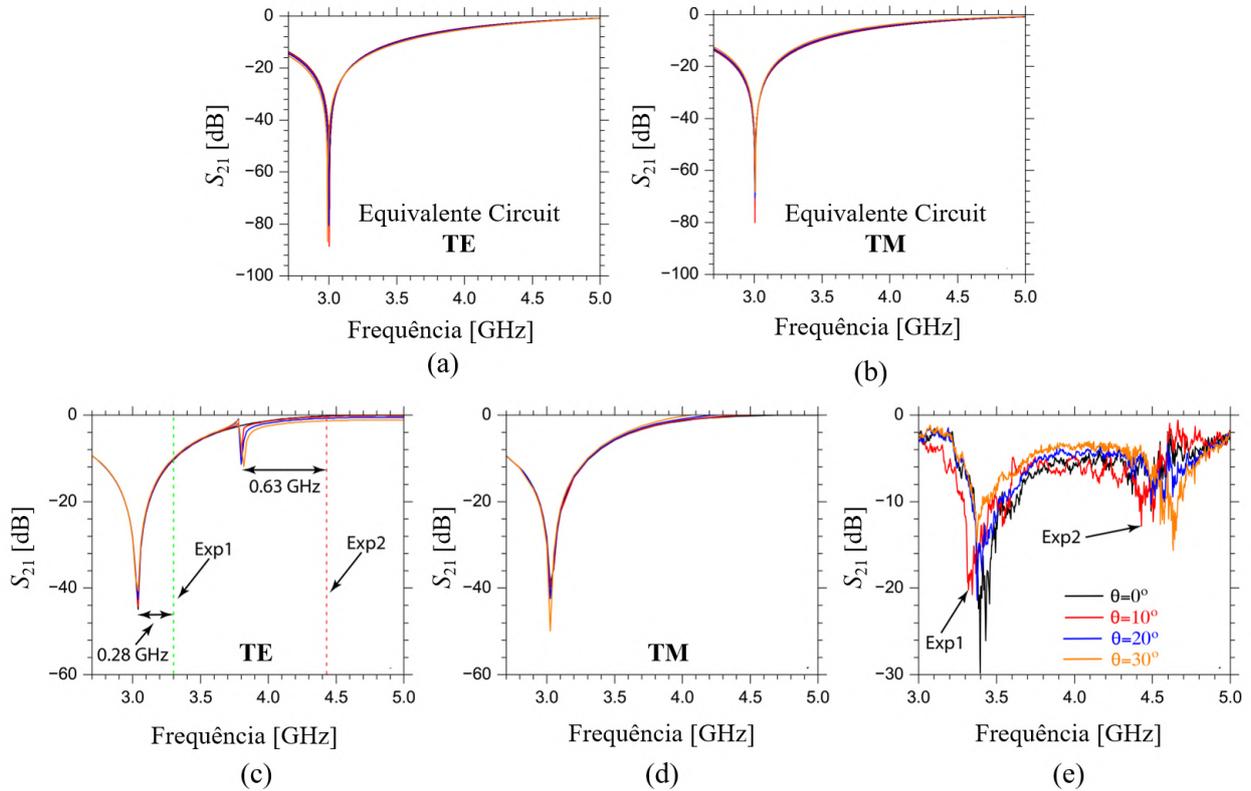


Figura 9: Resultados numéricos para  $S_{21}$  obtidos através do circuito equivalente para (a) modo TE e (b) modo TM. Análise numérica para  $S_{21}$  para (c) modo TE e (d) TM. (e) Resultados experimentais para o parâmetro  $S_{21}$  considerando onda incidente com polarização TE. Os picos mínimos rotulados Exp1 e Exp2 em (e) são usados para fins comparativos em (c), onde esses valores são representados por linhas verticais tracejadas. O ângulo de incidência correspondente para cada medição é mostrado em (e).

A ressonância em torno de 3 GHz é oriunda da interação da onda eletromagnética incidente com as células unitárias individuais da metasuperfície. Isso pode ser confirmado a partir do perfil elétrico de campo próximo (com  $\mathbf{E}$  apontando ao longo da direção horizontal) na Figura 10(a), em que verifica-se um acoplamento de campo próximo entre células unitárias vizinhas. Além disso, na Figura 9(a-d), verifica-se que esta ressonância ocorre sob ondas incidentes TE e TM. Em contrapartida, a ressonância em torno de 4,5 GHz ocorre apenas para polarização TE para incidência oblíqua. Explica-se esse fenômeno usando a lei de Faraday: a componente do campo magnético perpendicular à superfície (sob incidência oblíqua de TE) induz uma corrente que circula na região de junção dos dipolos entre quatro células unitárias adjacentes, como observado a partir do perfil de campo próximo na Figura 10(b).

Os dados experimentais são mostrados na Figura 9(e) para  $\theta = \{0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ\}$ . Em contraste com a ressonância ( $S_{21} < -10$  dB) para  $\theta = 0^\circ$ , dois picos ocorrem para  $\theta \geq 10^\circ$ , consistente com os resultados na Figura 9(c). Para fins comparativos, rotularam-se Exp1 = 3,32 GHz e Exp2 = 4,44 GHz associado às frequências para o primeiro e segundo picos experimentais com  $\theta = 10^\circ$ , conforme indicado pelas setas na Figura 9(e). Estes últimos valores são comparados com seus equivalentes simulados na Figura 9(c). Vários fatores explicam as diferenças entre os resultados experimentais e numéricos, como segue: i) os resultados numé-

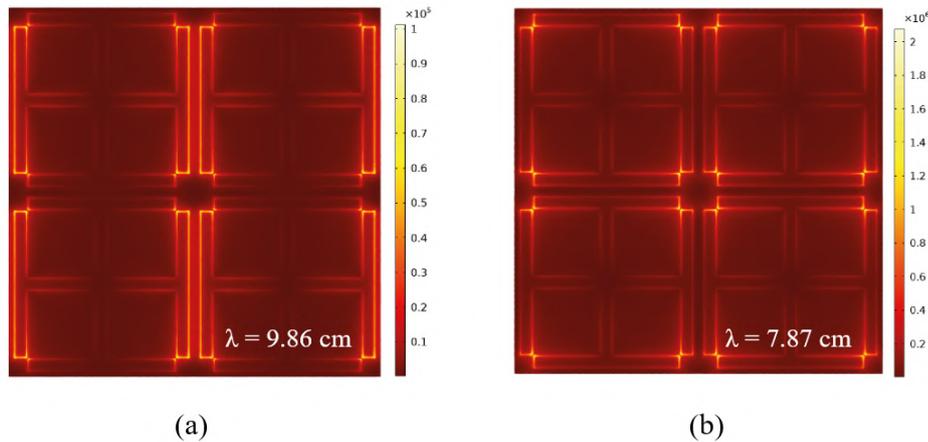


Figura 10: Resultados numéricos do campo elétrico em campo próximo para (a)  $f = 3.04$  GHz ( $\lambda = 9.86$  cm), (b)  $f = 3.81$  GHz ( $\lambda = 7.87$  cm).

ricos são para campos polarizados TE e TM, enquanto as medições experimentais (realizadas em campo aberto) estão associadas a ondas eletromagnéticas transversais (TEM); ii) as simulações são para um arranjo bidimensional periódico infinito de células unitárias, enquanto a metasuperfície de tamanho finito consiste em um arranjo de células unitárias  $8 \times 8$ ; iii) embora as simulações para o ouro sejam as mesmas para um condutor perfeito, os parâmetros do PET foram obtidos da literatura, [73] ou seja, não medidos especificamente para o tipo de substrato empregado na fabricação.

O método de fabricação proposto para implementação de metasuperfícies flexíveis em Banda C é validado pela concordância qualitativa entre os resultados experimentais e numéricos, apesar de pequenas discrepâncias. Observa-se que a ressonância em torno de 3 GHz exibe insensibilidade a polarização da onda e estabilidade angular. Tais características são adequadas para blindagem contra interferência eletromagnética. Por exemplo, superfícies não planas podem ser estrategicamente cobertas para redirecionar a frente de onda para uma direção desejada ou servir como um refletor conformado para irradiadores de alto ganho [66,76]. A utilização do PET como material de escolha oferece diversas vantagens. O PET possui temperatura de fusão ( $T_m$ ) em torno de  $250^\circ\text{C}$  e demonstra excepcional estabilidade hidrolítica, proporcionando flexibilidade e alta resistência à quebra. Além disso, esse material pode ser reciclado através da despolimerização química nos seus monômeros ou outros produtos químicos valiosos, facilitando o processo de reciclagem de dispositivos descartados [77,78]. Na verdade, antenas baseadas em PET podem ser fabricadas a partir de garrafas recicladas [79]. Aproveitando esses recursos, a aplicação de antenas baseadas em PET em roupas inteligentes torna-se viável. Esses materiais flexíveis oferecem conforto ao usuário, mantendo alto ganho da antena, permitindo assim dispositivos vestíveis de alto desempenho [80,81].

## 2.2 Antenas baseadas em Espelhos de Bragg

Os espelhos de Bragg têm sido usados como redes fotônicas para projetar dispositivos eletrônicos para adaptar as propriedades de propagação das ondas eletromagnéticas [82–85]. Essas estruturas representam uma formação periódica volumétrica composta por camadas alternadas de dois materiais isotrópicos e não magnéticos. Cada camada tem espessura de um quarto de

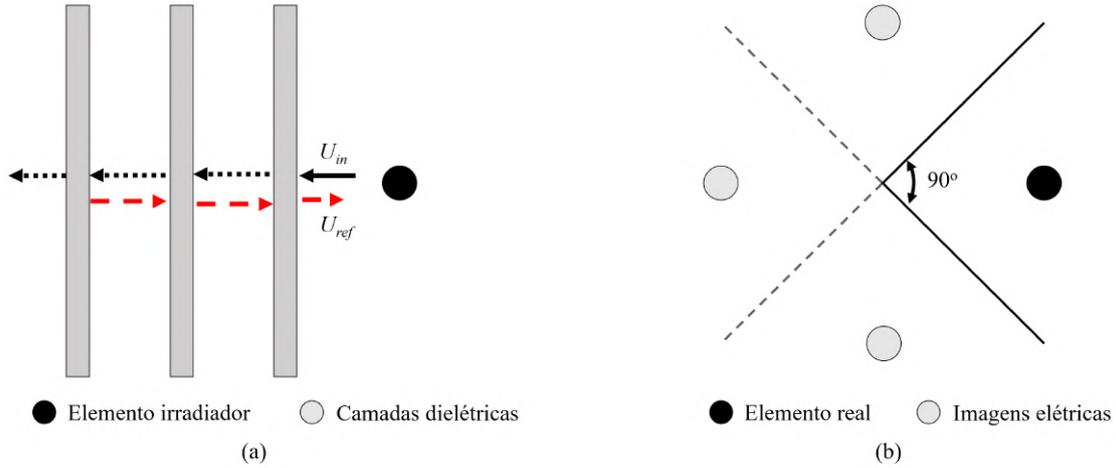


Figura 11: (a) Princípio de funcionamento de uma rede de espelhos de Bragg, (b) Modelo de imagens elétricas para um dipolo de meia onda próximo a dois semi-planos finitos separados por  $90^\circ$ .

comprimento de onda relacionado à frequência de operação e ao índice de refração do material [82,86,87]:

$$n \times d = \frac{\lambda_o}{4} \quad (10)$$

A célula unitária, composta por uma camada de cada material (bicamada), tem espessura total ou periodicidade de cerca de meio comprimento de onda, gerando ondas de Bloch evanescentes dentro da estrutura, conhecidas como *photonic band-gap* [88,89]. Na Figura 11 (a), representa-se o princípio de funcionamento da grade volumétrica em que as ondas eletromagnéticas incidentes são refletidas em direção ao meio incidente. Teoricamente, a refletância correspondente da estrutura aproxima-se da unidade quando um número infinito de bicamadas é considerado.

### 2.2.1 Refletor de canto impresso baseado em espelhos de Bragg operando em microondas

Antenas de alto ganho utilizam diferentes princípios físicos para concentrar a energia eletromagnética irradiada em uma região específica do espaço, contribuindo para a implementação de sistemas com maior eficiência energética e espectral. Dentre as abordagens, refletores metálicos, dielétricos ou FSSs permitem implementar irradiadores de alto ganho. Essas estruturas são posicionadas próximo a antena para manipular o diagrama de irradiação e, conseqüentemente, a diretividade [27,28,90–94]. Embora refletores metálicos e FSSs tenham sido utilizados para melhorar a diretividade das antenas, o acoplamento dos campos irradiados aumenta a perda e afeta os níveis de ganho [91–98]. Por outro lado, os refletores dielétricos baseados em espelhos de Bragg usam os efeitos de interferência construtiva/destrutiva para melhorar a diretividade com perdas insignificantes [82,86,87]. A associação de bicamadas em uma estrutura *quarter-wave stack* (QWS) permite refletir o campo incidente em direção a uma abertura, concentrando a energia da onda eletromagnética em uma determinada direção para prover alto ganho ao conjunto (antena + refletor de Bragg) [82,86,87]. Essa estrutura pode ser fabricada

usando manufatura aditivada através de impressão 3D, tornado a implementação fácil e acessível. Nesse contexto, os pesquisadores do projeto Brasil 6G propõem o projeto de um refletor de canto baseado em espelhos de Bragg para melhorar a diretividade de antenas de baixo ganho.

Do ponto de vista prático, as estruturas baseadas em espelhos de Bragg são prototipadas com um número finito de camadas e uma pequena fração do sinal é transmitida além da camada final [99,100]. Logo, pode-se melhorar a refletância da estrutura convencional trabalhando a geometria dos espelhos de Bragg. Atinge-se esse objetivo ao combinar o princípio de operação dos espelhos de Bragg com a teoria em imagem elétrica, moldando-as bicamadas em um refletor de canto para aumentar o ganho [27,28]. Os espelhos de Bragg fornecem os meios para refletir construtivamente a frente de onda que incide em suas estruturas interna em direção à abertura do refletor de canto, concentrando a energia da onda eletromagnética e aumentando o ganho da fonte primária. Como o ângulo do ápice entre as camadas é um submúltiplo inteiro de  $180^\circ$ , a teoria de imagens elétrica explica o aumento de ganho [27,28]. O ângulo entre os semiplanos é igual a  $90^\circ$ , resultando em três imagens elétricas ( $N = (360 / 2 \alpha) - 1 = 3$ ), como visto na Figura 11 (b). Nesse caso, a teoria de arranjos permite analisar o diagrama de radiação com base nas imagens elétricas, incluindo a fonte primária. Como o elemento irradiante é um dipolo de meio comprimento de onda, o incremento máximo de ganho é obtido por [27,28]:

$$G = 2\sqrt{\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{13} - 2R_{12}}} \times \left| \cos\left(\frac{2\pi s}{\lambda}\right) - 1 \right| \quad (11)$$

onde  $R_{11}$  é a resistência própria do dipolo,  $R_{12}$  é a resistência mútua entre o dipolo real e uma das duas imagens rotacionadas em  $90^\circ$ ,  $R_{13}$  é a resistência mútua entre a antena real e a imagem diametralmente oposta que está no mesmo eixo, e  $s$  é a distância entre o dipolo e os semi-planos dielétricos. O incremento de ganho em (1) considera planos semi-infinitos para modelagem matemática. Praticamente, a estrutura é truncada, buscando valores pequenos que sejam moderadamente grandes e relacionados à excitação da fonte.

Ao moldar os espelhos de Bragg em um refletor de canto, combina-se efetivamente os dois mecanismos de incremento de ganho. Cada bicamada do refletor é formada por duas camadas compostas de ar ( $\epsilon_{r_{air}} = 1$ ) e material *polylactic acid* (PLA)  $\epsilon_{r_{PLA}} = 2,9$ ). Projetaram-se as bicamadas para operar na frequência de 5,7 GHz, resultando em espessuras de camada iguais a 13,15 mm (ar) e 7,633 mm (PLA). Na Figura 12, mostra-se a geometria do refletor com planos semi-finitos inclinados de  $45^\circ$  em relação ao eixo perpendicular do dipolo. O projeto da estrutura considerou as dimensões da primeira camada dielétrica com comprimento ( $L$ ) e altura ( $h$ ) iguais a 140 mm e 90 mm, enquanto o dipolo foi posicionado a uma distância  $F$  igual a 35 mm. Essas dimensões foram obtidas buscando valores que otimizem o aumento de ganho com base em ensaios numéricos utilizando o simulador ANSYS HFSS.

Análises numéricas foram conduzidas para definir o número da camada que otimiza o incremento de ganho da antena, conforme representado na Figura 13(a). Os resultados mostraram que o refletor de canto com três bicamadas fornece incremento de ganho de 12,96 dB, sendo superior ao ganho provido por um refletor metálico e pela estrutura semi-cilíndrica em [82]. Na Figura 13 (b), tem-se o ganho em relação à frequência para o dipolo com e sem o refletor de canto baseado em espelhos de Bragg, cujos resultados indicam que a estrutura proposta atingiu ganho de 15,2 dBi e um incremento de ganho de 12,96 dB. Além disso, estimou-se o volume total das camadas de PLA para o refletor de canto e a estrutura semi-cilíndrica em [82]. As camadas de PLA do refletor de canto apresentaram volume total de  $663,33 \text{ cm}^3$  contra  $816,62 \text{ cm}^3$  para a estrutura semi-cilíndrica, representando uma redução em torno de 18,77%. Do ponto de vista eletromagnético, a geometria do refletor de canto de Bragg proporciona uma abertura

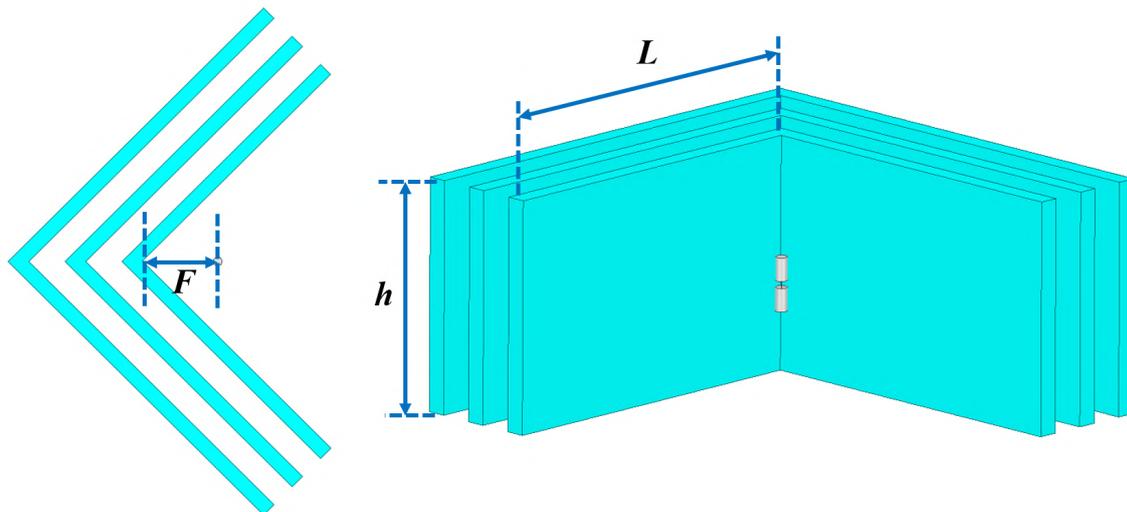


Figura 12: Espelhos de Bragg em formato de refletor de canto.

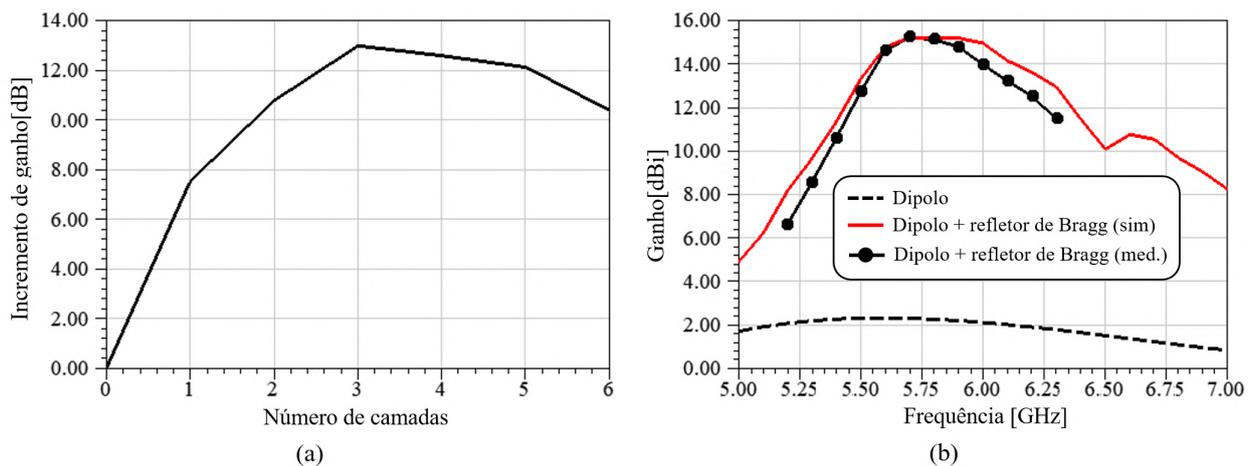


Figura 13: (a) Ganho em função do número de camadas, (b) ganho do dipolo sem e com o refletor para a faixa de frequência entre 5 e 7 GHz.

física maior que o formato sem-cilíndrico, contribuindo para maior incremento de ganho com menor número de camadas. Logo, posicionou-se estrategicamente os espelhos de Bragg para aumentar sua refletância e incrementar o ganho da antena de forma eficiente enquanto reduziu-se o volume do refletor.

Para fabricar a estrutura, foi utilizada uma impressora 3D CL2 Pro Plus da Cliever para imprimir as camadas dielétrica de PLA que formam os espelhos de Bragg. A estrutura foi integrada à antena dipolo e caracterizada através de medidas de coeficiente de reflexão, ganho e diagrama de radiação. Na Figura 14, visualiza-se o refletor de canto impresso em 3D com e sem a antena dipolo. Medidas de coeficiente de reflexão para a antena dipolo com e sem o refletor mostram que a introdução do refletor dielétrico tem influência mínima na largura de banda, como visto na Figura 15 (a). Como resultado, a antena dipolo sem refletor apresentou largura de banda em torno de 1,86 GHz (5,04 a 6,9 GHz) e largura de banda de 1,5 GHz (5,1

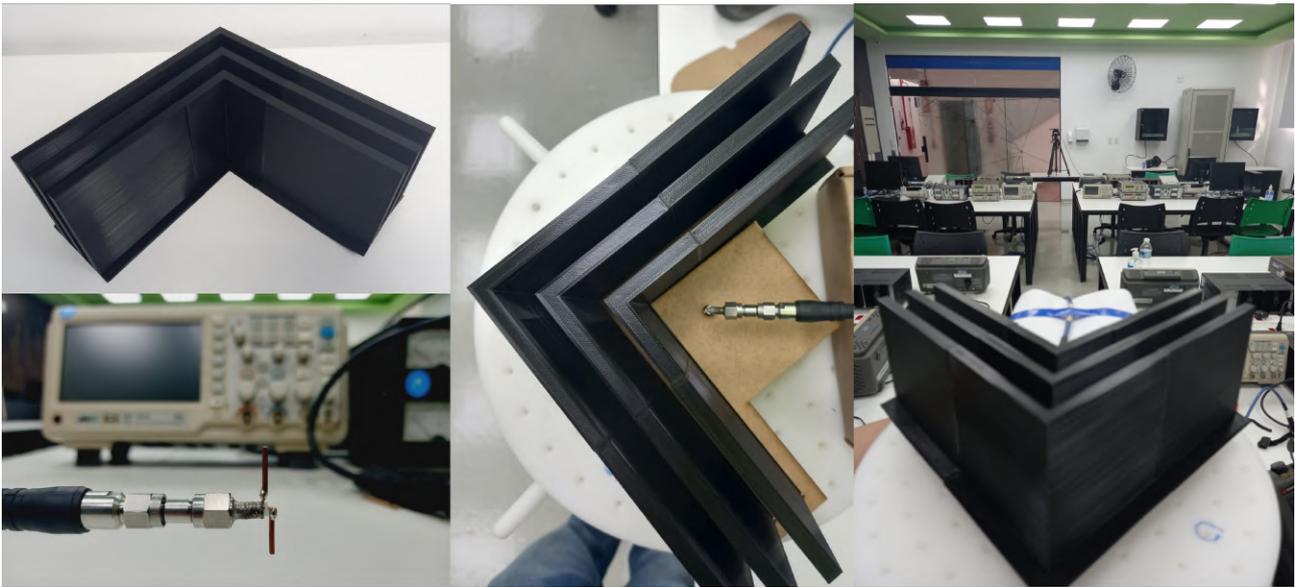


Figura 14: Perspectivas de visualização do refletor de canto baseado em espelho de Bragg, detalhes do elemento dipolo e o protótipo posicionado para medidas de diagrama de irradiação.

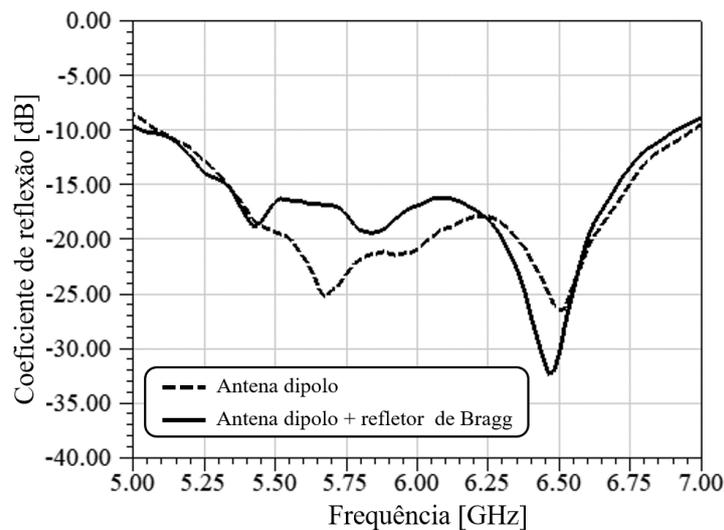


Figura 15: Coeficiente de reflexão medido para a antena dipolo com e sem o refletor de Bragg.

a 6,96 GHz) com a introdução do refletor.

Os diagramas de irradiação e o ganho do protótipo foram medidos em um ambiente interno para as frequências de 5,5, 5,7 e 6 GHz. Para as medidas, empregaram-se um gerador modelo CMW 500 da Rohde & Schwarz capaz de gerar ondas contínuas até 6 GHz conectado a uma antena log-periódica (Modelo Aronia Hyperlog 60100) no lado da transmissão. O protótipo e um analisador de espectro (Keysight FieldFox N9952A) foram posicionados na recepção. As antenas foram montadas a 1,5 m de altura e dispostas a 6 m de distância uma da outra para garantir condições de campo distante. Na Figura 16, comparam-se os diagramas de irradiação medidos nos planos *E* e *H* com os simulados nas frequências mencionadas. Os diagramas em co-polarização apresentaram boa concordância com as curvas simuladas, enquanto a rejeição

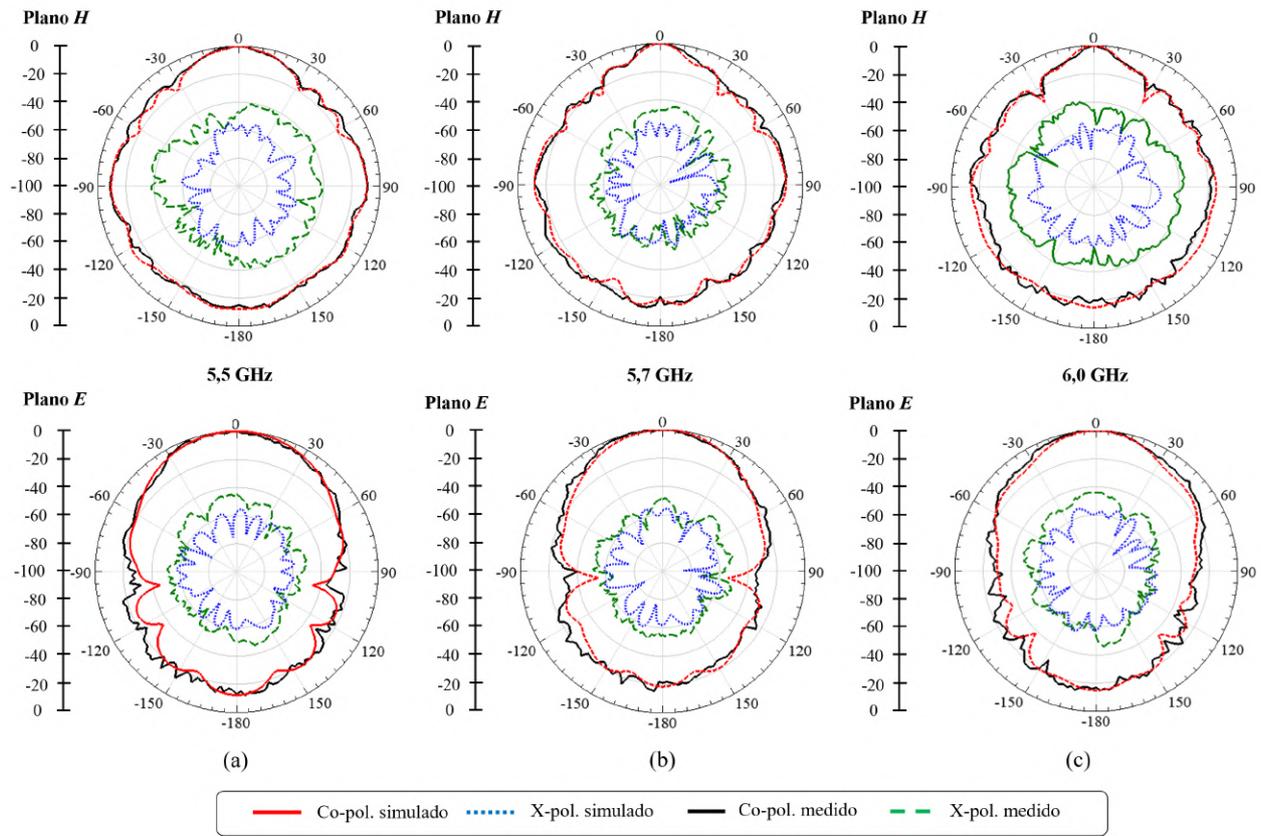


Figura 16: Diagramas de irradiação medido e simulado nos planos  $E$  e  $H$  para as frequências de 5,5, 5,7 e 6 GHz.

de polarização manteve-se abaixo de -40 dB em ambos os planos.

Para medir o ganho, utilizou-se uma segunda antena log-periódica (Modelo Aronia Hyperlog 60100) como referência, cujos resultados são visto na Figura 13(b). Obteve-se valores de ganho de 12,7, 15,2 e 13,9 dBi em 5,5, 5,7 e 6 GHz, respectivamente. Esses resultados estão de acordo com o incremento exibido na Figura 13(b). Como a estrutura de Bragg depende do comprimento de onda de projeto, o incremento de ganho é maior nas frequências próximas àquela empregada no projeto. O desempenho do refletor foi comparado com outras tecnologias dedicadas a prover incremento de ganho para antenas com baixa diretividade, empregando refletores metálicos, dielétricos e FSSs arranjados em geometrias semi-cilíndricas ou em formato semelhante ao proposto. Na Tabela 3, apresentam-se as seguintes métricas: incremento de ganho e eficiência de abertura. Observa-se que o refletor de canto baseado em espelhos de Bragg proveu incremento de ganho superior as demais propostas com eficiência de abertura iguala 40,96%.

## 2.2.2 Antena corneta baseada em espelhos de Bragg para ondas milimétricas

Os escassos canais de frequência na faixa de micro-ondas e crescente demanda por maior taxas de dados levaram os sistemas 5G e as futuras redes 6G a considerar a operação na faixa de ondas milimétricas e TeraHertz. A faixa de ondas milimétricas, em particular, fornece largura de banda incomparável e disponibilidade de espectro em todo o mundo. Este cenário impulsiona a pesquisa e o desenvolvimento de dispositivos de RF que operem em conformidade com as necessidades de sistemas nessa região do espectro. Entretanto, a precisão na fabricação de

Tabela 3: Comparação de desempenho entre o refletor de canto baseado em espelhos de Bragg e outras tecnologias.

| Referência       | Incremento de ganho [dB] | Eficiência de abertura [%] |
|------------------|--------------------------|----------------------------|
| <b>This work</b> | <b>12,96</b>             | <b>40,96</b>               |
| [90]             | 10,00                    | 54,00                      |
| [90]             | 10,00                    | 37,80                      |
| [91]             | -                        | 6,8                        |
| [92]             | 8                        | -                          |
| [93]             | 2,37                     | -                          |
| [97]             | 10,00                    | -                          |
| [98]             | 8,98                     | -                          |
| [82]             | 9,93                     | 27,31                      |

componentes de RF baseados em estruturas metálicas torna-se evidente em ondas milimétricas. Como os dispositivos de RF se relacionam com o comprimento de onda de projeto, em ondas milimétricas essas estruturas apresentam tamanho reduzido e demandam maior precisão no processo de fabricação para garantir dimensões precisas e integridade do sinal [101–104]. Devido às restrições de precisão, os métodos tradicionais de fabricação podem ser inefetivos para prototipagem em ondas milimétricas ou então resultar em custo elevado. Por outro lado, a manufatura aditiva através da impressão 3D oferece uma abordagem alternativa para projetar dispositivos de RF de alta frequência com a precisão necessária [101,102]. As técnicas de impressão 3D fornecem prototipagem rápida e sem molde, produção econômica, uso ideal de materiais e produção em pequena escala, atendendo aos requisitos de dispositivos de RF, especialmente antenas operando em ondas milimétricas [101,102].

Recentemente, vários trabalhos propuseram a prototipagem de antenas em micro-ondas, ondas milimétricas usando impressão 3D baseada em modelagem por deposição fundida através de polímeros termoplásticos como acrilonitrila butadieno estireno (ABS) e PLA [105–116]. Esses projetos abrangem antenas dipolo, guia de ondas integrado ao substrato, arranjos de antenas, antenas *fan-beam* e corneta. Quanto as antenas cornetas, aberturas piramidais, cônicas ou setoriais são projetadas com base na impressão 3D utilizando a técnica em modelagem por deposição fundida. A maioria desses processos de fabricação considera a impressão 3D como a primeira etapa e um processo subsequente de metalização envolvendo fitas metálicas ou tintas condutoras como a etapa final. As partes internas são cobertas com fitas metálicas ou tintas condutoras para se assemelharem às suas versões metálicas. Consequentemente, o protótipo deve ser fragmentado em diferentes peças que exponham as cavidades internas para receber o revestimento metálico. Essa abordagem acrescenta complexidade à modelação 3D, uma vez que as diferentes partes devem ser integradas. Nesse contexto, os pesquisadores do projeto Brasil 6G propõem desenvolver antenas cornetas baseadas em espelhos de Bragg para eliminar o processo final de revestimento metálico das partes impressas, bem como simplificar o processo de impressão através de uma única peça.

O protótipo implementa uma estrutura dielétrica semi-esférica baseada em espelho de Bragg com uma abertura central em formato cônico, semelhante a uma antena corneta cônica, como mostrado na Figura 17. Esta estrutura é formada por camadas alternadas de ar ( $\epsilon_{air} = 1$ ) e PLA ( $\epsilon_{PLA} = 2,9$ ) em uma estrutura QWS. A frequência de projeto é 26 GHz, resultando em espessura de camada de ar e PLA igual a 2,88 mm e 1,69 mm, respectivamente. A estrutura é posicionada ao redor da abertura de um guia de ondas de modo que o campo eletromagnético

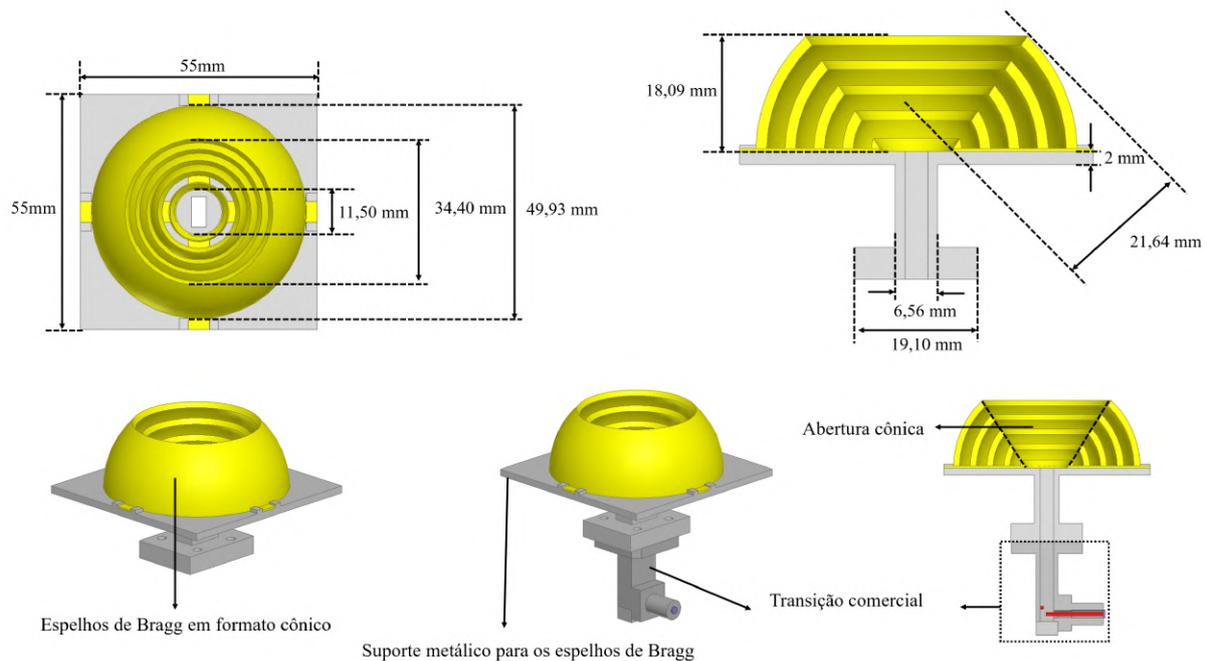


Figura 17: Geometria e dimensões da antena corneta baseada em espelho de Bragg impressa em 3D: suporte metálico e espelhos de Bragg cônicos. Detalhe da montagem do protótipo e integração com uma transição comercial de guia de ondas para coaxial.

irradiado pela abertura faça interface com cada camada com um ângulo próximo a  $90^\circ$ . A mudança repentina na constante dielétrica em cada interface ar-dielétrico causa uma reflexão parcial da onda eletromagnética incidente. As ondas refletidas interferem construtivamente e são guiadas ao longo da abertura cônica até atingirem o espaço livre. Devido à dependência do comprimento de onda do projeto, as bicamadas são fortemente refletivas em torno da frequência de projeto.

A abertura do guia de ondas pode ser vista como uma fonte de irradiação distribuída. Portanto, a abertura cônica da corneta baseada em espelho de Bragg atua na diretividade do campo irradiado, concentrando a energia em direção à sua abertura. A estrutura semelhante a uma corneta é posicionada sobre um suporte metálico com uma flange de guia de onda que se conecta a uma transição de guia de onda para coaxial. Utilizou-se uma transição comercial baseada no guia de ondas retangular WR28 ( $a = 7,11$  mm e  $b = 3,55$  mm). Esta transição excita o modo fundamental  $TE_{10}$  dentro da faixa de frequência da estrutura dielétrica semiesférica, sendo modelada e incluída na análise numérica conduzida no programa ANSYS HFSS.

A abertura cônica intercala cinco camadas semiesféricas concêntricas de PLA e ar ao redor da abertura do guia de ondas. A abertura cônica começa no centro do suporte metálico com um diâmetro de abertura em torno de  $\lambda$ , mantendo a primeira bicamada  $\lambda/2$  longe da fonte de radiação. Empregou-se a abertura cônica para ajustar o diagrama de irradiação, pois seu formato permite constituir uma geometria uniforme sem formar vértices e arestas que possam atrapalhar a interação da onda eletromagnética irradiada com as bicamadas. A antena tipo corneta foi prototipada usando uma impressora 3D CL2 Pro Plus da Cliever. Enquanto isso, o suporte metálico foi fabricado com barras de alumínio e processo de eletroerosão. Na Figura 18, apresenta-se as peças do protótipo integradas com a transição, bem como o protótipo posicionado para extração de medidas de coeficiente de reflexão, diagrama de irradiação e ganho.

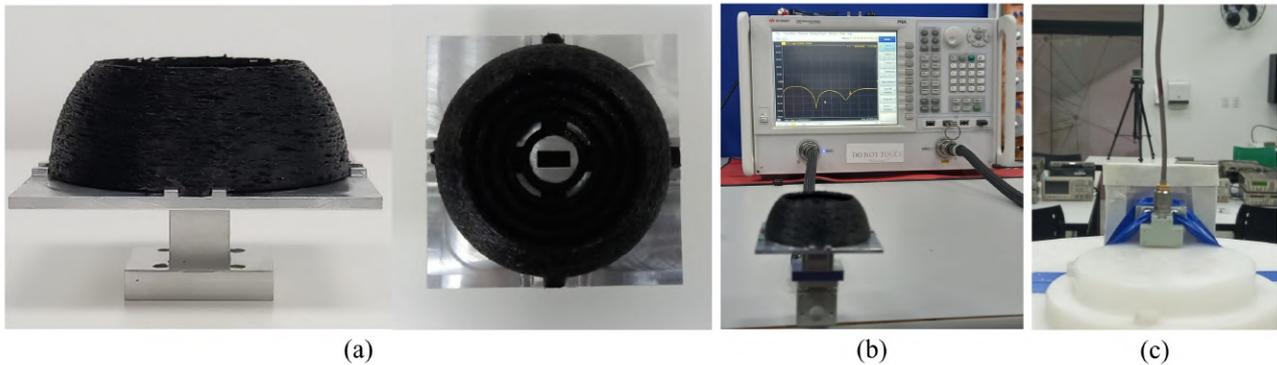


Figura 18: Antena corneta baseada em espelho de Bragg impressa em 3D (a) visualização das camadas dielétricas e suporte metálico, (b) antena posicionada para medidas de coeficiente de reflexão, (c) protótipo posicionado para extração do diagrama de irradiação e ganho.

O coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) foi medido usando um PNA Network Analyzer modelo N5224A (10 MHz a 43,5 GHz) da Keysigth. As curvas  $S_{11}$  medidas e simuladas são vistas na Figura 19(a), indicando uma largura de banda simulada de 2,68 GHz (24,15 GHz a 26,83 GHz) contra uma largura de banda medida de 2,6 GHz (24,96 GHz a 27,50 GHz). A banda de operação da antena deslocou-se ligeiramente em direção as frequências mais altas em comparação com os resultados simulados, mantendo seu valor em torno do resultado simulado. Este aspecto pode ser devido às imprecisões no processo de impressão já que a precisão da impressora é em torno de 0,4 mm, somada às variações por contração térmica do filamento de impressão 3D após o resfriamento completo, que fica em torno de 1% a 2% para materiais PLA. Portanto, a espessura de cada camada PLA é ligeiramente aleatória em torno da definição do projeto. Conseqüentemente, o protótipo mostrou potencial para integrar sistemas sem fio 5G e 6G operando em ondas milimétricas, uma vez que sua largura de banda atende canais de 400 MHz [117].

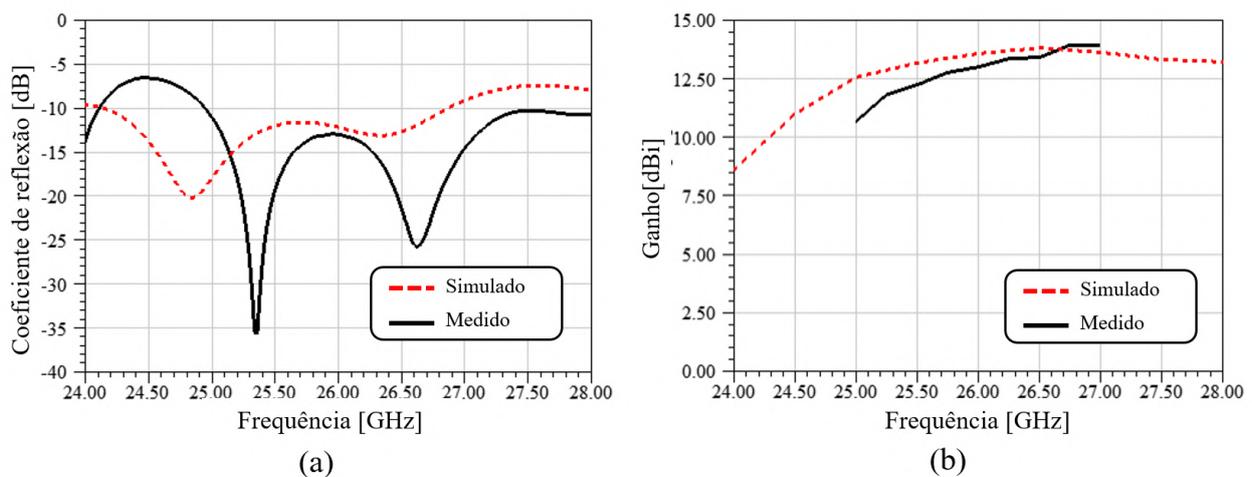


Figura 19: (a) Coeficiente de reflexão medido e simulado, e (b) Ganho medido e simulado da antena corneta baseada em espelho de Bragg impressos em 3D.

As medidas de ganho e diagrama de irradiação foram feitas em ambiente interno empre-

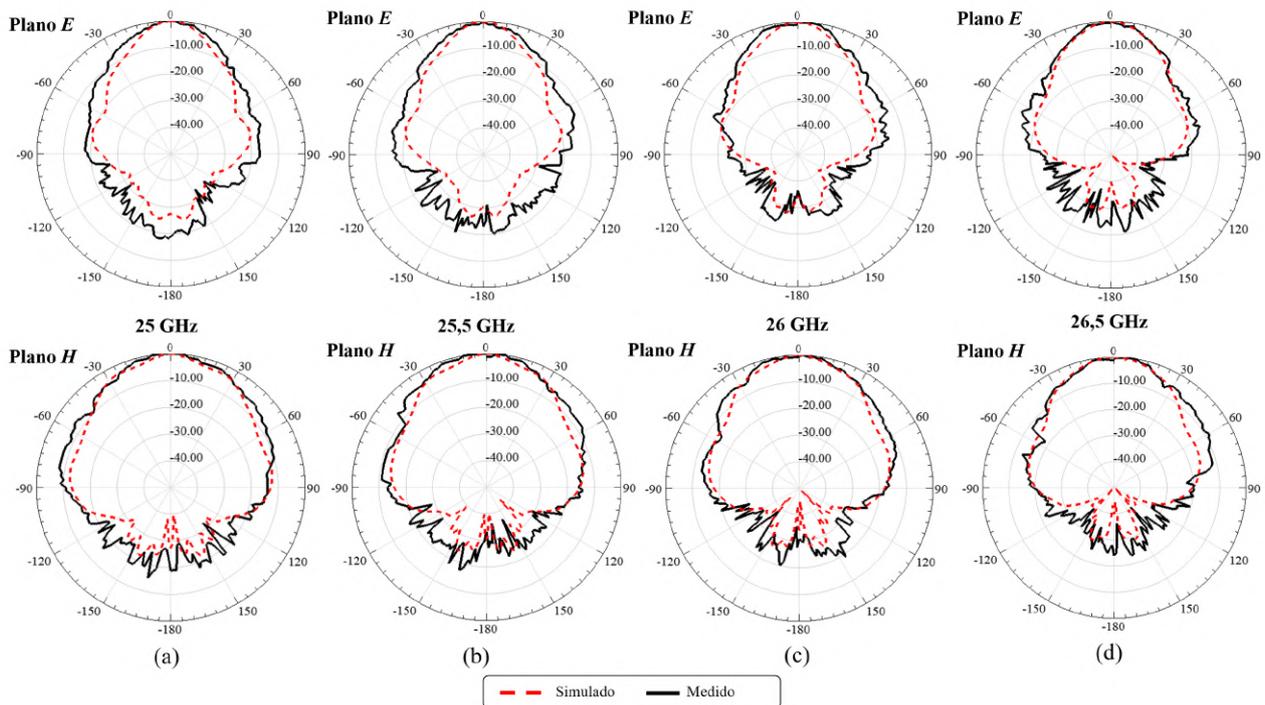


Figura 20: Diagramas de irradiação simulados e medidos nos planos  $E$  e  $H$  para a antena corneta baseada em espelhos de Bragg impressos em 3D para as frequências (a) 25 GHz, (b) 25,5 GHz, (c) 26 GHz e (d) 26,5 GHz.

gando um gerador de sinal analógico (Keysight N5173B) e uma antena tipo corneta com ganho de 24,7 dBi no lado da transmissão. O protótipo e um analisador de espectro (Keysight FieldFox N9952A) foram posicionados no lado da recepção. Os irradiadores foram montados a 1,5 m de altura e dispostos a 5 m de distância um do outro para garantir condições de campo distante. Uma segunda antena corneta foi utilizada no receptor como referência, com características iguais àquela posicionada no transmissor. A Figura 19(b) exibe o ganho simulado ao longo de frequências entre 24 e 28 GHz, cujos valores estão entre 10,97 e 13,8 dBi dentro da banda de operação do protótipo. A curva medida compreende frequências entre 25 e 27 GHz com valores de ganho variando de 10,66 a 13,91 dBi. Uma análise comparativa mostra uma diferença de cerca de 1,5 dB entre os resultados medidos e simulados para frequências entre 25 e 25,5 GHz, o que pode ser explicado pelas imprecisões discutidas anteriormente. Acima desta faixa de frequência, a diferença de ganho medida é inferior a 0,6 dB. O diagrama de radiação foi caracterizado usando a mesma configuração para as seguintes frequências: 25, 25,5, 26 e 26,5 GHz. Na Figura 20, comparam-se os diagramas de irradiação medidos e simulados nos planos  $E$  e  $H$  nas frequências mencionadas. No geral, os resultados experimentais mostraram uma boa concordância em comparação com os simulados.

Ao projetar a antena tipo corneta com base na teoria dos espelhos de Bragg, propôs-se uma abordagem econômica para prototipação rápida de antenas em ondas milimétricas. Além disso, essa técnica elimina o processo de revestimento metálico e reduz consideravelmente o processo de engenharia de produto para ajustar o protótipo ao processo de impressão 3D. Por fim, essa abordagem permite que diferentes protótipos impressos em 3D sejam fabricados e substituídos à vontade para operar dentro do modo fundamental do guia de ondas  $TE_{10}$  enquanto o suporte metálico é reutilizado.

## 2.3 Nanoantennas para comunicações sem fio na escala de chips

Além das comunicações sem fio mencionadas anteriormente, existe hoje em dia uma intensa busca por mecanismos que permitam superar as desvantagens intrínsecas das comunicações eletrônicas. Por exemplo, o transporte de correntes elétricas por fios metálicos é uma conhecida fonte de calor, limitando assim a eficiência energética dos dispositivos. Por outro lado, os limites físicos para as velocidades de transporte de cargas limitam as velocidades às quais os dados podem trafegar nas redes de comunicações, o que pode representar um sério desafio para a implementação das futuras redes 6G. O uso de comunicações sem fio na escala de chips surgiu nos últimos anos como uma promissora alternativa para resolver os desafios associados as comunicações eletrônicas. Esta abordagem emprega antenas projetadas para funcionar na escala de centenas de nanômetros até micras, motivo pelo qual são comumente conhecidas como nanoantenas. Contrário aos mecanismos de controle de feixe que existem hoje em dia para redirecionar os campos da antena transmissora, de modo que consiga comunicar-se com várias antenas receptoras, não existem mecanismos em escala nanométrica que permitam o controle ativo dos feixes irradiados por estas nanoantenas. Isto ainda representa um problema para empacotar chips com alta densidade de elementos em circuitos integrados.

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G desenvolveram um conceito que emprega campos magnéticos aplicados externamente para o controle dinâmico dos feixes de nanoantenas, abrindo assim a possibilidade de desenvolver nanoantenas transmissoras com a capacidade de comunicar-se com diferentes nanoantenas receptoras de forma controlada. Para chegar até a explicação desse conceito, começamos explicando os passos básicos de *design* e otimização de nanoantenas, inclusão de efeitos magnéticos, até o controle ativo dos feixes em estruturas para comunicações sem fio reconfiguráveis na escala de chips.

### 2.3.1 Projetando Nanoantenas com Base nos Conceitos de Antenas de RF

Nanoantenas plasmônicas, ou seja, análogos de altas frequências de antenas de RF, podem ser adaptadas para operar em frequências de TeraHertz [118–120], infravermelho [121] e visível [122] para uma infinidade de aplicações, incluindo radiação direta [123], sensoriamento de gás [124], biossensores [125], sensores químicos [126], fotovoltaica [127], transparência induzida eletromagneticamente [128] e microscopia óptica [129], entre outras. Em particular, a operação de alta frequência de nanoantenas plasmônicas promete integração perfeita da futura sexta geração de redes de comunicações móveis (6G) em infraestruturas de fibra óptica existentes, de importância crucial para evitar gargalos de comunicação. Essa integração usa nanoantenas plasmônicas de duas maneiras diferentes, mas complementares: (i) a capacidade única das nanoantenas plasmônicas de localizar campos eletromagnéticos em regiões profundas de sub-comprimento de onda é usada para integração direta de sinais sem fio de alta frequência em *photonic integrated circuits* (PICs) [130,131]; (ii) as propriedades irradiativas de nanoantenas plasmônicas são exploradas para redes de comunicação sem fio em nanoescala de alta velocidade e banda larga, superando as perdas ôhmicas intrínsecas de guias de ondas plasmônicas (reduzindo o aquecimento e, conseqüentemente, melhorando o consumo de energia) por meio de interações luz-matéria reduzidas [132,133]. Significativamente, este último recurso permite PICs com níveis de miniaturização sem precedentes [134]. Além disso, estas nanoantenas podem ser excitadas por diferentes mecanismos, como, por exemplo, incidência direta de luz na estrutura [135], excitação/sintonização elétrica [136,137], excitação de modos guiados [138–140], e a excitação por pontos quânticos automontados (*self-assembled quantum dots*) [141].

As propriedades de radiação das nanopartículas plasmônicas [142,143] foram exploradas

para substituir as interconexões nanoeletrônicas convencionais que podem ter perdas e larguras de banda estreitas para comunicações em escala de chip. [132,144] Exemplos são os nanoenlaces ópticos sem fio de alto desempenho [140] e designs de nanoantenas altamente diretivas, [145,146] que podem ser excitados por mecanismos ópticos e elétricos integrados. [136,137,141]

Em analogia as antenas de RF, as nanoantenas diretivas têm sido usadas recentemente para interconexões sem fio *lab-on-chip*, incluindo comunicação de alta velocidade e computação quântica [147,148]. Além disso, arquiteturas mais complexas foram propostas em processadores massivamente heterogêneos usando comunicações ópticas sem fio, cuja reconfigurabilidade única do feixe da nanoantena de grafeno em TeraHertz demonstrou viabilidade para comunicações de arquitetura de computador [119,120]. No domínio óptico, ao contrário, a reconfigurabilidade no nível de interconexão sem fio no chip pode ser alcançada por meio de múltiplos transmissores e receptores usando arranjos de antenas de fase óptica [149]. Entre todas essas abordagens anteriores, o modelo Yagi–Uda se destaca por seu ganho extraordinário e alta relação frente-costas (irradiação unidirecional) do feixe irradiado. No entanto, falta uma estratégia de design geral (ou otimizada) para nanoantenas do tipo Yagi–Uda, ou seja, cada grupo de pesquisa usa sua própria regra de design diferente para este modelo de nanoantena [134,150,151].

No trabalho apresentado em [146], os pesquisadores do projeto Brasil 6G exploraram cinco diferentes abordagens de projeto para nanoantenas plasmônicas Yagi–Uda diretivas. *scattering cross-section* ( $\sigma_{sca}$ ), diretividade de campo distante ( $D$ ) e parâmetros de *footprint* foram usados para análise. Explicações detalhadas sobre os fundamentos teóricos também são dadas, descrevendo a abordagem numérica correspondente com o software COMSOL Multiphysics. Para simplificar, todos os componentes da nanoantena foram considerados feitos de ouro (Au), enquanto as nanoantenas são embutidas em sílica ( $\text{SiO}_2$ ). Resultados numéricos foram avaliados para o comprimento de onda de operação de  $\lambda = 1550$  nm na banda C óptica para demonstrar a integrabilidade do conceito neste trabalho com redes convencionais de comunicação óptica integrada.

A Figura 21(a) representa um protótipo de uma nanoantena Yagi–Uda plasmônica, compreendendo em nanohastes de Au embutidos em  $\text{SiO}_2$ , que pode ser fabricada usando técnicas experimentais disponíveis comercialmente [152–155]. Todos os elementos da nanoantena têm uma seção transversal quadrada com um comprimento lateral de 30 nm. O dispositivo é excitado por uma onda *s*-polarizada (ilustrada por uma seta vermelha), que pode ser uma fonte de laser ou uma ponta de fibra óptica, focada em incidir na nanoantena com um ângulo de  $\theta_{inc}$ . Como o interesse principal está no sinal transmitido pela nanoantena, a atenção estará voltada para a análise do campo espalhado, que aponta ao longo do eixo *x*, representado pela seta azul. A eficiência de espalhamento e a diretividade da estrutura dependem não apenas da relação entre o comprimento de onda incidente e os comprimentos das hastes (para ressonâncias plasmônicas), mas também dos parâmetros geométricos correspondentes do arranjo, ou seja, da separação entre os elementos da nanoantena e os comprimentos dos diretores (que podem ser iguais ou diferentes para cada um dos diretores, dependendo da estratégia de projeto). Assim, as nanoantenas Yagi–Uda plasmônicas são primeiramente descritas dentro de um quadro geral, consistindo de três partes principais: (i) o refletor, considerado com comprimento  $l_r$ ; (ii) o refletor, considerado com comprimento  $l_r$ ; (iii) um dipolo de alimentação, construída por dois braços plasmônicos de comprimentos  $L_d$  (veja a Figura 21(b), separados por uma distância  $g$ , totalizando um comprimento de  $l_d = 2L_d + g$ ); (iii) um conjunto de  $n$  diretores, com comprimentos  $l_{di}$  (com  $i = 1, 2, 3, \dots, n$ ), que contribuem para a melhora da direcionalidade do sistema. A distância entre diretores sucessivos é denotada por  $d_{jk}$ , onde  $j = 2, 3, 4, \dots, n$  e  $k = j - 1$ , como ilustrado na Figura 21(b). O dipolo de alimentação é separada do refletor por uma dis-

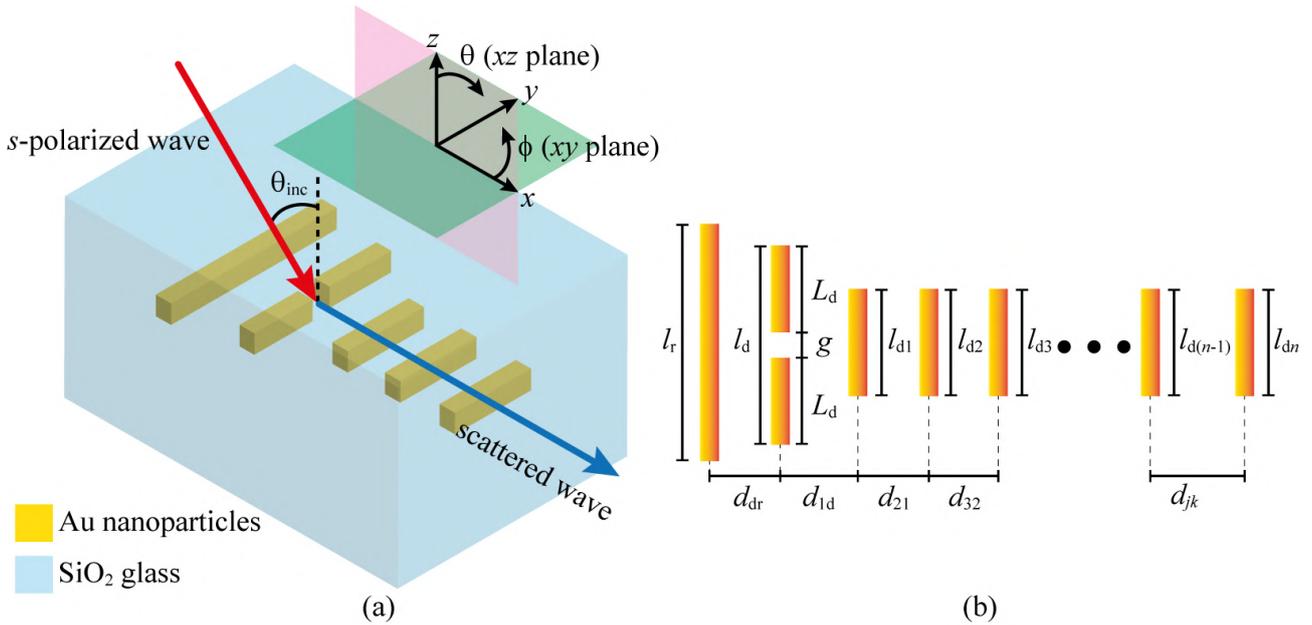


Figura 21: (a) Representação pictórica de uma nanoantena plasmônica Yagi–Uda genérica (feita de Au) embutida em sílica. Os elementos da nanoantena e suas geometrias são ilustrados em (b).

tância  $d_{dr}$ , enquanto o primeiro diretor é colocado a uma distância de  $d_{1d}$  da alimentação do dipolo, também mostrado na Figura 21(b).

Sob a incidência de ondas eletromagnéticas, as cargas de elétrons livres no dipolo de alimentação metálico sofrem oscilações harmônicas, denominadas *localized surface plasmon resonances* (LSPRs), devido ao acoplamento ressonante com a onda incidente [133]. Essa característica ressonante é obtida ao projetar adequadamente os elementos da nanoantena de modo que apenas o dipolo de alimentação ressoe no comprimento de onda incidente.

Como o campo incidente é de interesse apenas para a excitação da nanoantena, a atenção estará voltada para os campos espalhados, ou seja, os campos produzidos após a interação da onda incidente com a nanoestrutura. Um parâmetro importante é a *scattering cross-section*, calculada como

$$\sigma_{sca} = \frac{1}{|\mathbf{S}_{inc}|} \oint_S \mathbf{S}_{sca} \cdot d\mathbf{s}, \quad (12)$$

que exhibe eficiências máximas sob condições ressonantes plasmônicas, ou seja, os valores máximos de  $\sigma_{sca}$  indicam a conversão máxima das ondas de propagação livre em LSPRs, como observado na Equação (12).

Utilizando os conceitos anteriores, serão agora definidos os cinco casos de comparação deste trabalho. Cada nanoestrutura consiste em sete elementos Yagi–Uda, ou seja, 1 nanodipolo, 1 refletor e 5 diretores (veja a Figura 21). O primeiro caso (rotulado como Caso 1) usa a regra de projeto RF Yagi–Uda convencional [156] para o arranjo dos elementos da nanoantena. O segundo caso (rotulado Caso 2) usa o mesmo comprimento de dipolo e espaçamento geométrico do Caso 1, mas adapta os comprimentos dos diretores e do refletor para exibir  $\sigma_{sca}$  máximo em torno do comprimento de onda de trabalho incidente ( $\lambda_{inc} = 1550$  nm). No terceiro caso (rotulado Caso 3), os mesmos comprimentos das hastes do Caso 2 são usados, mas separados por uma distância de  $\lambda_{eff}/\pi$ . O quarto (rotulado Caso 4) e quinto (rotulado Caso 5) seguem o mesmo raciocínio do Caso 3, mas usam distâncias de  $\lambda_{SiO_2}/\pi$  e  $\lambda_{SiO_2}/2$ , respectivamente.

Tabela 4: Parâmetros geométricos otimizados para os cinco casos.

| Comprimentos (nm) | Caso 1<br>(Regra de Projeto de RF Usando $\lambda_{\text{eff}}$ ) | Caso 2<br>(Comprimentos Otimizados)                               | Caso 3<br>(Comprimentos Otimizados)                   | Caso 4<br>(Comprimentos Otimizados)                     | Caso 5<br>(Comprimentos Otimizados)                   |
|-------------------|---|---|---|---|---|
| $l_r$             | 348   | 194   | 194   | 194   | 194   |
| $l_d$             | 312   | 312   | 312   | 312   | 312   |
| $l_{d1}$          | 277   | 194   | 194   | 194   | 194   |
| $l_{d2}$          | 273   | 194   | 194   | 194   | 194   |
| $l_{d3}$          | 275   | 194   | 194   | 194   | 194   |
| $l_{d4}$          | 277   | 194   | 194   | 194   | 194   |
| $l_{d5}$          | 275   | 194   | 194   | 194   | 194   |
| Distâncias (nm)   | Caso 1<br>(Regra de Projeto de RF Usando $\lambda_{\text{eff}}$ ) | Caso 2<br>(Regra de Projeto de RF Usando $\lambda_{\text{eff}}$ ) | Caso 3<br>(Distâncias de $\lambda_{\text{eff}}/\pi$ ) | Caso 4<br>(Distâncias de $\lambda_{\text{SiO}_2}/\pi$ ) | Caso 5<br>(Distâncias de $\lambda_{\text{SiO}_2}/2$ ) |
| $g$               | 10  | 10  | 10  | 10  | 10  |
| $d_{dr}$          | 114   | 114   | 213   | 337   | 529   |
| $d_{1d}$          | 94  | 94  | 213   | 337   | 529   |
| $d_{21}$          | 147   | 147   | 213   | 337   | 529   |
| $d_{32}$          | 208   | 208   | 213   | 337   | 529   |
| $d_{43}$          | 188   | 188   | 213   | 337   | 529   |
| $d_{54}$          | 188   | 188   | 213   | 337   | 529   |

Na Tabela 4, para fins de reprodutibilidade e comparação, as geometrias otimizadas para todos os cinco casos são descritas minuciosamente.

Uma compreensão mais profunda do princípio de funcionamento das nanoantenas projetadas pode ser alcançada observando os campos próximos ressonantes correspondentes das nanoestruturas. A Figura 22(a)–(e) mostra o campo elétrico espalhado ao longo do plano de cada

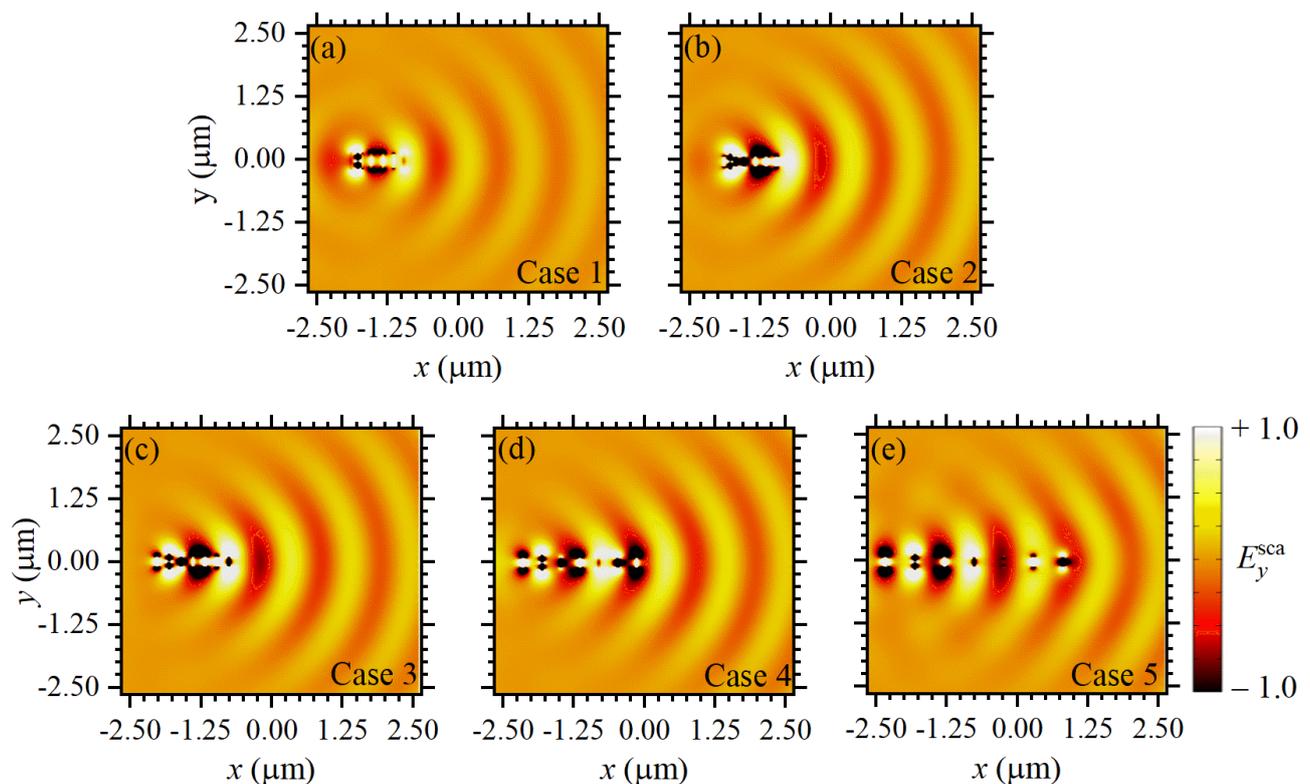


Figura 22: (a)–(e) Os campos eletromagnéticos espalhados (campos-próximo) para os Casos de 1 a 5, respectivamente.

nanoantena, ou seja, o plano  $xy$  para todos os cinco casos (normalizado em relação ao Caso 5). Esses resultados foram calculados usando um ângulo de incidência de  $\theta_{\text{inc}} = 60^\circ$ . O sistema da Figura 22(a) tem comprimento total em torno de 1000 nm, que é da ordem de  $\lambda_{\text{SiO}_2}$  (calculado acima), fazendo com que o sistema se comporte como uma nanohaste efetiva (como um todo). É importante ressaltar que a simetria de campo próximo observada na Figura 22(a) está em excelente acordo qualitativo com ressonâncias plasmônicas para uma nanohaste [157], reforçando a hipótese da hibridização do plasmon. Para Casos 2 a 5, na Figura 22(b)–(e), onde a distância entre os elementos de construção é aumentada sucessivamente, foi observado que a simetria das distribuições de campos próximos eletromagnéticos muda. O perfil de campo na Figura 22(e), para Caso 5, indica um arranjo de dipolos, ou seja, cada elemento tem uma ressonância dipolar quase isolada. Em contraste, a Figura 22(b)–(d) para os Casos 2 a 4, respectivamente, demonstram oscilações coletivas através da grande sobreposição de campo próximo entre os sucessivos elementos da nanoantena.

Uma vez que o foco deste trabalho é o projeto de nanoantenas para transmissão óptica sem fio em escala de chip, serão analisadas as propriedades de radiação de campo distante correspondentes para os cinco casos. As Figuras 23(a),(b) mostram comparativamente os padrões de radiação de campo distante correspondentes para os ângulos de azimute e elevação, respectivamente. As nanoantenas nestas figuras foram excitadas por uma onda plana incidente colidindo diretamente com a nanoestrutura, com um ângulo de incidência  $\theta_{\text{inc}} = 60^\circ$ . A diretividade é calculada usando a expressão convencional [156]:

$$D(\phi, \theta) = \frac{F(\phi, \theta)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} F(\phi, \theta) \sin(\theta) d\theta d\phi}, \quad (13)$$

onde  $F(\phi, \theta)$  é uma função da intensidade da radiação. Conforme esperado das discussões anteriores, o Caso 1 exibiu o pior desempenho de campo distante. O caso 2 também exibe irradiação de campo distante pobre em comparação com os casos 3 a 5. Embora o caso 5 tenha a radiação de campo distante mais eficiente, os principais lóbulos de radiação são inclinados em relação ao plano da nanoantena. O mesmo ocorre para o Caso 4 no plano de elevação. Portanto, pode-se concluir que o projeto baseado no Caso 3 tem o melhor desempenho de transmissão, considerando a transmissão ao longo do eixo da nanoantena ( $x$ -axis), como observado na Figura 23(a),(b). Também deve ser notado que o Caso 3 mostra a melhor relação frente-trás nos padrões de campo distante.

Os cálculos na Figura 23 foram feitos para  $\theta_{\text{inc}} = 60^\circ$ . No entanto, o ângulo incidente também afeta a diretividade ao longo do eixo  $x$ . De fato, os melhores resultados são esperados para  $\theta_{\text{inc}} = 90^\circ$ , como observado pelos resultados numéricos para os Casos 3 e 4 na Figura 24(a), onde o máxima diretividade é alcançada para cada caso. No entanto, os PICs convencionais são alimentados pela ponta de uma fibra óptica inclinada. Portanto, para ser consistente com os desenvolvimentos atuais em PICs, os padrões de radiação de campo distante para os Casos 1 a 5 são comparados na Figura 24(b)–(f), respectivamente, considerando  $\theta_{\text{inc}} = 60^\circ$  e  $\theta_{\text{inc}} = 75^\circ$ . Deve-se observar que os resultados para  $\theta_{\text{inc}} = 75^\circ$  e  $\theta_{\text{inc}} = 90^\circ$  têm apenas uma diferença insignificante, conforme a Figura 24(a). Para enfatizar a viabilidade do projeto otimizado neste trabalho, o vetor de Poynting médio no tempo, ou seja,  $S_{\text{av}} = |(1/2) \Re(\mathbf{E}_{\text{sca}} \times \mathbf{H}_{\text{sca}}^*)|$  foi calculado ao longo do eixo  $x$ , conforme mostrado na Figura 25, para todos os cinco casos. Os dados numéricos das perdas por propagação estão em concordância qualitativa com o que se espera da equação de Friss. Além disso, os resultados para  $S_{\text{av}}$  indicam a possibilidade de desenvolver nanoenlaces ópticos sem fio separados por distâncias  $d$  várias vezes maiores que  $\lambda_{\text{SiO}_2}$ , que estão de acordo com o campos distantes na Figura 23 (especificamente para

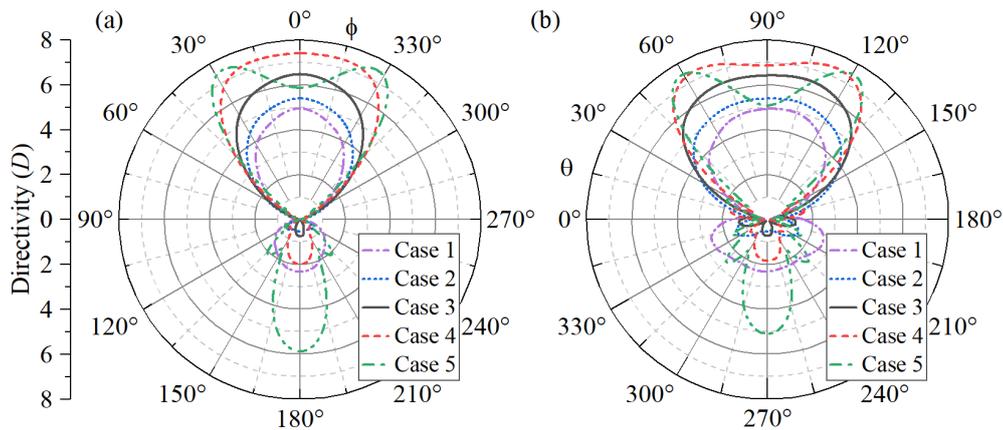


Figura 23: Padrões de irradiação de campo distante para os cinco cenários em (a) azimute e (b) elevação.

$D(\phi = 0^\circ, \theta = 90^\circ)$ .

Para completar a análise, também foi estudada a diretividade ( $D$ ) em função do número ( $n$ ) de diretores para todos os cinco casos. Dados numéricos para  $D$  em função de  $n$  são mostrados na Figura 26 para os Casos 1 a 5, considerando  $n$  de 1 a 10. Embora os melhores valores de  $D$  da Figura 26 sejam observados para os Casos 4 e 5, o perfil tipo funil do campo distante para esses casos deve ser considerado. De fato, o perfil em forma de funil torna-se notável para valores relativamente grandes de  $n$ , como demonstrado nas inserções na Figura 27(a), onde  $D$  é ilustrado em função das distâncias entre partículas para os Casos 3 a 5, considerando  $n = 10$ . Os perfis de campo espalhados normalizados ao longo do plano de elevação (isto é, o plano  $xz$ ) são mostrados na Figura 27(b)–(d), que indica que a melhor relação frente-costas, com a melhor transmissão de sinal para a frente da antena, corresponde ao Caso 3. Comparado com outras estratégias para projetar nanoantenas Yagi–Uda plasmônicas com formatos esféricos [151], de hastes [150] ou outras formas diferentes [134], o conceito neste trabalho oferece um mecanismo para melhor diretividade em nanoenlaces ópticos sem fio por meio de um design simples, viável e facilmente implementável.

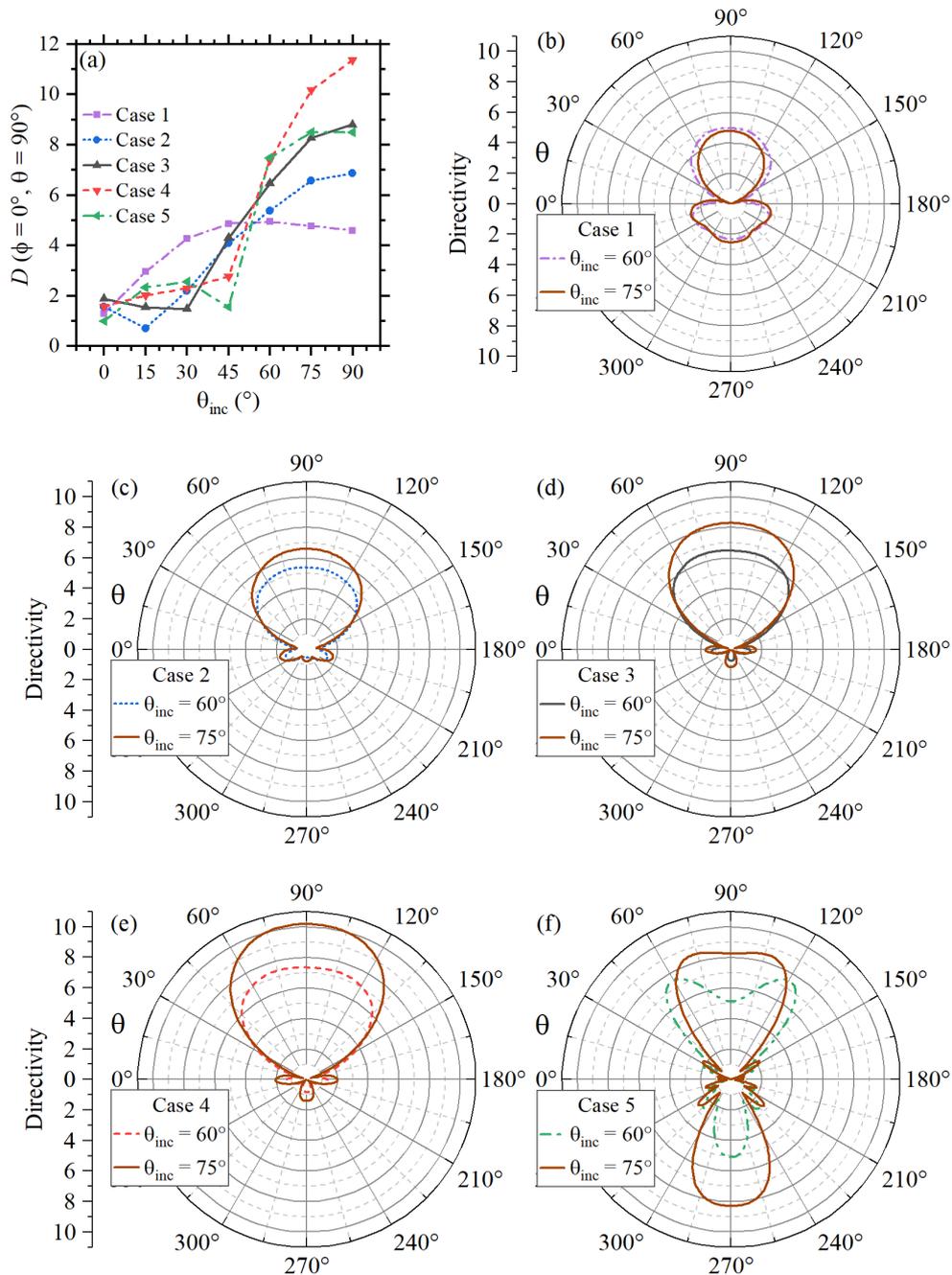


Figura 24: (a) Análise comparativa da diretividade em direção ao eixo  $+x$  [ $D(\phi = 0^\circ, \theta = 90^\circ)$ ], em função de  $\theta_{inc}$ , para todos os cinco casos. Os resultados numéricos dos campos distantes correspondentes para  $\theta_{inc} = 60^\circ$  e  $\theta_{inc} = 75^\circ$  são ilustrados comparativamente em (b)–(f) para todos os cinco casos, respectivamente.

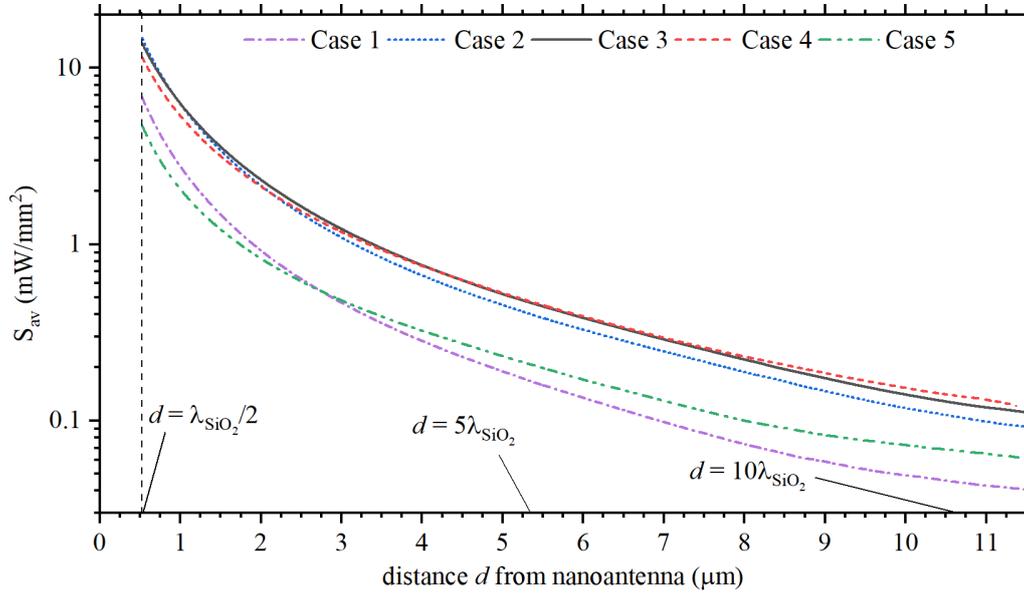


Figura 25: Resultados numéricos para  $S_{av} = |(1/2) \Re\{\mathbf{E}_{sca} \times \mathbf{H}_{sca}^*\}|$  ao longo do eixo  $x$ . Os dados foram coletados para  $d \geq \lambda_{\text{SiO}_2}/2$ , considerando  $d = 0$  como o último elemento diretor de cada caso.

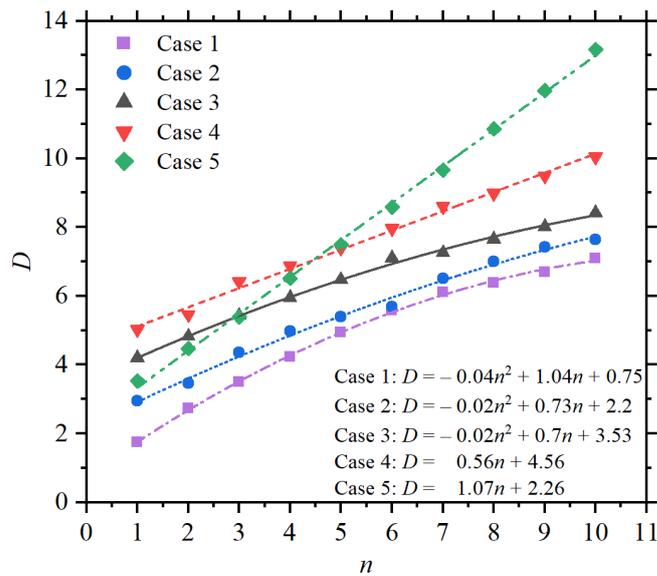


Figura 26: Diretividade  $D$  em função do número de diretores  $n$  para os Casos 1 a 5.

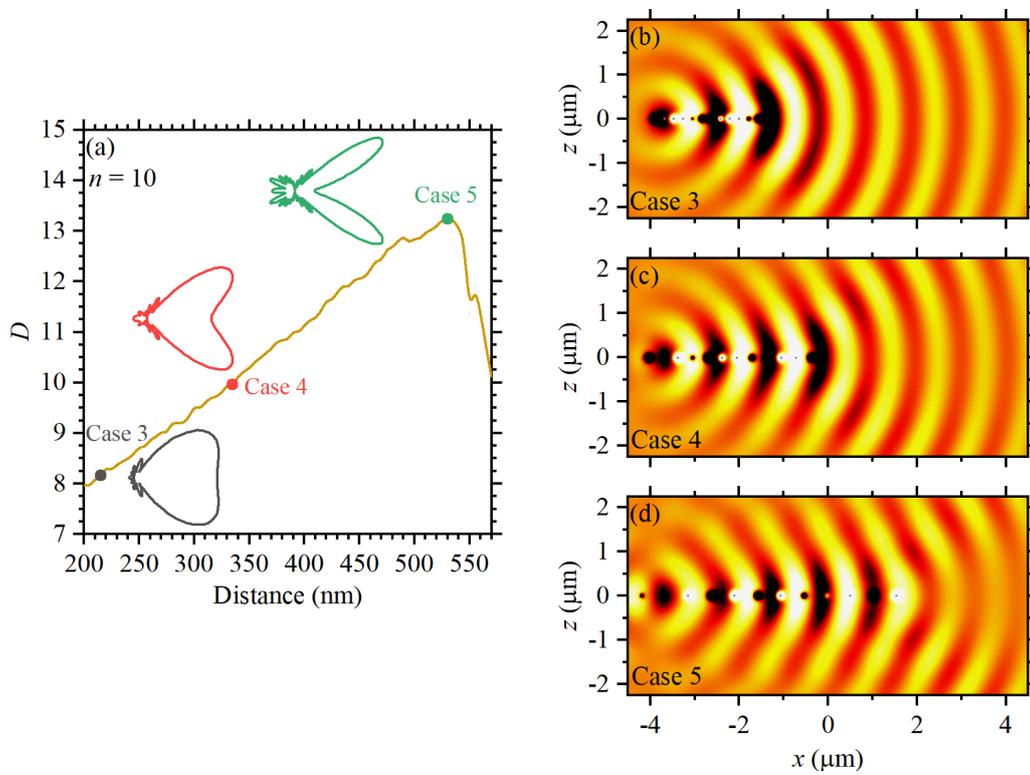


Figura 27: (a) Diretividade em função das distância entre as partículas para os Casos 3 a 5 correspondetes a  $n = 10$ . (b)–(d) mostram os campos espalhados correspondentes (ao redor da estrutura) para cada caso.

### 2.3.2 Manipulação ativa de campos irradiados por uma nanoantena dipolo magnetoplasmônica de meia onda

Nanoantenas apresentam uma rota promissora para superar as perdas ôhmicas de guias de onda ópticos e fios metálicos [139,140]. No entanto, ao contrário das antenas convencionais de RF e micro-ondas [156], não há mecanismos disponíveis para manipulação ativa do feixe irradiado de uma única nanoantena. Embora a direção da irradiação do feixe possa ser manipulada por projetos geométricos, como foi demonstrado com nanoantenas trapezoidais [158] e cornetas [159], não há mecanismos para manipulação dinâmica da geometria da nanoantena. A falta de direcionamento de feixe ativo em nanoescala dificulta o desenvolvimento de PICs com altos níveis de miniaturização. Em particular, a comunicação ainda é limitada a duas nanoantenas colocadas opostas uma à outra ao longo da linha de irradiação máxima.

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G propuseram em [160] um conceito para direcionamento de feixe ativo de nanoantenas magnetoplasmônicas. O estudo usou o análogo plasmônico da conhecida antena de RF dipolo de meia onda [156], que é provavelmente o projeto de antena de RF mais representativo com um padrão de irradiação omnidirecional. Os braços da nanoantena são considerados feitos de liga metálica ferromagnética de cobalto-prata ( $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$ ) [161], embebida em  $\text{SiO}_2$  [162], conforme representado na Figura 28(a). Essas nanoestruturas são viáveis com as técnicas de crescimento de materiais atualmente disponíveis [154,155]. Demonstramos teoricamente que os padrões de irradiação ao longo dos dois eixos principais de irradiação podem ser inclinados de acordo com a direção e o sentido da magnetização intrínseca do material  $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$ , conforme ilustrado na Figura 28(b)-(c). Todos os cálculos deste trabalho consideram a condição de saturação da magnetização, que para o material  $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$  é alcançada usando campos magnéticos em torno de  $B = 15 \text{ kOe}$  [163].

Como  $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$  exibe seu efeito magneto-óptico (MO) máximo em  $\lambda_{\text{inc}} = 800 \text{ nm}$ , otimizamos os parâmetros geométricos da nanoantena para funcionar como este comprimento de onda, conforme observado na Figura 29(a). Os valores correspondentes foram obtidos como  $l_d = 81 \text{ nm}$ ,  $g = 10 \text{ nm}$  e  $t = 30 \text{ nm}$ , em referência à Figura 28(a). Os resultados na Figura 29(a) são para as seções transversais de espalhamento (linha verde sólida), absorção (linha tracejada vermelha) e extinção (linha pontilhada azul), respectivamente. O pico em  $\lambda = 800 \text{ nm}$  (a

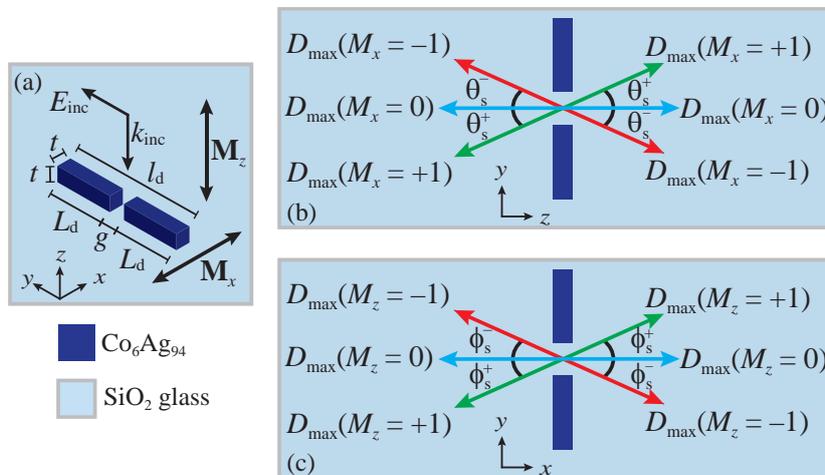


Figura 28: (a) Esquemático da nanoantena dipolo magnetoplasmônica, (b) direcionamento no plano de elevação com sentido de magnetização  $M_x$  e (c) direcionamento no plano azimutal com sentido de magnetização  $M_z$ .

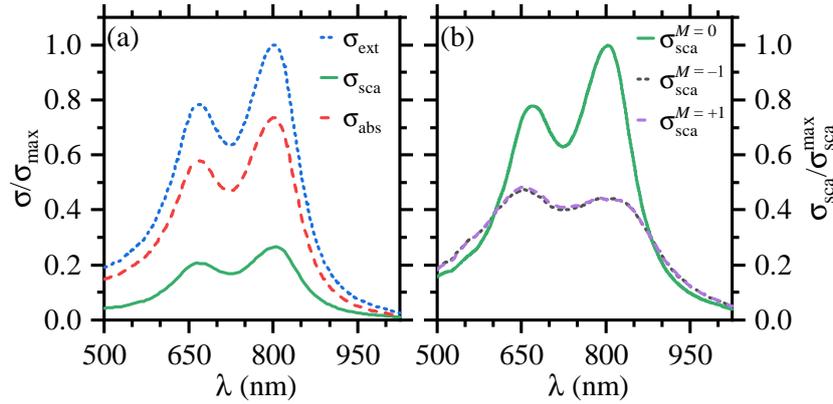


Figura 29: (a) Eficiências das seções transversais em função do comprimento de onda, normalizadas em relação à eficiência máxima de extinção ( $\sigma_{\text{ext}}^{\text{max}}$ ) e (b) gráfico comparativo do  $\sigma_{\text{sca}}$  para estrutura não magnetizada e magnetizada, normalizada em relação ao valor máximo de  $\sigma_{\text{sca}}$  ( $\sigma_{\text{sca}}^{\text{max}}$ ), que era do caso não-magnetizado.

partir daqui considerado como a frequência de operação) mostra a capacidade máxima da nanoantena (máximo LSPR) para espalhar omnidirecionalmente o campo óptico incidente, como sua contraparte de antena de meia onda de RF (ver Figuras 29-30). O segundo pico em  $\lambda = 665$  nm corresponde ao comportamento de dímero plasmônico da estrutura, como esperado. Como observado,  $\sigma_{\text{sca}}$  é menor que a seção transversal de absorção devido às perdas de absorção nas nanopartículas. No entanto, o conceito a ser desenvolvido aqui é geral e pode ser implementado em materiais com baixos níveis de perda para melhorar a eficiência de irradiação da nanoestrutura. Na Figura 29(b), por outro lado, mostramos comparativamente os valores  $\sigma_{\text{sca}}^{M=0}$  normalizados para o sistema desmagnetizado (ou seja, para  $M = 0$ ) e com o sistema magnetizado  $\sigma_{\text{sca}}^{M=+1}$  ( $\sigma_{\text{sca}}^{M=-1}$ ) ao longo do sentido positivo (negativo) dos eixos  $x$  ou  $y$ . Observa-se uma diminuição na eficiência do espalhamento para a nanoantena magnetizada, devido as componentes imaginárias da permissividade fora da diagonal (aumentando o nível de perdas).

Apesar dos efeitos prejudiciais das perdas na eficiência da irradiação, podemos observar nas Figuras 30(a)–(b) um direcionamento dos campos espalhados com magnetismo. Em particular, essas figuras mostram o campo próximo ressonante  $E_y$  ao longo do plano de elevação (plano  $yz$ ), de onde uma inclinação no sentido horário (sentido anti-horário) é observada ao longo do plano  $yz$  para  $\mathbf{M}$  apontando ao longo do eixo  $-x$  (eixo  $+x$ ), representado por  $M_x = -1$  ( $M_x = +1$ ). Os ângulos de inclinação são, respectivamente,  $\theta_s^- = -9.7^\circ$  e  $\theta_s^+ = +9.7^\circ$ , conforme ilustrado na Figura 28(b). Para uma melhor visualização, são ilustrados os padrões de irradiação de campo distante 3D correspondentes nas Figuras 30(c)–(d). Deve-se notar que a inclinação ocorre em relação ao eixo  $x$ , então usamos o plano  $xy$  para visualização, conforme indicado pelos eixos nas Figuras 30(c)–(d). Por outro lado, as Figuras 31(a)–(b) mostram os campos próximos ao longo do plano azimutal (plano  $xy$ ) para o sistema magnetizado ao longo do eixo  $\pm z$  ( $\pm \mathbf{M}_z$ ). Observamos novamente a inclinação no sentido horário [Figure 31(a)] e no sentido anti-horário [Figure 31(b)] dos campos próximos  $E_y$ , para  $M_z = -1$  e  $M_z = +1$ , respectivamente, mas agora ao longo do plano azimutal. De fato, os ângulos de direção  $\phi_s^- = -9.7^\circ$  ( $\phi_s^+ = +9.7^\circ$ ) para  $-\mathbf{M}_z$  ( $+\mathbf{M}_z$ ) foram os mesmos que para o plano de elevação no caso do sistema magnetizado ao longo do eixo  $x$  (mas aqui a inclinação ocorre em relação ao eixo  $z$ ). A simetria para ambos os casos, ou seja, para a magnetização ao longo dos eixos  $x$  e  $z$  ( $\mathbf{M}_x$  e  $\mathbf{M}_z$ ), é devida à irradiação

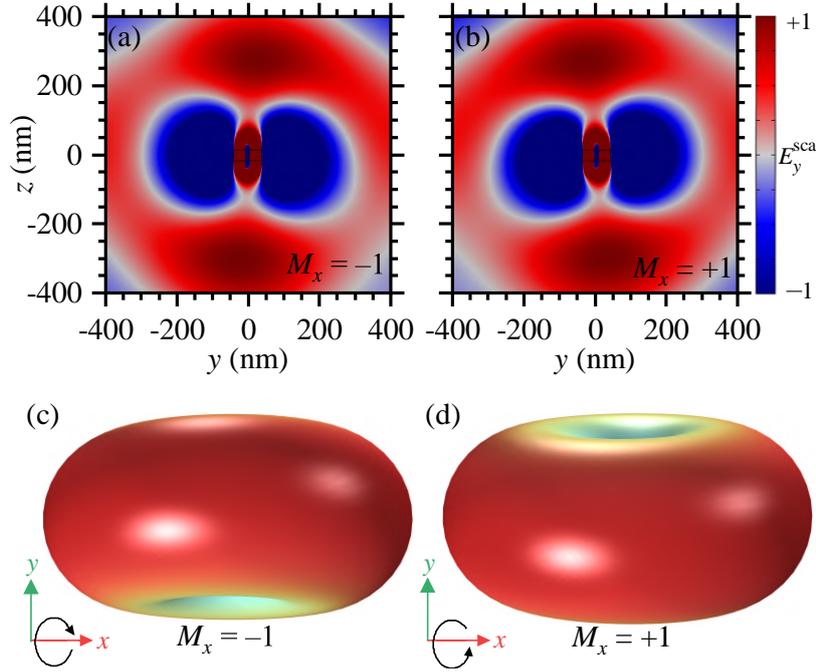


Figura 30: Campos próximos no plano  $yz$  para (a)  $M_x = -1$  e (b)  $M_x = +1$  e os padrões de irradiação 3D correspondentes para (c)  $M_x = -1$  e (d)  $M_x = +1$ . As setas curvas ao redor do eixo  $x$  são usadas para indicar o sentido de inclinação/direção do feixe irradiado.

omnidirecional da nanoantena (ou seja, o campo irradiado satisfaz a condição  $|H_x| = |H_z|$ ). Esta simetria também se reflete na diretividade correspondente  $D \approx 1.53$  para todos os casos de magnetização. Vale ressaltar que para o caso de  $\pm \mathbf{M}_y$  (a magnetização é paralela ao  $E_y$  campo espalhado) nenhum direcionamento é observado.

Em particular, estamos interessados nos campos irradiados pelas nanoantenas magneto-plasmônicas. Portanto, a análise pode ser limitada à componente radial do vetor de Poynting, ou seja,  $S_{k,\text{rad}}(\mathbf{r}) = \mathbf{S}_k(\mathbf{r}) \cdot \hat{\mathbf{r}}$ , dado por

$$S_{k,\text{rad}}(\mathbf{r}) = \frac{1}{8Z_0} \left( \frac{k^3 |E_0| |\alpha|}{4\pi} \right)^2 \frac{f(\theta, \phi)}{(kr)^2}, \quad (14)$$

com

$$\begin{aligned} f(\theta, \phi) = & 3 + 5|\eta|^2 - (|\eta|^2 - 1)(\cos 2\theta + 2 \cos 2\phi \sin^2 \theta) \\ & + 2M_x \sin 2\theta (2M_x |\eta|^2 \cos \phi + 2\text{Re}\{\eta\} \sin \phi) \\ & - 4M_x \text{Re}\{\eta\} \sin^2 \theta \sin 2\phi. \end{aligned} \quad (15)$$

A Equação (14) pode ser usado para entender as simulações de onda completa do campo distante irradiado nas Figuras 30(c)–(d) e Figuras 31(c)–(d). De fato, a simetria para  $\mathbf{M} \parallel \hat{\mathbf{x}}$  e  $\mathbf{M} \parallel \hat{\mathbf{z}}$  também é explicada a partir dos resultados analíticos de [160]. Além disso, os padrões de campo próximo  $E_y$  numéricos nas Figuras 30(a)–(b) e Figuras 31(a)–(b), são explicados qualitativamente usando a expressão

$$\begin{aligned} E_y(r, \theta, \phi) = & \frac{k^3 E_0 \alpha e^{ikr}}{4\pi (kr)^3} \{ -1 + kr(i + kr) \\ & + [-3 + kr(3i + kr)] \sin \theta \sin \phi \times \\ & [M_x \eta \cos \theta - \sin \theta (M_x \eta \cos \phi + \sin \phi)] \}, \end{aligned} \quad (16)$$

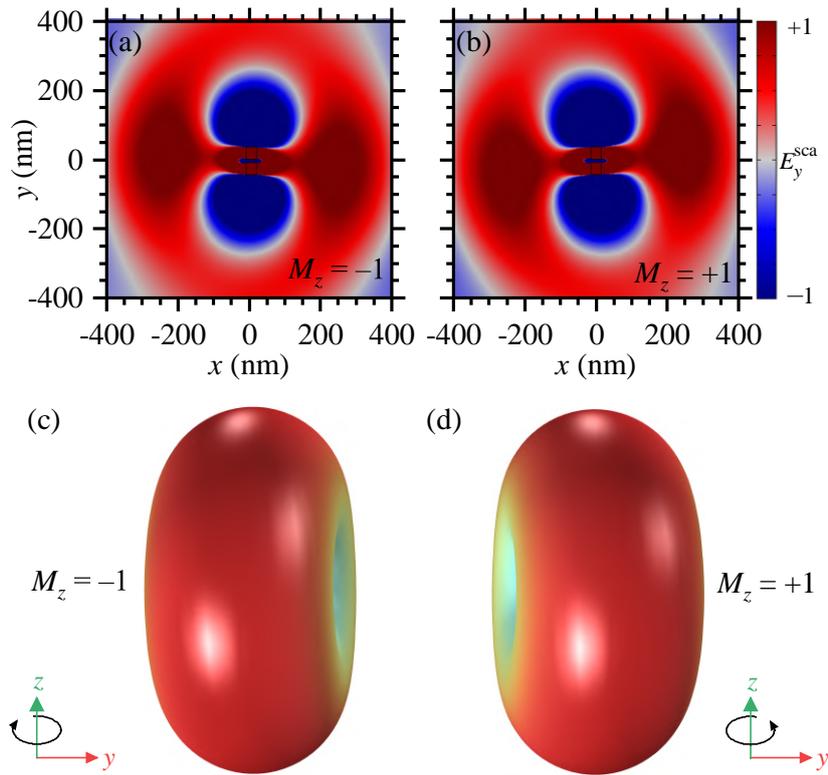


Figura 31: Campos próximos no plano  $xy$  para (a)  $M_z = -1$  e (b)  $M_z = +1$  e os padrões de irradiação 3D correspondentes para (c)  $M_z = -1$  e (d)  $M_z = +1$ . As setas curvas ao redor do eixo  $z$  são usadas para indicar o sentido de inclinação/direção do feixe irradiado.

de onde o direcionamento MO do campo irradiado pode ser claramente observado. Significativamente, pode-se observar que para  $M_x = 0$  (ou seja, o sistema desmagnetizado) não há direcionamento. Por outro lado, a amplitude de inclinação depende do valor de  $\eta$ , que por sua vez depende da atividade MO dos materiais utilizados (veja mais detalhes em [160]). É importante mencionar que  $M_x$  é manipulado com um campo magnético externo usando, por exemplo, uma bobina eletromagnética.

### 2.3.3 *Beam Steering* Ajustável Magneticamente em uma Nanoantena de Abertura do Tipo Corneta

Neste trabalho [164], os pesquisadores do projeto Brasil 6G demonstraram o direcionamento dinâmico de feixe de nanoantenas plasmônicas, usando campos magnéticos estáticos. Inspirados por um desenvolvimento anterior bem-sucedido de uma nanoantena plasmônica de abertura semelhante a uma corneta para comunicações ópticas [123], os autores estudaram aqui os efeitos MO em um design análogo. A nanoestrutura, ilustrada na Figura 32(a), consiste em uma nanofenda em formato de corneta em um filme de material ferromagnético plasmônico  $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$ . Este material magnetoplasmônico atinge sua condição de magnetização de saturação sob uma amplitude de campo magnético aplicada  $H = 15$  kOe [163]. É importante ressaltar que, ao contrário dos materiais MO não magnetizáveis (por exemplo, grafeno e InSb [165–167], onde o campo magnético externo deve permanecer aplicado durante a operação do dispositivo), os materiais ferromagnéticos podem reter seu estado magnetizado após o campo externo ser desligado. Além disso, a direção e o sentido da magnetização podem ser ajustados por meio do uso de bobinas integradas no chip [168] ou usando bobinas eletromagnéticas externas [1].

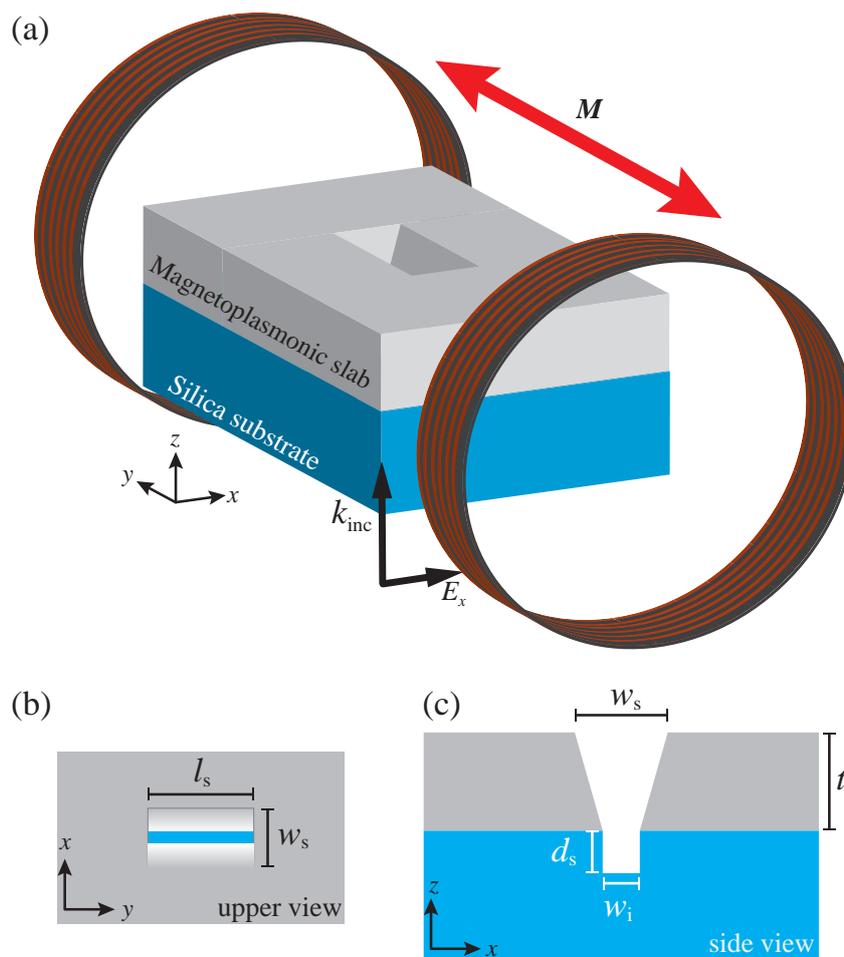


Figura 32: (a) Representação esquemática da nanoantena magnetoplasmônica em estudo. As bobinas representadas ao redor da nanoestrutura são usadas para ilustrar um possível mecanismo (amplamente disponível [1]) para manipulação ativa da direção/sentido da magnetização. Vista (b) superior e (c) em corte transversal da região da nanoantena.

O último mecanismo, representado na Figura 32(a), é amplamente utilizado para manipular a magnetização de nanoestruturas magnetoplasmônicas [1]. Diferentes parâmetros geométricos do projeto da nanoantena são mostrados nas vistas superior e transversal nas Figs. 32(b)-(c).

Uma vez que as propriedades de irradiação da nanoestrutura na Figura 32 são dominadas por características dipolares [123], a nanoantena foi idealizada como um dipolo pontual isolado  $\mathbf{p}$  (ou seja, um dipolo infinitesimalmente pequeno) na presença de  $\mathbf{M}$ . Considerou  $\mathbf{p}_x$  (ou seja,  $\mathbf{p} \parallel x$ ) e  $\mathbf{M} \parallel \hat{\mathbf{y}}$ , com  $\mathbf{k}_{\text{inc}} \parallel \hat{\mathbf{z}}$ , conforme ilustrado na Figura 33(a). Esta orientação de  $\mathbf{M}$  induz uma anisotropia ao longo do plano  $xz$ , descrita pelo tensor dielétrico anisotrópico

$$\hat{\epsilon} = \begin{pmatrix} \epsilon & 0 & im\epsilon_{xz} \\ 0 & \epsilon & 0 \\ -im\epsilon_{zx} & 0 & \epsilon \end{pmatrix}, \quad (17)$$

onde  $m = +1$  ( $m = -1$ ) é usado para  $\mathbf{M}$  apontando ao longo do sentido positivo (negativo) do eixo  $y$ .  $\epsilon_{xz} = \epsilon_{zx}$  representa a contribuição do campo magnético estático nas propriedades ópticas, que acopla as componentes  $x$ - e  $z$ -do campo elétrico óptico. No caso de materiais ferromagnéticos, como neste trabalho,  $\epsilon_{xz}$  é medido na magnetização de saturação para diferentes comprimentos de onda.

Sem falta de generalidade, podemos assumir que o dipolo está localizado na origem do sistema de coordenadas e, similar à nanoantena dipolo de meia-onda vista anteriormente, pode-se calcular o vetor de Poynting médio no tempo  $\mathbf{S}_k(\mathbf{r}) = \frac{1}{2}\text{Re}\{\mathbf{E}(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}^*(\mathbf{r})\}$ . A potência irradiada radialmente  $S_{k,\text{rad}}(\mathbf{r}) = \mathbf{S}_k(\mathbf{r}) \cdot \hat{\mathbf{r}}$  é dada por

$$S_{k,\text{rad}}(\mathbf{r}) = \frac{1}{2Z_0} \left( \frac{k^3 |E_0| |\alpha|}{4\pi} \right)^2 \frac{f(\theta, \phi)}{(kr)^2}, \quad (18)$$

onde

$$\begin{aligned} f(\theta, \phi) &= 3 + 2|\eta|^2 + (1 - 2|\eta|^2) \cos 2\theta \\ &\quad - 2 \cos 2\phi \sin^2 \theta \\ &\quad + 4m\text{Re}\{\eta\} \cos \phi \sin 2\theta. \end{aligned} \quad (19)$$

A partir desses resultados analíticos, concluímos que a direção do feixe irradiado (de uma fonte dipolar) pode ser ativamente sintonizada pelo sinal (ao longo do eixo  $y$ ) e magnitude de  $\mathbf{M}$  (mais detalhes podem ser vistos na Ref. [164]). Este último resultado é mostrado numericamente na Figura 33(b), onde o padrão de irradiação (no plano  $xz$ , ou seja,  $\phi = 0^\circ$ ) é apresentado para  $m = \pm 1$ . Esses resultados numéricos são para um dipolo pontual hipotético com raio  $r_d = 90$  nm, considerando  $\lambda = 750$  nm,  $\epsilon = -14 + i1.7$  e  $\epsilon_{xz} = -4.01 - i2.27$ . A direção do feixe sintonizável magneticamente na Figura 33(b) pode ser entendida a partir do componente  $x$  do perfil do campo elétrico espalhado ( $E_x^{\text{sca}}$ ), que pode ser escrito como

$$\begin{aligned} E_x^{\text{sca}}(r, \theta, \phi) &= \frac{k^3 E_0 \alpha e^{ikr}}{4\pi (kr)^3} \{-1 + kr(i + kr) \\ &\quad + [-3 + kr(3i + kr)] \sin \theta \cos \phi \\ &\quad (m\eta \cos \theta - \sin \theta \cos \phi)\}. \end{aligned} \quad (20)$$

Os resultados numéricos da Eq. (20) para  $m = \pm 1$  são mostrados nas Figs. 33(c)-(d) ao longo do plano  $xy$ , calculado em  $z = \frac{\lambda}{2\pi}$ . A assimetria de  $E_x^{\text{sca}}$  para  $m = 1$  e  $m = -1$ , em

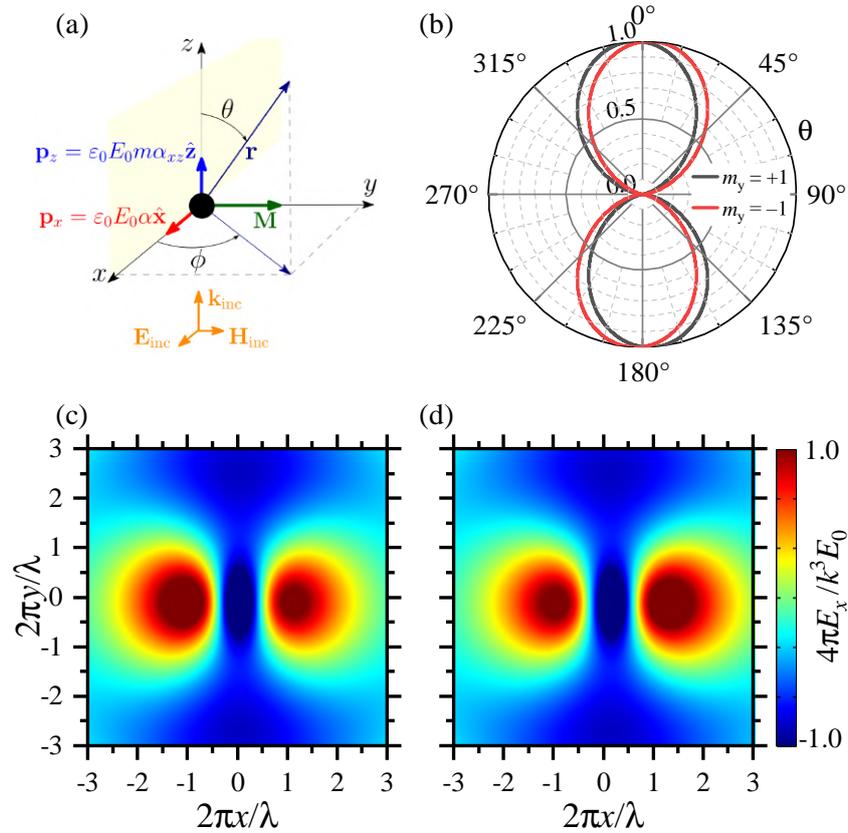


Figura 33: (a) Representação pictórica de um dipolo elétrico irradiante na presença de um campo magnético aplicado (ou tendo uma magnetização intrínseca)  $\mathbf{M}$ . (b) Padrões de irradiação normalizados para  $\mathbf{M}$  apontando ao longo das direções positiva (+ $m$ ) e negativa (- $m$ ) do eixo  $y$ . Componente  $x$  normalizado do campo elétrico (ao longo do plano  $xy$ ) para (c) + $m$  e (d) - $m$  calculado em  $z = \frac{\lambda}{2\pi}$ . Os cálculos foram feitos para um dipolo pontual com raio  $r_d = 90$  nm, considerando  $\lambda = 750$  nm,  $\varepsilon = -14 + i1.7$  e  $\varepsilon_{xz} = -4.01 - i2.27$ .

torno do eixo  $x = 0$ , explica a mudança na direção de inclinação do feixe de irradiação quando o campo magnético é invertido.

Para demonstrar que o conceito de direcionamento de feixe sintonizável magneticamente pode ser estendido de dipolos pontuais idealizados para nanoantenas magnetoplasmônicas realistas, vamos agora estudar os efeitos MO nas propriedades irradiativas da nanoantena na Figura 32. Nossa ideia é desenvolvida usando uma nanoestrutura bem conhecida, ou seja, uma nanoantena plasmônica de abertura semelhante a uma corneta, que tem sido usada para comunicações ópticas sem fio [123] e aplicações de biossensores plasmônicos [169]. O sistema pode ser considerado construído por um filme de metal nobre (ou metal ferromagnético) de espessura  $t$ , com nanoabertura tipo corneta, colocado sobre um substrato de vidro convencional  $\text{SiO}_2$ , conforme ilustrado na Figura 32. A nanoabertura tem uma seção transversal retangular com um comprimento fixo  $l_s$ , enquanto a largura muda linearmente de um comprimento  $w_s$  na parte superior para um comprimento  $w_i$  na parte inferior da estrutura (ver Figura 32(c)). Uma cavidade retangular, de largura  $w_i$  e profundidade  $d_s$ , é usada no substrato (na parte inferior da nanoantena) para otimizar as características de ressonância do sistema [123]. Seguindo o modelo analítico descrito nas Eqs. (17)-(20), consideramos a nanoantena alimentada por uma onda plana incidente polarizada em  $x$ , conforme ilustrado na Figura 32. Para discutir nossos resulta-

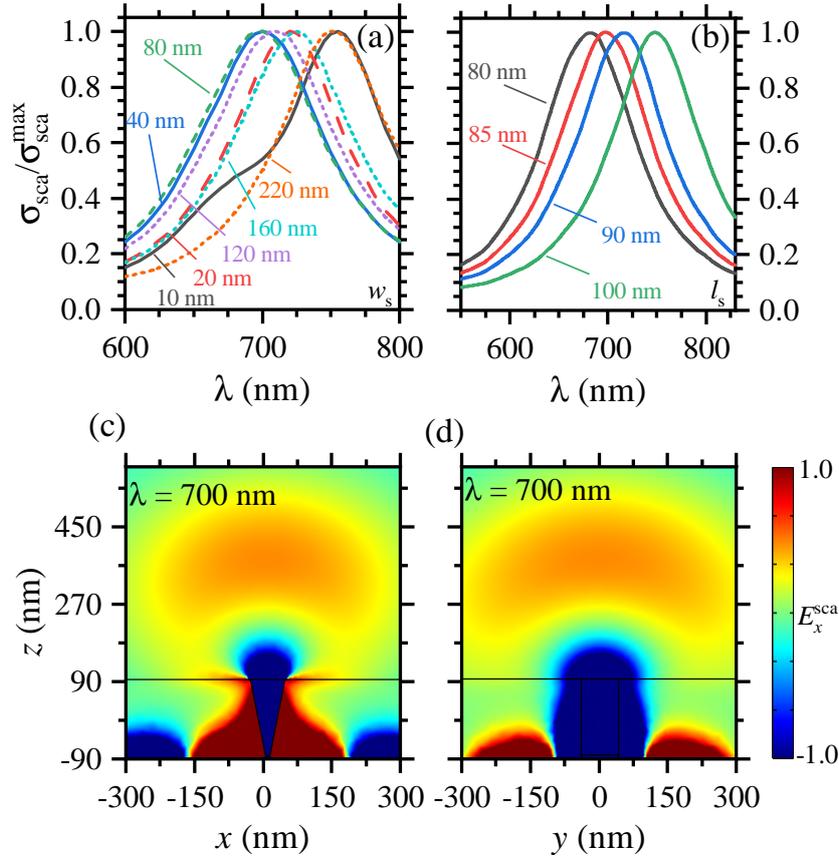


Figura 34: Espectro de *scattering cross-section* normalizado em função de  $\lambda$ , para diferentes (a)  $w_s$  (com  $l_s = 85$  nm) e (b)  $l_s$  (com  $w_s = 80$  nm).  $E_x^{sca}$  normalizado ao longo do (c) plano  $xz$  e (d)  $yz$  para o sistema com  $w_s = 80$  nm e  $l_s = 85$  nm, para  $\lambda = 700$  nm.

dos no contexto de parâmetros de materiais realistas, é considerado o filme magnetoplasmônico feito de uma liga metálica ferromagnética de cobalto-prata ( $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$ ) [161,170,171]. O comprimento de onda ressonante da estrutura (máximo  $\sigma_{sca}$ ) é estudado em função de  $w_s$  (com  $l_s = 85$  nm) e  $l_s$  (com  $w_s = 80$  nm) nas Figs. 34(a)-(b), respectivamente. Uma vez que a nanofenda é feita por *focused ion beam* (FIB), que é a técnica mais amplamente utilizada para fabricar esse tipo de estrutura, usamos  $w_i = 10$  nm de acordo com a limitação atual de tamanho mínimo da técnica [123].

Focando nossa atenção na estrutura com  $w_s = 80$  nm e  $l_s = 85$  nm, com um comprimento de onda ressonante de  $\lambda = 700$  nm, traçamos a componente  $x$  do campo espalhado normalizado ( $E_x^{sca}$ ) ao longo dos planos  $xz$  e  $yz$  nas Figs. 34(c) e 34(d), respectivamente. Esses cálculos foram realizados para um filme  $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$  desmagnetizado ( $\mathbf{M} = \mathbf{0}$ ), ou seja, para  $m = 0$  na Eq. (17), onde usamos  $\varepsilon$  e  $\varepsilon_{xz}$  dos dados experimentais disponíveis [161]. Em particular, usamos  $\varepsilon = -12.45 + i1.766$  e  $\varepsilon_{xz} = -3.34721 - i2.75$  para  $\lambda = 700$  nm. Os padrões de irradiação correspondentes para  $m = 0$  e  $m = \pm 1$  são mostrados nas Figs. 35(a)-(b). Embora não haja um modelo consolidado, a equação empírica  $G = \frac{3 \times 10^4}{\theta_{xz}\theta_{yz}}$  (da contraparte RF) [156] está sendo usado ativamente para estimar o ganho máximo em nanoantenas acionadas opticamente [172]. Na última expressão,  $G$  representa o ganho máximo, enquanto  $\theta_{xz}$  e  $\theta_{yz}$  são *half power beam width* (HPBW) ao longo dos planos de elevação  $xz$  e  $yz$ , respectivamente. Através deste modelo, a nanoantena desmagnetizada apresenta um ganho linear  $G(m = 0) = 2.745$  para  $\theta = 0^\circ$ . Depois de magnetizar o sistema, o padrão de radiação é ligeiramente inclinado de  $0^\circ$  para

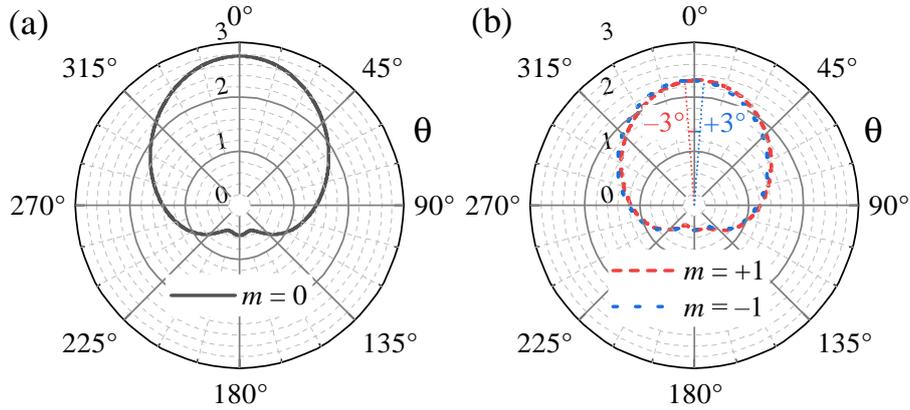


Figura 35: Padrão de irradiação do ganho do sistema na Figura 34 para (a)  $m = 0$  e (b)  $m = \pm 1$ .

$\theta = -3^\circ$  ( $\theta = +3^\circ$ ) quando  $m$  muda de 0 para +1 (-1). Ao contrário da Figura 35(a) (para  $m = 0$ ), onde  $G = 2.745$ , notamos menores valores de ganho ( $G(m = \pm 1) = 2.302$ ) na Figura 35(b), que são explicadas por perdas ópticas adicionais (através da contribuição de perda de termos fora da diagonal) e pequenas mudanças de ressonância magneticamente sintonizadas (ou seja, o comprimento de onda da ressonância é ligeiramente alterado). É importante ressaltar que o direcionamento do feixe sintonizável magneticamente demonstrado na Figura 35 só pode ser obtido para  $\mathbf{M}$  colocado perpendicularmente (transversal) ao plano formado por  $\mathbf{p}_x$  e  $\mathbf{k}_{\text{inc}}$  (ilustrado na Figura 33). Mais detalhes podem ser vistos nos apêndices da Ref. [164].

Usando o ajuste geométrico do comprimento de onda ressonante, consideramos regiões onde o filme  $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$  exibe maior atividade MO. Em particular, estudamos o sistema em  $\lambda = 725$  nm ( $\varepsilon_{xz} = -3.681 - i2.174$ ) e  $\lambda = 750$  nm ( $\varepsilon_{xz} = -4.016 - i2.275$ ), correspondendo a  $w_s = 160$  nm e  $w_s = 220$  nm (mostrado na Figura 34(a)), onde as variações máximas no direcionamento do feixe foram  $\theta_{\pm} = \mp 4.6^\circ$  e  $\theta_{\pm} = \mp 5.2^\circ$  (em relação a  $\theta = 0^\circ$ ), respectivamente. O subíndice  $\pm$  é usado para indicar o sinal de  $m$  nos cálculos. Os padrões de irradiação para  $w_s = 220$  nm são mostrados nas Figs. 36(a)-(b) para  $m = -1$  e  $m = +1$ , respectivamente. É importante observar que, além do direcionamento aprimorado do feixe, o ganho também é aprimorado  $G(m = \pm 1) = 2.95$  quando comparado com o caso de  $w_s = 80$  nm. Os campos próximos normalizados  $E_x^{\text{sca}}$  associados a  $m = \mp 1$  são mostrados nas Figs. 36(c)-(d). Devemos observar que os resultados numéricos para a nanoantena magnetoplasmônica na Figura 36 estão em excelente concordância qualitativa com os resultados analíticos na Figura 33 (para um dipolo ideal isolado). Significativamente, aumentar  $\varepsilon_{xz}$  resultaria em direção de feixe aprimorada, como esperado das Eqs. (18)-(20) (onde  $\varepsilon_{xz}$  está implícito em  $\eta$ ). No caso de materiais ferromagnéticos, o valor máximo de  $\varepsilon_{xz}$  é uma propriedade intrínseca do material e, portanto, é limitado pela correspondente condição de magnetização de saturação em diferentes comprimentos de onda.

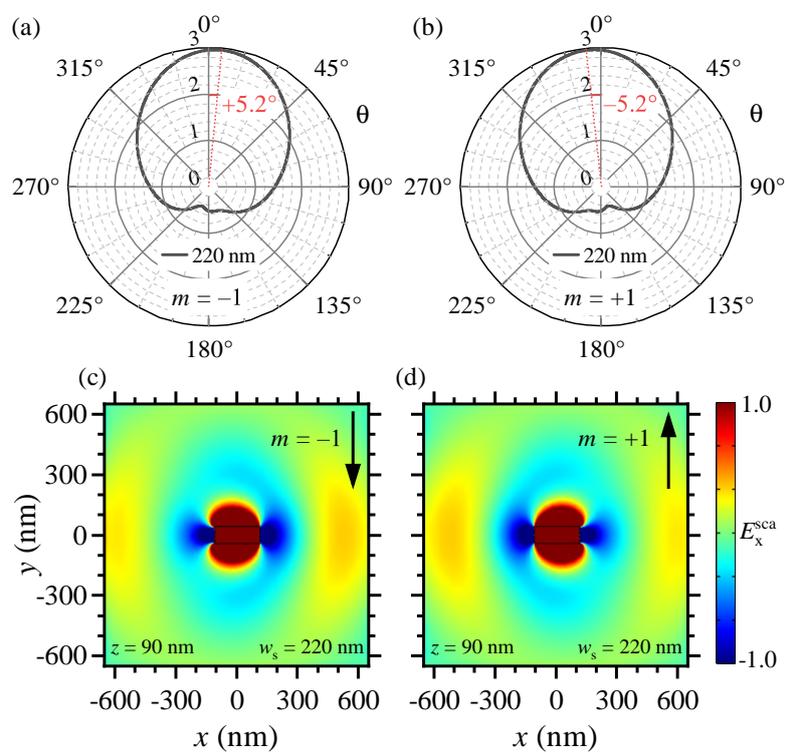


Figura 36: Padrões de irradiação do ganho para o sistema com  $w_s = 220$  nm e  $l_s = 85$  nm para (a)  $m = -1$  e (b)  $m = +1$ . Linhas pontilhadas vermelhas são usadas para indicar a direção do feixe irradiado para cada  $m$ . (c) e (d) mostram os campos próximos dispersos correspondentes para  $m = -1$  e  $m = +1$ , respectivamente.

### 2.3.4 Beam Steering Ajustável Magneticamente em uma Nanoantena do Tipo Yagi-Uda

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G realizaram um estudo numérico de uma nanoantena Yagi-Uda magnetoplasmônica composta por um arranjo de nanohastes ferromagnéticas de  $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$ , imersos em  $\text{SiO}_2$ . Em [173] foi proposto um projeto de nanoestrutura de irradiação altamente diretiva, os elementos magnetoplasmônicos são acoplados através de sobreposições de campos próximos, [146] no que é conhecido como hibridação de plasmon. [174] Em contraste com o dipolo de nanoabertura magnetoplasmônica, [164] que tem controle apenas sobre o campo transmitido/espalhado, o sistema neste trabalho é capaz de transformar o campo incidente em um feixe irradiado altamente diretivo para comunicações ópticas sem fio em escala de chip (*on-chip scale*).

A nanoantena magnetoplasmônica Yagi-Uda proposta aqui é ilustrada na Figura 37(a), que também mostra o ângulo de incidência ( $\theta_{\text{inc}}$ ) e os ângulos de deflexão  $\pm\phi_s$  (ao longo do plano  $xy$ ) para  $\mathbf{M}$  (indicando a magnetização intrínseca do  $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$ ) apontando ao longo do eixo  $\pm z$ . O eixo rotulado como onda espalhada indica a direção do campo irradiado para  $\mathbf{M} = \mathbf{0}$  (ou seja, o sistema não magnetizado). Embora a nanoestrutura possa ser excitada usando diferentes mecanismos, a excitação aqui é realizada com uma onda  $s$  polarizada incidente (marcada por uma seta verde). A seta pode representar a extremidade de uma fibra óptica ou o feixe de uma fonte integrada de laser de estado sólido, prontamente disponível em PICs. Os elementos da

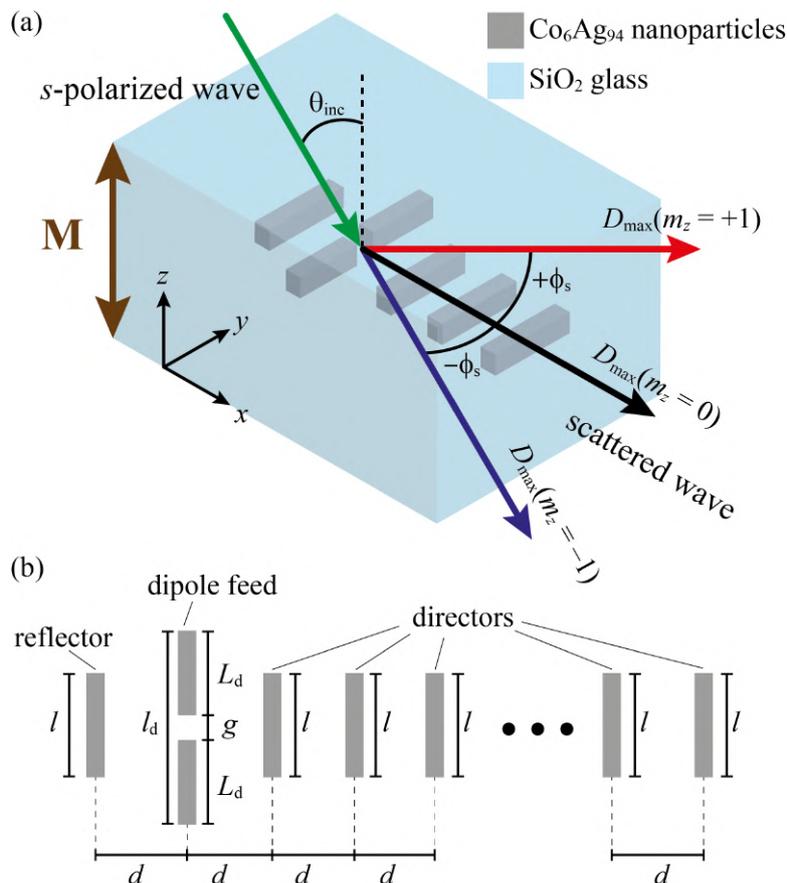


Figura 37: (a) Representação esquemática do projeto da Yagi-Uda magnetoplasmônica proposto e (b) seus parâmetros geométricos.

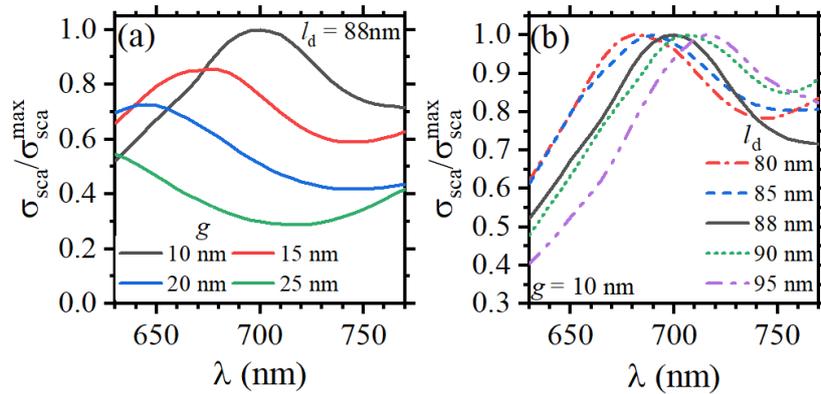


Figura 38:  $\sigma_{\text{sca}}$  normalizado em função de  $\lambda$  (a) para diferentes entre os braços do dipolo  $g$  (com  $l_d = 88$  nm) e (b) comprimentos de dipolo  $l_d$  (com  $g = 10$  nm).

nanoantena consistem em nanohastes de liga ferromagnética de cobalto-prata ( $\text{Co}_6\text{Ag}_{94}$ ) com seção transversal retangular com altura e largura iguais a 30 nm. Esses elementos podem ser fabricados com técnicas experimentais existentes. [152–155] Usando a nomenclatura convencional para design de nanoantena Yagi-Uda, a estrutura contém um elemento refletor (o último elemento no lado esquerdo da figura), um dipolo de alimentação que ressoa com a fonte incidente, onde o dipolo neste trabalho é constituído por duas nanohastes acopladas verticalmente, e elementos diretores para introduzir diretividade ao campo irradiado. Cada braço do dipolo de alimentação tem comprimento  $L_d$ , sendo separados por uma lacuna  $g$ , e levando ao comprimento total  $l_d = 2L_d + g$ . A haste refletora de comprimento  $l$  é colocada a uma distância  $d$  (para o lado esquerdo) do dipolo, e as hastes diretoras (para o lado direito do dipolo) são sucessivamente separadas por uma distância  $d$ , conforme ilustrado na Figura 37(b). Através de várias varreduras numéricas para otimizar a relação frente-costas do padrão de irradiação para a nanoestrutura, descobrimos que a sequência de diretores também deve ter o mesmo comprimento  $l$  do elemento refletor e separados pela mesma distância  $d$ , como ilustrado. Como estamos interessados em otimizar a atividade MO da nanoestrutura, projetamos a nanoantena para funcionar no regime óptico, onde a nanoestrutura suporta modos de polariton de plasmon de superfície com atividade MO aprimorada. [175]

O conceito aqui explora a capacidade de nanoestruturas metálicas (plasmônicas) de converter luz de propagação livre em campos próximos localizados e aprimorados. [133] Portanto, o comprimento do elemento de alimentação da Yagi-Uda (nanodipolo) deve ser determinado para funcionar com o melhor eficiência de espalhamento no comprimento de onda de operação  $\lambda = 700$  nm. Nós otimizamos o nanodipolo de alimentação para operar em  $\lambda_{\text{inc}} = 700$  nm para o sistema desmagnetizado, ou seja, para  $\mathbf{M} = \mathbf{0}$ . Como adotamos hastes com largura e altura de 30 nm, o espaço entre os braços do dipolo  $g$  e o comprimento  $l_d$  foram variados para determinar a maior *scattering cross-section*. A Figura 38(a) mostra a *scattering cross-section* normalizado em função do espaço  $g$ , mantendo o comprimento total do dipolo em  $l_d = 88$  nm nos quatro casos de espaço. Observe que o intervalo menor de 10 nm produz o maior  $\sigma_{\text{sca}}$ . Embora valores de espaços menores possam, em princípio, fornecer picos  $\sigma_{\text{sca}}$  mais altos, tunelamento de elétrons e outros efeitos quânticos podem surgir. [176] Portanto, para garantir que o modelo de permissividade (sem correções quânticas) funciona bem para a estrutura proposta, usamos o valor mínimo de  $g = 10$  nm. Um deslocamento linear do pico foi observado variando  $l_d$  de 80 nm a 90 nm na Figura 38(b), sem efeito na amplitude do pico.

Com o comprimento do nanodipolo determinado, os comprimentos do diretor e do refletor do

Yagi-Uda podem ser projetados adequadamente. O comprimento resultante após a otimização numérica é 48 nm para o refletor e todos os elementos diretores. Então, a nanoantena exibe sua seção transversal máxima de espalhamento no comprimento de onda de operação. Usando este arranjo de nanoestruturas, acopladas através de seus campos próximos correspondentes, o campo irradiado é agora direcionado ao longo dos elementos diretores. A Figura 39 mostra os padrões de irradiação (campos distantes) em função do ângulo de incidência para os planos de azimute e elevação, usando um Yagi-Uda com três elementos diretores. Os resultados foram calculados para  $\theta_{inc} = 0^\circ$  (curva preta),  $30^\circ$  (curva vermelha),  $60^\circ$  (curva azul) e  $90^\circ$  (curva verde), conforme mostrado nas Figuras 39(a) e 39(b) para os ângulos de azimute e elevação, respectivamente. Embora o melhor resultado seja obtido para  $\theta_{inc} = 90^\circ$ , este ângulo pode ser impraticável para um PIC integrado alimentado por uma fibra óptica. Da Figura 39(c), onde a diretividade  $D$  é plotada como uma função de  $\theta_{inc}$ , nota-se que  $\theta_{inc} = 75^\circ$  - um ângulo experimentalmente viável - exibe um valor próximo ao máximo de  $D$  (97,5%). Portanto, escolhemos  $\theta_{inc} = 75^\circ$  para análise posterior. O padrão de irradiação de campo distante 3D para  $\theta_{inc} = 75^\circ$  é mostrado na Figura 39(d), com a cor vermelha escura denotando o máximo de energia eletromagnética concentrada na direção  $+x$ .

Os resultados acima apontam para um bom desempenho da diretividade, mesmo sem con-

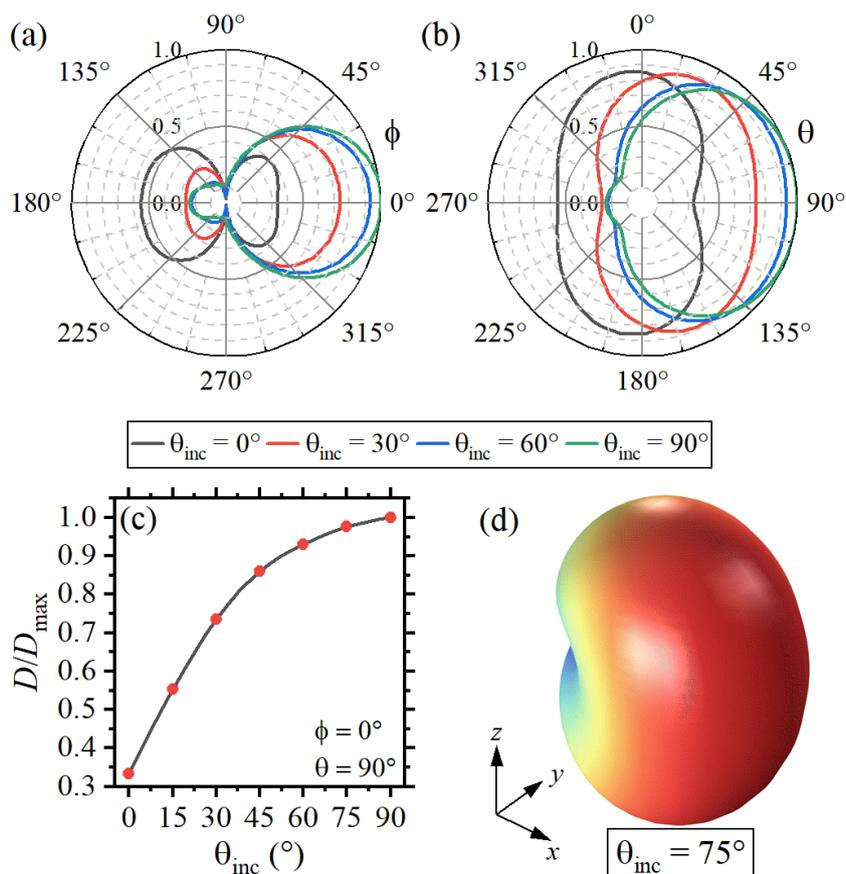


Figura 39: Padrões de irradiação nos planos de (a) azimute e de (b) elevação, onde os campos distantes resultaram de ângulos de incidência  $\theta_{inc} = 0^\circ$  (linha preta contínua),  $\theta_{rminc} = 30^\circ$  (linha vermelha contínua),  $\theta_{inc} = 60^\circ$  (linha azul contínua) e  $\theta_{inc} = 90^\circ$  (linha verde contínua). (c) Resultados de  $D$  em função de  $\theta_{inc}$ . (d) Gráfico do padrão de irradiação 3D para  $\theta_{inc} = 75^\circ$ . Os resultados nesta figura foram calculados para  $\mathbf{M} = \mathbf{0}$  (ou seja, em sistema desmagnetizado).

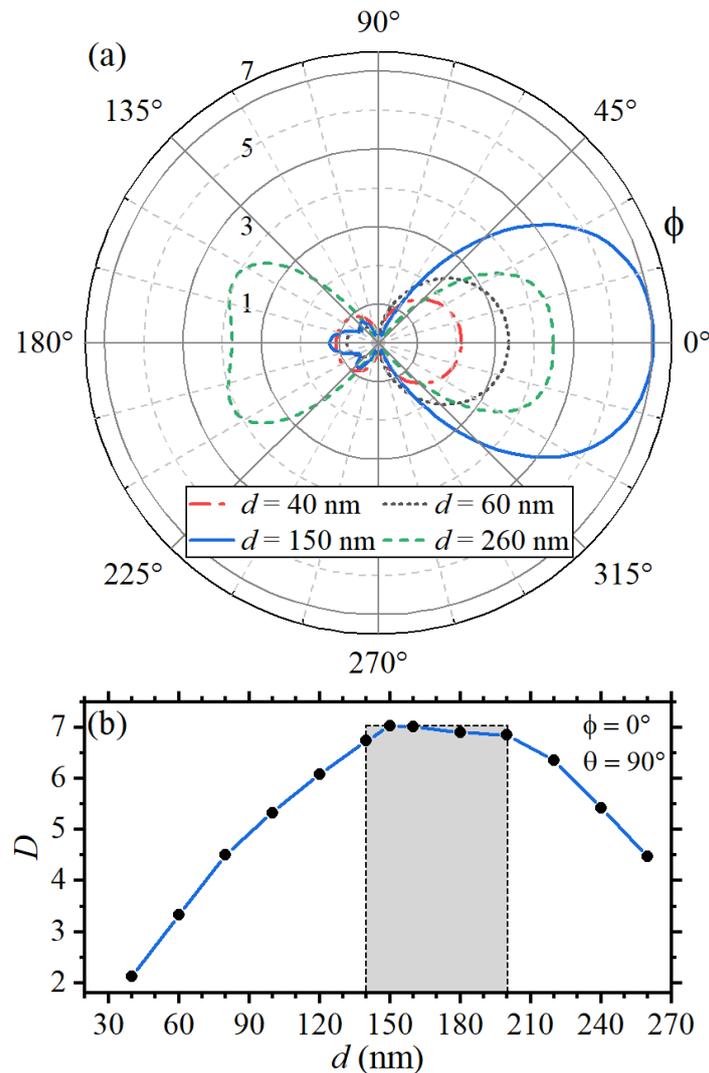


Figura 40: (a) Padrões de irradiação em função de  $d$ . (b) Diretividade ao longo do eixo  $+x$  em função de  $d$ .

siderar uma distância otimizada entre os elementos da nanoantena. Os padrões de irradiação para os campos distantes em azimute são mostrados na Figura 40(a) para distâncias variadas  $d$ , com a maior diretividade ( $D = 7,032$ ), melhor relação frente-costas ( FBR = 5,662) e largura de feixe de meia potência (HPBW, *half power beam width*) em azimute (HPBW $_{\phi} = 93^\circ$ ) ocorrendo simultaneamente para  $d = 150$  nm. Para  $d$  maiores, uma fração considerável da energia é irradiada para trás ( $\phi = 180^\circ$ ), principalmente devido às maiores distâncias entre os elementos vizinhos da nanoantena (desacoplando-os), o que faz o sistema se comporte como um arranjo de dipolos. As diretividades correspondentes ao longo do eixo  $+x$  [ $D(\phi = 0^\circ, \theta = 90^\circ)$ ] para diferentes distâncias são apresentadas na Figura 40(b), onde há aumento de diretividade não apenas para  $d = 150$  nm, mas para o intervalo  $140 \text{ nm} \leq d \leq 200 \text{ nm}$ . No nosso caso,  $d = 150$  nm corresponde a uma distância de separação  $d = \lambda_{\text{SiO}_2}/\pi$ , consistente com projetos anteriores de nanoantena Yagi-Uda. [150]

Tendo otimizado o design da nanoantena, podemos discutir os efeitos MO. Como a nanoantena compreende um material ferromagnético haverá uma permissividade anisotrópica nas nanohastes, com os valores fora da diagonal sendo diferentes de zero. Para magnetização ao

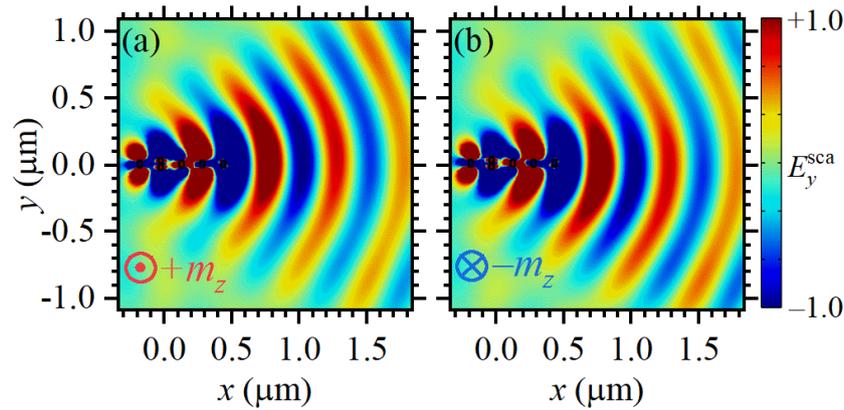


Figura 41: (a) e (b) são os campos espalhados para  $m_z = +1$  e  $m_z = -1$ , respectivamente, para o sistema com  $d = 150$  nm.

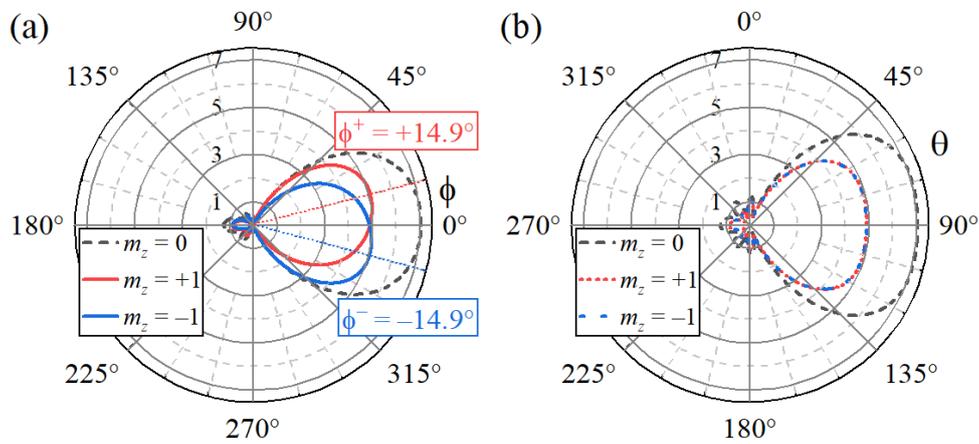


Figura 42: Efeitos MO no feixe irradiado da nanoantena para os planos de (a) azimute e (b) elevação. A direção de campo distante é observada apenas no plano azimutal (o plano da nanoantena). As curvas vermelha e azul são para  $m_z = +1$  e  $m_z = -1$ , enquanto as curvas pretas são para  $m_z = 0$  (ou seja, sistema desmagnetizado).

longo do eixo  $\pm z$ , a nanoantena realiza direcionamento do campo próximo e distante. Figuras 41(a) e (b) mostram os campos espalhados (irradiados) para ambos os sentidos de magnetização no eixo  $\pm z$  em azimute (plano  $xy$ ). O padrão de irradiação é ligeiramente inclinado para  $+y$  ( $-y$ ) para  $\mathbf{M}$  apontando ao longo de  $+z$  ( $-z$ ). Este efeito é melhor visualizado no campo distante na Figura 42(a), onde o sistema magnetizado ao longo de  $+m_z$  ( $-m_z$ ) contribuiu para o direcionamento do campo distante no plano azimutal de  $\phi_s^+ = +14,9^\circ$  ( $\phi_s^- = -14,9^\circ$ ). Esses resultados foram obtidos sob a condição de saturação de magnetização, ou seja, usando campos magnéticos em torno de  $B = 15$  kOe. [163] Este direcionamento com efeitos MO oferece um avanço para futuros nanolinks ópticos sem fio no chip através de nanoantenas para comunicações reconfiguráveis. De fato, nosso conceito pode ser usado para direcionar o campo irradiado usando campos magnéticos aplicados para alterar o estado de magnetização. Pode ser aplicado para comunicação sem fio óptica da mesma antena transmissora com duas ou três nanoantenas receptoras diferentes colocadas na frente e no plano do chip. Uma aparente desvantagem do nosso conceito é a perda de diretividade para  $m_z \neq 0$ , conforme observado nas Figuras 42(a)-(b).

Para completar este estudo, analisamos a diretividade do projeto Yagi-Uda com diferentes números de elementos diretores ( $n$ ). Depois de excitar a ressonância de plasmon do dipolo de alimentação, os diretores são sucessivamente excitados através do acoplamento de campo próximo. Este acoplamento diretivo de campo próximo melhora a diretividade do campo irradiado da nanoestrutura, conforme observado nas Figuras 43(a)-(b). As últimas figuras mostram os padrões de irradiação de diretividade ( $D$ ) para designs de Yagi-Uda com 3 (preto), 6 (vermelho), 8 (azul) e 10 (verde) diretores para ambos os sentidos de magnetização. Todos os diretores são colocados ao longo do eixo da nanoantena, conforme ilustrado na Figura 37(b). Independentemente do valor de  $m_z$ ,  $D$  aumenta quase linearmente com  $n$ , conforme mostrado na Figura 43(c), mas sem alterar o ângulo de direção de  $\phi_s^\pm = \pm 14.9^\circ$ . Os parâmetros de desempenho para as nanoantenas com  $n$  de 1 a 10 estão resumidos na Tabela 5. A Figura 43(d) mostra um decaimento considerável nas *scattering cross-section* para  $m_z = \pm 1$  em comparação com  $m_z = 0$ . O alargamento do pico para  $m_z = \pm 1$  indica que o aumento das perdas ópticas são responsáveis pela diminuição nas seções transversal de espalhamento e diretividade da estrutura. Devido às perdas ópticas envolvidas, um *trade-off* deve ser considerado entre as perdas e a atividade MO. Por exemplo, em projetos futuros pode-se empregar outros materiais MO, que podem ser dielétricos, metálicos ou híbridos, na tentativa de obter melhores resultados.

| $n$ | $D$    | $D^\pm$ | $\phi_s^\pm$ ( $^\circ$ ) | HPBW $_\phi$ ( $^\circ$ ) | HPBW $_\phi^\pm$ ( $^\circ$ ) | FBR   | FBR $^\pm$ |
|-----|--------|---------|---------------------------|---------------------------|-------------------------------|-------|------------|
| 1   | 4,777  | 3,462   | 27,0                      | 104,4                     | 102,7                         | 3,387 | 4,123      |
| 2   | 5,686  | 4,079   | 28,4                      | 98,8                      | 95,7                          | 4,132 | 4,502      |
| 3   | 7,032  | 5,038   | 28,5                      | 93,0                      | 90,2                          | 5,662 | 5,832      |
| 4   | 8,060  | 5,765   | 28,9                      | 86,7                      | 84,7                          | 6,325 | 6,579      |
| 5   | 8,951  | 6,474   | 29,5                      | 83,0                      | 80,6                          | 7,091 | 7,728      |
| 6   | 10,336 | 7,403   | 28,2                      | 77,6                      | 76,0                          | 7,832 | 8,097      |
| 7   | 10,989 | 7,978   | 29,5                      | 75,3                      | 73,4                          | 7,955 | 8,654      |
| 8   | 11,943 | 8,696   | 29,0                      | 72,6                      | 70,7                          | 8,278 | 8,891      |
| 9   | 12,750 | 9,277   | 29,4                      | 70,2                      | 68,5                          | 9,222 | 9,860      |
| 10  | 13,578 | 9,941   | 29,4                      | 68,1                      | 66,4                          | 9,096 | 9,894      |

Tabela 5: Resumo dos principais parâmetros da nanoantena magnetoplasmônica Yagi-Uda.

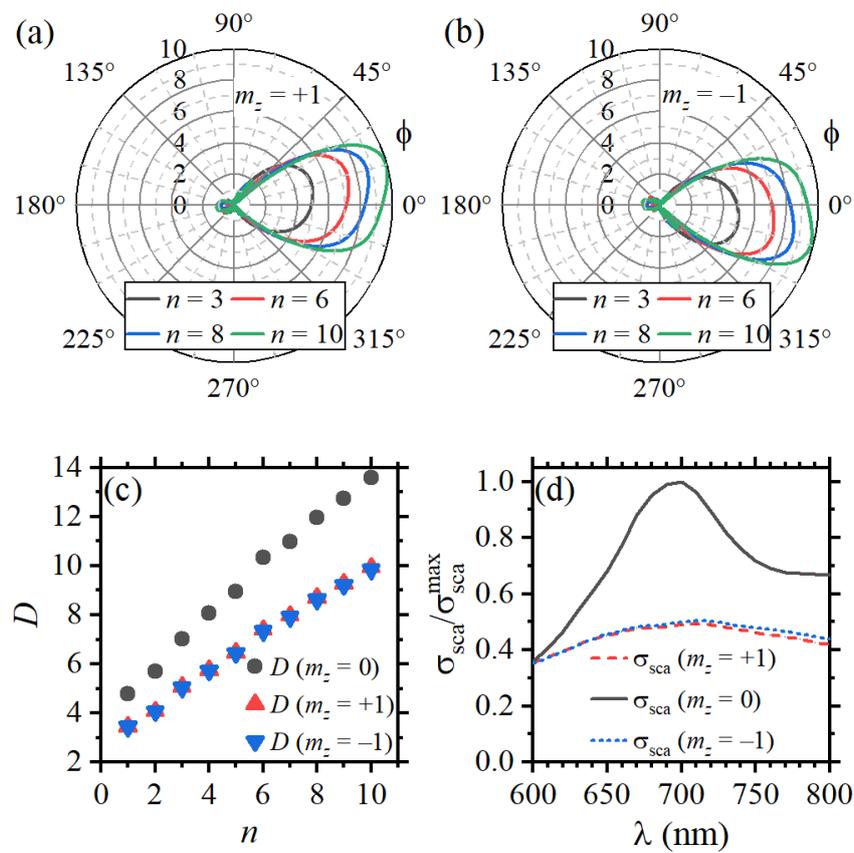


Figura 43: Perfis de campo distante do padrão de irradiação para diferentes números de elementos diretores ( $n$ ) usando (a)  $m_z = +1$  e (b)  $m_z = -1$ . (c) Diretividade em função de  $n$  para  $m_z = 0$  e  $m_z = \pm 1$ . (d)  $\sigma_{\text{sca}}$  normalizado para  $m_z = 0$  e  $m_z = \pm 1$ , com  $n = 3$ .

### 3 Soluções de comunicações ópticas para Redes 6G

*Arismar Cerqueira Sodré Junior, Celso Henrique de Souza Lopes, Felipe Batista Faro Pinto, Leticia Carneiro de Souza, Luiz Augusto Melo Pereira, Matheus Sêda Borsato Cunha, Tomás Powell Villena Andrade*

arismar@inatel.br, celso.henrique@dtel.inatel.br, felipe.faro@mtel.inatel.br,  
 leticia.souza@dtel.inatel.br, luiz.melo@inatel.br, matheus.seda@inatel.br,  
 tomasvillena@dtel.inatel.br

Esta seção descreve os principais avanços alcançados pelos pesquisadores do projeto Brasil 6G em sistemas OWC direcionados para as futuras redes de comunicações móveis, esquemas de linearização baseados em IA aplicados a sistemas RoF e transmissão e fornecimento de energia elétrica utilizando PoF. Dentre estes avanços, merecem destaque o desenvolvimento de técnicas voltadas para RoF, soluções baseadas em topologia *fiber-wireless* (FiWi), soluções baseadas em *free space optical* (FSO), contribuições voltadas para *visible light communication* (VLC) e estudos sobre PoF.

#### 3.1 Comunicações ópticas no espaço livre

Uma alternativa promissora para superar as restrições das tecnologias de comunicação sem fio baseadas em RF é a OWC. Tipicamente, este tipo de tecnologia possui elevada *bandwidth* (BW), na ordem de centenas de THz, e frequências de operação englobando sub-faixas nos espectros infravermelho, visível e ultravioleta [177]. Em comparação com as tecnologias de RF, a OWC exhibe algumas vantagens, tais maior largura de banda disponível, imunidade contra interferência eletromagnética, capacidade quase ilimitada de reutilização de frequências (ou comprimentos de onda) e uma segurança física intrínseca [177,178]. Além disso, os sistemas de comunicação que compõem a tecnologia OWC, podem operar em faixas de espectro não regulamentadas, eliminando a necessidade de licenciamento, o que se traduz em uma solução econômica para várias aplicações [179]. O termo OWC abrange qualquer tipo de transmissão óptica em um meio não guiado, embora suas variações baseadas no comprimento de onda de operação possam ter usos distintos.

Sistemas OWC que operam na faixa do espectro visível (350-750 nm) são comumente denominados VLC. Esses sistemas fazem uso tanto de *laser diode* (LD) quanto de *light emitting diode* (LED), que podem ser comutados em alta velocidade sem causar impactos perceptíveis na iluminação ou no conforto visual humano [177]. A utilização múltipla de LEDs visíveis para iluminação, comunicação de dados e localização em ambientes internos emerge como uma abordagem sustentável e energeticamente eficiente, com potencial para redefinir a forma como empregamos a iluminação no futuro. A Comunicação VLC pode ser aplicada em diversos domínios, abrangendo pontos de acesso sem fio, redes locais sem fio, redes pessoais sem fio e redes veiculares, além de ser aplicável em transmissões subaquáticas, entre outras aplicações [177,179].

Complementarmente, os sistemas OWC ponto a ponto terrestres, também conhecidos como sistemas FSO, operam em frequências próximas ao infravermelho [180]. Estes sistemas frequentemente empregam transmissores a laser e oferecem conexões com elevadas taxas de dados, atingindo 10 Gbit/s por comprimento de onda, o que os torna uma solução potencial para superar gargalos tanto nos enlaces de *backhaul* quanto no *fronthaul* [181].

Similarmente ao que ocorre em sistemas RF, ao ser empregado em ambientes externos as conexões FSO enfrentam desafios relacionados às condições atmosféricas adversas, como neblina, chuva, poeira afetando a disponibilidade da conexão. Além disso, a dilatação material

devido à variações de temperatura também pode causar desalinhamentos em sistemas FSO ponto a ponto instalados em edifícios. O emprego de enlaces híbridos FSO e RF ajudam a superar algumas dessas limitações [182]. Embora predominantemente a tecnologia FSO seja utilizada em ambientes externos, o FSO também pode ser utilizado em ambientes internos para prover comunicação com elevadas taxas de transmissão em cenários de múltiplos pontos. Isso se configura como uma solução vantajosa para conectar vários pontos dentro de grandes áreas sem a necessidade de modificar substancialmente a infraestrutura existente. Em linhas gerais, o FSO emerge como uma excelente alternativa para substituir e/ou complementar sistemas de fibra óptica em edifícios modernos.

Também houve um aumento considerável de interesse na comunicação ultravioleta, motivado pelo recente progresso em fontes e detectores ópticos de estado sólido que operam no espectro UV (200-280 nm) [177,178]. Tais projetos são particularmente vantajosos para configurações sem linha de visada direta em ambientes externos, suportando a comunicação UV de curto alcance e baixa potência, como é o caso em redes de sensores sem fio [183].

### 3.1.1 Soluções baseadas em VLC

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G, propõem a utilização de tecnologias VLC para redes de acesso. Esta tecnologia pode atuar de maneira complementar a uma rede com fibra óptica - *fronthaul*. O trabalho apresentado nesta seção relata a implementação de uma prova de conceito baseada em um sistema híbrido de *fronthaul analog radio-over-fiber* (A-RoF) composto por um enlace de *single-mode fiber* (SMF) de 12,5 km, seguido por um enlace VLC baseado em LEDs RGB de 1,2 m. O destaque do trabalho está na ausência de pré-/pós-equalização ou *digital pre-distortion* (DPD). Além disso, a recepção foi baseada em um *dichroic cube filters* (DCF), que separa e reflete cada cor em uma face de cubo diferente, eliminando a necessidade de filtros individuais.

A principal vantagem do DCF é seu tamanho compacto e custo mais baixo em comparação com outros filtros dicróicos. Além disso, esses componentes ópticos podem ser usados como multiplexadores/demultiplexadores (mux/demux) em sistemas de comunicações ópticas. Por outro lado, sua construção física é relativamente complexa. Os trabalhos [184,185] representam exemplos de implementações de filtros dicróicos na literatura especializada. Particularmente, o transmissor óptico foi composto por três espelhos dicróicos alinhados para multiplexar três feixes ópticos de entrada. Até onde sabemos, relatamos o primeiro uso de um DCF em um receptor de sistema VLC na literatura. O desempenho do sistema foi avaliado em função da corrente de polarização do LED e largura de banda do sinal em termos de  $EVM_{RMS}$ , de acordo com os requisitos de  $EVM_{RMS}$  definidos pelo *3<sup>rd</sup> generation partnership project* (3GPP) em suas *Releases* [186,187].

A Figura 44(a) ilustra o diagrama de blocos da implementação do nosso sistema A-RoF/VLC. O enlace RoF implementado consiste em módulos transmissor (TX) e receptor (RX) comerciais de RoF (OZ101 mini, Optical Zonu Corporation). O módulo TX é composto por um *low-noise amplifier* (LNA) e um laser *distributed feedback* (DFB) de potência de saída de 4 dBm, centrado em 1551 nm. O módulo RX é composto por um fotodetector e um amplificador elétrico integrado de 22 dB. Ambos os módulos foram alimentados por fontes de alimentação externas de 5 V. No lado do transmissor, um *arbitrary waveform generator* (AWG) (M8190A, Keysight) gerou os sinais *quadrature amplitude modulation* (QAM) da banda base a serem convertidos por gerador de sinais analógicos (PSGE8267D, Keysight).

Nós utilizamos um fator de declive (*roll-off*) de 0,1 para todos os sinais transmitidos. Além

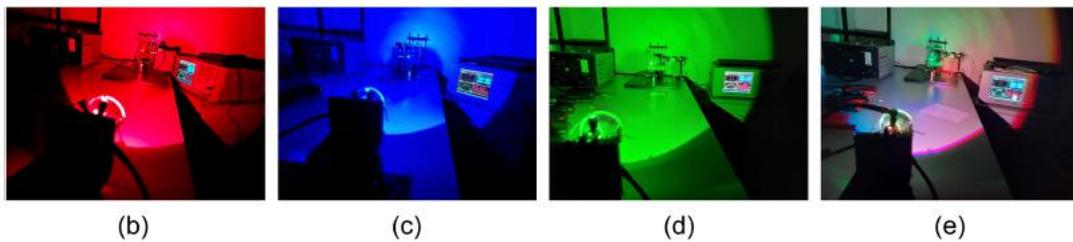
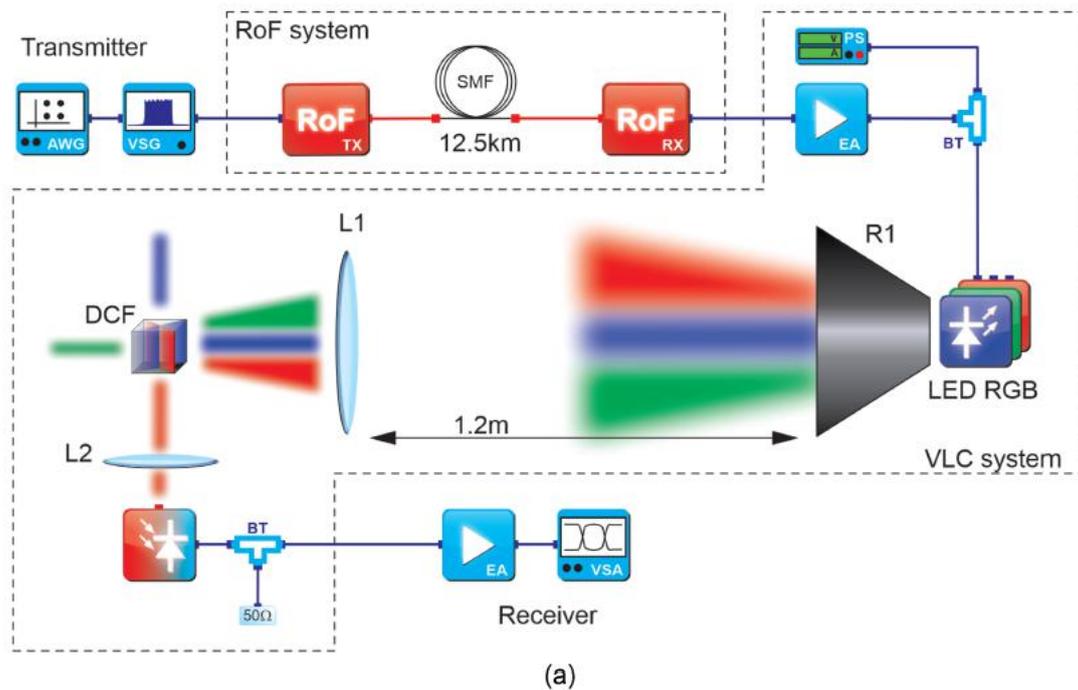


Figura 44: Diagrama de blocos do sistema híbrido A-RoF/VLC. (a) Diagrama de blocos do sistema híbrido proposto A-RoF/VLC. AWG, gerador de forma de onda arbitrária; VSG, gerador de sinal vetorial; RoF, rádio sobre fibra; SMF, fibra monomodo; EA, amplificador elétrico; BT, bias-tee; PS, fonte de alimentação; R1, refletor parabólico; L1 e L2, lentes convexas; DCF, cubo dicróico; VSA, analisador de sinal vetorial. (b) Apenas o LED vermelho ligado. (c) Apenas o LED azul ligado. (d) Apenas o LED verde ligado. (e) Três LEDs ligados.

disso, foram gerados aleatoriamente 3000 símbolos processados a uma taxa de amostragem de  $8 \times 10^9$  amostras/segundo. O sinal modulado foi injetado no módulo transmissor RoF, que amplifica o sinal de RF, realiza a conversão elétrico-óptica e gera uma portadora óptica modulada por modulação direta. A portadora óptica modulada foi transmitida através de um enlace óptico de SMF de 12,5 km. Em seguida, o módulo receptor RoF realizou a conversão óptico-elétrica por detecção direta e amplificou eletricamente o sinal de RF modulado recebido. Além disso, empregamos um amplificador de RF com ganho de 51 dB (PE15A1052, Pasternack) para obter a maior potência elétrica possível a ser injetada na matriz de LEDs RGB (modelo LED Engin Z4-00MA00). Utilizamos *bias-tees* independentes (ZFBT-282-1.5AC, Mini-Circuits) para cada cor da matriz de LEDs RGB a fim de acoplar o sinal de RF e a tensão de polarização de *direct current* (DC) dos LEDs. A matriz de LEDs RGB empregada é uma fonte de luz de banda larga que emite luzes vermelha, azul e verde, conforme mostrado nas Figuras 44(b), 44(c) e 44(d), respectivamente. A Tabela 6 apresenta as principais características de cada cor. A potência óptica emitida foi estimada de acordo com [188].

Tabela 6: Principais características da matriz LED RGB

| Cor      | Comprimento de onda dominante [nm] | Potencia óptica emitida [lm] | Fluxo luminoso típico [mW] |
|----------|------------------------------------|------------------------------|----------------------------|
| Vermelho | 623                                | 115                          | 525                        |
| Verde    | 523                                | 155                          | 285                        |
| Azul     | 460                                | 30                           | 732                        |

A combinação das três cores gerou a luz branca, como ilustrado na Figura 44(e). Um refletor parabólico foi instalado na estrutura da matriz de LEDs com o objetivo de aumentar a diretividade do feixe de luz. O refletor é feito de material plástico com revestimento interno de alumínio. As dimensões são de 45 mm de diâmetro e 28 mm de altura. No lado do receptor, o DCF, composto de revestimentos especiais, foi responsável por filtrar a luz. Basicamente, quando a luz entra em uma face do DCF, ela é refletida em uma direção perpendicular, dependendo do comprimento de onda. Tipicamente, a luz vermelha é refletida para um lado do DCF e a luz azul é refletida para o lado oposto. A luz restante, que é tipicamente verde, passa pelo DCF. Uma lente plano-convexa (L1), com diâmetro de 100 mm e distância focal de 200 mm, foi empregada para focalizar a luz no DCF. A distância do enlace VLC, medida entre a matriz de LEDs e a lente (L1), foi aproximadamente de 1,2 m. Para garantir a maior potência óptica possível, a luz filtrada é acoplada ao fotodetector (Modelo ET-2030 da EOT) por meio de outra lente plano-convexa (L2), com diâmetro de 25,4 mm e distância focal de 35 mm.

O fotodetector, que foi alimentado por uma fonte de alimentação externa, foi responsável por converter a luz incidente para o domínio elétrico e, conseqüentemente, recuperar o sinal de RF. A Tabela 7 apresenta a responsividade do fotodetector. Outras características relevantes incluem largura de banda superior a 1,2 GHz, área ativa de 0,4 mm de diâmetro, tempo de subida e queda inferior a 300 ps, corrente escura inferior a 0,1 nA, ângulo de aceitação ( $1/2$  ângulo) de  $10^\circ$  e alimentação de 9 VDC.

Tabela 7: Fotodetector - Responsividade

| Cor      | Comprimento de onda dominante [nm] | Responsividade [A/W] |
|----------|------------------------------------|----------------------|
| Vermelho | 623                                | 0,4                  |
| Verde    | 523                                | 0,27                 |
| Azul     | 460                                | 0,2                  |

Devido à fonte de alimentação externa, uma componente contínua foi gerada na saída do fotodetector além do sinal de RF. Para evitar danos ao *vector signal analyzer* (VSA) (N9020A, Keysight), um segundo *bias-tee* foi utilizado, que bloqueia a componente DC por meio de uma carga de 50 ohms conectada à sua porta DC. Posteriormente, o sinal de RF foi amplificado por um segundo amplificador elétrico com ganho de 51 dB e injetado no VSA para avaliar o desempenho do sistema em termos de  $EVM_{RMS}$  e de acordo com as especificações do 3GPP *Release 15* [186]. O VSA utiliza todos os símbolos para realizar o cálculo do  $EVM_{RMS}$ . A Figura 45(a) mostra uma fotografia da configuração experimental do sistema híbrido A-RoF/VLC. É possível observar as luzes vermelha, azul e verde separadas e filtradas pelo DCF na Figura 45(b). O transmissor e o receptor VLC são mostrados nas Figuras 45(c) e 45(d), respectivamente.

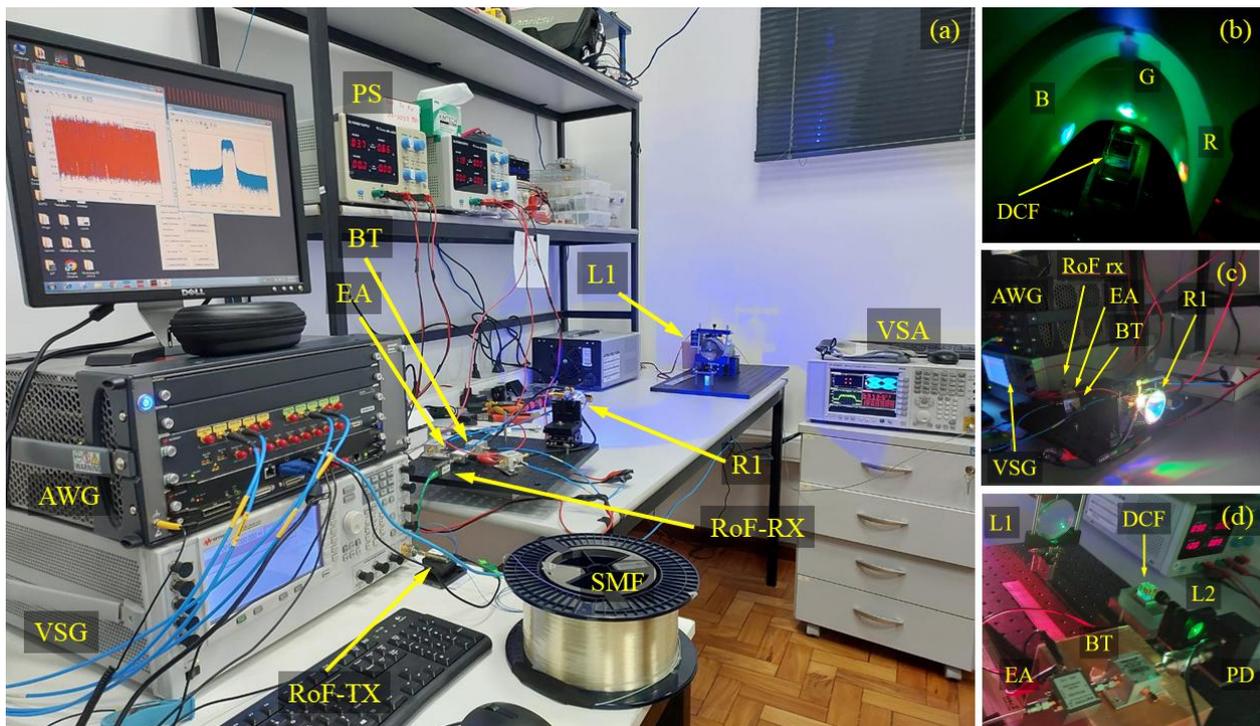


Figura 45: Fotografias da configuração experimental: (a) A configuração completa, incluindo os enlaces RoF de 12.5 km e VLC de 1.2 m; (b) DCF filtrando a luz RGB; (c) Transmissor VLC; (d) Receptor VLC.

Todas as investigações experimentais foram realizadas considerando o parâmetro  $EVM_{RMS}$ . A métrica de desempenho de *bit error rate* (BER) também poderia ter sido empregada. No entanto, optamos pelo  $EVM_{RMS}$ , devido à sua padronização pelo 3GPP *Release 15* [186]. A métrica  $EVM_{RMS}$  descreve a distância efetiva do símbolo complexo recebido de sua posição ideal no diagrama de constelação. Portanto, o  $EVM_{RMS}$  é definido como a raiz quadrada da média dos quadrados de todas as magnitudes do vetor de erro entre os símbolos recebidos e sua localização ideal mais próxima no diagrama de constelação. Essa métrica fornece uma avaliação das propriedades de modulação do sinal, indicando distorções em sua forma de onda, e é geralmente medida em decibéis ou porcentagem [189].

Pode-se observar pelas Tabelas 6 e 7 que o fotodetector é mais sensível à luz vermelha e menos sensível à luz azul. Conseqüentemente, poderia-se esperar um melhor desempenho do LED vermelho em comparação com as outras cores, devido ao compromisso entre a emissão de potência óptica e a responsividade do fotodetector. Medimos a resposta em frequência geral do sistema para cada cor, por exemplo, vermelho, azul e verde, conforme relatado na Figura 46.

Configuramos o gerador de RF com um sinal *continuous wave* (CW) variando de 10 a 200 MHz com 1000 pontos, enquanto o analisador de espectro foi configurado em uma condição de *max-hold*. Como esperado, a resposta do sistema usando o LED vermelho apresentou um desempenho aprimorado, cerca de 15 dB em toda a faixa avaliada, enquanto o desempenho dos LEDs azul e verde é aproximadamente o mesmo, variando de 2 a 3 dB na faixa de 10 a 80 MHz. Além disso, os picos em torno de 15 MHz ocorrem devido aos amplificadores elétricos (RF EAs) e ao módulo RoF usados na configuração, que não operam adequadamente para frequências inferiores a 15 MHz. Além disso, uma avaliação preliminar do sistema VLC sem o enlace A-RoF foi realizada usando diferentes ordens de modulação e medindo o parâmetro  $EVM_{RMS}$ , como

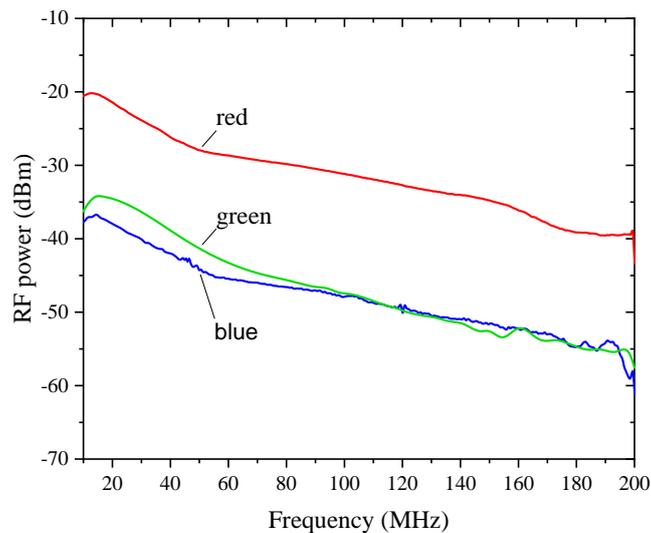


Figura 46: Resposta em frequência dos 3 leds

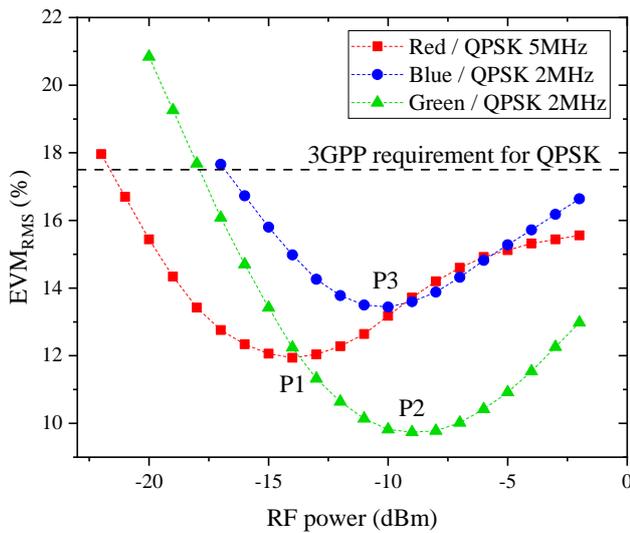
relatado na Tabela 8. Para 16-QAM e 64-QAM, o sistema atendeu aos limites de  $EVM_{RMS}$  do 3GPP de 12,5% e 8%, respectivamente, para todas as larguras de banda do sinal. Por outro lado, apenas o sinal com largura de banda de 5 MHz atende ao requisito do 3GPP de  $EVM_{RMS}$  de 3,5% para 256-QAM.

Tabela 8: Desempenho do Sistema VLC sem o enlace A-RoF.

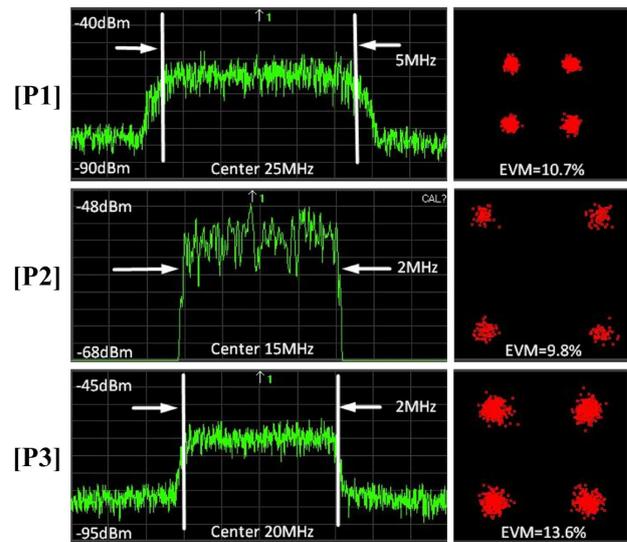
| EVM <sub>RMS</sub> [%] do enlace VLC - LED vermelho |           |        |         |
|---|-----------|--------|---------|
| Largura de banda                                    | Modulação |        |         |
|   | 16-QAM    | 64-QAM | 128-QAM |
| 5 MHz   | 2.69      | 2.60   | 2.40    |
| 10 MHz  | 4.40      | 4.15   | 4.61    |
| 15 MHz  | 5.64      | 5.40   | 7.20    |
| 20 MHz  | 7.20      | 7.13   | 8.00    |

A Figura 47(a) exibe a segunda análise de desempenho, na qual o  $EVM_{RMS}$  resultante foi avaliado em função da potência de entrada de RF para as três cores. Neste caso, os sinais foram configurados com modulação *quadrature phase shift keying* (Q-PSK) e larguras de banda de 5, 2 e 2 MHz para as luzes vermelha, azul e verde, respectivamente.

As frequências centrais dos sinais de RF foram determinadas centralizando os sinais em 15 MHz e realizando uma varredura de frequência para avaliar o  $EVM_{RMS}$  obtido. Conseqüentemente, optamos pelos melhores pontos de operação, ou seja, 25 MHz, 15 MHz e 20 MHz para os LEDs vermelho, verde e azul, respectivamente. Note que cada curva é independente e não tivemos como objetivo comparar o desempenho entre cada LED nas mesmas condições. A largura de banda de 5 MHz foi escolhida para o LED vermelho devido à sua resposta em frequência aprimorada. Caso tivéssemos utilizado uma largura de banda de 2 MHz para o LED vermelho, a curva vermelha teria um desempenho melhor em relação às outras cores. No entanto, todas as curvas mostram um ponto de operação ótimo: P1, P2 e P3, que são ilustrados em termos de espectro medido e constelação na Figura 47(b). Pode-se observar que o aumento da potência de entrada de RF degrada a qualidade do sinal, aumentando o valor do  $EVM_{RMS}$ . Essa degradação do sinal ocorre devido à resposta não linear do amplificador elétrico do módulo



(a)



(b)

Figura 47: Análise de desempenho: (a)  $EVM_{RMS}$  em função da potência de entrada de RF a partir do VSG. (b) Espectro medido e constelação para P1, P2 e P3 para as cores vermelha, verde e azul, respectivamente.

transmissor RoF, que gera produtos de intermodulação significativos em potências de RF mais altas, uma vez que a potência máxima de entrada elétrica do módulo transmissor RoF é em torno de 0 dBm. Os produtos de intermodulação reduzem a *signal-to-noise ratio* (SNR) [190]. Em qualquer caso, o sistema atendeu aos requisitos do 3GPP (17,5%) para potências de entrada de RF superiores a -21 dBm, -17,5 dBm e -17 dBm para os LEDs vermelho, verde e azul, respectivamente.

A próxima investigação de desempenho do sistema foi empregar os melhores pontos de operação (P1, P2 e P3) e variar a potência elétrica injetada em cada LED, conforme relatado na Figura 48. Considerando larguras de banda de 5 e 2 MHz, a taxa de transferência de dados alcançada foi de 10 Mbit/s e 4 Mbit/s para os LEDs vermelho e azul/verde, respectivamente. Comparando as curvas, o LED verde apresentou um desempenho aprimorado, o que está de acordo com a Figura 47. Mais uma vez, se uma largura de banda de 2 MHz tivesse sido empregada para o LED vermelho, ele teria um desempenho melhor em comparação com os outros LEDs. No entanto, o sistema atendeu aos requisitos do 3GPP para potências elétricas superiores a 400 mW ao utilizar o LED azul, enquanto para os LEDs vermelho e verde foram necessários apenas 200 mW. Pode-se observar que, ao aumentar a potência elétrica e, conseqüentemente, aumentar a corrente de polarização, a emissão óptica é aprimorada e, como consequência, o desempenho do sistema satura devido ao aumento do nível de DC [191].

Na sequência, aumentamos a largura de banda do sinal para 5 MHz para as três cores usando a modulação Q-PSK, conforme apresentado na Figura 49. Os valores obtidos de  $EVM_{RMS}$  foram 10,7%, 13,8% e 17,3% para os LEDs vermelho, verde e azul, respectivamente. Essa avaliação comprova que o LED vermelho apresenta de fato um desempenho melhor em comparação com as outras cores ao utilizar a mesma largura de banda. Mais uma vez, a divergência de desempenho se deve à responsividade do fotodetector em função do comprimento de onda transmitido. Nesse cenário, a taxa de transferência total foi de 30 Mbit/s, ou seja, 10 Mbit/s para cada cor.

Adicionalmente, expandiu-se a largura de banda do sinal para 10 MHz e empregou-se as modulações *binary phase shift keying* (BPSK), Q-PSK e 16-QAM usando o LED vermelho com

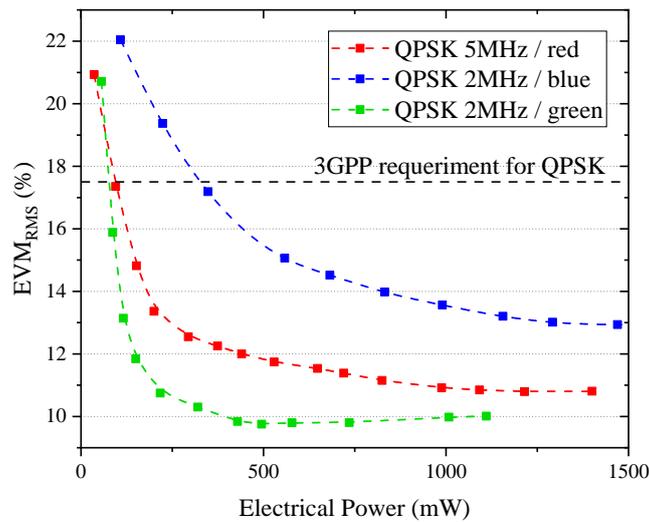


Figura 48: Desempenho do  $EVM_{RMS}$  em função da potência elétrica injetada em cada LED.

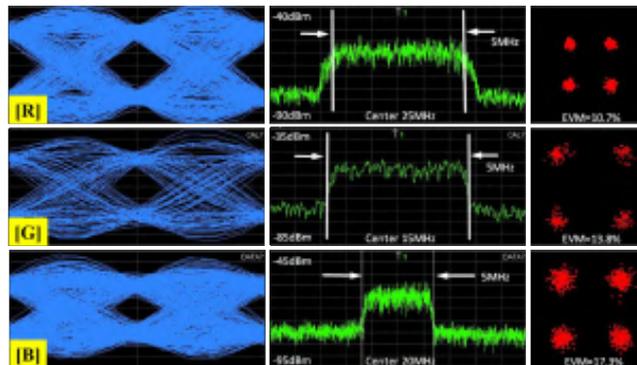


Figura 49: Análise de Desempenho: Modulação QPSK com largura de banda de 5 MHz.  $EVM_{RMS}$  em função da cor do LED ([R]: vermelho, [G]: verde, [B]: azul).

o objetivo de aumentar a taxa de transferência do sistema, como relatado na Figura 50. O sinal BPSK alcançou uma taxa de transferência de dados de 10 Mbit/s com  $EVM_{RMS}$  de 15,4%, enquanto o sinal *quadrature phase-shift keying* (QPSK) atingiu uma taxa de transferência de dados de 20 Mbit/s com  $EVM_{RMS}$  de 14,4%, atendendo ao requisito de 17,5% do 3GPP para esse esquema de modulação específico. Por fim, o uso do sinal 16-QAM resultou em uma taxa de transferência de 40 Mbit/s. No entanto, o valor de  $EVM_{RMS}$  alcançado atingiu o limite de 12,5% do 3GPP. Note que, para o mesmo caso sem o enlace RoF, relatado na Tabela 8, obtive-se  $EVM_{RMS}$  de 4,40%, resultando em uma degradação de 8,1% em relação ao enlace RoF-VLC.

É importante destacar que ordens de modulação mais altas exigem uma *optical signal-to-noise ratio* (OSNR) elevada para manter o mesmo desempenho em termos de  $EVM_{RMS}$ . Pode-se observar que a variação da taxa de transferência do sistema, devido a OSNR recebida para cada LED, é consequência da potência transmitida e da responsividade do fotodetector para cada comprimento de onda. A taxa de transferência máxima alcançada para cada cor foi de 10 Mbit/s para as luzes azul e verde, utilizando modulação Q-PSK com largura de banda de 5 MHz, e 40 Mbit/s para a luz vermelha, utilizando modulação 16-QAM com largura de banda de 10 MHz. Consequentemente, o sistema foi capaz de fornecer 60 Mbit/s sem técnicas

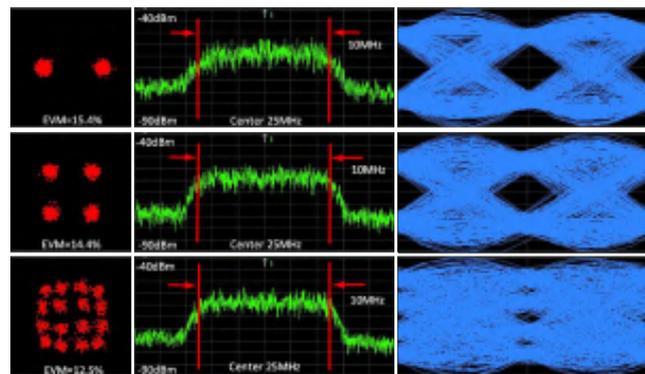


Figura 50: Análise de Desempenho: Luz vermelha com modulação BPSK, QPSK e 16-QAM.

de equalização ou DPD. No entanto, a taxa de transferência do sistema poderia ser melhorada em detrimento ao aumento em custo e complexidade do sistema.

### 3.1.2 Soluções baseadas em FSO

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G, estão propondo a utilização de FSO como uma tecnologia complementar a fibra óptica para compor a rede de transporte. A Figura 51 ilustra a configuração experimental proposta por meio de diagrama em blocos (a) e a fotografia do experimento (b). Todas as tecnologias empregadas no experimento são convergidas em uma arquitetura unificada que utiliza um enlace híbrido RoF e FSO para integrar o *fronthaul* da rede.

Para o acesso, é estabelecido um enlace sem fio de 2 metros operando a 39 GHz, bem como um enlace VLC operando a 550 MHz. O sinal 5G *new radio* (5G-NR) em banda base é gerado utilizando o *software*: Keysight Signal Studio, instalando em um gerador de forma de onda arbitrária AWG M8190A da Keysight. O modelo de teste selecionado é o 3.1, conforme especificado pelo 3GPP. Esse modelo prescreve que o sinal 5G-NR operando na faixa de frequência FR2-1 possua larguras de banda de até 400 MHz, utilizando ordens de modulação QPSK, 16-QAM e 64-QAM. O sinal em banda base é conduzido ao VSG1 (PSG-E8267D), que o converte para RF1 a 39 GHz e o transmite com potência de 4 dBm. Simultaneamente, o sinal *M*-QAM é gerado pelo VSG2 (EXGN5172B) a RF2, 550 MHz, com potência de transmissão de -10 dBm.

Esses dois sinais de RF são combinados por diplexer antes e aplicados em um modulador Mach-Zehnder *modulator* (MZM) (FTM7937EZ). O MZM modula a portadora óptica do LD centrada em 1551 nm utilizando os sinais de RF previamente combinados. A potência de transmissão do LD é de 15 dBm e o sinal óptico modulado é então inserido em uma SMF com extensão de 20 km, dando origem ao *fronthaul* óptico.

Antes da transmissão, o sinal óptico foi dividido usando um divisor óptico na proporção de 80/20, em que 20% do sinal foi direcionado a um *optical spectrum analyzer* (OSA) para medições em tempo real no domínio da frequência. Enquanto isso, a parte equivalente a 80% do sinal foi amplificada por um *erbium-doped fiber amplifier* (EDFA).

O EDFA está situado na *distributed unit* (DU), conectada a um RRH por meio de um enlace *fronthaul* óptico. O sinal óptico modulado é transmitido por um enlace FSO de extensão 1,5 metros, como prova de conceito. Para a implementação da rede híbrida RoF/FSO, dois colimadores (CFS18) são empregados tanto na transmissão quanto na recepção do enlace FSO, demonstrando a viabilidade do conceito. Na fase de recepção, o sinal óptico é convertido em sinal elétrico por meio de um *photodetector* (PD) com largura de banda de 50 GHz (DMX50AF). Posteriormente, os sinais são segregados por um segundo diplexer para serem encaminhados por dois enlaces separados e paralelos.

Este estudo contempla duas redes de acesso distintas. A primeira emprega uma transmissão sem fio com um par de antenas do tipo corneta, cada uma com ganho de 30 dBi. Nessa configuração, o sinal recebido é amplificado por *power amplifier* (PA) com ganho de 35 dB antes de ser analisado por um VSA (R&S FSW67).

A segunda rede de acesso é fundamentada em um enlace VLC com alcance de 3 metros para aplicações ponto-a-ponto. Um segundo LD (LD2, com comprimento de onda de 650 nm, é empregado para transmitir o sinal. No lado do receptor, uma lente óptica é utilizada para focalizar o sinal, que é então convertido em sinal elétrico por outro PD (PD2) (EOT, 3020). Por fim, a qualidade do sinal utilizando um VSA (VSA2) (V084A) da Keysight.

A avaliação do desempenho da arquitetura proposta foi conduzida em duas fases distintas. A primeira fase consistiu em avaliar a qualidade dos sinais recebidos após a transmissão pelo enlace de *fronthaul* óptico e FSO, ou seja, após a conversão eletro-óptica no PD, como indicado

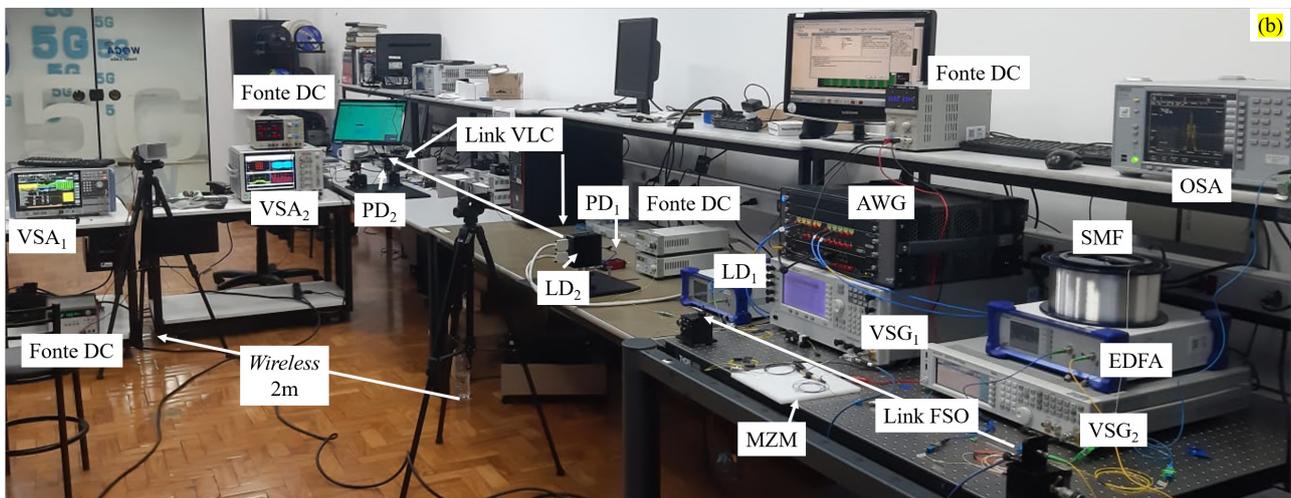
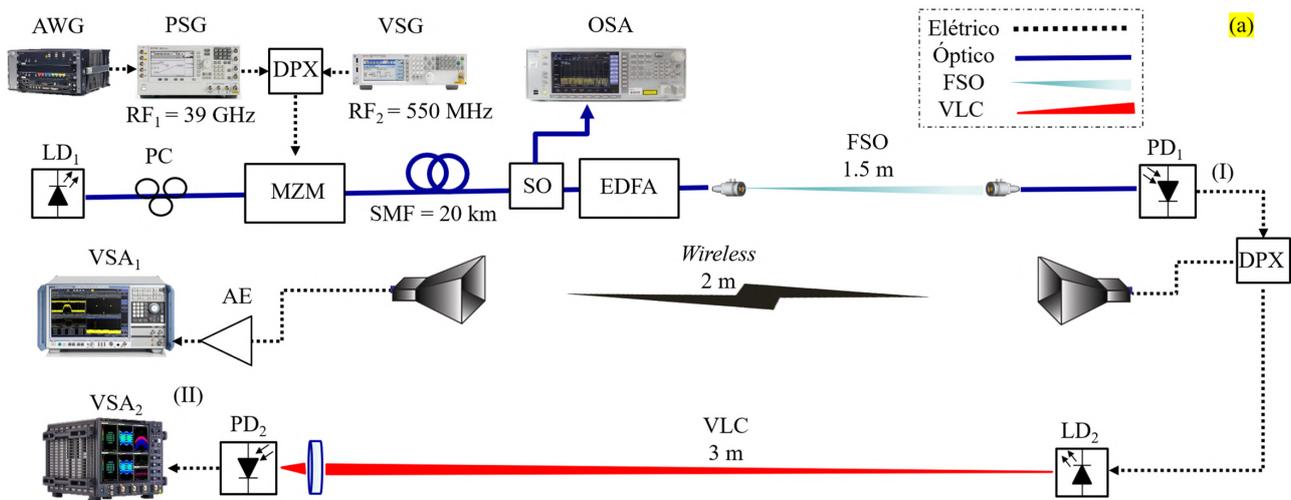


Figura 51: Diagrama em blocos (a) e fotografia (b) do sistema híbrido proposto.

na Figura 51 (a) no ponto (I). O espectro elétrico apresentado na Figura 52 mostra os níveis de potência recebidos para o sinal 5G-NR transmitido a 39 GHz em diferentes BW, conforme definido pela faixa de frequências FR2-1, incluindo 50, 100, 200 e 400 MHz, representadas por  $BW_1$ ,  $BW_2$ ,  $BW_3$  e  $BW_4$ , respectivamente.

Nas larguras de banda de 50 e 100 MHz, com um espaçamento entre as subportadoras de 60 kHz, foram alcançadas taxas de transferência de dados de 178 e 360 Mbit/s, respectivamente. Em relação aos sinais com BW de 200 e 400 MHz, e com um espaçamento entre as subportadoras de 120 kHz, o sistema alcançou taxas de transferência de dados na ordem de 692 e 1386 Mbit/s, respectivamente.

A Figura 53 apresenta os diagramas de constelação para os sinais 5G-NR recebidos no ponto (I) da arquitetura proposta. No caso do sinal com  $BW_1$  de 50 MHz, foi obtido um valor de 3,3% para a  $EVM_{RMS}$  medido a uma potência óptica de recepção de 5 dBm. Para  $BW_2$  e  $BW_3$ , operando em 100 e 200 MHz, respectivamente, os valores de  $EVM_{RMS}$  foram de 3,8% e 4,7%, também para o mesmo nível de potência óptica. Por fim, a  $BW_4$  de 400 MHz apresentou um nível de  $EVM_{RMS}$  de 5,9%, sob as mesmas condições de potência óptica avaliadas anteriormente.

Os valores de  $EVM_{RMS}$  observados estão abaixo do limite estabelecido pela 3GPP para a

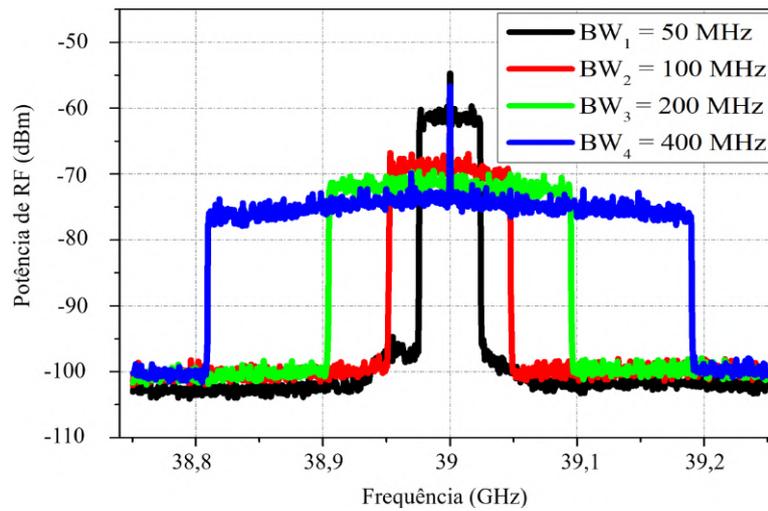


Figura 52: Espectro elétrico medido na saída do fotodetector para larguras de banda 50, 100, 200 e 400 MHz.

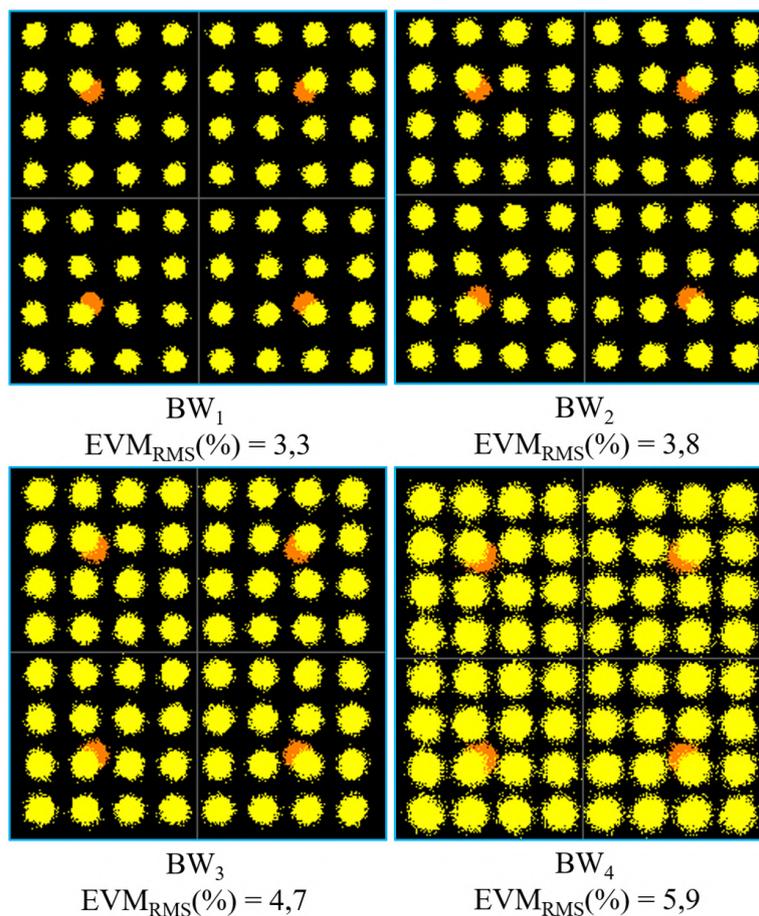


Figura 53: Constelações 5G NR medidas para larguras de banda de 50, 100, 200 e 400 MHz e ordem de modulação 64-QAM.

ordem de modulação 64-QAM, que é de 8%. Com isso, a transmissão explorando a faixa de frequências FR2-1 demonstrou ser viável do ponto de vista do *fronthaul* híbrido RoF/FSO na

rede.

A rede de acesso VLC foi avaliada considerando a transmissão simultânea com enlace 5G-NR em 39 GHz. Foram conduzidas três campanhas distintas de medição, todas empregando a mesma BW de 20 MHz para o sinal M-QAM, valor limitado pela capacidade do equipamento de geração. Com o intuito de ampliar a taxa de dados no enlace VLC, foram aplicadas três diferentes ordens de modulação: Q-PSK, 16-QAM e 64-QAM. Vale destacar que ordens de modulação mais elevadas demandam maior SNR para manter o nível de desempenho do sistema.

Variou-se o nível de potência do sinal de RF transmitido de -22 a 0 dBm com o objetivo de avaliar o desempenho do enlace VLC. Para o sinal Q-PSK, observamos um valor de  $EVM_{RMS}$  de 16,4% para uma potência de RF de transmissão de -20 dBm, alcançando uma taxa de dados de 40 Mbit/s. As ordens de modulação 16- e 64-QAM foram empregadas para aumentar a taxa de dados do sistema, exigindo um aumento na potência de RF para -18 e -15 dBm, respectivamente. Desta forma, atingiu-se valores de  $EVM_{RMS}$  de 11,8% para o sinal 16-QAM e 8,5% para o 64-QAM. A Figura 54 ilustra a constelação, o espectro elétrico e o diagrama de olho para as respectivas ordens de modulação transmitidas *i.e.* Q-PSK, 16- e 64-QAM, alcançando uma vazão total de 120 Mbit/s. Vale ressaltar que a Figura 54 apresenta os diagramas medidos para uma potência do sinal de RF transmitido de -10 dBm, enquanto que a potência óptica na recepção foi de aproximadamente 5 dBm. Observou-se que estes valores otimizam o desempenho do sistema.

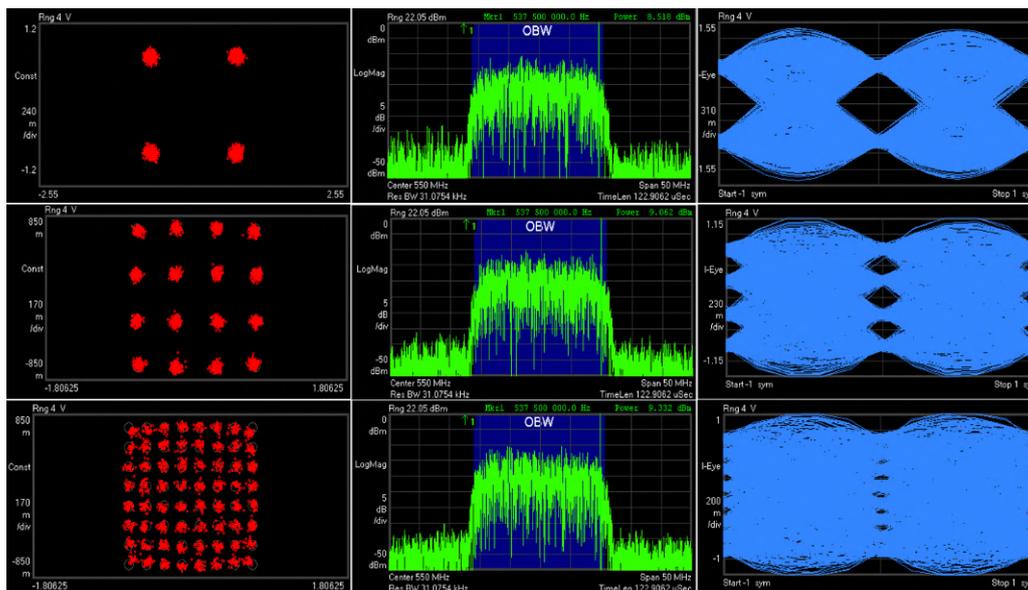


Figura 54: Análise de desempenho VLC: QPSK, 16- e 64-QAM com largura de banda de 20 MHz.

Após caracterizar o sistema RoF/FSO com relação a valores otimizados de potência transmitida de RF para o enlace VLC e de potência óptica recebida para o sinal em 39 GHz, foi implementado um enlace sem fio com distância de 2 m. A Figura 55 ilustra o espectro elétrico medido na saída do amplificador elétrico. Um *span* de 67 GHz foi capturado com objetivo de demonstrar a viabilidade do sistema proposto. O espectro mais definido é observado na caixa representada na Figura por um *span* de 500 MHz, e com o emprego de um PA com ganho de 35 dB na recepção, a perda devido ao canal sem fio foi compensada e o nível de  $EVM_{RMS}$  observado foi de 7,5%, atingindo assim uma taxa de transmissão de 1,5 Gbit/s considerando as duas redes de acesso.

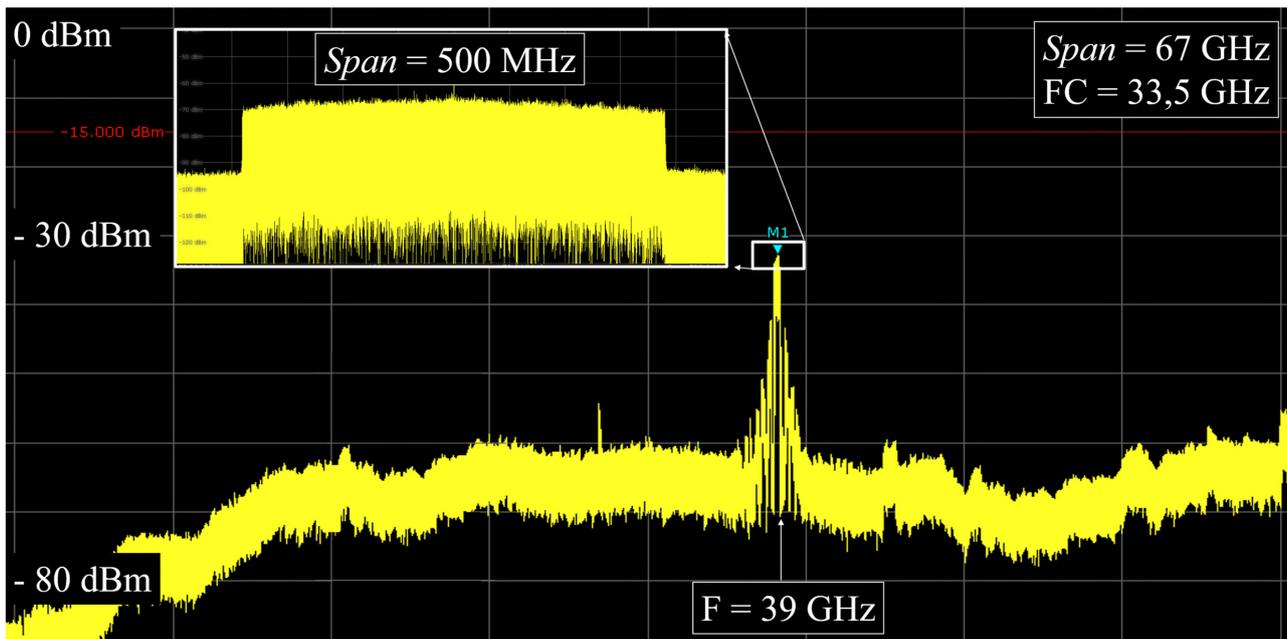


Figura 55: Espectro elétrico 5G NR medido após transmissão FiWi a 39 GHz.

### 3.2 Esquemas de linearização para sistemas RoF baseados em algoritmos de aprendizado de máquina

Os pesquisadores envolvidos no projeto Brasil 6G estão propondo estratégias de linearização com base em *machine learning* (ML), especificamente para sistemas RoF analógicos que sejam amplificados eletricamente. Uma contribuição de significativa relevância se deu por meio da apresentação de um método de DPD que foi implementado utilizando a abordagem *augmented real valued time delay neural network* (ARVTDNN) [192]. Essas estratégias de linearização, juntamente com outras tecnologias e técnicas empregadas, possibilitam a redução dos custos de implementação, simplificação da infraestrutura de comunicação e diminuição das despesas relacionadas à operação e manutenção da rede.

Os métodos propostos foram desenvolvidos com foco no cenário *enhanced remote area communication* (eRAC) em que a infraestrutura de comunicação é construída com base na arquitetura C-RAN. Essa arquitetura tem o potencial de desempenhar um papel fundamental em comunicações remotas, visto que viabiliza a centralização da banda base em uma *central office* (CO), simplificando consideravelmente a implementação da rede e, por conseguinte, reduzindo os custos operacionais e de manutenção. Adicionalmente, nesse contexto, é possível empregar sistemas A-RoF para transportar sinais analógicos da CO para uma *base station* (BS) remota simplificada, que consiste unicamente de um detector óptico e um *frontend* de RF. No entanto, é importante ressaltar que MZMs e PAs, comumente utilizados em sistemas A-RoF, podem introduzir efeitos não lineares indesejados, que têm o potencial de comprometer severamente o desempenho geral do sistema e aumentar substancialmente a *out-of-band emission* (OOBE).

#### 3.2.1 Modelo equivalente banda-base do sistema rádio sobre fibra analógico

A Figura 56 ilustra o diagrama em blocos do modelo em banda-base equivalente do sistema A-RoF considerado para o cenário eRAC. A forma de onda OFDM é gerada pelo modulador

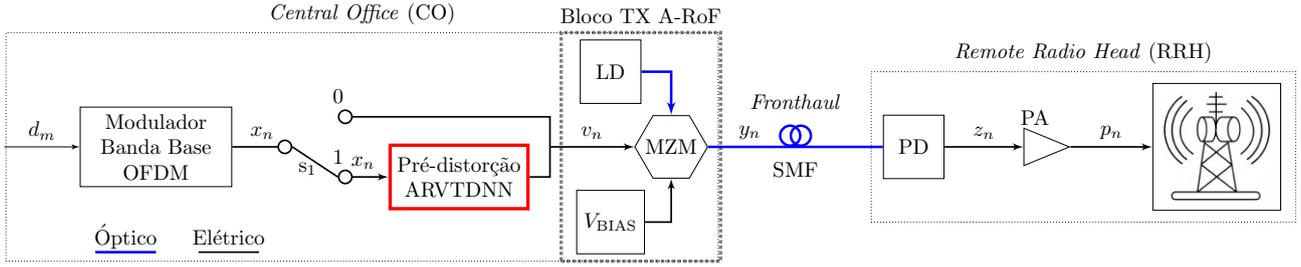


Figura 56: Diagrama de blocos do modelo de sistema em banda-base equivalente do sistema analógico de rádio sobre fibra.

OFDM em banda-base, enquanto um sistema A-RoF é empregado para comunicação entre a CO e RRH. O sistema A-RoF é composto por um LD, um MZM e um DC  $V_{BIAS}$  (tensão de polarização contínua). Uma SMF padrão é utilizado para conectar a CO à RRH. Supõe-se que a RRH está implantada em áreas remotas ou rurais, geralmente a uma distância de 50 ~ 70 quilômetros da CO. O sinal na RRH é fotodetectado e amplificado antes da transmissão.

Vale ressaltar que empregou-se uma *artificial neural network* (ANN) neste cenário específico para auxiliar a comunicação em banda larga em áreas remotas e rurais, o que é um cenário de aplicação relevante para as redes 6G. No entanto, esquemas de linearização baseados em ANNs também podem abranger diferentes cenários de operação ajustando adequadamente sua arquitetura, hiperparâmetros e conjunto de dados de treinamento.

Neste trabalho, empregamos a forma de onda OFDM, a qual tem sido amplamente adotada em sistemas de comunicação modernos. No entanto, o esquema proposto não se limita à forma de onda OFDM e pode ser adaptado para outros tipos de formas de onda. O sinal OFDM é dado por

$$x_n = \sum_{m=0}^{M-1} d_m e^{-j2\pi \frac{m}{M}(n+1)}, \quad (21)$$

onde  $d_m$  é o símbolo QAM mapeado na  $m$ ésima subportadora,  $m \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$  e  $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$  é o índice de tempo.

O OFDM utiliza *cyclic prefix* (CP) para proteger o sinal transmitido do canal móvel de múltiplos percursos, evitando *inter-block interference* (IBI) ao copiar as últimas  $N_{CP}$  amostras do bloco OFDM para o seu início.

Se o esquema DPD for empregado, o sinal OFDM é aplicado ao bloco ARVTDNN (chave  $s_1$  da Figura 56 na posição 1). Caso contrário, ele é aplicado diretamente ao MZM (chave  $s_1$  da Figura 56 na posição 0, resultando em  $v_n = x_n$ ). O MZM modula a portadora óptica proveniente do LD, e a potência do feixe do LD afeta o comportamento não linear do dispositivo óptico, assim como a tensão contínua (DC) proveniente do componente  $V_{BIAS}$ . O MZM, polarizado por uma tensão DC fornecida pelo bloco  $V_{BIAS}$ , apresenta um comportamento não linear sem memória que pode ser modelado por uma função de transferência dada por [193]

$$y_n = \sum_{j=0}^{J-1} h_j |v_n|^j v_n, \quad (22)$$

onde  $h_j$  são os coeficientes do modelo polinomial e  $v_n = x_n$  (assume-se que a chave  $s_1$  está na posição 0). Aqui,  $J$  representa a ordem não linear do modelo.

Na saída do MZM, o sinal é lançado em uma SMF que pode ter dezenas de quilômetros para entregar o sinal até o RRH. A SMF introduz dispersão cromática, que resulta em uma variação na resposta em frequência da fibra, dada por [194,195]

$$G(e^{j\omega T}) = e^{-jA(\omega T)^2}, \quad A = \frac{D\lambda^2 L}{4\pi c T^2}, \quad (23)$$

onde  $D$  é o parâmetro de dispersão da SMF,  $\lambda$  é o comprimento de onda da portadora óptica,  $L$  é o comprimento da SMF e  $c$  é a velocidade da luz. A frequência digital é representada por  $\omega T = 2\pi fT$ , em que  $T$  é o período de amostragem. A resposta ao impulso da dispersão cromática é dada pela transformada inversa discreta de Fourier de (23), o que leva a uma resposta ao impulso não causal e infinita. Os autores em [194] mostraram que a dispersão cromática pode ser adequadamente representada usando um filtro de resposta ao impulso finita truncando a resposta ao impulso infinita com um número ímpar de coeficientes  $N_t$ , o que resulta em

$$g_n = \sqrt{\frac{1}{j4A\pi}} e^{j\frac{n^2}{4A}}, \quad -\left\lfloor \frac{N_t}{2} \right\rfloor \leq n \leq \left\lfloor \frac{N_t}{2} \right\rfloor, \quad N_t = 2 \lfloor 2A\pi \rfloor + 1, \quad (24)$$

em que  $\lfloor x \rfloor$  retorna o maior número inteiro menor que  $x$ . É importante observar que a fibra óptica apresenta uma resposta ao impulso na taxa de sinalização da símbolo OFDM. No entanto, a resposta do sistema é obtida através da convolução entre a resposta da fibra e a resposta do canal sem fio. Isso resulta em espalhamento na resposta ao impulso resultante. Consequentemente, o CP deve ser dimensionado para cobrir o canal sem fio convoluido com a resposta da fibra. Portanto, a análise será realizada na taxa de sinalização de amostragem, considerando o sistema como um todo.

Usando esse modelo e assumindo que o PD não introduz distorções, o sinal entregue ao PA é dado por

$$z_n = y_n * g_n + w_n, \quad (25)$$

onde  $w_n$  é o *additive white Gaussian noise* (AWGN).

O PA geralmente opera próximo ao seu ponto de saturação de 1 dB, introduzindo distorções não lineares com memória que podem ser modeladas como [196]

$$p_n = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{k=0}^{K-1} \xi_{q,k} |z_{n-q}|^k z_{n-q}, \quad (26)$$

onde  $\xi_{q,k}$  são coeficientes do modelo do PA, com  $q \in \{0, 1, \dots, Q-1\}$  e  $k \in \{0, 1, \dots, K-1\}$ , em que  $Q$  é a profundidade de memória e  $K$  é a ordem não linear do modelo. É importante destacar que  $K$  e  $Q$  dependem dos componentes específicos e da arquitetura usada para construir o PA [196].

### 3.2.2 Esquema de DPD baseado em ARVTDNN para sistemas A-RoF

O esquema de DPD para o sistema A-RoF deve ser capaz de compensar as distorções não lineares sem memória e com memória introduzidas pelo MZM e PA, bem como a distorção linear introduzida pela fibra óptica. A ARVTDNN foi selecionado devido à sua arquitetura que utiliza uma linha de atraso temporal para alimentar a ANN, permitindo que o DPD compense

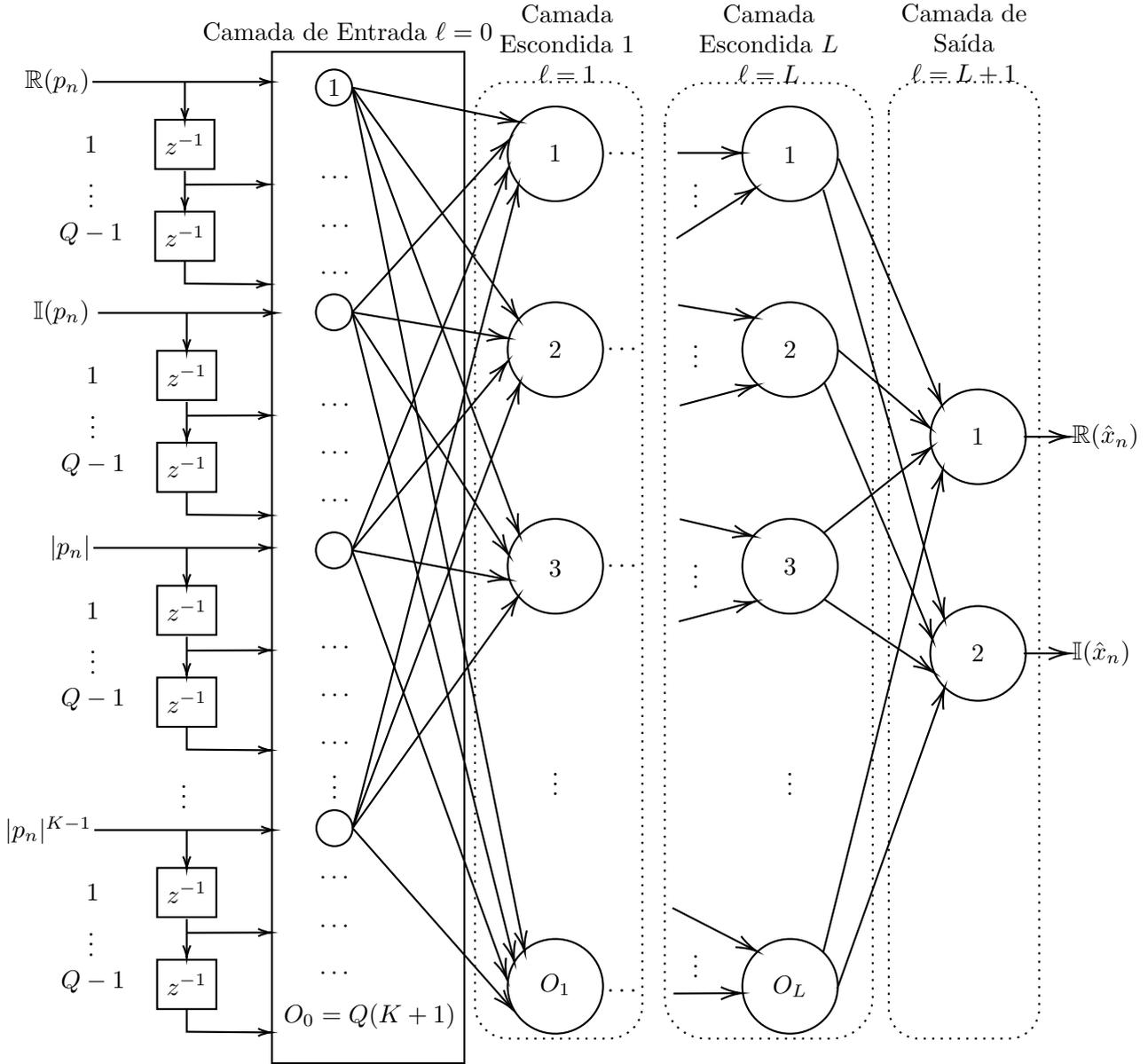


Figura 57: Arquitetura da ARVTDNN composta pelas seguintes camadas: camada de entrada ( $\ell = 0$ ); camadas ocultas ( $\ell = 1, \dots, L$ ); camada de saída ( $\ell = L + 1$ ). Cada camada possui  $O_\ell$  neurônios.

todas essas distorções. A Figura 57 apresenta a arquitetura da ARVTDNN utilizado como DPD.

A ARVTDNN é uma ANN composta por  $L + 1$  camadas. A  $\ell$ -ésima camada possui  $O_\ell$  neurônios, onde  $\ell \in \{0, \dots, L + 1\}$ . A camada de entrada depende da profundidade de memória  $Q$  e da ordem não linear  $K$  do PA, já que a ANN é alimentada com  $K + 1$  blocos de  $Q$  amostras para compensar o efeito de memória. Essa abordagem possibilita a captura de correlações temporais nos dados, que é o caso do efeito de memória dos PAs. Os primeiros 2 blocos recebem os valores real e imaginário da forma de onda. Os  $K - 1$  blocos restantes recebem o valor absoluto das  $Q$  amostras elevadas à potência  $k$ . Portanto, a camada de entrada possui um total de  $Q(K + 1)$  neurônios, significando que a rede neural tem todas as informações necessárias para compensar o efeito de memória.

A ARVTDNN é treinada utilizando um conjunto de dados que contém o sinal de entrada original ( $v_n$ ) e o sinal distorcido na saída do PA ( $p_n$ ), conforme pode ser visto na Figura 57. Durante a fase de treinamento, os *labels* serão  $\mathbb{R}(\mathbf{v})$  e  $\mathbb{I}(\mathbf{v})$ , onde  $\mathbf{v}$  é a versão vetorizada de  $v_n$  com  $Q$  amostras. O aprendizado indireto é utilizado para estimar a resposta pós-inversa do sistema A-RoF amplificado. Durante o treinamento da ARVTDNN, uma função de perda é minimizada, ou seja, a ANN é treinada para compensar as distorções do sistema A-RoF aprendendo a resposta inversa das distorções do sistema A-RoF. Esta resposta estimada é posteriormente utilizada no bloco de pré-distorção, produzindo a linearização desejada. A função de perda utilizada para treinar a ANN é dada por

$$Loss(\mathbf{W}, \mathbf{b}) = \frac{1}{N_{\text{TR}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{TR}}-1} \mathcal{L}(v_n, \hat{v}_n(\mathbf{W}, \mathbf{b})), \quad (27)$$

onde  $N_{\text{TR}}$  é a quantidade de amostras utilizadas no treinamento e

$$\mathcal{L}(a_n, b_n) = (a_n - b_n)^2, \quad (28)$$

é a função *mean square error* (MSE). Em resumo, a função de perda MSE é comumente empregada em tarefas de regressão, uma vez que é facilmente diferenciável, o que a torna adequada para ser utilizada com algoritmos de otimização. Neste caso, utilizou-se o algoritmo de otimização *adaptive momentum* (Adam).

A minimização da função de perda gera a matriz de pesos otimizada  $\mathbf{W}$  e o vetor de viés  $\mathbf{b}$ , que são usados pela ANN para pré-distorcer o sinal. Portanto, o sinal na saída da ARVTDNN é dado por

$$\hat{v}_n = \sum_{\ell=0}^{L+1} \phi(\mathbf{W}_\ell \mathbf{p}_\ell + \mathbf{b}_\ell), \quad (29)$$

onde  $\mathbf{p}$  é o vetor de entrada e  $\phi(\cdot)$  é a função de ativação não linear.

### 3.2.3 Avaliação de Desempenho

O esquema de DPD proposto foi avaliado por meio de simulação computacional em termos de *adjacent channel leakage ratio* (ACLR), *normalized mean square error* (NMSE) e  $EVM_{\text{RMS}}$ . O  $EVM_{\text{RMS}}$  mede o efeito da degradação do sistema sobre o sinal, avaliando o desvio dos símbolos QAM recebidos em comparação com os símbolos transmitidos. Esta métrica é dada por

$$EVM_{\text{RMS}}(\%) = 100 \sqrt{\frac{\sum_{m=0}^{M-1} |\hat{d}_m - d_m|_2^2}{\sum_{m=0}^{M-1} |d_m|_2^2}}, \quad (30)$$

onde  $\hat{d}_m$  é o símbolo recebido na  $m$ ésima subportadora,  $d_m$  é o símbolo na  $m$ ésima subportadora no lado do transmissor e  $|\cdot|_p$  é operador norma- $p$ .

O NMSE é utilizado para verificar a discrepância entre os sinais transmitidos e recebidos, e é calculado como

$$\text{NMSE (dB)} = 10 \log \left( \frac{\sum_{n=0}^{N-1} |p_n - x_n|_2^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |x_n|_2^2} \right). \quad (31)$$

A última métrica está relacionada com a OOBE, uma vez que possibilita medir o vazamento de sinal devido a não-linearidades. Esta métrica é definida como

$$\text{ACLR (dB)} = 10 \log \left( \frac{\int_{f \in B_O} P_{\hat{p}}(f) df}{\int_{f \in B_I} P_{\hat{p}}(f) df} \right), \quad (32)$$

onde  $P_{\hat{p}}(f)$  representa a *power spectral density* (PSD) de  $\hat{p}n$  na frequência  $f$ ,  $B_I$  e  $B_O$  representam as frequências dentro da banda e fora da banda, respectivamente. Vale ressaltar que a avaliação destas três métricas de desempenho foi realizada por meio de cálculos numéricos.

Uma vez que as métricas utilizadas para avaliar o desempenho do sistema estejam definidas, é necessário especificar cada modelo de sistema. Os parâmetros para a função de transferência do MZM e o modelo do PA são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9: Parâmetros para os modelos não-lineares do MZM e do PA.

| Parâmetro                                 | Valor   |
|---|---|
| Ordem de não-linearidade do MZM           | $J=5$   |
| Coefficientes do modelo não linear do MZM | $h_j = \begin{bmatrix} 1, 1 + j0,4 \\ 0, 2 + j0,6 \\ 0, 7 + j0,2 \\ 0, 5 + j0,7 \\ 0, 3 + j0,5 \end{bmatrix}$ |
| Ordem de não-linearidade do PA            | $K = 5$   |
| Profundidade de memória do PA             | $Q = 3$   |

com os coeficientes do modelo não-linear do PA dados por

$$\xi = \begin{bmatrix} 1, 1 + j0,1 & j0,1 & 0, 1 + j0,1 & 0,1 & 0 \\ 0, 1 + j0,1 & 0,1 & 0, 1 + j0,1 & j0,1 & 0 \\ 0 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & j0,1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

onde as linhas trazem os coeficientes para uma dada profundidade de memória e as colunas trazem coeficientes para uma dada ordem não linear do PA. Os parâmetros e coeficientes apresentados na Tabela 9 e (33) são valores típicos encontrados na literatura [196–199]. Vale ressaltar que os coeficientes dos componentes MZM e PA podem variar entre diferentes modelos de dispositivos MZM e PA. Nesse caso, será necessário realizar uma caracterização dos componentes.

Para definir o impacto da distorção linear introduzida pela SMF, serão considerados dois comprimentos de fibra: 50 e 70 km. A Tabela 10 mostra os parâmetros para o modelo de dispersão cromática assumindo esses dois cenários.

Tabela 10: Parâmetros de simulação para o filtro de resposta impulsiva finita de dispersão cromática.

| $L$ [km] | $D$ [ps/nm/km] | $\lambda$ [nm] | $T$ [ps] | $N_t$ | $A$    |
|----------|----------------|----------------|----------|-------|--------|
| 50       | 17             | 1553           | 50       | 3     | 0,2175 |
| 70       | 17             | 1553           | 50       | 3     | 0,3045 |

Como mencionado anteriormente, o OFDM foi assumido como a forma de onda a ser transmitida no sistema A-RoF. Um total de 2048 subportadoras foram usadas para transmitir

símbolos 16-QAM. Além disso, o CP com 2 amostras é adicionado ao símbolo OFDM para proteger o sinal do IBI. Portanto, cada bloco OFDM é composto por 2050 amostras.

Uma vez que o modelo do sistema tenha sido parametrizado, é possível projetar a ANN para compensar os efeitos lineares e não lineares do sistema A-RoF. A especificação dos hiperparâmetros da ANN e seu treinamento são as principais tarefas no projeto da ARVTDNN. A camada de entrada tem  $O_0 = Q(K + 1) = 18$  neurônios. Em seguida, três camadas ocultas com 1024 neurônios cada foram empregadas. A camada de saída possui apenas dois neurônios, correspondendo às partes real e imaginária do bloco OFDM. Neste artigo, a função de ativação tangente hiperbólica ( $\tanh$ ) foi usada na primeira camada oculta e a função de ativação *Leaky rectified linear unit* (ReLU) com  $\alpha = 0.01$  foi usada nas outras duas camadas ocultas. O uso de  $\tanh$  na primeira camada oculta mitiga o problema de aumento exponencial no gradiente, uma vez que  $|\tanh(x)| \leq 1$ , evitando que os gradientes fiquem muito grandes. É importante notar que outras funções de ativação, como *scaled exponential linear unit* (SELU), ReLU e *exponential linear unit* (Elu), também podem ser empregadas, no entanto, o desempenho do DPD deve ser devidamente avaliado para cada caso. Nenhuma função de ativação foi usada na camada de saída, o que é uma abordagem comum para problemas de regressão. Esses hiperparâmetros foram escolhidos de forma heurística para otimizar o desempenho de linearização.

O conjunto de dados de treinamento foi composto por 100 blocos de OFDM, resultando em um conjunto de dados com 205000 instâncias. É importante enfatizar que dois conjuntos de dados separados foram utilizados durante o processo de treinamento para valores distintos de  $L$ . Especificamente, um conjunto de dados era composto por amostras do sinal transmitido ao longo de uma distância de 50 km de fibra óptica, enquanto o outro conjunto de dados, com o mesmo número de amostras, consistia em amostras do sinal transmitido ao longo de uma distância de 70 km. Essa abordagem permitiu que a rede neural aprendesse a resposta inversa da dispersão cromática para ambas as enlaces de 50 e 70 km. Além disso, vale ressaltar que o conjunto de dados utilizado para treinar o modelo é sintético. A escolha de utilizar um conjunto de dados gerado por simulação é justificada pela comprovada capacidade dos modelos utilizados em representar com precisão as distorções presentes no sistema, conforme confirmado por estudos empíricos e práticos previamente publicados. O otimizador Adam e a técnica de parada antecipada (*early stop*) foram utilizados. O lote de treinamento foi composto por todo o conjunto de dados, ou seja, 205000 amostras, o que significa que apenas uma iteração é realizada em cada época de treinamento. Durante a fase de treinamento, 143500 amostras do conjunto de dados foram usadas para o treinamento da ANN e as restantes (61500 amostras) foram usadas para validação. Por outro lado, um conjunto de dados adicional e independente, composto por 205000 amostras, foi gerado especificamente para testar a ANN e avaliar o desempenho do esquema de linearização proposto. Embora um número fixo de 5000 épocas tenha sido configurado, geralmente foram necessárias apenas cerca de 1000 épocas para o treinamento da ANN. Isso significa que o critério de parada antecipada frequentemente era atingido. Neste trabalho, foi utilizado o valor de MSE de  $\Delta_{\min} = 10^{-9}$  como critério de parada, com o hiperparâmetro de paciência ajustado para 100. Esses hiperparâmetros foram escolhidos de acordo com nossos estudos preliminares, visando um equilíbrio entre tempo de convergência e desempenho de linearização. É importante destacar que uma unidade de processamento gráfico (GPU) NVIDIA Quadro-RTX 4000 foi utilizada para o treinamento da ANN, reduzindo significativamente o tempo necessário para esse procedimento.

Uma vez que a ARVTDNN está treinada, seu desempenho é avaliado ao mudar a chave  $s_1$  para a posição 1, o que significa que a pré-distorção introduzida pela ARVTDNN é aplicada ao sinal. A Figura 58 (a) e (b) comparam a magnitude e a fase do sinal  $p_n$  na saída do PA

em função de  $x_n$ , com e sem o esquema de linearização. Podemos observar que o esquema de linearização corrige a magnitude do sinal, levando a uma resposta igual ao sinal original não distorcido. Da mesma forma, a fase também é compensada, uma vez que a diferença de fase entre os sinais de saída e entrada é mantida próxima de zero.

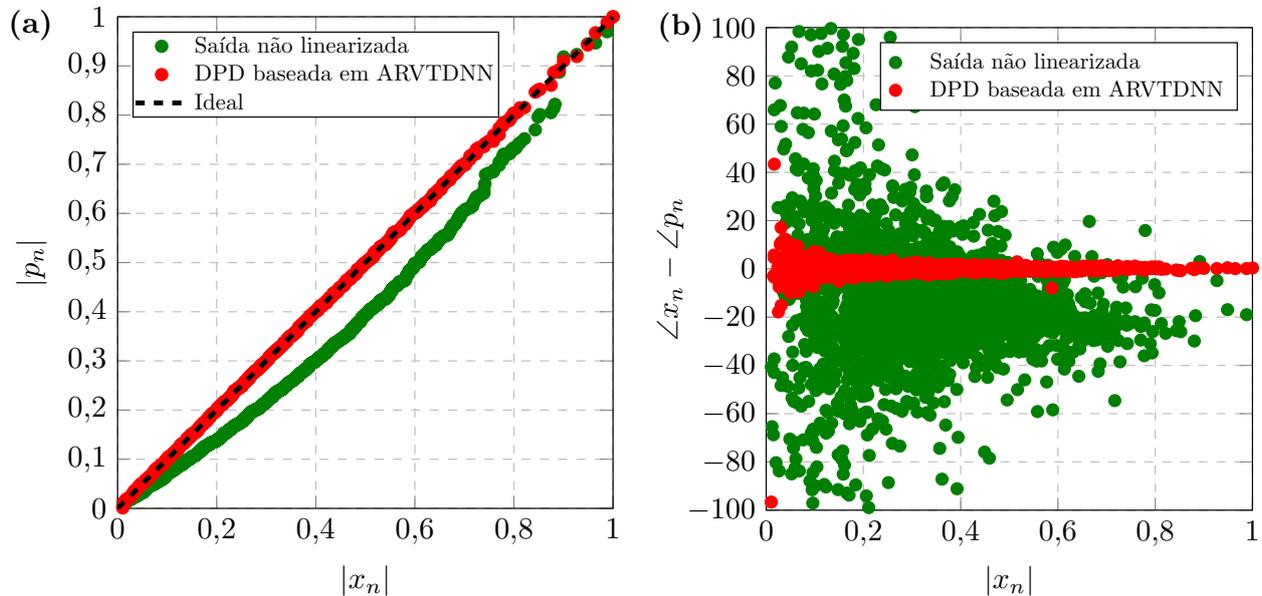


Figura 58: Compensação de distorções: (a) magnitude; (b) desvio de fase.

A Figura 59 apresenta o  $EVM_{RMS}$  em função da potência elétrica de entrada no MZM. O *zoom-in-view* ampliada mostra os símbolos QAM transmitidos e recebidos para os diferentes cenários (com e sem DPD e para  $L = 50$  km e  $L = 70$  km). A partir da Figura 59, é possível perceber que o  $EVM_{RMS}$  é consideravelmente reduzido para as duas distâncias de enlace avaliadas. Isso significa que os efeitos não lineares e a degradação linear da dispersão cromática podem ser efetivamente mitigados pelo esquema proposto. O baixo  $EVM_{RMS}$  indica que as distorções dentro da banda são mitigadas na saída do PA, o que significa que o DPD baseado em ML proposto é uma solução promissora para compensar as degradações introduzidas pelos sistemas A-RoF.

A Figura 60 apresenta o NMSE entre  $x_n$  e  $p_n$ , onde é possível observar que ele diminui consideravelmente para toda a faixa de potência RF analisada quando o DPD está ativado. O NMSE foi mantido abaixo de -25 dB quando o esquema de linearização proposto é utilizado. Esse resultado endossa a excelente capacidade de generalização da ANN, uma vez que ela não precisa ser re-treinada para cada potência RF de entrada. No entanto, o conjunto de dados utilizado durante a fase de treinamento deve conter sinais com diferentes potências RF para aumentar a capacidade de generalização da ANN. Além disso, o NMSE é praticamente igual para as distâncias de enlace de 50 e 70 km. Isso significa que a ARVTDNN foi capaz de compensar as distorções lineares introduzidas por diferentes perfis de atraso de espalhamento da dispersão cromática.

O ACLR foi avaliado na saída do PA para medir a eficácia do esquema de DPD proposto na redução do OOB. A Figura 61 apresenta o ACLR em função da potência RF na entrada do MZM. O ACLR foi analisado para  $L = 50$  km e  $L = 70$  km e o desempenho foi praticamente o mesmo para ambos os casos, com valores próximos de -35 dB para toda a faixa de potência RF analisada. É importante mencionar que, para potências RF abaixo de 14 dBm, o ACLR

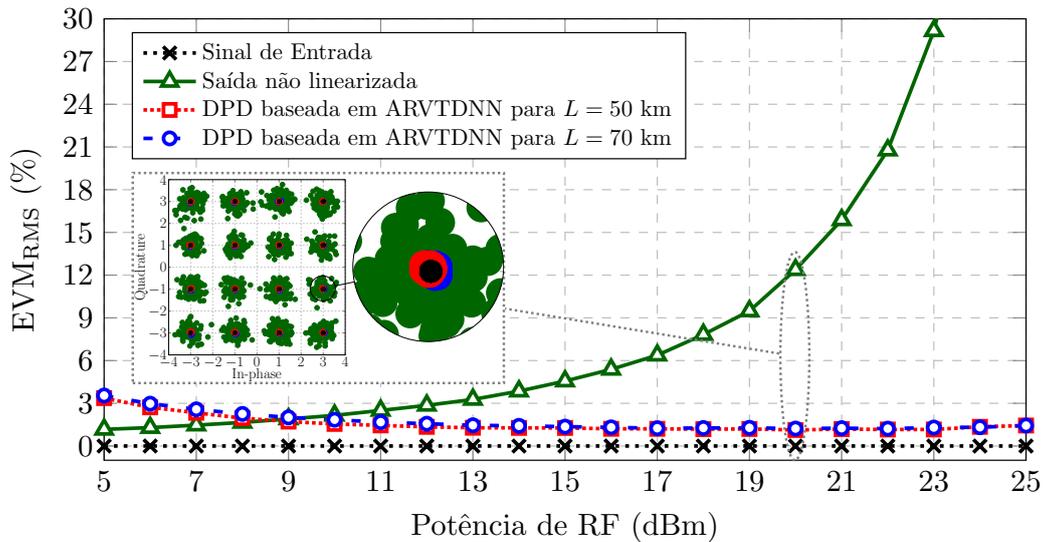


Figura 59:  $EVM_{RMS}$  em função da potência de na entrada do MZM.

do sinal linearizado é maior do que para o sinal não linearizado. Esse comportamento ocorre devido ao fato de que, para essas potências muito baixas, o MZM e o PA não apresentam não linearidades significativas e a pré-distorção introduzida pelo esquema de linearização proposto afeta ligeiramente o OOB. No entanto, o ACLR para potências RF abaixo de 14 dBm não é proibitivo. Mas, se necessário, o DPD pode ser desativado sempre que o nível de entrada estiver abaixo de 14 dBm, uma vez que o sinal não linearizado apresenta  $EVM_{RMS}$  aceitável nessa faixa de potência. Como demonstrado pela Figura 61, em termos de ACLR, a técnica de linearização é indispensável quando a potência RF é maior do que 14 dBm. É importante destacar que a otimização do  $EVM_{RMS}$  resulta em uma diminuição do ACLR, e vice-versa. No entanto, apesar da correlação entre essas métricas, o ponto ótimo para a otimização do  $EVM_{RMS}$  pode não coincidir necessariamente com o ponto ótimo para a otimização do ACLR [200].

A distorção fora da banda também foi avaliada em termos da PSD normalizada do sinal. A distorção fora da banda é o produto de intermodulação não linear entre as frequências dos

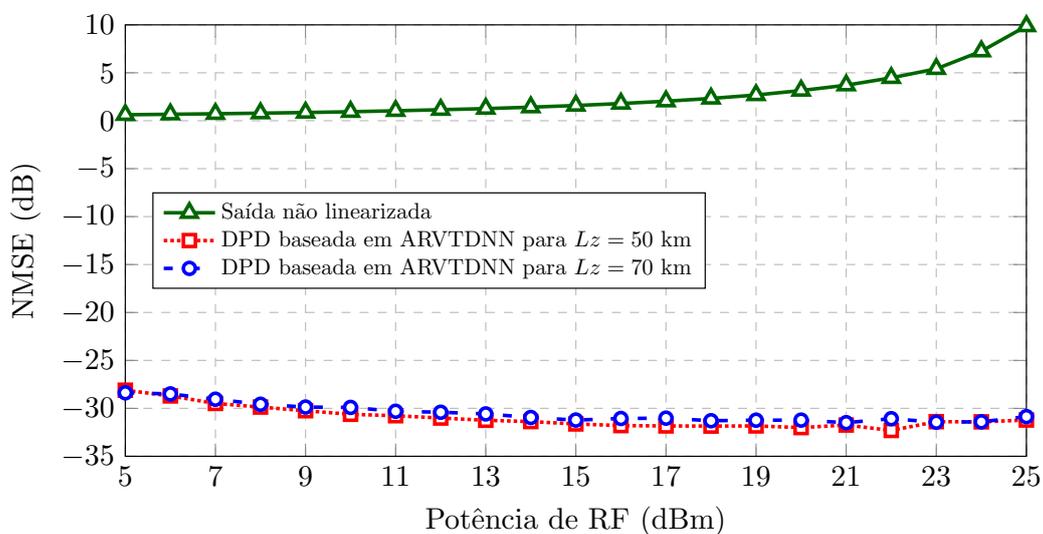


Figura 60: NMSE em função da potência de RF na entrada do MZM.

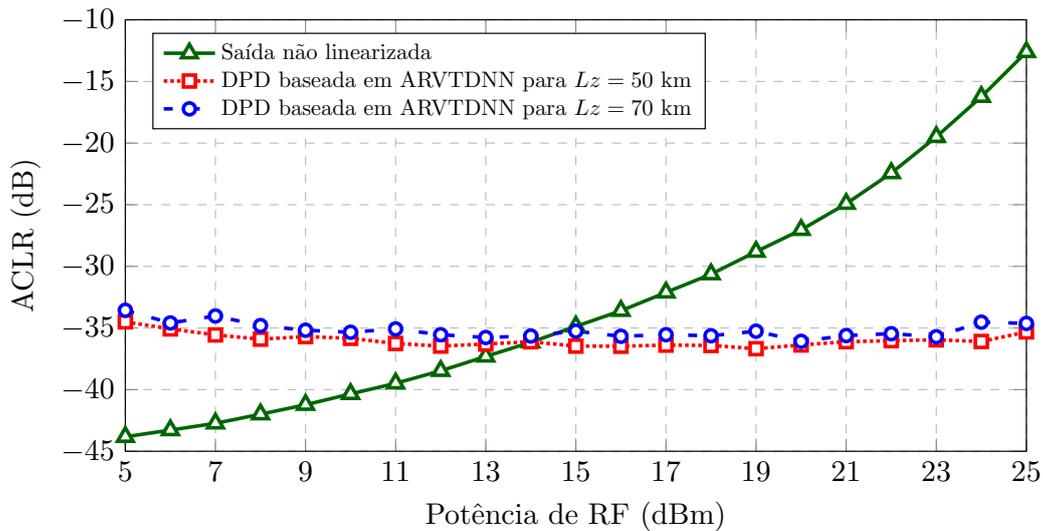


Figura 61: ACLR em função da potência de RF na entrada do MZM.

componentes do sinal, que é visualizada como OOB. A Figura 62 mostra a PSD normalizada para o sinal na saída do PA com e sem DPD. Podemos perceber que, quando o esquema de linearização não é aplicado, a emissão fora da faixa pode prejudicar a exploração de *TV white spaces* (TVWS), uma vez que a alta OOB interfere com o canal adjacente. Quando o esquema DPD é utilizado, a emissão fora da faixa é substancialmente reduzida, como também pôde ser observado na avaliação anterior do ACLR.

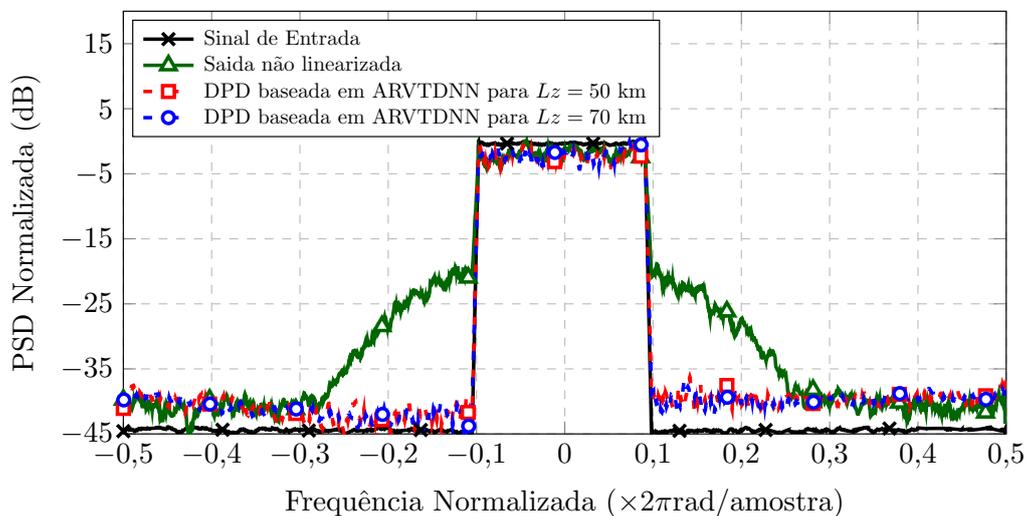


Figura 62: Espectro de frequência para um sinal OFDM a 20 dBm.

### 3.3 Power-over-Fiber aplicado à redes B5G

A subseção a seguir apresenta os resultados da parceria academia/indústria com a empresa MPT Cable (Contrato nº [Inserir número do contrato], <https://mptcable.com/>) com a participação do Evandro Lee Anderson e Rodnei Carçola.

A técnica PoF consiste na transmissão de energia por meio de fibras ópticas, as quais permitem a integração com a técnica de RoF, resultando em um sistema denominado *radio-*

and *power-over-fiber* (RPoF). Nesses sistemas, dados e energia podem ser transmitidos simultaneamente em uma única fibra óptica ou individualmente através de enlaces dedicados. Basicamente, um sistema PoF consiste de um *high power laser diode* (HPLD) para geração de luz de alta potência, uma fibra óptica e um *photovoltaic power converter* (PPC), o qual realiza a conversão opto-elétrica. A quantidade de energia elétrica entregue por um sistema PoF é determinada pela potência de saída HPLD, pelas características da fibra óptica, como atenuação e comprimento, e pela eficiência do PPC. Além disso, o *power transmission efficiency* (PTE), expresso em porcentagem, é um indicador de desempenho importante em sistemas PoF. É definido como a relação entre a potência de saída HPLD e a potência elétrica total entregue pelo sistema PoF. Em conjunto com a evolução contínua da tecnologia de fibras ópticas e comunicações, a abordagem PoF oferece um potencial promissor para a integração simplificada de sistemas de comunicação e distribuição de energia. Com a capacidade de transmitir dados e energia de forma simultânea, os sistemas RPoF têm o potencial de revolucionar a forma como redes e dispositivos interagem, impulsionando a inovação nas áreas de redes 5G, 6G e além. Os pesquisadores do projeto Brasil 6G estão contribuindo ativamente no desenvolvimento de soluções PoF voltadas às futuras redes de comunicações, *beyond 5G* (B5G), para alimentação de sistemas de transmissão bidirecionais e aplicações industriais.

### 3.3.1 *Power-over-fiber* aplicado à sistemas 6G bidirecionais

Uma das contribuições mais importantes do projeto Brasil 6G relacionada à técnica PoF se refere à implementação experimental de um sistema RPoF bidirecional baseado na transmissão óptica de energia e dados. A Figura 63 ilustra o diagrama em blocos do sistema RPoF implementado. O sistema PoF, especificamente, tem como objetivo alimentar um módulo RoF bidirecional, o qual consiste em um PD e um amplificador de RF para recepção do sinal *downlink* (DL) (RX<sub>1</sub>), e um LD e um LNA para transmissão do sinal *uplink* (UL) (TX<sub>2</sub>). A implementação é baseada em um cenário dedicado, no qual o sinal de dados e o de alta potência são transmitidos simultaneamente por fibras individuais. Nesse cenário não são necessários demultiplexadores e multiplexadores de alta potência e a degradação do sinal devido à dispersão modal, *crosstalk* e efeitos não-lineares é evitada. Neste contexto, um HPLD centrado em 976 nm gera potência óptica de até 100 W, a qual é transmitida por um enlace de 500 m de *multimode fiber* (MMF). A potência óptica é então convertida em potência elétrica por um PPC.

O sistema RoF é composto por módulos comerciais, conectados via fibra óptica. A transmissão simultânea de sinais DL e UL em uma única SMF é viabilizada por meio de circuladores ópticos, os quais direcionam as portadoras ópticas para seus respectivos receptores, evitando o fluxo nas direções opostas. A transmissão de DL é realizada pelo módulo RoF TX<sub>1</sub>, o qual é composto por um LNA e um LD de 4 dBm centrado em 1550,06 nm. O sinal de DL em banda base é sintetizado por meio de um AWG (M8190A, Keysight) e transladado para a frequência de 3,5 GHz utilizando-se um gerador de sinais analógicos. A modulação do sinal foi realizada por meio do *software IQ tools*, no qual 3000 símbolos foram gerados de forma aleatória e processados a uma taxa de amostragem de 8 GHz. Posteriormente, o sinal é injetado no módulo RoF TX<sub>1</sub>, amplificado e convertido em uma portadora óptica modulada diretamente, a qual é transmitida por um enlace de SMF de 500 m. A recepção é realizada por um módulo RoF bidirecional RX<sub>1</sub>, o qual é alimentado por meio do sistema PoF. O módulo é composto por um PD e um amplificador elétrico integrado, os quais realizam a conversão opto-elétrica por detecção direta e amplifica o sinal recebido de DL, respectivamente. O sinal de DL é injetado em um

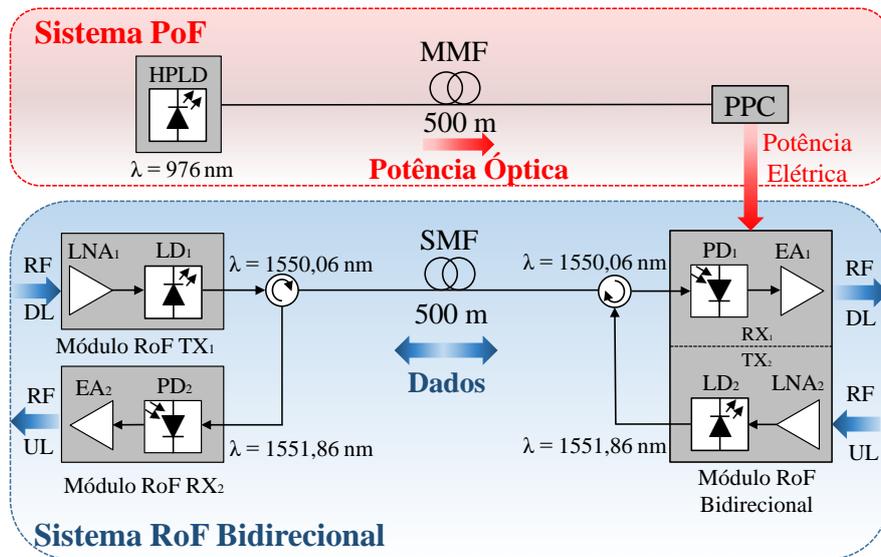


Figura 63: Diagrama em blocos do sistema RPoF proposto.

VSA, o qual foi utilizado para avaliar o desempenho da transmissão em termos de  $EVM_{RMS}$ , em conformidade com as especificações do 3GPP *Release 15*.

O sinal de UL em banda base é gerado por meio de um *vector signal generator* (VSG), o qual também é responsável por modular o sinal na frequência desejada i.e., 2,1 GHz. Além da recepção do sinal de DL, o módulo RoF bidirecional  $TX_2$  alimentado por PoF também realiza a conversão eletro-óptica, geração da portadora óptica e modulação direta do sinal de UL utilizado um LD de 6 dBm centrado em 1551,86 nm e um LNA para amplificação. A portadora óptica do sinal de UL é então transmitida pelo mesmo enlace de SMF de 500 m. A separação entre os comprimentos de onda de DL e UL é de 1,8 nm. Podem ocorrer variações no comprimento de onda com o aumento de temperatura, já que os LDs não possuem resfriamento. Como o experimento foi realizado em temperatura controlada, a separação é o suficiente para evitar interferência entre as portadoras ópticas de DL e UL. Dessa forma, a portadora óptica de UL é detectada diretamente e convertida em RF por meio de um PD, o qual constitui o módulo RoF  $RX_2$ , juntamente com um PA integrado. Ambos os módulos  $TX_1$  e  $RX_2$  são alimentados por fontes externas independentes. O desempenho do sinal de UL também é avaliado pelo VSA em termos de  $EVM_{RMS}$ .

A Figura 64 apresenta as fotografias da montagem experimental do sistema RPoF implementado de acordo com o diagrama em blocos descrito na Figura 63. A Figura 64 (a) mostra o sistema PoF, incluindo os componentes comerciais utilizados, como o HPLD e PPC, enquanto a Figura 64 (b) reporta o sistema RoF implementado, incluindo o módulo RoF bidirecional, o qual é alimentado pelo sistema PoF. A primeira investigação está relacionada ao desempenho do sistema PoF em termos de eficiência e estabilidade. Após aplicá-lo ao sistema RoF bidirecional, o desempenho geral do sistema foi avaliado com base em medições de  $EVM_{RMS}$ .

O PPC desempenha um papel crucial na conversão de energia elétrica a partir da luz óptica incidente, e seu desempenho afeta diretamente a eficiência geral e a confiabilidade do sistema PoF. Considerando a potência óptica máxima incidente de 10 W, o PPC comercial utilizado apresenta potência elétrica máxima de 2,73 W, a qual é conhecida como ponto de *máxima transferência de potência* (MTP). A corrente elétrica gerada para cada potência incidente é praticamente constante, sendo aproximadamente 150 mA. Ao atingir o ponto de MTP, a

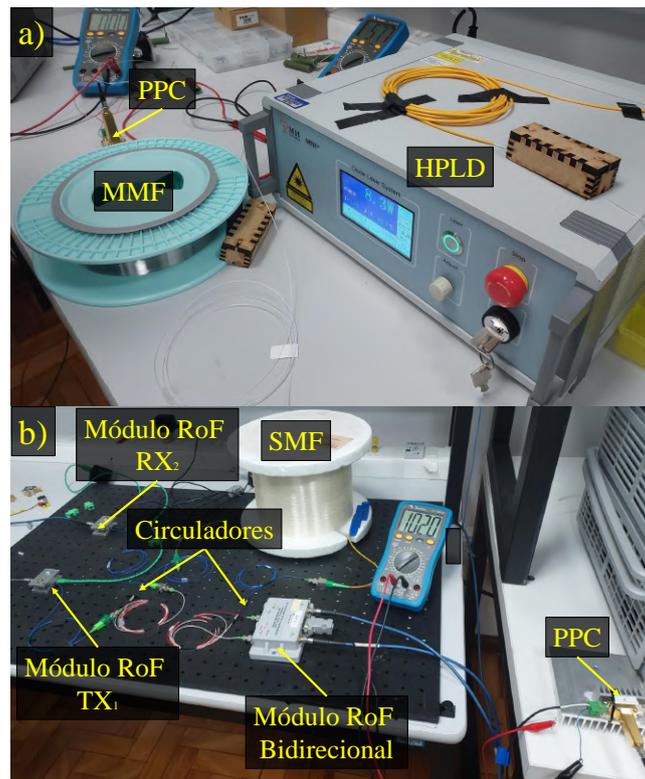


Figura 64: Fotografias do arranjo experimental. (a) Sistema PoF; (b) Sistema RoF bidirecional.

corrente decai rapidamente até 0 ampères e a tensão atinge o valor de 21,26 V, a qual é denominada tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ). A eficiência de conversão opto-elétrica do PPC é um parâmetro que mede quão efetivamente a energia provida pelo sinal luminoso é convertida em energia elétrica e é definida como a razão entre a potência elétrica de saída e a potência de luz incidente no PPC, e geralmente é expressa em porcentagem [201].

Para calcular o PTE, foi necessário configurar uma carga ótima para cada valor de potência óptica incidente para garantir a MTP. A máxima potência obtida foi de 2,73 W para a potência óptica de saída do HPLD de 12,5 W. Dessa forma, obteve-se aproximadamente 22% de PTE, o qual se manteve praticamente constante para todos os valores de potência avaliados. Além disso, avaliou-se a estabilidade do sistema PoF. A Figura 65 exibe os histogramas normalizados obtidos das medidas de estabilidade de potência óptica injetada na entrada do PPC e potência elétrica convertida na saída do PPC. Ambas as medidas foram realizadas em um intervalo de tempo de 60 minutos. Dessa forma, analisou-se a estabilidade nos níveis de potência mais altos possíveis no sistema PoF, ou seja, 10 W de potência óptica injetada no PPC. Como o HPLD possui um sistema de refrigeração, ocorrem apenas pequenas variações na potência óptica na entrada do PPC. Mediu-se aproximadamente 9,97 W de potência óptica média com desvio padrão de 0,018 W. Por outro lado, a potência elétrica convertida depende da eficiência de conversão do PPC. Obteve-se média de aproximadamente 2,37 W e desvio padrão de 0,12 W, o qual é significativamente maior do que o obtido na potência óptica. Foi observado que a potência elétrica convertida diminui de 2,7 W para 2,3 W nos primeiros 30 minutos de operação, devido ao aumento de temperatura no PPC de 22°C para mais de 50°C durante este período. À medida que a temperatura do PPC aumenta, a banda proibida do material diminui, reduzindo o  $V_{oc}$  e afetando a eficiência de conversão [202]. No entanto, observou-se que os níveis de potência elétrica se estabilizam após 60 minutos de operação. Dessa forma, o sistema PoF é capaz de

alimentar o módulo RoF bidirecional do sistema proposto.

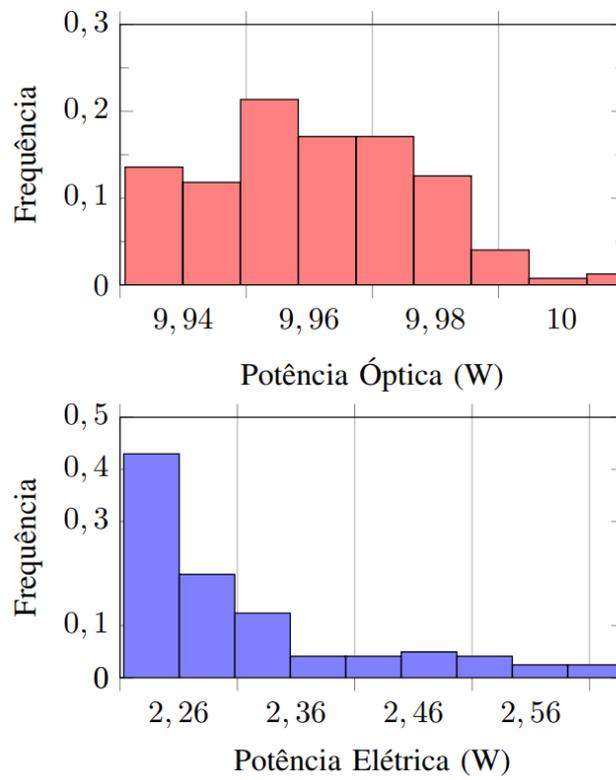


Figura 65: Histogramas normalizados das medidas de estabilidade de potência óptica na entrada do PPC e elétrica na saída do PPC.

O módulo RoF bidirecional opera com tensões na faixa de 8 a 32 V e corrente mínima de aproximadamente 100 mA. Como o sistema PoF pode fornecer tensões de até 18 V e corrente de até 150 mA, foi possível alimentar o módulo sem o uso de um conversor DC/DC. O desempenho do sistema RoF alimentado por PoF foi avaliado em função do  $EVM_{RMS}$ , o qual é especificado pelo 3GPP, sendo 12,5% e 8% os limites máximos para as modulações 16-QAM e 64-QAM. Primeiramente, foi utilizado o VSA para demodular o sinal de DL na saída do  $RX_1$ , enquanto o sinal de UL, recebido pelo  $RX_2$ , foi injetado em um analisador de espectro. De forma análoga, a mesma análise foi realizada para a transmissão UL. De qualquer forma, as transmissões de DL e UL foram realizadas simultaneamente e não foram observadas interferências significativas.

Primeiramente, foi analisada a transmissão DL, comparando-se os resultados de  $EVM_{RMS}$  obtidos em dois cenários: módulo RoF bidirecional alimentado de forma convencional, ou seja, por uma fonte DC, e alimentado pelo sistema PoF. A Figura 66 apresenta os resultados de  $EVM_{RMS}$  medidos em função da potência de RF injetada no módulo RoF  $TX_1$  para um sinal DL 64-QAM de 3,5 GHz com banda de 50 MHz. É possível notar uma grande similaridade entre as curvas obtidas em toda a faixa de valores testados com variações mínimas, as quais podem ser atribuídas ao erro nas medições de  $EVM_{RMS}$ . O sistema RPoF proposto atende aos requisitos do 3GPP para níveis de potência de RF variando de -20 dBm a 0 dBm, em ambos os cenários. O melhor desempenho foi alcançado em -8 dBm, com  $EVM_{RMS}$  de 1,4% e 1,3% para o sistema alimentado de forma convencional e com PoF, respectivamente, com diferença de apenas 0,1%. Pode-se observar que o  $EVM_{RMS}$  aumenta para potências de entrada de RF acima de -8 dBm, diminuindo a qualidade do sinal. Essa degradação ocorre devido à resposta não-linear dos PAs

dos módulos RoF, que gera produtos de intermodulação significativos em potências de RF mais altas, distorcendo o sinal, conforme observado nas constelações destacadas na Figura 66.

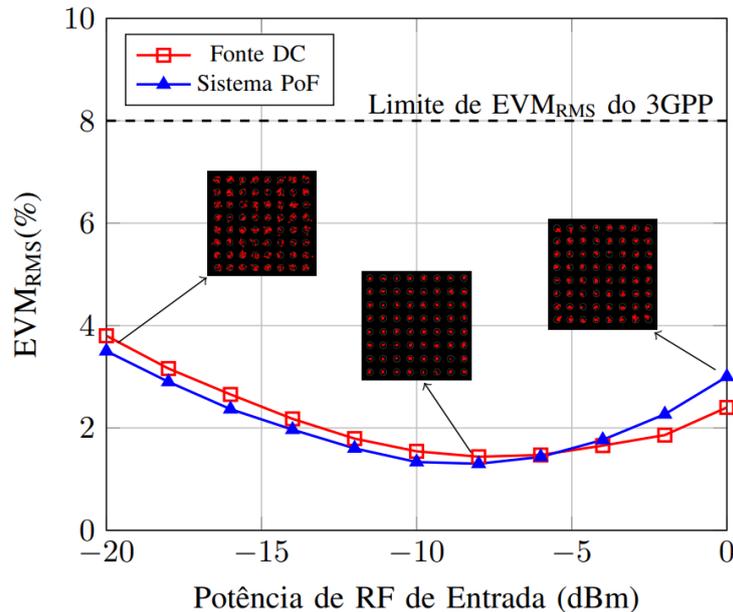


Figura 66:  $EVM_{RMS}$  medido em função da potência de RF injetada no módulo RoF TX<sub>1</sub> para um sinal DL 64-QAM de 3,5 GHz com largura de banda de 50 MHz.

O desempenho das transmissões DL e de UL foi avaliado em função da BW para as modulações 16- e 64-QAM no cenário em que o módulo RoF bidirecional foi alimentado por PoF, conforme apresentado na Tabela 11. Nesse caso, a potência de RF foi mantida constante em -8 dBm para DL e -12 dBm para UL, identificados como melhores pontos. Considerando os limites máximos de  $EVM_{RMS}$  definidos pelo 3GPP, verificou-se a máxima BW permitida para cada ordem de modulação nas transmissões DL e UL. Na transmissão DL alcançou-se 800 e 450 MHz, e na transmissão UL, 250 e 150 MHz para as ordens de modulação 16- e 64-QAM, respectivamente. Observa-se que na transmissão DL e UL, as vazões máximas de dados obtidas foram de 3,2 Gbps e 1 Gbps, demonstrando o potencial e a viabilidade do sistema RPoF proposto.

Tabela 11: Medidas de  $EVM_{RMS}$  em função da largura de banda e ordens de modulação - transmissões DL e UL.

| BW (MHz) | DL     |        | UL     |        |
|----------|--------|--------|--------|--------|
|          | 16-QAM | 64-QAM | 16-QAM | 64-QAM |
| 100      | 2,0%   | 1,9%   | 6,0%   | 5,1%   |
| 150      | 3,0%   | 3,1%   | 7,0%   | 8,0%   |
| 200      | 4,0%   | 3,5%   | 8,7%   | -      |
| 250      | 4,5%   | 4,0%   | 11,8%  | -      |
| 400      | 6,7%   | 5,7%   | -      | -      |
| 450      | 7,1%   | 8,0%   | -      | -      |
| 800      | 12,3%  | -      | -      | -      |

### 3.3.2 *Power-over-fiber* utilizando fibra óptica multimodo convencional para redes 5G NR em aplicações industriais

Uma outra abordagem realizada trata-se da aplicação de um sistema PoF em transmissão 5G-NR em ambiente industrial. Um dos principais desafios nas comunicações industriais é o ambiente hostil, caracterizado por interferência eletromagnética substancial. Portanto, o uso de fios de cobre para fornecer energia elétrica aos dispositivos pode não ser adequado no chão de fábrica [203]. Nesse contexto, os sistema PoF têm mostrado um grande potencial para superar esse problema. As vantagens das fibras ópticas, como imunidade a interferências eletromagnéticas, isolamento galvânico, leveza e menor atenuação em comparação com fios de cobre, tornam a técnica PoF atraente para áreas hostis em aplicações industriais [204]. A Figura 67 apresenta o PoF e uma transmissão 5G-NR em um ambiente industrial. Esse cenário é proposto sobre a arquitetura C-RAN, que consiste em concentrar todo o processamento de sinal em uma CO, reduzindo o consumo de energia no lado do receptor. Além disso, para o sistema 5G-NR, a técnica RoF foi empregada para realizar a transmissão de dados por meio de um enlace de fibra óptica. O diferencial desta proposta é a utilização de uma fibra multimodo convencional com o diâmetro do núcleo de  $62.5 \mu\text{m}$  em conjunto com o uso da potência elétrica obtida na saída do sistema PoF para a alimentação do módulo RoF.

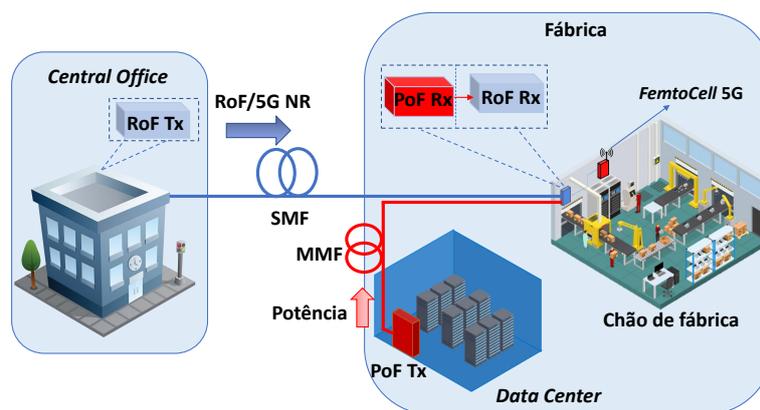


Figura 67: Transmissão dos sistemas PoF e 5G NR em um ambiente industrial.

Teste práticos foram realizados com o objetivo de analisar e validar o sistema 5G-NR baseado em PoF e RoF. A Figura 68 apresenta o diagrama de blocos do experimento prático realizado. Quanto à geração de formas de onda 5G-NR, um AWG, modelo M8190A, da Keysight, foi utilizado. O sinal de banda base gerado foi transmitido para um gerador de sinais analógicos, modelo E8267D PSG, também da Keysight, para transladar o sinal 5G-NR em banda base para a frequência de 3,5 GHz. O sinal RF foi injetado no módulo RoF Tx, modelo A13-Z101-D55-AS-SL, da Optical Zonu Corporation, que possui um LNA e um LD. Uma portadora óptica é gerada por uma modulação direta e transmitida em 20 km de SMF. Utilizou-se um módulo RoF Rx, modelo A23-Z101-00AS-S, também da Optical Zonu Corporation, composto por um PD e um LNA, com o objetivo de converter o sinal do domínio óptico para o elétrico. Finalmente, um VSA, modelo FSW, da Rohde & Schwarz, foi utilizado para demodular o sinal 5G-NR.

No que diz respeito ao sistema PoF, um HPLD de 12 W operando a 808 nm foi configurado para transmitir 5 W na MMF de diâmetro do núcleo de  $62,5 \mu\text{m}$ . O enlace MMF de 100 m foi acoplado diretamente na fibra de saída do HPLD por meio de uma emenda, uma vez que

ambas as fibras têm o mesmo diâmetro de núcleo. A atenuação total do enlace PoF foi de aproximadamente 0,9 dB, o que inclui a perda por emenda e atenuação da fibra MMF em 808 nm. Utilizamos um controlador de temperatura modelo TED200C, da Thorlabs, para controlar a temperatura do laser e manter a estabilidade do sistema durante todos os experimentos. A saída do enlace óptico foi conectada a um PPC de 20 W, modelo YCH-H6424-15-SM-B, da MH Go Power. Em sequência, um conversor DC/DC foi utilizado na saída do PPC para ajustar o nível de tensão para 5 V, que é necessário pelo módulo RoF Rx.

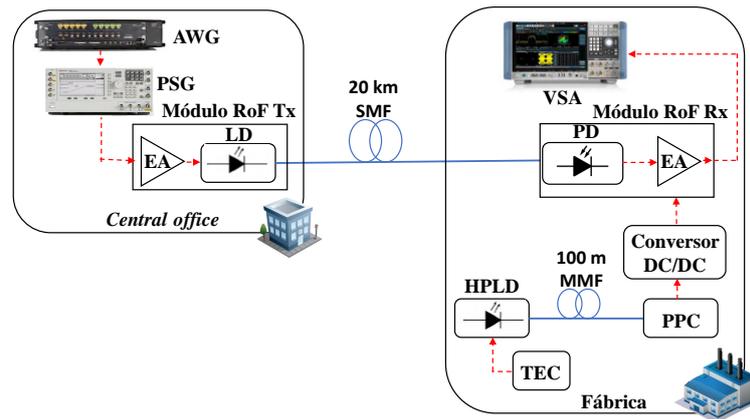


Figura 68: Diagrama de blocos do setup experimental.

A potência óptica fornecida pelo HPLD foi variada de 1 a 12 W com o objetivo de analisar a eficiência do sistema PoF. A corrente elétrica fornecida e o nível de tensão foram medidos para cada carga ótima utilizando uma carga eletrônica DC, modelo 6063B, da Hewlett Packard (HP). Conseqüentemente, a potência elétrica foi calculada para estimar o PTE do sistema PoF, que é ilustrada na Figura 69. Como pode ser observado na Figura 69, a potência elétrica de saída do PPC aumenta linearmente com a potência óptica de entrada do HPLD. As perdas do sistema incluem a atenuação da fibra óptica, perda de emenda por fusão e eficiência de conversão do PPC. Além disso, pode-se observar que o valor médio do PTE de 19% pode estar associado ao controle de temperatura no HPLD, bem como a um grande dissipador de calor acoplado ao PPC.

A Figura 70 apresenta o  $EVM_{RMS}$  em função da potência de entrada de RF no módulo RoF Tx e também os limites de  $EVM_{RMS}$  padronizados pelo Release 18 do 3GPP, para cada ordem de modulação [186]. No AWG, o sinal 5G-NR foi configurado com uma largura de banda de 50 MHz e a ordem de modulação utilizada foi a Q-PSK, 16-, 64- e 256-QAM. Pode-se observar que, para valores de potência RF maiores que aproximadamente -33 dBm, todas as ordens de modulação analisadas apresentam  $EVM_{RMS}$  abaixo dos limites impostos pelo 3GPP. Além disso, é possível observar que o  $EVM_{RMS}$  mais baixo é alcançado em -17 dBm de potência RF, ou seja, o melhor ponto de operação, para todas as ordens de modulação. Por outro lado, para valores de potência de RF maiores que -14 dBm, o  $EVM_{RMS}$  aumenta devido à saturação do PA do RoF Tx. O PA opera na região não linear, gerando harmônicos e produtos de intermodulação.

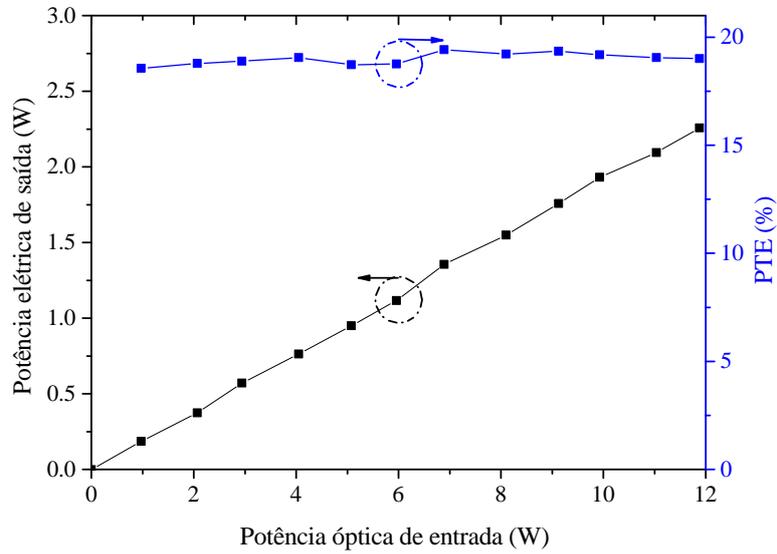


Figura 69: Potência elétrica de saída e PTE em função da potência óptica de entrada.

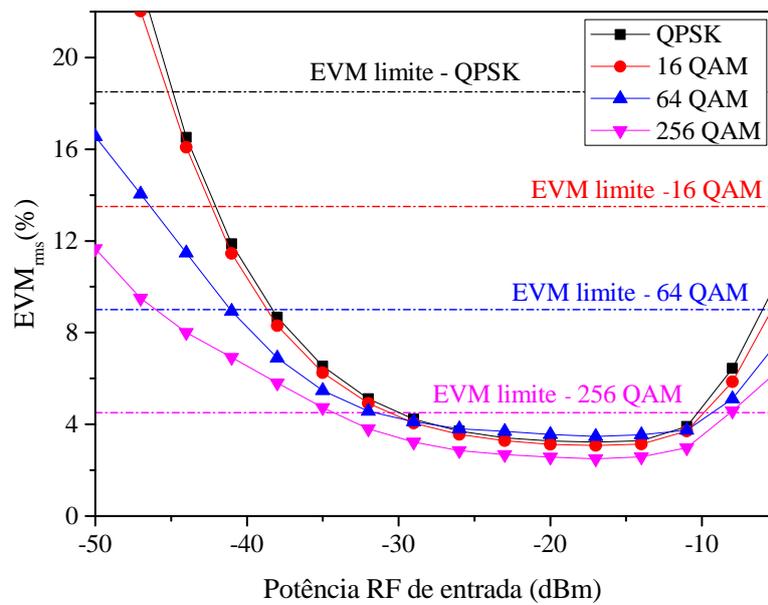


Figura 70: EVM<sub>RMS</sub> em função da potência RF de entrada.

## 4 Conclusões

*Luiz Augusto Melo Pereira*  
 luiz.melo@inatel.br

Este relatório apresentou um conjunto de pesquisas e resultados frutos do projeto Brasil 6G. Em linhas gerais, destacou-se as contribuições relacionadas às tecnologias e dispositivos de RF e de comunicações ópticas para as redes 6G. Particularmente, discutiu-se sobre os seguintes tópicos: desenvolvimento e caracterização de meta-superfícies; desenvolvimento antenas e nano-antenas visando comunicações 5G/6G; sistemas OWC; esquemas de linearização para RoF baseados em ML; e PoF.

Os resultados multi-disciplinares obtidos pela equipe de pesquisadores do projeto Brasil 6G tem por objetivo contribuir com o avanço das redes de comunicações móveis. As antenas e nano-antenas podem ser aplicadas nas redes de acesso ou fronthaul para habilitar comunicações sem fio. Por outro lado, as meta superfícies podem ser utilizadas como FSSs empregadas como filtros espaciais e também com *reflectarrays*. Por fim, propostas para a faixa de THz e sub-THz incluíram desenvolvimento de nanoantenas para aplicações de comunicação intra/inter-chip.

o ponto de vista de distribuição de sinais, os sistemas RoF e OWC podem ser aplicados com o objetivo de aumentar a vazão de dados. Diversas topologias de sistemas OWC foram demonstradas incluindo FSO e VLC. Em ambas as tecnologias, busca-se fornecer suporte ao aumento esperado na largura de banda de dados nos sistemas de comunicação 6G. Na maioria dos casos, sistemas FSO são considerados para a implementação de enlaces de *fronthaul*, enquanto VLC tem sido debatido para redes de acesso. Os sistemas FSO são particularmente atrativos em ambientes onde a instalação de cabos de fibra óptica é desafiadora e dispendiosa. No entanto, essa abordagem enfrenta desafios significativos, como perdas de sinal devido a condições climáticas adversas, incluindo chuva, neblina, neve e a presença de poeira. Além disso, o alinhamento preciso entre o transmissor e o receptor é crucial, dada a natureza altamente direcional do feixe de luz. Isso requer transeptores equipados com sistemas de monitoramento de potência e capacidade de correção automática do alinhamento. Por outro lado, os sistemas VLC têm sido objeto de discussão para redes de acesso, com foco particular em ambientes internos de curto alcance. A perspectiva envolve a implementação de sistemas capazes de fornecer conectividade de rede e, ao mesmo tempo, iluminar o ambiente, podendo ser implementados em ambientes como sala de reuniões, hospitais e aeronaves para viabilizar alta vazão aos usuários finais.

Neste relatório, também explorou-se o uso de algoritmos de ML em sistemas RoF. A aplicação desses algoritmos permitiu estender o alcance dos sistemas RoF ao compensar as distorções causadas pelo aumento de potência e dispersão cromática. Avaliou-se a implementação desses algoritmos em cenários de comunicação em áreas remotas, onde a conectividade ainda é limitada. Além disso, demonstrou-se a aplicabilidade da tecnologia PoF em sistemas FiWi para alimentar módulos RoF comerciais compostos por um fotodetector e um amplificador de RF. Este sistema representa uma solução potencial para as redes 6G, onde a eficiência energética precisa ser maximizada, especialmente devido à integração prevista de uma grande quantidade de sensores e atuadores autônomos na infraestrutura da sexta geração.

Os resultados apresentados neste relatório comprovam o alto impacto científico obtidos pelos pesquisadores do Projeto Brasil 6G em áreas distintas na camada física das redes móveis. De maneira geral, espera-se que a o conhecimento agregado em comunicações móveis, mais especificamente em comunicações ópticas e sem fio, além do desenvolvimento de antenas, contribuam de forma significativa com o desenvolvimento e futura implementação das Redes 6G.

## Referências

- [1] J. Y. Chin, T. Steinle, T. Wehlius, D. Dregely, T. Weiss, V. I. Belotelov, B. Stritzker, e H. Giessen, “Nonreciprocal plasmonics enables giant enhancement of thin-film Faraday rotation,” *Nat. Commun.*, v. 4, p. 1599, Mar. 2013.
- [2] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, P. Marsch, M. Maternia, O. Queseth, M. Schellmann, H. Schotten, H. Taoka *et al.*, “Scenarios for 5G Mobile and Wireless Communications: the Vision of the METIS Project,” *IEEE communications magazine*, v. 52, n. 5, p. 26–35, 2014.
- [3] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, M. Xiao, Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, e P. Fan, “6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, v. 14, n. 3, p. 28–41, 2019.
- [4] H. Tataria, M. Shafi, A. F. Molisch, M. Dohler, H. Sjöland, e F. Tufvesson, “6G Wireless Systems: Vision, Requirements, Challenges, Insights, and Opportunities,” *Proceedings of the IEEE*, v. 109, n. 7, p. 1166–1199, 2021.
- [5] Matti Latva-aho and Kari Leppänen, *Key Drivers and Research Challenges for 6G Ubiquitous Wireless Intelligence*, Sept 2019. [Online]. Disponível em: <http://urn.fi/urn:isbn:9789526223544>
- [6] H. R. D. Filgueiras, E. S. Lima, M. S. B. Cunha, C. H. D. S. Lopes, L. C. De Souza, R. M. Borges, L. A. M. Pereira, T. H. Brandão, T. P. V. Andrade, L. C. Alexandre *et al.*, “Wireless and Optical Convergent Access Technologies Toward 6G,” *IEEE Access*, v. 11, p. 9232–9259, 2023.
- [7] S. S. Bukhari, J. Y. Vardaxoglou, e W. Whittow, “A metasurfaces review: Definitions and applications,” *Applied Sciences*, v. 9, n. 13, p. 2727, 2019.
- [8] F. Costa e M. Borgese, “Electromagnetic Model of Reflective Intelligent Surfaces,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, v. 2, p. 1577–1589, 2021.
- [9] M. Padmal, D. Marasinghe, V. Isuru, N. Jayaweera, S. Ali, e N. Rajatheva, “Elevated Lidar Based Sensing for 6G-3D Maps With cm Level Accuracy,” in *2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference:(VTC2022-Spring)*. IEEE, 2022, p. 1–5.
- [10] M. U. A. Siddiqui, F. Qamar, S. H. A. Kazmi, R. Hassan, A. Arfeen, e Q. N. Nguyen, “A Study on Multi-Antenna and Pertinent Technologies With AI/ML Approaches for B5G/6G Networks,” *Electronics*, v. 12, n. 1, p. 189, 2022.
- [11] T. S. Rappaport, Y. Xing, O. Kanhere, S. Ju, A. Madanayake, S. Mandal, A. Alkhatteeb, e G. C. Trichopoulos, “Wireless Communications and Applications Above 100 GHz: Opportunities and Challenges for 6G and Beyond,” *IEEE Access*, v. 7, p. 78 729–78 757, 2019.
- [12] S. Dang, O. Amin, B. Shihada, e M.-S. Alouini, “What Should 6G Be?” *Nature Electronics*, v. 3, n. 1, p. 20–29, 2020.
- [13] T. Wild, V. Braun, e H. Viswanathan, “Joint Design of Communication and Sensing for Beyond 5G and 6G Systems,” *IEEE Access*, v. 9, p. 30 845–30 857, 2021.

- [14] H. Viswanathan e P. E. Mogensen, “Communications in the 6G Era,” *IEEE Access*, v. 8, p. 57 063–57 074, 2020.
- [15] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, e F. Tufvesson, “Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays,” *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 30, n. 1, p. 40–60, 2013.
- [16] H. R. D. Filgueiras, R. M. Borges, M. Caldano Melo, T. H. Brandão, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Dual-Band Wireless Fronthaul Using a FSS-Based Focal-Point/Cassegrain Antenna Assisted by an Optical Midhaul,” *IEEE Access*, v. 7, p. 112 578–112 587, 2019.
- [17] A. Tzanakaki, M. Anastasopoulos, I. Berberana, D. Syrivelis, P. Flegkas, T. Korakis, D. C. Mur, I. Demirkol, J. Gutiérrez, E. Grass *et al.*, “Wireless-Optical Network Convergence: Enabling the 5G Architecture to Support Operational and End-User Services,” *IEEE Communications Magazine*, v. 55, n. 10, p. 184–192, 2017.
- [18] G. Kalfas, C. Vagionas, A. Antonopoulos, E. Kartsakli, A. Mesodiakaki, S. Papaioannou, P. Maniotis, J. S. Vardakas, C. Verikoukis, e N. Pleros, “Next Generation Fiber-Wireless Fronthaul for 5G mmWave Networks,” *IEEE Communications Magazine*, v. 57, n. 3, p. 138–144, 2019.
- [19] J. Capmany, I. Gasulla, e D. Pérez, “The Programmable Processor,” *Nature Photonics*, v. 10, n. 1, p. 6–8, 2016.
- [20] J. Yao, “Microwave Photonics,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 3, p. 314–335, 2009.
- [21] C. Liu, J. Wang, L. Cheng, M. Zhu, e G.-K. Chang, “Key Microwave-Photonics Technologies for Next-Generation Cloud-Based Radio Access Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 20, p. 3452–3460, 2014.
- [22] E. Raimundo-Neto, J. R. G. Da Rosa, M. A. F. Casaroli, I. Feliciano da Costa, A. M. Alberti, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Implementation of an optical-wireless network with spectrum sensing and dynamic resource allocation using optically controlled reconfigurable antennas,” *International Journal of Antennas and Propagation*, v. 2014, 2014.
- [23] R. M. Borges, T. R. R. Marins, M. S. B. Cunha, H. R. D. Filgueiras, I. F. da Costa, R. N. da Silva, D. H. Spadoti, L. L. Mendes, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Integration of a GFDM-Based 5G Transceiver in a GPON Using Radio Over Fiber Technology,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 36, n. 19, p. 4468–4477, 2018.
- [24] R. M. Borges, L. A. M. Pereira, H. R. D. Filgueiras, A. C. Ferreira, M. S. B. Cunha, E. R. Neto, D. H. Spadoti, L. L. Mendes, e Arismar Cerqueira S. Jr., “DSP-Based Flexible-Waveform and Multi-Application 5G Fiber-Wireless System,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 38, n. 3, p. 642–653, 2019.
- [25] C. H. de Souza Lopes, E. S. Lima, L. A. M. Pereira, R. M. Borges, A. C. Ferreira, M. Abreu, W. D. Dias, D. H. Spadoti, L. L. Mendes, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Non-Standalone 5G NR Fiber-Wireless System Using FSO and Fiber-Optics Fronthauls,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 39, n. 2, p. 406–417, 2020.

- [26] M. Smit, X. Leijtens, H. Ambrosius, E. Bente, J. Van der Tol, B. Smalbrugge, T. De Vries, E.-J. Geluk, J. Bolk, R. Van Veldhoven *et al.*, “An Introduction to InP-Based Generic Integration Technology,” *Semiconductor Science and Technology*, v. 29, n. 8, p. 083001, 2014.
- [27] J. A. J. Ribeiro, *Engenharia de Antenas: Fundamentos, projetos e aplicações*. Érica, 2012.
- [28] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons, 2015.
- [29] J. A. J. Ribeiro, *Propagação das ondas eletromagnéticas*. Érica, 2008.
- [30] E. C. Vilas Boas, F. A. de Figueiredo, L. L. Mendes, R. A. de Souza *et al.*, “Artificial intelligence for channel estimation in multicarrier systems for b5g/6g communications: a survey,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, v. 2022, n. 1, p. 1–63, 2022.
- [31] H. Luo, K. Wu, R. Ruby, Y. Liang, Z. Guo, e L. M. Ni, “Software-Defined Architectures and Technologies for Underwater Wireless Sensor Networks: A Survey,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 20, n. 4, p. 2855–2888, 2018.
- [32] V. Ramani e S. K. Sharma, “Cognitive radios: A survey on spectrum sensing, security and spectrum handoff,” *China Communications*, v. 14, n. 11, p. 185–208, 2017.
- [33] M. Murad, I. A. Tasadduq, e P. Otero, “Towards Multicarrier Waveforms Beyond OFDM: Performance Analysis of GFDM Modulation for Underwater Acoustic Channels,” *IEEE Access*, v. 8, p. 222 782–222 799, 2020.
- [34] S. Kutty e D. Sen, “Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 18, n. 2, p. 949–973, 2016.
- [35] M. A. Albreem, M. Juntti, e S. Shahabuddin, “Massive MIMO Detection Techniques: A Survey,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 21, n. 4, p. 3109–3132, 2019.
- [36] S. B. Glybovski, S. A. Tretyakov, P. A. Belov, Y. S. Kivshar, e C. R. Simovski, “Metasurfaces: From microwaves to visible,” *Physics reports*, v. 634, p. 1–72, 2016.
- [37] A. A. Eteng, H. H. Goh, S. K. A. Rahim, e A. Alomainy, “A Review of Metasurfaces for Microwave Energy Transmission and Harvesting in Wireless Powered Networks,” *IEEE Access*, v. 9, p. 27 518–27 539, 2021.
- [38] D. Felbacq e G. Bouchitté, *Metamaterials Modeling Design*. Pan Stanford, 2017.
- [39] C. Caloz e T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. John Wiley & Sons, 2006.
- [40] S. Walia, C. M. Shah, P. Gutruf, H. Nili, D. R. Chowdhury, W. Withayachumnankul, M. Bhaskaran, e S. Sriram, “Flexible metasurfaces and metamaterials: A review of materials and fabrication processes at micro-and nano-scales,” *Applied Physics Reviews*, v. 2, n. 1, p. 011303, 2015.

- [41] S. M. Kamali, E. Arbabi, A. Arbabi, e A. Faraon, “A review of dielectric optical metasurfaces for wavefront control,” *Nanophotonics*, v. 7, n. 6, p. 1041–1068, 2018.
- [42] X. Luo, M. Pu, X. Ma, e X. Li, “Taming the electromagnetic boundaries via metasurfaces: from theory and fabrication to functional devices,” *International Journal of Antennas and Propagation*, v. 2015, 2015.
- [43] H. Markovich, D. Filonov, I. Shishkin, e P. Ginzburg, “Bifocal fresnel lens based on the polarization-sensitive metasurface,” *IEEE transactions on antennas and propagation*, v. 66, n. 5, p. 2650–2654, 2018.
- [44] M. Zhao, S. Zhu, H. Huang, D. Hu, X. Chen, J. Chen, e A. Zhang, “Frequency–polarization sensitive metasurface antenna for coincidence imaging,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 20, n. 7, p. 1274–1278, 2021.
- [45] C. Peng, K. Ou, G. Li, Z. Zhao, X. Li, C. Liu, X. Chen, e W. Lu, “Tunable and polarization-sensitive perfect absorber with a phase-gradient heterojunction metasurface in the mid-infrared,” *Optics Express*, v. 29, n. 9, p. 12 893–12 902, 2021.
- [46] F. Yu, G.-Q. He, X.-X. Yang, J. Du, e S. Gao, “Polarization-insensitive metasurface for harvesting electromagnetic energy with high efficiency and frequency stability over wide range of incidence angles,” *Applied Sciences*, v. 10, n. 22, p. 8047, 2020.
- [47] M. M. Tirkey e N. Gupta, “A novel ultrathin checkerboard inspired ultrawideband metasurface absorber,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 64, n. 1, p. 66–74, 2021.
- [48] M. A. Shukoor, S. Dey, e S. K. Koul, “A simple polarization-insensitive and wide angular stable circular ring based undeca-band absorber for emi/emc applications,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 63, n. 4, p. 1025–1034, 2021.
- [49] H.-X. Xu, S. Wang, C. Wang, M. Wang, Y. Wang, e Q. Peng, “Polarization-insensitive metalens and its applications to reflectarrays with polarization diversity,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 70, n. 3, p. 1895–1905, 2021.
- [50] F. Hesmer, E. Tatartschuk, O. Zhuromskyy, A. A. Radkovskaya, M. Shamonin, T. Hao, C. J. Stevens, G. Faulkner, D. J. Edwards, e E. Shamonina, “Coupling mechanisms for split ring resonators: Theory and experiment,” *physica status solidi (b)*, v. 244, n. 4, p. 1170–1175, 2007.
- [51] Z. Jakšić, S. Vuković, J. Matovic, e D. Tanasković, “Negative refractive index metasurfaces for enhanced biosensing,” *Materials*, v. 4, n. 1, p. 1–36, 2010.
- [52] R. Penciu, K. Aydin, M. Kafesaki, T. Koschny, E. Ozbay, E. Economou, e C. Soukoulis, “Multi-gap individual and coupled split-ring resonator structures,” *Optics express*, v. 16, n. 22, p. 18 131–18 144, 2008.
- [53] M. S. Wahidi, M. I. Khan, F. A. Tahir, e H. Rmili, “Multifunctional single layer metasurface based on hexagonal split ring resonator,” *IEEE access*, v. 8, p. 28 054–28 063, 2020.

- [54] H.-T. Zhong, X.-X. Yang, C. Tan, e K. Yu, “Triple-band polarization-insensitive and wide-angle metamaterial array for electromagnetic energy harvesting,” *Applied physics letters*, v. 109, n. 25, 2016.
- [55] F. Miyamaru, S. Kubota, T. Nakanishi, S. Kawashima, N. Sato, M. Kitano, e M. Takeda, “Transmission properties of double-gap asymmetric split ring resonators in terahertz region,” *Applied Physics Letters*, v. 101, n. 5, 2012.
- [56] S. D. Assimonis e V. Fusco, “Polarization insensitive, wide-angle, ultra-wideband, flexible, resistively loaded, electromagnetic metamaterial absorber using conventional inkjet-printing technology,” *Scientific reports*, v. 9, n. 1, p. 12334, 2019.
- [57] V. Bhope e A. Harish, “A novel bandstop frequency selective surface using coupled split ring resonators,” in *2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*. IEEE, 2019, p. 1745–1747.
- [58] V. L. Mol e C. Aanandan, “An ultrathin microwave metamaterial absorber with enhanced bandwidth and angular stability,” *Journal of physics Communications*, v. 1, n. 1, p. 015003, 2017.
- [59] A. Ghaneizadeh, M. Joodaki, J. Börcsök, A. Golmakani, e K. Mafinezhad, “Analysis, design, and implementation of a new extremely ultrathin 2-d-isotropic flexible energy harvester using symmetric patch fss,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 68, n. 6, p. 2108–2115, 2020.
- [60] S. F. Jilani, O. P. Falade, T. Wildsmith, P. Reip, e A. Alomainy, “A 60-ghz ultra-thin and flexible metasurface for frequency-selective wireless applications,” *Applied Sciences*, v. 9, n. 5, p. 945, 2019.
- [61] W. Y. Yong, S. K. A. Rahim, M. Himdi, F. C. Seman, D. L. Suong, M. R. Ramli, e H. A. Elmobarak, “Flexible convoluted ring shaped fss for x-band screening application,” *IEEE Access*, v. 6, p. 11 657–11 665, 2018.
- [62] R. S. Anwar, L. Mao, e H. Ning, “Frequency selective surfaces: a review,” *Appl. Sci.*, v. 8, n. 9, p. 1689, 2018.
- [63] S. S. Bukhari, J. Vardaxoglou, e W. Whittow, “A metasurfaces review: Definitions and applications,” *Appl. Sci.*, v. 9, n. 13, p. 2727, 2019.
- [64] H.-X. Xu, S. Tang, S. Ma, W. Luo, T. Cai, S. Sun, Q. He, e L. Zhou, “Tunable microwave metasurfaces for high-performance operations: dispersion compensation and dynamical switch,” *Scientific Reports*, v. 6, n. 1, p. 38255, 2016.
- [65] O. P. Falade, S. F. Jilani, A. Y. Ahmed, T. Wildsmith, P. Reip, K. Z. Rajab, e A. Alomainy, “Design and characterisation of a screen-printed millimetre-wave flexible metasurface using copper ink for communication applications,” *Flex. Print. Electron.*, v. 3, n. 4, p. 045005, 2018.
- [66] H. Matsui, M. Shoji, S. Higano, H. Yoda, Y. Ono, J. Yang, T. Misumi, e A. Fujita, “Infrared plasmonic metamaterials based on transparent nanoparticle films of in<sub>2</sub>o<sub>3</sub>:sn for solar-thermal shielding applications,” *ACS Appl. Mater. Interfaces*, v. 14, n. 43, p. 49 313–49 325, Nov. 2022.

- [67] J. Zhu, Z. Hu, S. Zhang, X. Zhang, H. Zhou, C. Xing, H. Guo, D. Qiu, H. Yang, C. Song, e H. Cheng, “Stretchable 3d wideband dipole antennas from mechanical assembly for on-body communication,” *ACS Appl. Mater. Interfaces*, v. 14, n. 10, p. 12 855–12 862, Mar. 2022.
- [68] J. Zhang, L. Shao, Z. Li, C. Zhang, e W. Zhu, “Graphene-based optically transparent metasurface capable of dual-polarized modulation for electromagnetic stealth,” *ACS Appl. Mater. Interfaces*, v. 14, n. 27, p. 31 075–31 084, Jul. 2022.
- [69] G. Tomaszewski, P. Jankowski-Mihulowicz, J. Potencki, A. Pietrikova, e P. Lukacs, “Inkjet-printed hf antenna made on pet substrate,” *Microelectron. Reliab.*, v. 129, p. 114473, 2022.
- [70] Y. Yoo, H. Jeong, D. Lim, e S. Lim, “Stretchable screen-printed metasurfaces for wireless strain sensing applications,” *Extreme Mech. Lett.*, v. 41, p. 100998, 2020.
- [71] R. Carvalho, R. Brito-Pereira, N. Pereira, A. C. Lima, C. Ribeiro, V. Correia, S. Lanceros-Mendez, e P. Martins, “Improving the performance of paper-based dipole antennas by electromagnetic flux concentration,” *ACS Appl. Mater. Interfaces*, v. 15, n. 8, p. 11 234–11 243, Mar. 2023.
- [72] A. L. Kamyshny, J. H. G. Steinke, e S. Magdassi, “Metal-based inkjet inks for printed electronics,” *The Open Appl. Phys. J.*, v. 4, p. 19–36, 2011.
- [73] L. B. Wang, K. Y. See, J. W. Zhang, B. Salam, e A. C. W. Lu, “Ultrathin and flexible screen-printed metasurfaces for emi shielding applications,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 53, n. 3, p. 700–705, 2011.
- [74] R. Langley e A. Drinkwater, “Improved empirical model for the jerusalem cross,” in *IEE proc., H Microw. opt. antennas.*, v. 129, n. 1. IET, 1982, p. 1–6.
- [75] C. K. Lee e R. Langley, “Equivalent-circuit models for frequency-selective surfaces at oblique angles of incidence,” in *IEE proc., H Microw. opt. antennas.*, v. 132, n. 6. IET, 1985, p. 395–399.
- [76] H. Li, C. Ma, F. Shen, K. Xu, D. Ye, J. Huangfu, C. Li, L. Ran, e T. A. Denidni, “Wide-angle beam steering based on an active conformal metasurface lens,” *IEEE Access*, v. 7, p. 185 264–185 272, 2019.
- [77] S. Mandal e A. Dey, “1 - pet chemistry,” in *Recycling of Polyethylene Terephthalate Bottles*, ser. *Plastics Design Library*, S. Thomas, A. Rane, K. Kanny, A. V.K., e M. G. Thomas, Eds. William Andrew Publishing, 2019, p. 1–22.
- [78] C. J. Chirayil, R. K. Mishra, e S. Thomas, “3 - materials recovery, direct reuse and incineration of pet bottles,” in *Recycling of Polyethylene Terephthalate Bottles*, ser. *Plastics Design Library*, S. Thomas, A. Rane, K. Kanny, A. V.K., e M. G. Thomas, Eds. William Andrew Publishing, 2019, p. 37–60.
- [79] J. R. Camargo, T. A. Silva, G. A. Rivas, e B. C. Janegitz, “Novel eco-friendly water-based conductive ink for the preparation of disposable screen-printed electrodes for sensing and biosensing applications,” *Electrochim. Acta*, v. 409, p. 139968, 2022.

- [80] T. Govindan, S. K. Palaniswamy, M. Kanagasabai, S. Kumar, M. Marey, e H. Mostafa, “Design and analysis of a flexible smart apparel mimo antenna for bio-healthcare applications,” *Micromachines*, v. 13, n. 11, p. 1919, 2022.
- [81] Z. Deng, L. Guo, X. Chen, e W. Wu, “Smart wearable systems for health monitoring,” *Sensors*, v. 23, n. 5, p. 2479, 2023.
- [82] J. A. Ribeiro, H. R. Filgueiras, A. Cerqueira Sodr  Junior, F. Beltrán-Mejía, e J. R. Mejía-Salazar, “3d-printed quasi-cylindrical bragg reflector to boost the gain and directivity of cm-and mm-wave antennas,” *Sensors*, v. 21, n. 23, p. 8014, 2021.
- [83] S. Yakushev, O. V. Shulika, S. Petrov, e I. A. Sukhoivanov, “Chirp compression with single chirped mirrors and its assembly,” *Microelectronics Journal*, v. 39, n. 3-4, p. 690–695, 2008.
- [84] S. Iakushev, O. Shulika, V. Lysak, e I. Sukhoivanov, “Air-gap silicon nitride chirped mirror for few-cycle pulse compression,” *Optoelectronics and Advanced Materials. Rapid Communications*, v. 2, n. 11, p. 686–688, 2008.
- [85] A. Vahdati e F. Parandin, “Antenna patch design using a photonic crystal substrate at a frequency of 1.6 thz,” *Wireless Personal Communications*, v. 109, n. 4, p. 2213–2219, 2019.
- [86] E. Goncalves, F. Beltran-Mejia, e J. A. J. Ribeiro, “Arcos de bragg para la modificaci n del diagrama de radiaci n,” in *XII RNO– Reuni n Nacional de óptica*, 2018, p. 237.
- [87] J. A. P. Ribeiro, E. Goncalves, J. A. J. Ribeiro, e F. Beltran-Mejia, “Radiation pattern design by using 3d printed bragg structures,” in *2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*. IEEE, 2019, p. 1287–1290.
- [88] A. Yariv e P. Yeh, *Photonics: optical electronics in modern communications*. Oxford university press, 2007.
- [89] C. Kittel e P. McEuen, *Introduction to solid state physics*. John Wiley & Sons, 2018.
- [90] E. C. V. Boas, M. A. S. Ferrero, A. Nasri, R. Mittra, e A. C. Sodr , “31 dbi-gain slotted waveguide antenna array using wing-based reflectors,” *IEEE Access*, v. 10, p. 57 327–57 338, 2022.
- [91] H. Li, C. Ma, F. Shen, K. Xu, D. Ye, J. Huangfu, C. Li, L. Ran, e T. A. Denidni, “Wide-angle beam steering based on an active conformal metasurface lens,” *IEEE Access*, v. 7, p. 185 264–185 272, 2019.
- [92] A. Chatterjee e S. K. Parui, “Frequency-dependent directive radiation of monopole-dielectric resonator antenna using a conformal frequency selective surface,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 65, n. 5, p. 2233–2239, 2017.
- [93] P. Das e G. Varshney, “Gain enhancement of dual-band terahertz antenna using reflection-based frequency selective surfaces,” *Optical and Quantum Electronics*, v. 54, n. 3, p. 161, 2022.

- [94] D. J. King, K. Hettak, M. R. Chaharmir, e S. Gupta, “Flexible ink-minimized screen-printed frequency selective surfaces with increased optical transparency for 5g electromagnetic interference mitigation,” *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, v. 13, n. 1, p. 110–119, 2023.
- [95] B. Slovick, Z. G. Yu, M. Berding, e S. Krishnamurthy, “Perfect dielectric-metamaterial reflector,” *Physical Review B*, v. 88, n. 16, p. 165116, 2013.
- [96] Y. Yao e W. Wu, “All-dielectric heterogeneous metasurface as an efficient ultra-broadband reflector,” *Advanced Optical Materials*, v. 5, n. 14, p. 1700090, 2017.
- [97] A. Chatterjee e S. K. Parui, “Performance enhancement of a dual-band monopole antenna by using a frequency-selective surface-based corner reflector,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 64, n. 6, p. 2165–2171, 2016.
- [98] G. H. Elzwawi, A. Kesavan, R. Alwahishi, e T. A. Denidni, “A new corner-reflector antenna with tunable gain based on active frequency selective surfaces,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, v. 1, p. 88–94, 2020.
- [99] A. Yariv e P. Yeh, *Photonics: optical electronics in modern communications*. Oxford university press, 2007.
- [100] C. Kittel e P. McEuen, *Introduction to solid state physics*. John Wiley & Sons, 2018.
- [101] Y. Wang, X. Zhang, R. Su, M. Chen, C. Shen, H. Xu, e R. He, “3d printed antennas for 5g communication: Current progress and future challenges,” *Chinese Journal of Mechanical Engineering: Additive Manufacturing Frontiers*, p. 100065, 2023.
- [102] A. Tamayo-Dominguez, J.-M. Fernandez-Gonzalez, e M. Sierra-Perez, “Metal-coated 3d-printed waveguide devices for mm-wave applications [application notes],” *IEEE Microwave Magazine*, v. 20, n. 9, p. 18–31, 2019.
- [103] J. Jafferson, H. Vinu, e K. Sekaran, “A study of additive manufacturing technologies and metallizing techniques for microwave waveguide components,” *Materials Today: Proceedings*, v. 46, p. 1328–1334, 2021.
- [104] D. Helena, A. Ramos, T. Varum, e J. N. Matos, “The use of 3d printing technology for manufacturing metal antennas in the 5g/iot context,” *Sensors*, v. 21, n. 10, p. 3321, 2021.
- [105] L. Engel, D. Khouri, K. Lomakin, A. H. M. Kleinlein, I. U. M. Vossiek, e G. Gold, “3d printed hemispherically radiating antenna for broadband millimeter wave applications,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 2023.
- [106] F. Sun, Y. Li, X. Wang, J. Wang, L. Ge, e B. Ai, “A millimeter-wave 48bandwidth high-gain 3d-printed antenna array using t-junctions with multiple reflection nulls,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1–1, 2023.
- [107] S. Huang, K. Y. Chan, Y. Wang, e R. Ramer, “High gain siw h-plane horn antenna with 3d printed parasitic e-plane horn,” *Electronics*, v. 10, n. 19, p. 2391, 2021.

- [108] X. Ren, D. Liao, S. Liao, Q. Xue, K. Xue, e W. He, “A 3-d-printed wideband millimeter-wave fan-beam antenna with flat-top, sharp cutoff patterns, and beam-scanning capability,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 71, n. 3, p. 2476–2486, 2023.
- [109] I. Goode e C. E. Saavedra, “3d printed linearly polarized x-band conical horn antenna and lens,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, v. 3, p. 549–556, 2022.
- [110] S. Huang, K. Y. Chan, e R. Ramer, “A 3d printed h-plane horn antenna with size reduction by permittivity control,” in *2021 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2021, p. 178–180.
- [111] I. Goode e C. E. Saavedra, “3d printed variable aperture horn with modular ridges,” *Journal of Physics Communications*, v. 7, n. 5, p. 055004, 2023.
- [112] J. Li, S. Wu, Y. Li, X. Chen, S. Yan, e X. Y. Zhang, “3d printed dual-band conical-beam filtering antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 1–5, 2023.
- [113] F. Oktafiani, E. Y. Hamid, e A. Munir, “Wideband dual-polarized 3d printed quad-ridged horn antenna,” *IEEE Access*, v. 10, p. 8036–8048, 2022.
- [114] S. A. Korolyov, A. V. Zaitsev, V. M. Seleznev, I. A. Illarionov, M. D. Proyavin, e V. E. Kotomina, “3d printed horn antenna for millimeter-wave focal-plane array imaging systems,” in *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 2023, p. 380–383.
- [115] I. Goode e C. E. Saavedra, “3-d printed dually symmetric orthomode transducer and horn antenna at x-band,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, v. 4, p. 383–391, 2023.
- [116] R. A. Pereira, A. Costanzo, D. Masotti, e N. B. Carvalho, “3d-printed smooth-walled conical horn antennas: Manufacturing and quasioptical analysis,” in *XXXVth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS 2023)*, 2023, p. 1–4.
- [117] 3GPP, “5G NR, Base Station (BS) Radio Transmission and Reception,” 2018, tS 38.104 version 15.2.0 Release 15.
- [118] Z. Ullah, G. Witjaksono, I. Nawi, N. Tansu, M. Irfan Khattak, e M. Junaid, “A review on the development of tunable graphene nanoantennas for terahertz optoelectronic and plasmonic applications,” *Sensors*, v. 20, n. 5, p. 1401, 2020.
- [119] S. Abadal, E. Alarcón, A. Cabellos-Aparicio, M. C. Lemme, e M. Nemirowsky, “Graphene-enabled wireless communication for massive multicore architectures,” *IEEE Commun. Mag.*, v. 51, n. 11, p. 137–143, 2013.
- [120] S. Abadal, R. Guirado, H. Taghvaei, A. Jain, E. P. d. Santana, P. H. Bolívar, M. Saeed, R. Negra, Z. Wang, K.-T. Wang, M. C. Lemme, J. Klein, M. Zapater, A. Levisse, D. Atienza, D. Rossi, F. Conti, M. Dazzi, G. Karunaratne, I. Boybat, e A. Sebastian, “Graphene-based wireless agile interconnects for massive heterogeneous multi-chip processors,” *IEEE Wirel. Commun.*, 2022.
- [121] Y. Yang, D. Zhao, H. Gong, Q. Li, e M. Qiu, “Plasmonic sectoral horn nanoantennas,” *Opt. Lett.*, v. 39, n. 11, p. 3204–3207, Jun 2014.

- [122] S. Dey, D. Chatterjee, E. J. Garboczi, e A. M. Hassan, “Plasmonic nanoantenna optimization using characteristic mode analysis,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, v. 68, n. 1, p. 43–53, 2019.
- [123] J. Kim, Y.-G. Roh, S. Cheon, J.-H. Choe, J. Lee, J. Lee, H. Jeong, U. J. Kim, Y. Park, I. Y. Song, Q.-H. Park, S. W. Hwang, K. Kim, e C.-W. Lee, “Babinet-inverted optical yagi–uda antenna for unidirectional radiation to free space,” *Nano Lett.*, v. 14, n. 6, p. 3072–3078, 2014.
- [124] X. Tan, H. Zhang, J. Li, H. Wan, Q. Guo, H. Zhu, H. Liu, e F. Yi, “Non-dispersive infrared multi-gas sensing via nanoantenna integrated narrowband detectors,” *Nat. Commun.*, v. 11, p. 5245, 2020.
- [125] Y. Xiong, T. Fu, D. Zhang, S. Zhang, e H. Xu, “Superradiative plasmonic nanoantenna biosensors enable sensitive immunoassay using the naked eye,” *Nanoscale*, v. 13, p. 2429–2435, 2021.
- [126] V. Nocerino, B. Miranda, C. Tramontano, G. Chianese, P. Dardano, I. Rea, e L. De Stefano, “Plasmonic nanosensors: Design, fabrication, and applications in biomedicine,” *Chemosensors*, v. 10, n. 5, 2022.
- [127] F. Duarte, J. P. N. Torres, A. Baptista, e R. A. Marques Lameirinhas, “Optical nanoantennas for photovoltaic applications,” *Nanomaterials*, v. 11, n. 2, p. 422, 2021.
- [128] F. López-Rayón, M. L. Arroyo Carrasco, R. I. Rodríguez-Beltrán, R. Salas-Montiel, e R. Téllez-Limón, “Plasmonic-induced transparencies in an integrated metaphotonic system,” *Nanomaterials*, v. 12, n. 10, p. 1701, 2022.
- [129] Y. U. Lee, G. B. M. Wisna, S.-W. Hsu, J. Zhao, M. Lei, S. Li, A. R. Tao, e Z. Liu, “Imaging of nanoscale light confinement in plasmonic nanoantennas by Brownian optical microscopy,” *ACS Nano*, v. 14, n. 6, p. 7666–7672, 2020.
- [130] S. Ummethala, T. Harter, K. Koehnle, Z. Li, S. Muehlbrandt, Y. Kutuvantavida, J. Kemal, P. Marin-Palomo, J. Schaefer, A. Tessmann, S. K. Garlapati, A. Bacher, L. Hahn, M. Walther, T. Zwick, S. Randel, W. Freude, e C. Koos, “THz-to-optical conversion in wireless communications using an ultra-broadband plasmonic modulator,” *Nature Photonics*, v. 13, n. 8, p. 519–524, 2019. [Online]. Disponível em: <https://doi.org/10.1038/s41566-019-0475-6>
- [131] S. Dash, G. Soni, A. Patnaik, C. Liaskos, A. Pitsillides, e I. F. Akyildiz, “Switched-beam graphene plasmonic nanoantenna in the terahertz wave region,” *Plasmonics*, v. 16, n. 5, p. 1855–1864, 2021.
- [132] A. Alù e N. Engheta, “Wireless at the nanoscale: Optical interconnects using matched nanoantennas,” *Phys. Rev. Lett.*, v. 104, p. 213902, May 2010.
- [133] W. O. F. Carvalho e J. R. Mejía-Salazar, “Plasmonics for telecommunications applications,” *Sensors*, v. 20, n. 9, p. 2488, 2020.
- [134] F. E. Helmy, M. Hussein, M. F. O. Hameed, A. Shaker, M. El-Adawy, e S. S. A. Obayya, “Effect of Yagi–Uda nano-antenna element shape on the directivity and radiation efficiency,” *Opt. Quantum Electron.*, v. 2019, n. 120, p. 51, April 2019.

- [135] A. Alù e N. Engheta, “Tuning the scattering response of optical nanoantennas with nanocircuit loads,” *Nat. Photonics*, v. 2, n. 5, p. 307–310, 2008.
- [136] J. Qin, Y. Liu, H. Luo, Z. Jiang, W. Cai, e L. Wang, “Tunable light emission by electrically excited plasmonic antenna,” *ACS Photonics*, v. 6, n. 10, p. 2392–2396, 2019.
- [137] R. Kullock, M. Ochs, P. Grimm, M. Emmerling, e B. Hecht, “Electrically-driven yagi-uda antennas for light,” *Nature Communications*, v. 11, n. 1, p. 115, 2020.
- [138] M. Cohen, R. Shavit, e Z. Zalevsky, “Enabling high efficiency nanoplasmonics with novel nanoantenna architectures,” *Sci. Rep.*, v. 5, n. 1, p. 1–9, 2015.
- [139] Y. Yang, Q. Li, e M. Qiu, “Broadband nanophotonic wireless links and networks using on-chip integrated plasmonic antennas,” *Scientific Reports*, v. 6, n. 1, p. 19490, 2016.
- [140] M. Cohen, Y. Abulafia, D. Lev, A. Lewis, R. Shavit, e Z. Zalevsky, “Wireless communication with nanoplasmonic data carriers: Macroscale propagation of nanophotonic plasmon polaritons probed by near-field nanoimaging,” *Nano Lett.*, v. 17, n. 9, p. 5181–5186, 2017.
- [141] X. Wu, P. Jiang, G. Razinskas, Y. Huo, H. Zhang, M. Kamp, A. Rastelli, O. G. Schmidt, B. Hecht, K. Lindfors, e M. Lippitz, “On-chip single-plasmon nanocircuit driven by a self-assembled quantum dot,” *Nano Lett.*, v. 17, n. 7, p. 4291–4296, 2017.
- [142] J. Wei, Y. Li, Y. Chang, D. M. N. Hasan, B. Dong, Y. Ma, C.-W. Qiu, e C. Lee, “Ultrasensitive transmissive infrared spectroscopy via loss engineering of metallic nanoantennas for compact devices,” *ACS Appl. Mater. Interfaces*, v. 11, n. 50, p. 47 270–47 278, Dec. 2019. [Online]. Disponível em: <https://doi.org/10.1021/acsami.9b18002>
- [143] B. Kim, J. Hwang, J. Yi, D. R. Kim, A. Urbas, Z. Ku, e C. H. Lee, “Replicable quasi-three-dimensional plasmonic nanoantennas for infrared bandpass filtering,” *ACS Appl. Mater. Interfaces*, v. 13, n. 20, p. 24 024–24 031, May 2021. [Online]. Disponível em: <https://doi.org/10.1021/acsami.1c03932>
- [144] A. Alu e N. Engheta, “Theory, modeling and features of optical nanoantennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, v. 61, n. 4, p. 1508–1517, 2013.
- [145] M. Elsaid, K. R. Mahmoud, M. F. O. Hameed, S. S. A. Obayya, e M. Hussein, “Broadband directional rhombic nanoantenna for optical wireless communications systems,” *J. Opt. Soc. Am. B*, v. 37, n. 4, p. 1183–1189, Apr 2020.
- [146] G. H. B. Damasceno, W. O. F. Carvalho, e J. R. Mejía-Salazar, “Design of plasmonic yagi-uda nanoantennas for chip-scale optical wireless communications,” *Sensors*, v. 22, n. 19, p. 7336, 2022.
- [147] C. García-Meca, S. Lechago, A. Brimont, A. Griol, S. Mas, L. Sánchez, L. Bellieres, N. S. Losilla, e J. Martí, “On-chip wireless silicon photonics: from reconfigurable interconnects to lab-on-chip devices,” *Light Sci. Appl.*, v. 6, n. 9, p. e17 053–e17 053, 2017.
- [148] F. J. Díaz-Fernández, E. Pinilla-Cienfuegos, C. García-Meca, S. Lechago, A. Griol, e J. Martí, “Characterisation of on-chip wireless interconnects based on silicon nanoantennas via near-field scanning optical microscopy,” *IET Optoelectron.*, v. 13, n. 2, p. 72–76, 2019.

- [149] G. Calò, G. Bellanca, M. Barbiroli, F. Fuschini, G. Serafino, D. Bertozzi, V. Tralli, e V. Petruzzelli, “Design of reconfigurable on-chip wireless interconnections through optical phased arrays,” *Opt. Express*, v. 29, n. 20, p. 31 212–31 228, 2021.
- [150] H. F. Hofmann, T. Kosako, e Y. Kadoya, “Design parameters for a nano-optical Yagi–Uda antenna,” *New J. Phys.*, v. 9, n. 7, p. 217, 2007.
- [151] J. Devi e P. Datta, “Yagi–Uda nanoantenna for NIR domain,” *J. Comput. Electron.*, v. 17, n. 1, p. 406–418, 2018.
- [152] A. G. Curto, G. Volpe, T. H. Taminiau, M. P. Kreuzer, R. Quidant, e N. F. van Hulst, “Unidirectional Emission of a Quantum Dot Coupled to a Nanoantenna,” *Science*, v. 329, n. 5994, p. 930–933, 2010.
- [153] T. Kosako, Y. Kadoya, e H. F. Hofmann, “Directional control of light by a nano-optical Yagi–Uda antenna,” *Nat. Photonics*, v. 4, n. 5, p. 312–315, 2010.
- [154] D. Dregely, R. Taubert, J. Dorfmüller, R. Vogelgesang, K. Kern, e H. Giessen, “3D optical Yagi-Uda nanoantenna array,” *Nat. Commun.*, v. 2, p. 267, 2011.
- [155] I. S. Maksymov, I. Staude, A. E. Miroshnichenko, e Y. S. Kivshar, “Optical Yagi-Uda nanoantennas,” *Nanophotonics*, v. 1, n. 1, p. 65–81, 2012.
- [156] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. John wiley & sons, 2015.
- [157] F. Reyes Gómez, R. J. G. Rubira, S. A. Camacho, C. S. Martin, R. R. Da Silva, C. J. L. Constantino, P. Alessio, O. N. Oliveira, e J. R. Mejía-Salazar, “Surface plasmon resonances in silver nanostars,” *Sensors*, v. 18, n. 11, 2018.
- [158] H.-M. Kim e M.-K. Kim, “Beam steering of a single nanoantenna,” *Opt. Express*, v. 28, n. 11, p. 16 822–16 833, 2020.
- [159] A. Afridi e c. E. Kocabaş, “Beam steering and impedance matching of plasmonic horn nanoantennas,” *Opt. Express*, v. 24, n. 22, p. 25 647–25 652, 2016.
- [160] W. O. F. Carvalho, G. H. B. Damasceno, E. Moncada-Villa, e J. R. Mejía-Salazar, “Active manipulation of radiated fields by a magnetoplasmonic half-wave dipole nanoantenna,” *Opt. Lett.*, v. 48, n. 3, p. 680–683, 2023.
- [161] S.-Y. Wang, W.-M. Zheng, D.-L. Qian, R.-J. Zhang, Y.-X. Zheng, S.-M. Zhou, Y.-M. Yang, B.-Y. Li, e L.-Y. Chen, “Study of the Kerr effect of  $\text{Co}_x \text{Ag}_{100-x}$  granular films,” *J. Appl. Phys.*, v. 85, n. 8, p. 5121–5123, 1999.
- [162] L. Gao, F. Lemarchand, e M. Lequime, “Refractive index determination of  $\text{SiO}_2$  layer in the UV/Vis/NIR range: Spectrophotometric reverse engineering on single and bi-layer designs,” *J. Eur. Opt. Society-Rapid Publ.*, v. 8, 2013.
- [163] Y. J. Chen, T. Suzuki, S. P. Wong, e H. Sang, “Perpendicular magnetic anisotropy of co–ag granular thin films,” *Journal of Applied Physics*, v. 85, n. 8, p. 5048–5050, 1999. [Online]. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.370087>

- [164] W. O. F. Carvalho, E. Moncada-Villa, e J. R. Mejía-Salazar, “Wireless at the nanoscale: towards magnetically tunable beam steering,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2023.
- [165] J. Chochol, K. Postava, M. Čada, M. Vanwolleghem, L. Halagačka, J.-F. Lampin, e J. Pištora, “Magneto-optical properties of InSb for terahertz applications,” *AIP Advances*, v. 6, n. 11, p. 115021, Nov. 2016.
- [166] J.-M. Pumirol, P. Q. Liu, T. M. Slipchenko, A. Y. Nikitin, L. Martin-Moreno, J. Faist, e A. B. Kuzmenko, “Electrically controlled terahertz magneto-optical phenomena in continuous and patterned graphene,” *Nat. Commun.*, v. 8, n. 1, p. 14626, Mar. 2017.
- [167] L. F. Man, W. Xu, Y. M. Xiao, H. Wen, L. Ding, B. Van Duppen, e F. M. Peeters, “Terahertz magneto-optical properties of graphene hydrodynamic electron liquid,” *Phys. Rev. B*, v. 104, p. 125420, Sep. 2021.
- [168] P. Pintus, L. Ranzani, S. Pinna, D. Huang, M. V. Gustafsson, F. Karinou, G. A. Casula, Y. Shoji, Y. Takamura, T. Mizumoto, M. Soltani, e J. E. Bowers, “An integrated magneto-optic modulator for cryogenic applications,” *Nat. Electron.*, v. 5, n. 9, p. 604–610, Sep. 2022.
- [169] A. Barulin, P. Roy, J.-B. Claude, e J. Wenger, “Ultraviolet optical horn antennas for label-free detection of single proteins,” *Nat. Commun.*, v. 13, n. 1, p. 1842, 2022.
- [170] H. Chai, Y. Lu, e W. Zhang, “Enhancement of transverse magneto-optical kerr effects and high sensing performance in a trilayer structure with nanopore arrays,” *Results Phys.*, v. 31, p. 105049, 2021.
- [171] I. O. Shpetnyi, V. Y. Pak, Y. O. Shkurdoda, S. I. Vorobiov, D. O. Derecha, A. V. Hruzevych, I. V. Sharai, A. F. Kravets, Y. I. Gorobets, L. Satrapinsky, e T. Luciński, “Influence of the magnetic field on the structural characteristics of granular coxag100-x thin film alloys,” *Thin Solid Films*, v. 724, p. 138613, 2021.
- [172] B. B. Yousif e A. S. Samra, “Modeling of optical nanoantennas,” *Phys. Res. Int.*, v. 2012, Nov. 2012.
- [173] G. H. B. Damasceno, W. O. F. Carvalho, A. Cerqueira Sodr e Jr, O. N. Oliveira Jr, e J. R. Mejía-Salazar, “Magnetoplasmonic nanoantennas for on-chip reconfigurable optical wireless communications,” *ACS Appl. Mater. Interfaces*, v. 15, n. 6, p. 8617–8623, 2023.
- [174] E. Prodan, C. Radloff, N. J. Halas, e P. Nordlander, “A hybridization model for the plasmon response of complex nanostructures,” *Science*, v. 302, n. 5644, p. 419–422, 2003.
- [175] I. S. Maksymov, “Magneto-plasmonic nanoantennas: basics and applications,” *Rev. Phys.*, v. 1, p. 36–51, 2016.
- [176] J. J. Baumberg, J. Aizpurua, M. H. Mikkelsen, e D. R. Smith, “Extreme nanophotonics from ultrathin metallic gaps,” *Nat. Mater.*, v. 18, n. 7, p. 668–678, 2019.
- [177] H. Haas, J. Elmirghani, e I. White, “optical wireless communication,” p. 20200051, 2020.

- [178] M. Z. Chowdhury, M. K. Hasan, M. Shahjalal, M. T. Hossan, e Y. M. Jang, “Optical wireless hybrid networks: Trends, opportunities, challenges, and research directions,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, v. 22, n. 2, p. 930–966, 2020.
- [179] M. Uysal e H. Nouri, “Optical wireless communications—An emerging technology,” in *2014 16th international conference on transparent optical networks (ICTON)*. IEEE, 2014, p. 1–7.
- [180] S. A. Al-Gailani, M. F. M. Salleh, A. A. Salem, R. Q. Shaddad, U. U. Sheikh, N. A. Algeelani, e T. A. Almohamad, “survey of free space optics (FSO) communication systems, links, and networks,” *IEEE Access*, v. 9, p. 7353–7373, 2020.
- [181] A. Jahid, M. H. Alsharif, e T. J. Hall, “A contemporary survey on free space optical communication: Potentials, technical challenges, recent advances and research direction,” *Journal of Network and Computer Applications*, v. 200, p. 103311, 2022.
- [182] J. Bohata, M. Komanec, J. Spacil, R. Slavik, e S. Zvanovec, “Transmitters for combined radio over a fiber and outdoor millimeter-wave system at 25 GHz,” *IEEE Photonics Journal*, v. 12, n. 3, p. 1–14, 2020.
- [183] Z. Ghassemlooy, S. Arnon, M. Uysal, Z. Xu, e J. Cheng, “Emerging optical wireless communications—advances and challenges,” *IEEE journal on selected areas in communications*, v. 33, n. 9, p. 1738–1749, 2015.
- [184] T.-C. Wu, Y.-C. Chi, H.-Y. Wang, C.-T. Tsai, Y.-F. Huang, e G.-R. Lin, “Tricolor R/G/B laser diode based eye-safe white lighting communication beyond 8 Gbit/s,” *Scientific reports*, v. 7, n. 1, p. 1–10, 2017.
- [185] L.-Y. Wei, C.-W. Chow, G.-H. Chen, Y. Liu, C.-H. Yeh, e C.-W. Hsu, “Tricolor visible-light laser diodes based visible light communication operated at 40.665 Gbit/s and 2 m free-space transmission,” *Optics express*, v. 27, n. 18, p. 25 072–25 077, 2019.
- [186] 3GPP, “Base Station (BS) radio transmission and reception,” 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project (3GPP), Technical Specification (TS) 38.104, 2021, version 15.13.0.
- [187] ———, “5G NR Base Station (BS) radio transmission and reception,” 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project (3GPP), Technical Specification (TS) 38.104, 2021, (TS 38.104 version 17.5.0, Release 17.
- [188] E. F. Schubert, *Light-emitting Diodes*. E. Fred Schubert, 2018.
- [189] T. J. Roupheal, *RF and Digital Signal Processing for Software-defined Radio: A Multi-standard Multi-mode Approach*. Newnes, 2009.
- [190] L. C. de Souza, E. S. Lima, e A. C. S. Junior, “Implementation of a Full Optically-Powered 5G NR Fiber-Wireless System,” *IEEE Photonics Journal*, v. 14, n. 1, p. 1–8, 2022.
- [191] Z. Na, Y. Wang, M. Xiong, X. Liu, e J. Xia, “Modeling and throughput analysis of an ado-ofdm based relay-assisted vlc system for 5g networks,” *IEEE Access*, v. 6, p. 17 586–17 594, 2018.

- [192] L. A. M. Pereira, L. L. Mendes, C. J. A. Bastos-Filho, e Arismar Cerqueira Sodré Jr, “Novel Machine Learning Linearization Scheme for 6G A-RoF Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, 2023, aceito para publicação.
- [193] M. Noweir, Q. Zhou, A. Kwan, R. Valivarthi, M. Helaoui, W. Tittel, e F. M. Ghannouchi, “Digitally Linearized Radio-Over Fiber Transmitter Architecture for Cloud Radio Access Network’s Downlink,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 66, n. 7, p. 3564–3574, 2018.
- [194] S. J. Savory, “Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, 2010.
- [195] A. Eghbali, H. Johansson, O. Gustafsson, e S. J. Savory, “Optimal Least-Squares FIR Digital Filters for Compensation of Chromatic Dispersion in Digital Coherent Optical Receivers,” *Journal of lightwave technology*, v. 32, n. 8, p. 1449–1456, 2014.
- [196] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, e J. Pastalan, “A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers,” *IEEE Transactions on signal processing*, v. 54, n. 10, p. 3852–3860, 2006.
- [197] H. Chen, J. Li, K. Xu, Y. Pei, Y. Dai, F. Yin, e J. Lin, “Experimental Investigation on Multi-dimensional Digital Predistortion for Multi-band Radio-over-fiber Systems,” *Optics express*, v. 22, n. 4, p. 4649–4661, 2014.
- [198] A. Hekkala, M. Hiivala, M. Lasanen, J. Perttu, L. C. Vieira, N. J. Gomes, e A. Nkansah, “Predistortion of Radio over Fiber Links: Algorithms, Implementation, and Measurements,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 59, n. 3, p. 664–672, 2011.
- [199] Y. Wu, U. Gustavsson, A. G. i Amat, e H. Wymeersch, “Residual Neural Networks for Digital Predistortion,” in *GLOBECOM 2020-2020 IEEE Global Communications Conference*. IEEE, 2020, p. 01–06.
- [200] H. D. Rodrigues, T. C. Pimenta, R. A. A. de Souza, e L. L. Mendes, “Orthogonal Scalar Feedback Digital Pre-Distortion Linearization,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, v. 64, n. 2, p. 319–330, 2017.
- [201] M. Matsuura, N. Tajima, H. Nomoto, e D. Kamiyama, “150-W power-over-fiber using double-clad fibers,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 38, n. 2, p. 401–408, 2020.
- [202] C. Algora, I. García, M. Delgado, R. Peña, C. Vázquez, M. Hinojosa, e I. Rey-Stolle, “Beaming power: Photovoltaic laser power converters for power-by-light,” *Joule*, 2021.
- [203] C. Budelmann, “Opto-electronic sensor network powered over fiber for harsh industrial applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 2, p. 1170–1177, 2017.
- [204] Werthen *et al.*, “Power over fiber: a review of replacing copper by fiber in critical applications,” *Optical Technologies for Arming, Safing, Fuzing, and Firing*, v. 5871, p. 85–90, 2005.