

Projeto de Circuito *Beamformer* para Antenas com Dupla Polarização Circular

Danielle O. A. Sieber, Juner M. Vieira, Ildefonso Bianchi, Daniel B. Ferreira, Daniel C. Nascimento, Felix Antreich

Resumo—Este artigo apresenta o projeto de um circuito *beamformer* para antenas com dupla polarização circular formadas por quatro irradiadores rotacionados sequencialmente. O circuito opera na banda L e é composto de duas híbridas de 180 graus, uma híbrida de 90 graus e dois amplificadores de baixo ruído. Componentes comerciais foram selecionados para a construção do protótipo que teve seus parâmetros S medidos. Usa-se o protótipo para alimentar uma antena sinuosa desenvolvida para a recepção de sinais GNSS. Os testes da antena mostraram uma razão axial inferior a 3 dB na *broadside*, como desejado, de 1 a 2 GHz, validando o projeto.

Palavras-Chave—Circuito *beamformer*, Polarização circular, Receptores GNSS, Antena sinuosa.

Abstract—This paper presents the design of a *beamformer* circuit for dual circularly polarized antennas composed of four sequentially rotated radiators. The *beamformer* operates over the L band, and its architecture has two 180-deg hybrid couplers, one 90-deg hybrid coupler, and two low-noise amplifiers. Commercial components were selected to build the circuit prototype, and its scattering parameters were measured. The prototype was used to feed a sinuous antenna designed to receive GNSS signals. The antenna measurements showed that the broadside axial ratio is below 3 dB as desired from 1 to 2 GHz, thus validating the *beamformer* operation.

Keywords—*Beamformer* circuit, Circular polarization, GNSS receivers, Sinuous antenna.

I. INTRODUÇÃO

Antenas com polarização circular são frequentemente utilizadas em sistemas de comunicação móveis via satélite, em sistemas globais de navegação por satélite (GNSS) e em sistemas de telemetria e de telecommando para mísseis ou foguetes. No caso dos enlaces que envolvem propagação através da ionosfera, a polarização circular tem a vantagem de ser imune à rotação Faraday. Outro ponto positivo das antenas circularmente polarizadas é que ao girá-las em torno da linha de visada direta, o nível dos sinais recebidos mantém-se, em tese, inalterado [1].

Usando quatro irradiadores com polarização linear e rotacionados sequencialmente, pode-se obter uma antena com polarização circular, cuja faixa de passagem de razão axial é larga [2]. Nessa configuração, os irradiadores devem ser excitados por sinais de mesma amplitude e defasados progressivamente de $\pm 90^\circ$ (o sinal define o sentido de polarização). Esse princípio para geração de polarização circular também

está presente em antenas sinuosas e log-periódicas impressas de quatro braços, as quais, em geral, são boas opções para sistemas banda larga que trabalham com dupla polarização circular (à direita - RHCP e à esquerda - LHCP) [3].

Para garantir que a razão axial dessas antenas permaneça baixa ao longo de toda a banda, é necessário que o circuito *beamformer* conectado aos quatro irradiadores mantenha o desbalanceamento de amplitude bastante próximo de 0 dB e o valor absoluto da defasagem progressiva bem perto de 90° . Em [4], por exemplo, propõe-se um circuito composto de um divisor T, duas híbridas *branch line* e casadores de impedância, a fim de gerar polarização RHCP em uma rede de antenas de microfita em forma de E rotacionadas sequencialmente. Uma rede semelhante é dimensionada em [5], porém é alimentada por um circuito chaveado, visando à implementação de um arranjo modulado no tempo com dupla polarização circular. Já em [6], emprega-se uma combinação de linhas de transmissão de um quarto de onda em série e em paralelo para produzir quatro excitações com amplitudes iguais e defasadas de 90° .

Tendo em vista esse contexto, neste artigo, projeta-se um circuito *beamformer* para alimentar antenas receptoras com quatro irradiadores rotacionados sequencialmente operando na banda L (1–2 GHz). Utilizam-se híbridas de 180° , de 90° e amplificadores de baixo ruído (LNAs) comerciais na síntese do circuito para produzir as progressões de fase necessárias à realização das polarizações RHCP e LHCP. O *beamformer* é usado com uma antena sinuosa de quatro braços destinada a estudos de refletometria GNSS. As próximas seções encontram-se organizadas da seguinte maneira. Na Seção II, descreve-se o projeto do *beamformer*, onde são ilustradas as estimativas de desempenho baseadas nos dados dos arquivos *Touchstone* fornecidos pelos fabricantes dos componentes. A medida dos parâmetros espalhamento do circuito é registrada na Seção III, assim como os resultados dos testes com a antena sinuosa. Por último, na Seção IV, são destacados os pontos relevantes do trabalho.

II. PROJETO DO CIRCUITO

A Figura 1 apresenta a arquitetura básica do circuito proposto. Ela é formada por duas híbridas de 180° e por uma híbrida de 90° . As portas numeradas de 1 a 4 são conectadas à antena, enquanto as portas 5 e 6, ao receptor das polarizações RHCP e LHCP, respectivamente. As fases indicadas na figura exemplificam a progressão que é obtida para um sinal injetado na porta 5. Caso a alimentação seja feita pela porta 6, a progressão passa a ser -90° , 0° , -270° e -180° da porta 1 à 4. Em ambas as situações, os sinais nas portas 1 a 4 têm

Danielle O. A. Sieber, Juner M. Vieira, Ildefonso Bianchi, Daniel B. Ferreira, Daniel C. Nascimento, Felix Antreich, Laboratório de Antenas e Propagação – LAP, Instituto Tecnológico de Aeronáutica – ITA, São José dos Campos-SP, e-mails: danielledoas@fab.mil.br, {juner, ibianchi, danielbf, danielcn, fean}@ita.br. Este trabalho foi parcialmente financiado por CNPq (409865/2018-4, 405889/2021-6).

mesma amplitude. Assim, se os irradiadores que formam a antena estiverem rotacionados sequencialmente de 90° , serão recebidas ondas com polarizações circulares. Na continuação desta seção, descrevem-se os componentes selecionados para o projeto do circuito, bem como o seu *layout* e a estimativa de desempenho baseada nos dados dos arquivos *Touchstone* disponibilizados pelos fabricantes. Vale citar que a escolha por componentes comerciais se deu pela facilidade de fabricação e repetibilidade conferidas ao circuito.

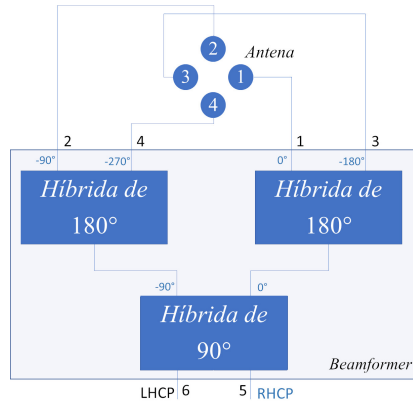


Fig. 1. Arquitetura básica do circuito *beamformer* para obtenção de dupla polarização circular.

A. Escolha de componentes e análise isolada do circuito

Como a aplicação principal do circuito é a alimentação de uma antena sinuosa empregada na recepção de sinais GNSS, é interessante que ele já contemple LNAs em sua arquitetura, pois esses sinais chegam à superfície terrestre com níveis muito baixos. Com essa definição, o circuito poderá ser utilizado somente no modo de recepção. No entanto, invertendo os sentidos dos amplificadores na placa e selecionando um modelo apropriado para os níveis de potência e modulação dos sinais transmitidos, o circuito passa a operar no modo de transmissão.

Visando minimizar desbalanceamentos de amplitude e de fase entre as portas de saída (5 e 6) do circuito, optou-se por trabalhar com apenas dois LNAs, posicionados entre cada híbrida de 180° e a híbrida de 90° , o que ainda tem a vantagem de facilitar a etapa de construção. Tendo em conta a recepção de sinais GNSS, foi especificado o LNA SKY67159-396LF, da *Skyworks*, que opera sobre uma ampla banda (200 a 3800 MHz), possui baixa figura de ruído (em torno de 1 dB) e circuito de casamento simples. De 1 a 2 GHz, ele tem ganho típico de ~ 17 dB, perda de retorno na entrada e na saída típicas de ~ 20 dB e isolamento reversa de cerca de 22 dB [7].

Em relação à híbrida de 90° , selecionou-se o componente *Xinger* 11305-3S, da *TTM Technologies*. Ele opera de 1 a 2 GHz, com os seguintes desempenhos informados em sua folha de dados: isolamento mínima de 20 dB; perda de inserção máxima de 0,45 dB; VSWR máximo de 1,30; desbalanceamento máximo de amplitude de $\pm 0,55$ dB; e desbalanceamento máximo de fase de $\pm 3^\circ$ [8].

Já para as híbridas de 180° , optou-se pelo componente SYPJ-2-222+, da *Mini-Circuits*, que pode ser utilizado na faixa

de 500 a 2250 MHz. Nos intervalos de 900-1600 MHz e 1600-2500 MHz, essa híbrida apresenta as seguintes especificações típica/máxima: perda de inserção (acima de 3 dB) de 1,7/2,3 dB e 2,0/2,6 dB; desbalanceamento de amplitude (em dB) de 0,5/0,9 e 0,4/0,9; e desbalanceamento de fase (em graus) de 3,0/9,0 e 5,0/14,0. Além disso, ela tem isolamento mínima/típica de 20/25 dB e 15/19 dB, e VSWR típico de 1,5 nos dois intervalos [9]. Nota-se que o desbalanceamento de fase pode atingir $14,0^\circ$ no final da faixa de operação do *beamformer* e a isolamento pode ser inferior a 20 dB nessas frequências, valores que, a princípio, representam um ponto de atenção. Contudo, devido à dificuldade de se encontrar outro modelo para montagem em superfície (i.e., não conectorizado) com respostas superiores, adotou-se o SYPJ-2-222+ no projeto. Nas análises descritas a seguir, será verificado que o desempenho do circuito não é impactado significativamente em razão desses limites.

Os arquivos *Touchstone* contendo os parâmetros espalhamento típicos desses três componentes foram importados no formato de blocos de dados no ambiente *Circuit* do *Ansys Electronics Desktop*, no qual foi possível avaliar o desempenho esperado para o circuito. A numeração das portas nessa simulação é a mesma da Figura 1 e os resultados obtidos são descritos na sequência.

A Figura 2(a) apresenta o gráfico de desbalanceamento máximo de amplitude entre os parâmetros S_{51} , S_{52} , S_{53} e S_{54} , bem como entre S_{61} , S_{62} , S_{63} e S_{64} . Os valores ficaram abaixo de 1 dB em toda a banda. O desbalanceamento máximo de fase para a recepção RHCP, por sua vez, foi determinado como o maior desvio entre cada uma das diferenças de fase $\angle(S_{51}/S_{54})$, $\angle(S_{52}/S_{51})$, $\angle(S_{53}/S_{52})$ e $\angle(S_{54}/S_{53})$ e a defasagem nominal de -90° . De maneira similar, o maior desvio entre cada um dos valores $\angle(S_{61}/S_{64})$, $\angle(S_{62}/S_{61})$, $\angle(S_{63}/S_{62})$ e $\angle(S_{64}/S_{63})$ e a defasagem nominal de $+90^\circ$ foi avaliado para a recepção LHCP. Os desvios calculados são registrados no gráfico da Figura 2(b), no qual se constata um desempenho adequado, com valores inferiores a $5,2^\circ$.

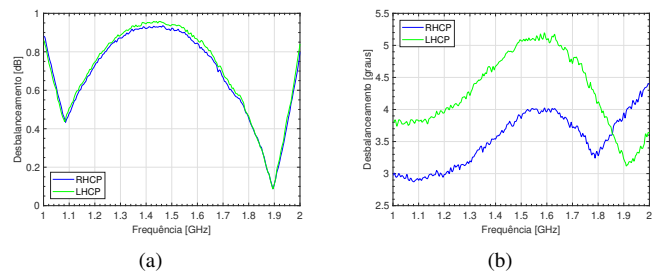


Fig. 2. Desbalanceamentos máximos de amplitude (a) e de fase (b) simulados para a recepção de sinais RHCP e LHCP.

As magnitudes dos coeficientes de reflexão nas portas de entrada e de saída do circuito assim como as transmissões entre essas portas, determinadas na simulação, podem ser vistas nos gráficos das Figuras 3 e 4, respectivamente. Analisando o gráfico da Figura 3(a), observa-se que a perda de retorno nas portas de entrada é superior a 10 dB nas frequências em torno de 1,2 GHz e 1,5 GHz, onde estão alocadas as bandas do GNSS. Somente acima de 1,75 GHz que esse limiar não é

satisfeito. Já no gráfico da Figura 3(b), percebe-se que a perda de retorno nas portas de saída é superior a 18 dB.

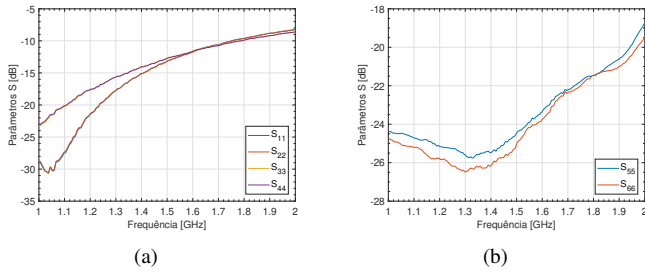


Fig. 3. Casamento de impedância das portas de entrada (a) e de saída (b) do circuito.

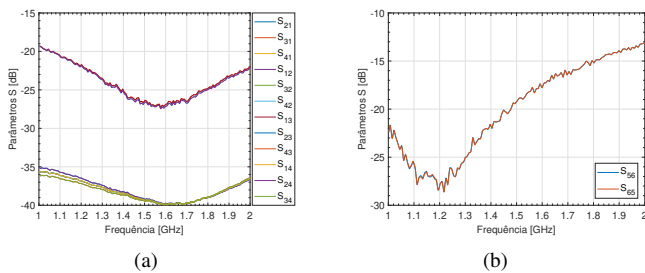


Fig. 4. Transmissão entre as portas de entrada (a) e de saída (b) do circuito.

De acordo com o gráfico da Figura 4(a), a isolamento entre as portas de entrada do circuito está acima de 20 dB em praticamente toda a banda. Já para as portas de saída (Figura 4(b)), isso ocorre apenas na metade inferior da banda. Todavia esse não é um ponto crítico, pois o circuito será utilizado no modo de recepção, ou seja, somente sinais refletidos nas portas 5 e 6, decorrentes de descasamentos, é que podem acoplar entre essas portas. Como os receptores de GNSS e cabos de interligação costumam ser bem casados com 50 Ω , a isolamento menor na faixa superior certamente não deve interferir nos diagramas de irradiação da antena.

Em face das respostas satisfatórias da simulação com as matrizes espalhamento dos componentes, passou-se à confecção do *layout* e fabricação do protótipo do circuito.

B. Configuração final

O *layout* do *beamformer* foi desenhado com o auxílio das recomendações contidas nos *data sheets* dos componentes e pode ser visualizado na Figura 5. A Figura 6, por sua vez, apresenta uma imagem ampliada dos circuitos de casamento e de polarização dos LNAs. Para a construção do circuito, foi especificado o substrato *Rogers CuClad 250GX*, com $\epsilon_r = 2,55$, $\text{tg } \delta = 0,0022$ e espessura de 0,762 mm.

Todos os trechos de linha de RF (50 Ω) que contém cantos foram simulados no *software HFSS*, usando alimentações do tipo *Lumped Port*, para verificar se os chanfros feitos asseguraram um bom casamento de impedância nos pontos de conexão. Os círculos no *layout* representam as vias metalizadas para aterramento dos componentes. A tensão de polarização dos LNAs é injetada pelo conector coaxial da porta 6 (LHCP), por isso, um indutor de bloqueio de RF (L1) e um capacitor

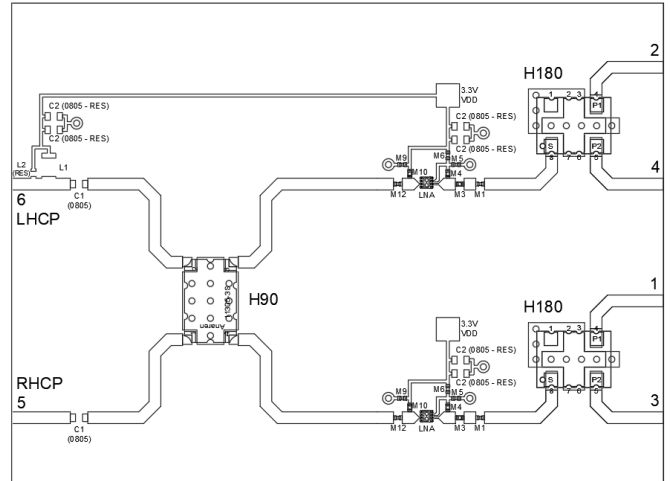


Fig. 5. *Layout* do circuito *beamformer*.

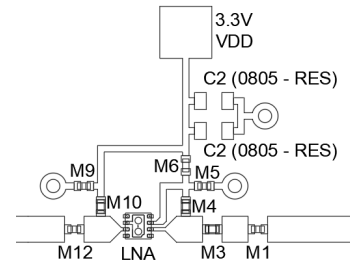


Fig. 6. Detalhe ampliado dos circuitos de casamento e de polarização dos LNAs.

de acoplamento (C1), que desempenham o papel de um *bias T*, foram posicionados próximos a essa porta para derivar um ramo com essa tensão DC.

Um fio externo (*jumper*) que passa sob a placa conecta as áreas quadradas (VDD) previstas para aplicação da tensão DC dos LNAs. Um capacitor de acoplamento (C1) também foi introduzido na linha da porta 5 (RHCP) para evitar problemas caso uma tensão contínua seja inserida nessa porta. Cabe mencionar que foi deixado um espaço reserva para uso de um indutor de bloqueio de RF (L2), com dimensão 0603 (1,6 mm \times 0,8 mm), se for identificado que o desempenho do indutor L1 não é satisfatório. No *layout*, ainda são previstos espaços para capacitores *bypass* (C2) próximos à alimentação DC dos LNAs e ao indutor de bloqueio de RF, com o objetivo de escoar para o plano de terra sinais de RF que porventura estejam no ramo de tensão DC, o que poderia estabelecer uma realimentação indesejada nos LNAs, levando-os a oscilar. Para fixação da placa do circuito, assim como dos seis conectores SMA, dimensionou-se uma base de alumínio, conforme ilustrado na Figura 7, que apresenta o modelo final para a construção do protótipo do circuito *beamformer*.

III. PROTÓTIPO E MEDIDAS

A. Construção e medições do circuito

Todas as etapas do processo de construção e testes do protótipo do circuito *beamformer* foram realizadas no Laboratório de Antenas e Propagação (LAP) do Instituto Tecnológico de

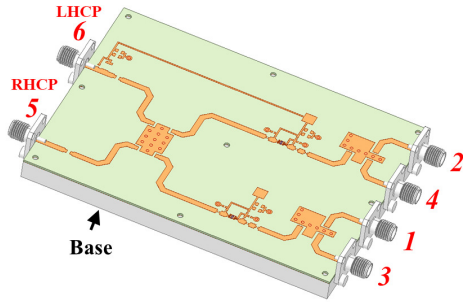


Fig. 7. Modelo final para a construção do protótipo do *beamformer*.

Aeronáutica (ITA) [10]. O resultado final da montagem pode ser visto na Figura 8.

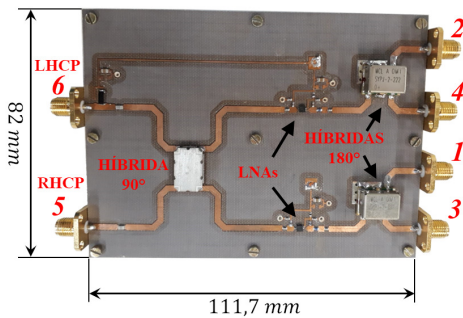


Fig. 8. Protótipo do circuito *beamformer*.

Durante as medições iniciais do circuito com um analisador de redes (*Agilent N5230 PNA-L*), foi soldado um capacitor de *bypass* de 10 nF próximo ao indutor de bloqueio de RF (modelo WA8514-AEC da Coilcraft) e às alimentações DC dos LNAs para minimizar oscilações. Os resultados das medidas desses parâmetros são visualizados nas Figuras 9 a 11.

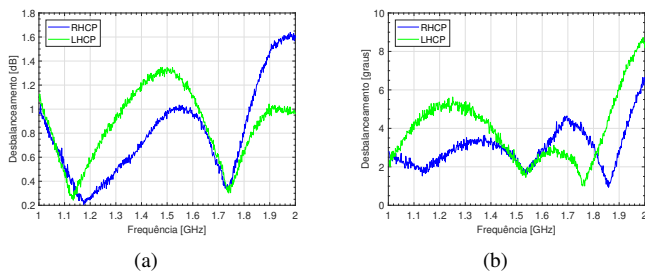


Fig. 9. Desbalanceamentos máximos de amplitude (a) e de fase (b) medidos para a recepção de sinais RHCP e LHCP.

Nota-se pela Figura 9(a) que o maior desbalanceamento de amplitude entre portas medido foi de aproximadamente $1,6\text{ dB}$ e $1,3\text{ dB}$ para as portas RHCP e LHCP, respectivamente. No projeto do circuito, esse valor ficou inferior a $1,0\text{ dB}$ para as duas portas (Figura 2(a)).

Em relação ao maior desbalanceamento de fase verificado (que, nesse caso, é definido como o maior desvio da progressão de fase entre portas adjacentes em relação à defasagem de $\pm 90^\circ$ nominal), observou-se um valor ligeiramente superior a 6° e 8° nas medições para essas portas (Figura 9(b)), ao passo

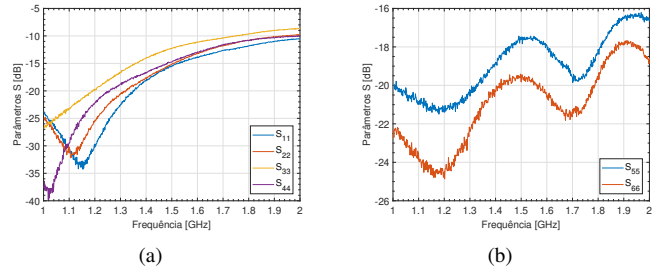


Fig. 10. Medições do casamento de impedância das portas de entrada (a) e de saída (b).

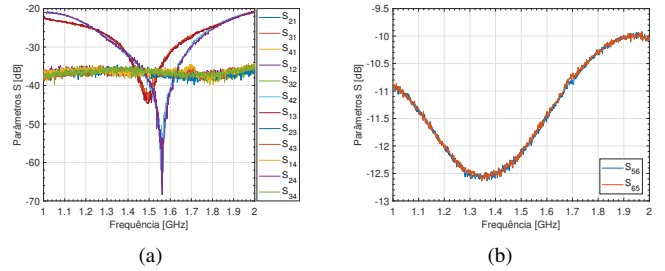


Fig. 11. Medições da isolamento entre as portas de entrada (a) e de saída (b).

que nas simulações, esses valores foram inferiores a $4,5^\circ$ e 5° , respectivamente, em quase toda a banda (Figura 2(b)). Os casamentos de impedância das portas de entrada e de saída medidos, de acordo com a Figura 10, mostram comportamento análogo ao das simulações (Figura 3). Da mesma maneira, foi adequada a correspondência entre a isolamento entre as portas de entrada simulada (Figura 4(a)) e a medida (Figura 11(a)), sendo observados níveis superiores a 20 dB em toda a banda. Para as portas de saída, a isolamento medida (Figura 11(b)) é menor do que a simulada (Figura 4(b)). No entanto, isso não representa um problema para a operação do conjunto, pois o sistema de recepção (cabos e receptor) acoplado ao *beamformer* deve ser bem casado com $50\ \Omega$.

Examinando as informações anteriores, constata-se que os desbalanceamentos de amplitude e de fase medidos são um pouco maiores do que os estimados usando os arquivos *Touchstone* dos componentes. As diferenças notadas nesses parâmetros sugerem que as híbridas de 180° utilizadas no protótipo têm desempenho aquém do relacionado em sua folha de dados. Entretanto, como será visto na próxima seção, esses desbalanceamentos não impactam na aplicação principal do circuito, uma vez que razões axiais bem baixas são aferidas.

B. Medições de uma antena sinuosa acoplada ao circuito

Para validar o desempenho do protótipo do *beamformer* em um cenário operacional, ele foi utilizado para alimentar uma antena sinuosa de quatro braços que opera na faixa de 1 a 2 GHz [3]. A Figura 12 apresenta a montagem da antena com o circuito, que foi testada em câmara anecoica.

Através do método da fonte rotativa, mediram-se os diagramas de irradiação em cada uma das portas RHCP/LHCP do *beamformer*, como mostrado na Figura 13. A curva da razão axial na *broadside versus* frequência, determinada pelo mesmo método, é visualizada na Figura 14.

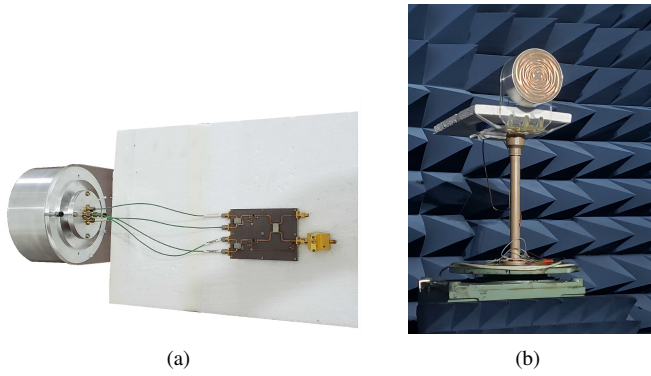


Fig. 12. Detalhes da montagem (a); medições na câmara anecoica (b).

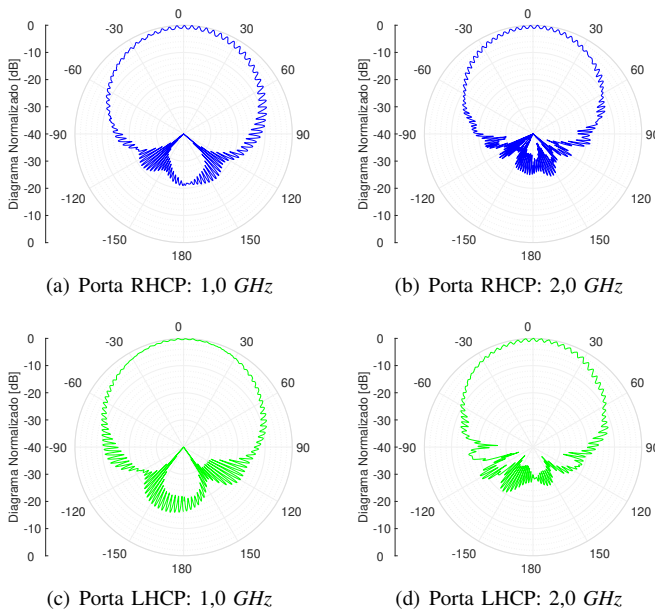


Fig. 13. Medidas dos diagramas de irradiação normalizados (plano $\phi = 0^\circ$).

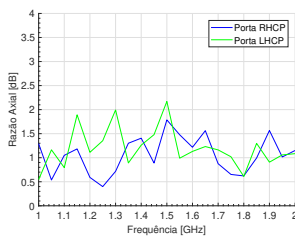


Fig. 14. Medição da razão axial na *broadside*.

Como se percebe, os diagramas normalizados são simétricos em uma ampla abertura angular em torno da *broadside*. Além disso, a razão axial angular, que é extraída avaliando-se as oscilações do diagrama, é inferior a 3 dB para uma abertura superior a 60°, tanto em 1 GHz quanto em 2 GHz. Esse comportamento é igualmente verificado para as demais frequências da faixa. Um indicativo desse desempenho é que a razão axial máxima obtida na *broadside* (Figura 14) é de aproximadamente 2,25 dB ao longo de toda a banda de operação para ambas as portas, mantendo-se muito abaixo do limite de 3 dB desejado. Com os parâmetros espalhamento

do *beamformer* e da antena, também se calculou o ganho proporcionado pelo circuito, chegando a 14,8 dB em 1,0 GHz, 14,6 dB em 1,5 GHz e 13,5 dB em 2,0 GHz, para as portas RHCP e LHCP.

IV. CONCLUSÕES

Neste artigo, projetou-se um circuito *beamformer* para antenas receptoras com dupla polarização circular formadas por quatro irradiadores rotacionados sequencialmente. Para estimar o desempenho do circuito na faixa de 1 a 2 GHz, utilizaram-se os arquivos *Touchstone* disponibilizados pelos fabricantes dos componentes selecionados. Testou-se o protótipo do circuito com uma antena sinuosa de quatro braços para a recepção de sinais GNSS, e foram verificadas razões axiais baixas na *broadside* para ambas as polarizações RHCP e LHCP, demonstrando a adequação dos desbalanceamentos de amplitude e fase. O ganho médio do circuito foi de 14,0 dB. Como continuação deste projeto, sugere-se a seleção/desenvolvimento de componentes que respondam em faixas mais largas, com o objetivo de ampliar a banda de operação do circuito para além do dobro da alcançada.

AGRADECIMENTOS

Ao Instituto de Fomento e Coordenação Industrial (IFI/DCTA) por disponibilizar sua câmara anecoica e funcionários para os testes do protótipo do circuito *beamformer*.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Gao, Q. Luo, and F. Zhu, *Circularly Polarized Antennas*. Chichester: John Wiley & Sons, 2014.
- [2] J. Huang, “Microstrip antennas: Analysis, design, and application,” in *Modern Antenna Handbook*, C. A. Balanis, Ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2008, ch. 4, pp. 157–200.
- [3] D. O. A. Sieber, “Projeto de antena sinuosa com dupla polarização,” Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, 2021.
- [4] L. F. Marzall, D. C. Lunardi, R. Schildberg, and J. C. S. Lacava, “Circularly-polarized planar array of sequentially rotated E-shaped elements,” in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010, pp. 1–4.
- [5] G. Bogdan, P. Bajurko, and Y. Yashchyshyn, “Time-modulated antenna array with dual-circular polarization,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, no. 11, pp. 1872–1875, 2020.
- [6] A. Jabri, Y. Tawk, and J. Costantine, “Beam steering limitations for sequentially rotated circularly polarized phased antenna arrays,” in *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, pp. 611–612.
- [7] “SKY67159-396LF broadband low-noise amplifier data sheet,” Skyworks, pp. 1–21, May 2019. [Online]. Available: <https://www.skyworksinc.com/en/Products/Amplifiers/SKY67159-396LF>
- [8] “Xinger 11305-3S hybrid coupler 3 dB, 90° data sheet,” TTM Technologies, Rev. A. [Online]. Available: <https://www.ttm.com/en/solutions/rfs-components/xinger-components/90-degree-hybrid-couplers>
- [9] “SYPJ-2-222+ 180° hybrid data sheet,” Mini-Circuits, Brooklin, NY, Rev. B. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=SYPJ-2-222%2B>
- [10] “Laboratório de Antenas e Propagação (LAP),” Ago. 2021, Plataforma Nacional de Infraestrutura de Pesquisa (PNIPE) MCTI. [Online]. Available: <https://pnipe.mctic.gov.br/laboratory/5862>