

Rede Refletora em Banda X com Elevada Discriminação de Polarização Cruzada

Suyane P. Campos, Edson R. Schlosser e Marcos V. T. Heckler

Resumo— Este artigo apresenta três propostas para reduzir o nível da polarização cruzada irradiada por uma rede de antenas refletora em Banda X empregando uma rede de antenas de microfita como fonte de alimentação em posição axial. O elemento espalhador é composto de um *patch* circular com uma seção de linha de atraso. Neste artigo, deseja-se atingir uma discriminação de polarização cruzada (*XPD*) superior a 20 dB. As três técnicas são descritas e resultados de simulação empregando o pacote comercial HFSS são mostrados. Finalmente, indica-se qual das três técnicas analisadas produz menor nível de polarização cruzada.

Palavras-Chave— Rede refletora, espalhador circular impresso, polarização cruzada, linha de atraso de fase.

Abstract— This paper presents three approaches to reduce the level of cross polarization radiated by a reflectarray antenna designed to operate in the X-Band using a microstrip array as the primary source in the axial configuration. The scatterer is composed of a circular patch with one phase-delay line. In this paper, the goal is to achieve a cross-polarization decoupling (*XPD*) larger than 20 dB. The three techniques are described and the simulation results obtained with the commercial package ANSYS HFSS are shown. Finally, the technique that yields the lowest cross-polarization level is indicated.

Keywords— Reflectarray antennas, printed circular scatterer, cross polarization, phase-delay lines.

I. INTRODUÇÃO

Redes de antenas refletoras (do inglês, *reflectarray antennas* - RA) impressas são alternativas aos irradiadores parabólicos, pois sua fabricação demanda a aplicação de técnicas simples de prototipação de circuitos impressos em contraste com a necessidade de torneamento de estruturas tridimensionais. A superfície refletora é composta de espalhadores impressos sobre uma das faces de um laminado com baixas perdas na faixa de micro-ondas e de um plano de terra na face oposta. Uma fonte primária, que irradia uma onda esférica que incide sobre as células impressas, deve ser adicionada acima da estrutura refletora (demonstrado na Fig. 1). Os espalhadores que compõem a rede devem ser dimensionados para compensar a diferença de fase inerente à propagação da onda da fonte primária à superfície refletora. Há, basicamente, quatro técnicas para realizar esta compensação de fase: emprego de elementos com tamanhos variados, uso de rotação de espalhadores, integração de linhas de atraso ao espalhador ou emprego de alguma técnica de reconfiguração [1].

Suyane P. Campos, Edson R. Schlosser e Marcos V. T. Heckler, Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas (LEMA), Universidade Federal do Pampa, Alegrete-RS, e-mails: suyanecampos.aluno@unipampa.edu.br; edsonschlosser@unipampa.edu.br, marcos.heckler@unipampa.edu.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) através dos processos 305654/2022-5 e 143137/2023-9.

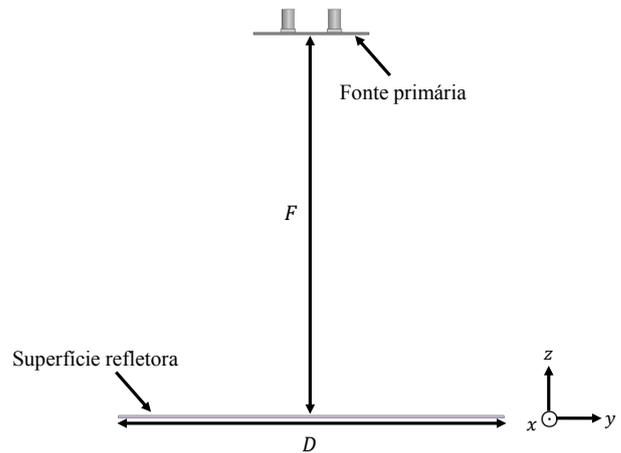


Fig. 1: RA com alimentador na posição axial.

Um espalhador circular com uma linha de atraso conectada ao *patch* foi proposto em [2]. O objetivo foi obter-se uma maior distribuição de fase a partir do elemento simples, para aumentar a largura de banda do conjunto. Na proposta [3], um conjunto com *patches* circulares foi apresentado, em que são conectadas duas linhas de atraso integradas aos espalhadores. Como forma de suprimir em até 12 dB o nível de polarização cruzada, os espalhadores do conjunto foram espelhados em [4]. Para obter uma antena com polarização circular e uma faixa de operação maior, a célula circular foi otimizada adicionando-se quatro linhas de atraso com tamanhos variados para operar de 9,6 a 11,2 GHz [5].

Em [6], é proposta uma célula unitária em que o anel interno é sintonizado na Banda Ka e o externo na Banda K. O ganho para as duas frequências de ressonância são superiores a 23 dBic (ganho de uma antena comparado a um irradiador isotrópico com polarização circular) e uma razão axial inferior a 2 dB.

A avaliação do desempenho de uma *reflectarray* 20×20 circularmente polarizada, em que o apontamento do feixe é controlado por diodos PIN para operação na Banda K é demonstrada por [7]. O diodo PIN é modelado de maneira simplificada ao se alternar a seção de linha em aberto para curto-circuito.

Neste artigo são estudadas as características de irradiação de duas topologias de rede de antenas refletoras impressas para operação em 9,6 GHz. Para a composição da rede refletora e do alimentador, escolheu-se utilizar o substrato Rogers RO4003C, com espessura $h = 0,813$ mm, tangente de perdas $\tan \delta = 0,0027$ e constante dielétrica $\epsilon_r = 3,55$.

O artigo está organizado da seguinte forma: a Seção II apresenta o projeto da fonte primária da RA. O projeto da RA com uma seção de linha é descrito na Seção III. Também na Seção III, avaliaram-se três técnicas para reduzir a polarização, sendo duas a partir do espelhamento entre elementos e a outra acrescentando linhas ao *patch*. Em seguida, é descrita a conclusão deste estudo.

II. MODELO ELETROMAGNÉTICO DA FONTE PRIMÁRIA

As antenas de microfita são fabricadas em tecnologia de circuitos impressos. No hodierno, são amplamente utilizadas devido ao seu tamanho compacto, facilidade de fabricação e podem ser facilmente integradas em circuitos eletrônicos. A geometria do *patch* pode assumir diversas formas. Além disso, tais irradiadores são amplamente utilizados para a composição de redes de antenas, para aumentarem o ganho. Por fim, quando produzidas em grande escala, possuem baixo custo. O irradiador nesta tecnologia é composto de um plano de terra (GND), um substrato que possua um excelente comportamento na faixa de micro-ondas (baixas perdas e isotropia) e o *patch*. Para este processo do trabalho, definiu-se que a polarização deste irradiador seria linear e com geometria retangular.

As dimensões do *patch* retangular foram determinadas empregando-se o método da linha de transmissão, considerando-se a alimentação por ponta de prova coaxial (conector SMA) [8]. O elemento simples do irradiador é apresentado na Fig. 2, em que a via possui um raio de 0,68 mm. Através do cálculo do método da linha de transmissão obteve-se que o comprimento $L = 7,982$ mm, a largura $W = 10,359$ mm e a posição da ponta de prova $x_0 = 2,141$ mm. O coeficiente de reflexão relacionado a essas dimensões é representado na cor azul do gráfico dado pela Fig. 3. O irradiador ressoou em frequência distinta da desejada. Portanto, foi realizado um ajuste nas variáveis do projeto, com o intuito de corrigir o deslocamento em frequência e também melhorar o casamento de impedância. Esse ajuste é definido como escalonamento em frequência (α), usado para multiplicar nas variáveis W , L e x_0 . O fator de escalonamento é expresso por

$$\alpha = \frac{f_a}{f_r}, \quad (1)$$

em que f_a é a frequência de ressonância atual e f_r frequência de ressonância desejada. Ao efetuar esse processo, alcançou-se um resultado satisfatório, pois o casamento de impedância encontra-se abaixo de -25 dB, como demonstrado pela curva em violeta na Fig. 3. Dessa forma, as novas dimensões são $L = 7,6987$ mm, $W = 9,7218$ mm e $x_0 = 2,0062$ mm.

O diagrama de irradiação para a antena de microfita com as dimensões finais é apresentado na Fig. 4, em que o Plano E é $\phi = 0^\circ$ e o Plano H é $\phi = 90^\circ$. Para ambos os planos, o ganho equivale a, aproximadamente, 7,25 dBi.

Para conseguir aumentar o ganho, é projetada, a partir do elemento simples, uma rede 2×2 contendo quatro elementos idênticos e excitados com a mesma amplitude, contudo defasados em 180° , como dado na Fig. 5. Esta técnica foi usada para reduzir o ganho da polarização cruzada. O espaçamento entre os elementos da rede foi definido como sendo $0,5\lambda_0$.

Ao implementar a simulação da rede proposta, obteve-se um ganho próximo a 13 dBi nos Planos E e H, mostrado

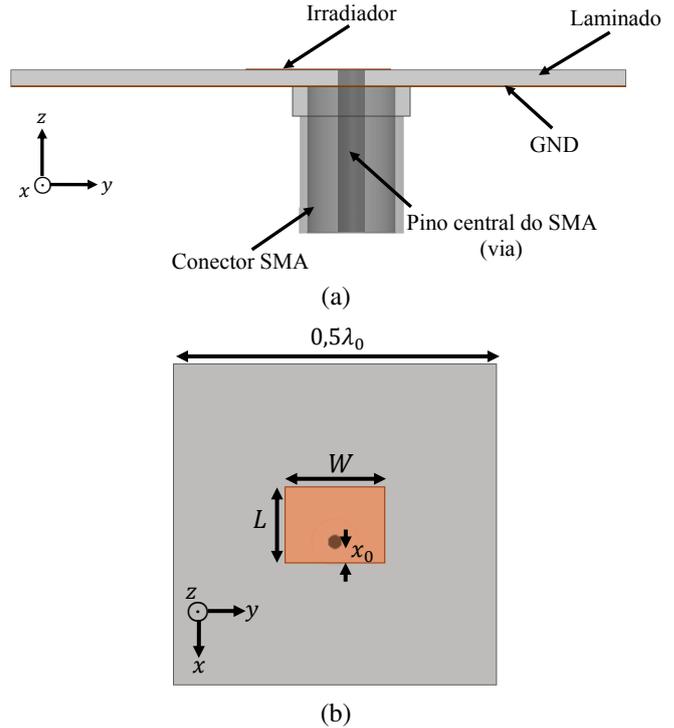


Fig. 2: Elemento simples do irradiador de microfita: (a) Vista lateral; (b) Vista superior.

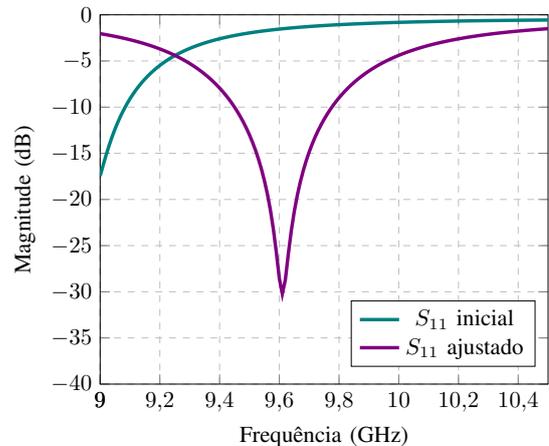


Fig. 3: Coeficiente de reflexão do elemento simples.

no diagrama de irradiação da Fig. 6. A polarização cruzada encontra-se abaixo do fundo de escala, ocasionando em uma XPD superior a 15 dB, conforme proposto pela literatura. A Fig. 7 apresenta os parâmetros S da rede proposta. Nota-se que os resultados fornecidos são somente em relação à Antena 1, mas como é uma rede simétrica $S_{11} = S_{mn}$ (em que m representa o elemento ao longo de x e n ao longo de y ; ou seja $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$) e é uma rede recíproca $S_{12} = S_{21} = S_{23} = S_{24}$, $S_{13} = S_{32} = S_{31} = S_{34}$, $S_{14} = S_{24} = S_{34} = S_{41}$.

III. REDE REFLETORA

Para todas as análises apresentadas nas subseções seguintes, aplicaram-se as seguintes definições: - Espalhador com formato

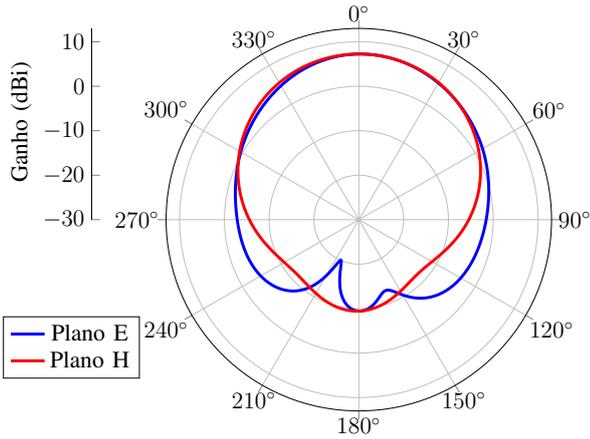


Fig. 4: Diagrama de irradiação do elemento simples.

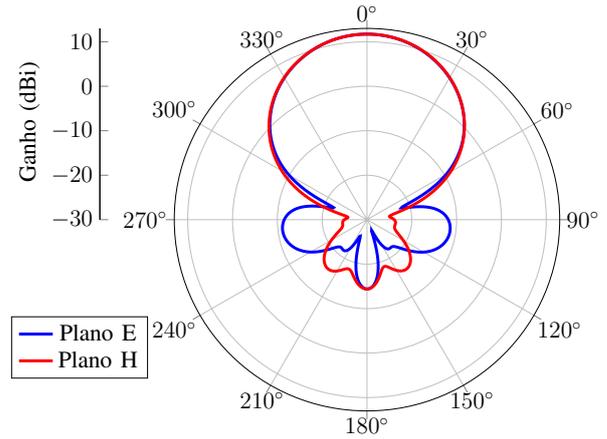


Fig. 6: Diagrama de irradiação da rede 2x2.

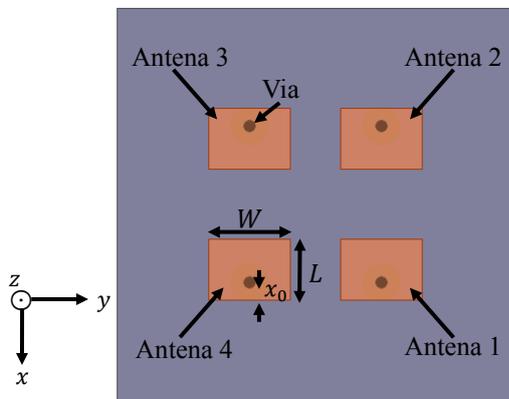


Fig. 5: Geometria da rede de alimentação.

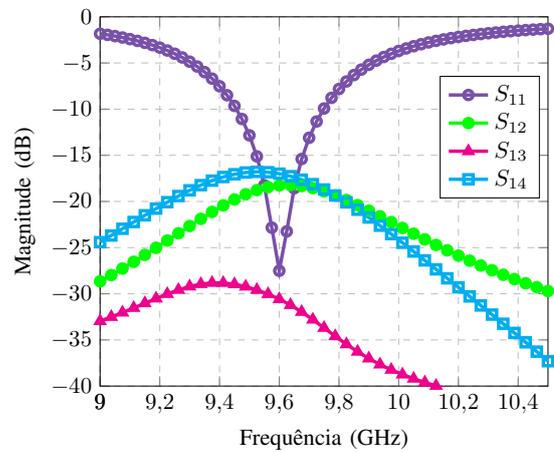


Fig. 7: Parâmetro S da rede 2x2 do alimentador.

circular de raio $a = 4,815$ mm;

- Número de espalhadores: composição bidimensional com 10 elementos ao longo de x e 10 ao longo de y , totalizando 100 espalhadores;
- Espaçamento entre elementos adjacentes de $0,5 \lambda_0$;
- Razão $F/D = 1$, em que F é a distância focal (do centro de fase do alimentador ao centro geométrico da rede) e D é a dimensão lateral da abertura.

A geometria de cada célula foi adaptada de [2] e [5]. O comportamento da curva de fase da célula unitária é descrito em [9]. O modelo eletromagnético da RA é apresentado na Fig. 8 e 9. Cada comprimento da seção de linha foi calculado para compensar a diferença de fase inerente à propagação da onda eletromagnética da fonte primária até a abertura da superfície refletora.

O ganho nas polarizações principal e cruzada é fornecido na Fig. 10. Nota-se que a isolamento entre a polarização principal e cruzada (do inglês, *Cross-Polarization Decoupling* - XPD) é em torno de 7,27 dB. Este resultado para aplicações práticas é inviável. Para decair o ganho da polarização pode-se aplicar duas técnicas, sendo elas: a inserção de mais seções de linha de atraso ao espalhador [5], [3] e [10] ou aplicar a técnica do espelhamento [4].

A técnica do espelhamento pode ser aplicada de diversas formas, mas neste trabalho será implementada como espelhar sub-redes 2×2 e 5×5 . A primeira metodologia a ser adotada

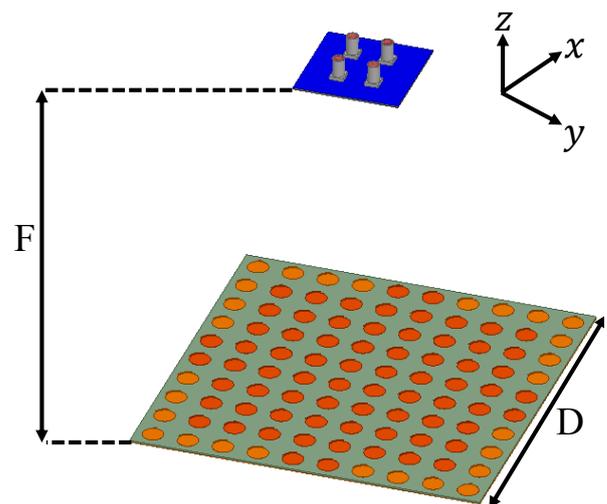


Fig. 8: Modelo eletromagnético da RA: Vista tridimensional.

é apresentada na Fig. 11, na qual a lógica a ser implementada é a seguinte: pegar o modelo apresentado na Fig. 8 e dividir em quatro quadrantes, sendo o quadrante 1 definido como sub-rede 1 (na cor vermelha), quadrante 2 na cor roxa, quadrante 3 na cor amarelo e, por fim, quadrante 4 na cor azul marinho. A sub-rede 1 é replicada para os demais quadrantes; ou seja, o

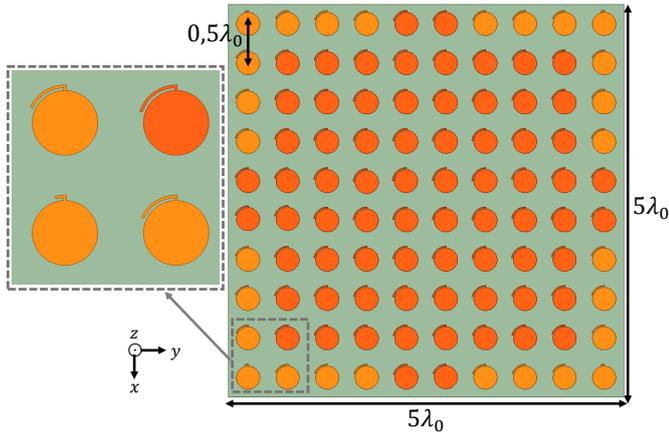


Fig. 9: Modelo eletromagnético da RA: Vista superior.

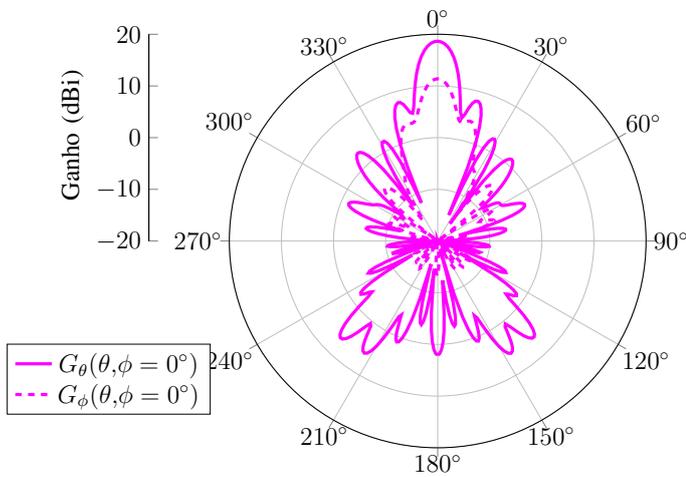


Fig. 10: Diagrama de irradiação de ganho da RA - espalhadores com uma seção de linha.

sentido da curva da linha de atraso da antena $Ant_{1,1}$ é igual ao das antenas $Ant_{1,10}$, $Ant_{10,1}$ e $Ant_{10,10}$. De forma análoga, o sentido da linha de atraso da antena $Ant_{2,5}$ é idêntico para as antenas $Ant_{2,6}$, $Ant_{9,5}$ e $Ant_{9,6}$.

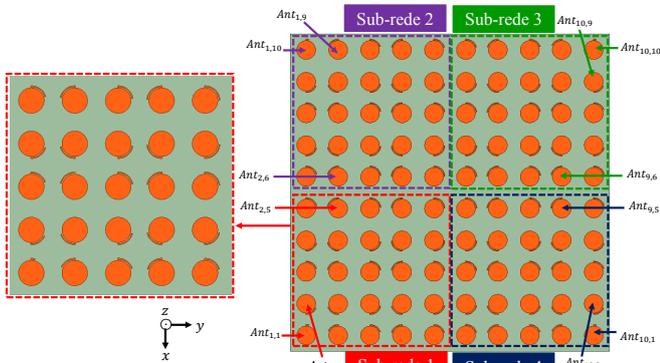


Fig. 11: Modelo da RA com espalhadores circulares para diminuir o nível da polarização cruzada: Técnica 1.

O diagrama do Plano E para este caso é a fornecida pela curva na cor roxa da Fig. 13, observa-se que $XPD = 30,49$ dB.

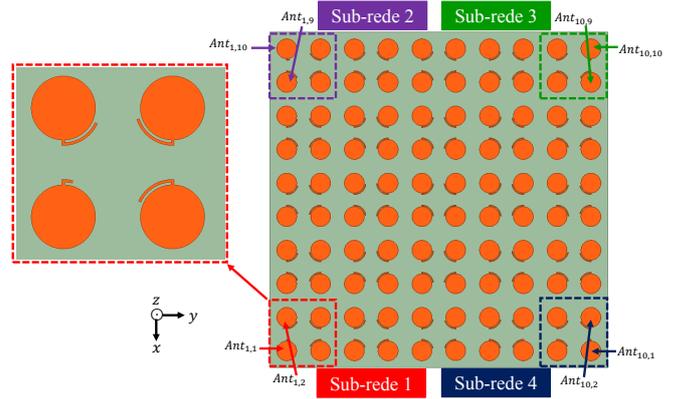


Fig. 12: Modelo da RA com espalhadores circulares para diminuir o nível da polarização cruzada: Técnica 2.

A segunda técnica empregada é ilustrada na Fig. 12. Este método tem como fundamento dividir a rede 10×10 em sub-redes 2×2 e aplicar o espelhamento a partir da antena de referência, sendo, neste caso, a $Ant_{1,1}$. O resultado desta técnica é representado pela cor verde na Fig. 13. Assim, obtendo uma $XPD = 25,82$ dB.

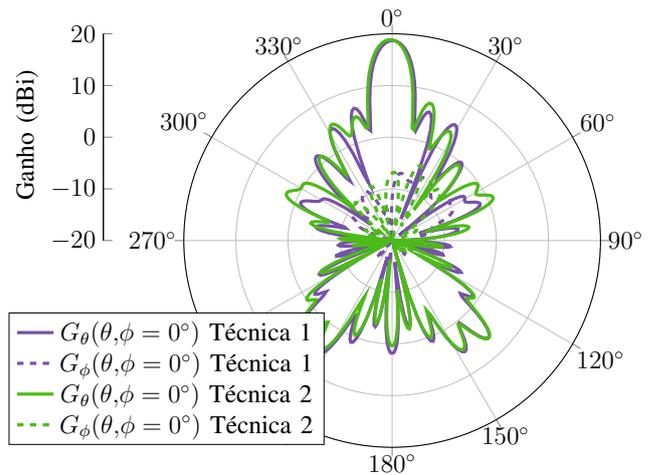


Fig. 13: Diagrama de irradiação de ganho da RA - espalhadores com uma seção de linha.

Outro processo de diminuir a polarização cruzada consiste em incluir mais seções de linhas de atraso ao espalhador. Neste trabalho, adicionaram-se mais três trechos de linha ao elemento, a superfície refletora é mostrada na Fig. 14. O diagrama de ganho para este caso é fornecido na Fig. 15, analisando-o obtém-se uma $XPD = 24,93$ dB.

IV. CONCLUSÃO

Através da simulação eletromagnética, os estudos para diminuir a polarização cruzada apresentam comportamentos similares. Ao comparar as três metodologias implementadas, obteve-se que a melhor XPD acontece para o caso da Técnica 1; ou seja, quando se emprega o espelhamento entre sub-redes de 5×5 . No entanto, ao analisar o contexto em que o diagrama seja diretivo, tenha menor nível de lóbulo secundário (do inglês,

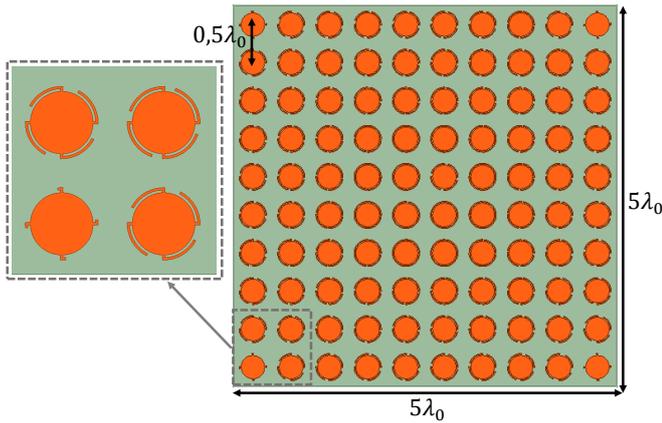


Fig. 14: Superfície refletora dos espalhadores circulares com quatro linhas de atraso (Técnica 3).

- [6] R. L. Farias, C. Peixeiro, and M. V. T. Heckler, "Single-Layer Dual-Band Dual-Circularly Polarized Reflectarray for Space Communication," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 7, pp. 5989–5994, 2022.
- [7] —, "Performance Assessment of a Reconfigurable Circularly Polarized Reflectarray at K-Band," in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. Copenhagen, Dinamarca: IEEE, 2020, pp. 1–5.
- [8] C. A. Balanis, *Teoria de Antenas - Análise e Síntese*, vol. 1, , 3ª Ed. LTC, 2009.
- [9] S. P. Campos, M. V. T. Heckler, and E. R. Schlosser, "Caracterização Numérica de Células Unitárias com Linhas de Atraso de Fase para Redes Refletoras Impressas," *XLI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais*, 2023.
- [10] —, "Análise de Espalhadores Impressos para Rede de Antenas Refletoras em Banda X," *XXI Simpósio Brasileiro de Micro-Ondas e Optoeletrônica (SBMO)*, 2024.

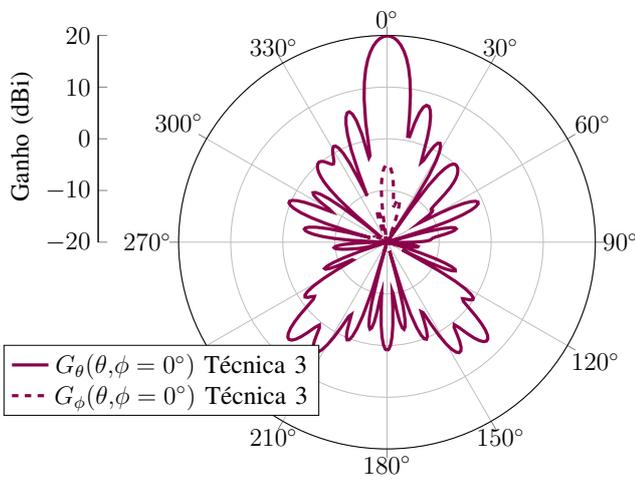


Fig. 15: Diagrama de irradiação de ganho da RA - espalhadores com quatro seções de linha (Técnica 3).

Side Lobal Level - SLL) e uma XPD superior a 15 dB, conclui-se que o elemento com quatro seções de linha de atraso cumpre esses requisitos de forma bastante eficiente. Ademais, a RA com quatro seções de linha de atraso pode operar com polarização circular, característica de suma importância para aplicações espaciais.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [2] R. S. Malfajani and Z. Atlasbaf, "Design and Implementation of a Broadband Single-Layer Reflectarray Antenna with Large-Range Linear Phase Elements," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1442–1445, 2012.
- [3] H. Hasani, M. Kamyab, and A. Mirkamali, "Broadband Reflectarray Antenna Incorporating Disk Elements with Attached Phase-Delay Lines," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 156–158, 2010.
- [4] —, "Low Cross-Polarization Reflectarray Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 5, pp. 1752–1756, 2011.
- [5] R. S. Malfajani and Z. Atlasbaf, "Design and Implementation of a Broadband Single Layer Circularly Polarized Reflectarray Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 973–976, 2012.