

Phase Shifter Analógico-Digital Aplicado a Phased Arrays: Estudo de Caso

Muriel Altmann, Candice Müller e Fernando C. C. de Castro

Resumo—Este trabalho apresenta um estudo de caso da aplicação de um *phase shifter* analógico-digital (ADPS) em um sistema *phased array* composto por quatro antenas dipolo linearmente espaçadas. O ADPS combina uma seção digital de 1 bit e uma seção analógica reflexiva baseada em varactores, proporcionando ampla faixa de defasagem com baixa perda de inserção. O *phased array* é composto pelo *array* de antenas, *phase shifters*, combinador de Wilkinson, e sistema de controle. O sistema foi implementado e avaliado através de medidas experimentais do levantamento do diagrama de radiação e da capacidade de mitigar os efeitos de um sinal interferente, posicionado em direção angular diferente da do sinal desejado. Os resultados demonstram elevada correspondência entre os diagramas de radiação medidos e simulados, validando a implementação do protótipo. Os experimentos também demonstraram que o *phase shifter* proposto ajusta a fase dos sinais provenientes dos elementos do *array* de modo que o receptor digital demodule corretamente o sinal desejado mesmo na presença de sinal interferente com elevada SINR.

Palavras-Chave—*Array* de antenas faseados, defasadores, antenas inteligentes, formação de feixe.

Abstract—This work presents a case study on the application of an analog-digital phase shifter (ADPS) in a phased array system composed of four linearly spaced dipole antennas. The ADPS combines a 1-bit digital section and a reflective analog section based on varactors, providing a wide phase-shift range with low insertion loss. The phased array consists of the antenna array, phase shifters, Wilkinson combiner, and control system. The system was implemented and evaluated through experimental measurements of the radiation pattern and its ability to mitigate the effects of an interfering signal positioned at a different angular direction from the desired signal. The results demonstrate a high correspondence between the measured and simulated radiation patterns, validating the prototype implementation. The experiments also demonstrated that the proposed phase shifter adjusts the phase of the signals from the array elements so that the digital receiver correctly demodulates the desired signal even in the presence of an interfering signal with high SINR.

Keywords—Phased arrays, phase shifters, smart antennas, beamforming.

I. INTRODUÇÃO

A crescente demanda por sistemas de comunicação sem fio de alto desempenho tem impulsionado, nas últimas décadas, o desenvolvimento de arquiteturas de antenas capazes de explorar o domínio espacial do canal de propagação. Nesse cenário, os *arrays* de antenas com formação eletrônica de feixe

(*beamforming*) destacam-se dada sua capacidade de manipular dinamicamente o diagrama de radiação. Estas antenas, também conhecidas como antenas inteligentes ou antenas adaptativas, apresentam vantagem expressiva em termos de ganho direcional, relação sinal-ruído e rejeição de interferência, atributos que as tornam fundamentais em aplicações de radar de abertura sintética, comunicações celulares de quinta geração (5G) e sistemas de sensoriamento remoto [1].

O princípio de operação de um *array* de antenas receptoras baseia-se na superposição dos sinais resultantes respectivamente em cada um dos elementos do *array*, sinais que são originados pelo campo eletromagnético que incide em cada elemento. O módulo e a fase dos sinais resultantes nos terminais dos respectivos elementos do *array* são linearmente combinados de modo a se superporem construtivamente, maximizando o ganho do *array* na direção de interesse no diagrama de radiação do *array*. Simultaneamente, através da mesma combinação linear, os referidos sinais são superpostos destrutivamente nas demais direções do diagrama de radiação, minimizando o ganho do *array* nestas demais direções. Esta superposição controlada dos sinais resultantes em cada elemento do *array* objetivando controlar o diagrama de radiação é denominada de *beamforming*.

No domínio analógico, um *phased array* se caracteriza pela manipulação das fases dos sinais de RF por meio de *phase shifters* (PSs) acoplados diretamente aos elementos do *array*. Embora mais restritivo em termos de flexibilidade funcional quando comparado às implementações digitais, visto que, em geral, permite a formação de um único feixe por vez, esta abordagem apresenta vantagens significativas de simplicidade circuitual, menor consumo de potência e compatibilidade com restrições orçamentárias, dado que exige uma única cadeia de RF. Por suas vantagens, antenas *phased array* são tecnicamente adequadas para sistemas de complexidade moderada e para o estudo analítico dos fenômenos fundamentais de formação de feixe.

No contexto de *phased arrays*, os *phase shifters* (PSs) desempenham um papel fundamental, pois são os dispositivos responsáveis pelo deslocamento de fase do sinal recebido de cada elemento do *array*. Os PSs podem ser classificados como digitais, analógicos ou híbridos, dependendo de como realizam o deslocamento de fase. PSs digitais são caracterizados por realizarem a defasagem em passos discretos e altamente repetíveis, possuindo controle robusto e de fácil integração com sistemas digitais. Porém, dados os seus passos discretos, estão limitados a um conjunto finito de atrasos, o qual é definido em função da combinação das seções que compõem o PS. Para aumentar a resolução é necessário aumentar o número de seções. Contudo, o aumento no número de seções acarreta o

aumento da perda de inserção. Mesmo com múltiplas seções, os PSs digitais permitem impor um conjunto finito de atrasos. A quantização das fases ideais para a formação do feixe em determinada direção resulta na degradação da performance do *beamformer*. Em contrapartida, PSs analógicos possuem controle de fase contínuo, sendo mais flexíveis que os digitais. Porém, possuem desvantagens como a sensibilidade à tolerância e à não linearidade dos componentes eletrônicos.

A arquitetura híbrida de PS combina as arquiteturas digital e analógica, permitindo atingir uma ampla faixa de atraso de fase, mantendo a perda de inserção controlada. Esta arquitetura busca um compromisso entre precisão, faixa de defasagem e perda de inserção, às custas de um aumento na complexidade do sistema de controle, dado que cada seção, analógica e digital, possui requisitos de controle específicos. Em [2] os autores apresentam um *phase shifter* de arquitetura híbrida, composto por uma seção digital e uma analógica. A seção digital de 1 bit adota chaveamento entre a linha de referência e de atraso, através de diodos PIN. A seção analógica é do tipo reflexiva, baseada em um acoplador híbrido em quadratura, tendo as portas de saída terminadas com varactores atuando como cargas reativas. A solução proposta apresenta máxima perda de inserção de 2,45 dB e deslocamento de fase de até 440° , podendo ser expandida até 640° estendendo a linha de atraso da seção digital, sem influenciar significativamente a perda de inserção. Resultados experimentais mostram que o PS híbrido apresenta desempenho superior aos PSs encontrados em literatura [2].

Nesse contexto, o presente trabalho dá continuidade à pesquisa apresentada em [2], através da aplicação da estrutura de *phase shifter* analógico-digital (ADPS – *Analog-Digital Phase Shifter*), com ampla faixa continuamente ajustável de atraso de fase e baixa perda de inserção, no desenvolvimento de um estudo de caso de um *phased array* composto por quatro antenas dipolo linearmente espaçadas. O presente trabalho apresenta a integração dos módulos que compõem o *phased array* (*array* de antenas, *phase shifters*, combinador/divisor de potência, cadeia de RF e etapa de processamento de sinais). O sistema desenvolvido é experimentalmente validado sob duas perspectivas: (I) validação da capacidade de manipulação dinâmica do diagrama de radiação do *array* através do sistema de controle eletrônico dos *phase shifters* e (II) análise da capacidade do *phased array* de minimizar os efeitos de um sinal interferente posicionado em direção angular diferente da direção do sinal desejado. As medidas experimentais do diagrama de radiação são comparadas com resultados de simulação e a análise de desempenho do sistema na presença de sinal interferente é avaliada pela MER (*modulation error ratio*) e SER (*symbol error rate*), métricas amplamente empregadas na avaliação da qualidade de enlaces de comunicação digital baseados em sinais modulados [3].

II. PHASED ARRAYS

Os *arrays* de antenas surgiram como uma alternativa aos radares convencionais com varredura mecânica, permitindo o direcionamento eletrônico do diagrama de radiação, ou seja, a formação de feixe, sem a necessidade de movimentação

física da antena. Inicialmente empregados em aplicações militares, esses sistemas evoluíram com a introdução de múltiplos elementos radiantes controlados por *phase shifters*, possibilitando o ajuste da fase do sinal em cada elemento do *array* e, consequentemente, o controle da formação do feixe. Além disso, a substituição de circuitos valvulados por componentes de estado sólido contribuiu para o desenvolvimento dos modernos sistemas de *phased array* analógicos, mais compactos, rápidos e confiáveis [4]. Atualmente, observa-se uma transição gradual para arquiteturas digitais, incluindo soluções de *beamforming* híbrido e totalmente digital, que oferecem maior flexibilidade, capacidade de processamento e adaptação dinâmica do feixe [5].

Nos sistemas analógicos, implementados através de *phased arrays*, a formação do feixe ocorre através da manipulação da fase dos sinais que alimentam os elementos do *array*, realizada no domínio analógico, em RF ou FI (frequência intermediária). Esta arquitetura depende do desempenho dos *phase shifters*, adota divisores/combinadores de potência e requer uma única cadeia de RF. Suas principais vantagens são a simplicidade de implementação e o custo reduzido. No entanto, o sistema é restrito a atender um único usuário. Apesar dessa limitação, ainda são muito utilizados em diversos sistemas.

III. PHASED ARRAY BASEADO NO PHASE SHIFTER ANALÓGICO-DIGITAL : ESTUDO DE CASO

Phase shifters desempenham um papel fundamental no controle do diagrama de radiação de um *phased array*. O ADPS, *phase shifter* analógico-digital, proposto em [2], é uma estrutura híbrida que permite ampla variação de fase com reduzida perda de inserção. A estrutura é composta por dois estágios funcionais: uma seção digital de linha comutada de 1 bit e um deslocador de fase analógico do tipo reflexivo, que utiliza um acoplador híbrido em quadratura, com cargas reativas baseadas em varactores, conforme mostra a Fig. 1. A abordagem proposta permite relaxar os critérios de projeto da carga reflexiva baseada em varactores sem comprometer o desempenho do *phase shifter*. A faixa de variação de fase da seção analógica pode ser intencionalmente reduzida para priorizar menor perda de inserção, sem afetar o desempenho global do PS. O compromisso entre perda de inserção e faixa de atraso reflete na performance do *phased array*.

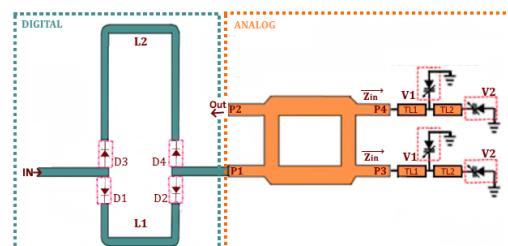


Fig. 1. Arquitetura do *phase shifter* analógico digital [2]

A Fig. 2 apresenta o diagrama em blocos do *phased array* proposto neste estudo de caso. O *array* é composto por quatro dipolos linearmente espaçados, os quais são conectados a

quatro ADPSs. As saídas dos ADPSs são combinadas através de um combinador de Wilkinson e a saída do combinador é conectada a um dispositivo SDR (*software defined radio*). O sinal recebido pelo SDR é convertido para banda base e, na sequência, demodulado. Os ADPSs são controlados, via software, por um sistema de controle eletrônico, que polariza as seções analógica e digital dos ADPSs de modo a impor o atraso de fase desejado em cada elemento do *array*.

Os elementos do *array* são espaçados em $\lambda/2$ e distantes 27,5 mm do refletor. As redes de casamento de impedância são implementadas em *microstrip* utilizando *stub* paralelo terminado em circuito aberto. O *array* opera na frequência de $f = 1$ GHz.

Os ADPSs utilizam substrato FR4 com 0,5 mm de espessura e permissividade relativa $\epsilon_r = 4,3$. Os dispositivos apresentam faixa de defasagem de aproximadamente 400° , com perda de inserção máxima de 3,6 dB. O combinador de Wilkinson utiliza substrato FR4 com 1,56 mm de espessura e permissividade relativa $\epsilon_r = 4,3$. A perda de inserção entre as portas de entrada e a porta de saída do combinador é de aproximadamente 6,6 dB. O SDR é um RSPduo da SDRplay [6].

Os ADPSs são controlados, via software, através de um sistema de controle eletrônico. O sistema de controle utiliza como interface entre software e hardware o dispositivo de aquisição de dados (DAQ) MCC USB-3114 da Digilent [7], que possui portas de saída analógicas, de 0 a ± 10 V e portas I/O digitais. Dadas as restrições de tensão e corrente do DAQ, suas saídas não podem ser empregadas diretamente na polarização dos ADPSs. Para tal, foram projetados e desenvolvidos dois circuitos eletrônicos para polarização das seções digital e analógica dos ADPSs, controlados pelas saídas digitais e analógicas do DAQ, respectivamente.

A seção digital do ADPS utiliza quatro diodos PIN BAR63-02 (D1, D2, D3 e D4) que atuam como comutadores digitais. Quando D1 e D2 estão polarizados diretamente, D3 e D4 ficam polarizados reversamente, e o sinal de RF se propaga pela linha de referência. Por outro lado, quando D1 e D2 estão polarizados reversamente, D3 e D4 ficam polarizados diretamente, e o sinal se propaga pela linha de atraso (ver Fig. 1). O circuito de polarização da seção digital é implementado por chaves eletrônicas que comutam entre as polarizações direta e reversa [8], fornecendo tensão de polarização de +5 V e -5 V, respectivamente.

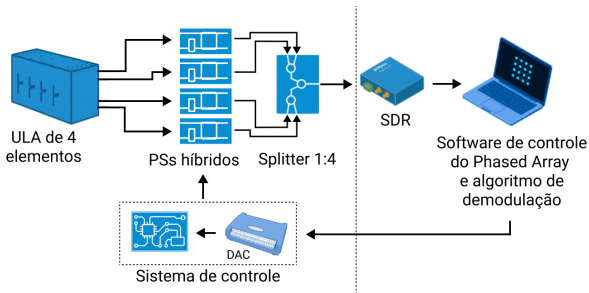


Fig. 2. Diagrama em blocos do *phased array* baseado no *phase shifter* analógico-digital

Na seção analógica, o deslocamento de fase é ajustado por meio da polarização DC dos varactores. Os varactores adotados (SMV2205-040LF) apresentam variação de capacitância de 1,02 pF a 12,40 pF à medida que a tensão de polarização DC reversa varia de 0 V a 20 V. O circuito de polarização dos varactores adota um amplificador não inversor, de ganho dois, de modo a dobrar a tensão proveniente da saída de controle analógica do DAQ.

A Fig. 3 apresenta o *phased array* baseado em *phase shifters* híbridos.

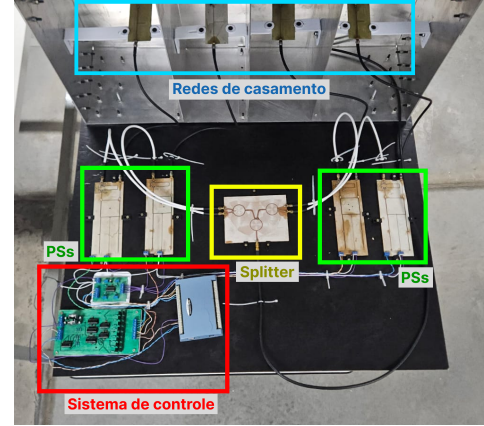


Fig. 3. Vista traseira do *phased array* com a identificação dos módulos

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O *phased array* com *phase shifters* analógico-digitais foi avaliado através (I) do diagrama de radiação, considerando o apontamento do lóbulo principal para diferentes direções angulares (através da configuração dos ADPSs) e (II) da capacidade de minimizar os efeitos de um sinal interferente, posicionado em direção angular diferente da direção do sinal desejado.

Para o levantamento do diagrama de radiação, foi adotado o *setup* apresentado na Fig. 4. O gerador de sinais analógico Keysight N5173B [9] gera um sinal senoidal com potência de 0 dBm, que alimenta uma antena refletor de canto, com ganho de 11,9 dBi. O sinal transmitido pelo refletor de canto se propaga até o *phased array*, que possui suas saídas conectadas à entrada dos ADPSs. Os sinais atrasados pelos ADPSs são combinados pelo combinador de Wilkinson e a potência recebida é medida pelo analisador de espectro Rohde & Schwarz FSH8 [10].

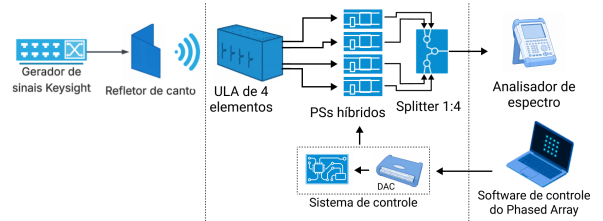


Fig. 4. Diagrama em blocos do *setup* utilizado para levantamento do diagrama de radiação

O enlace foi estabelecido na configuração TX-RX, com o alinhamento dos eixos de máxima potência radiada pelas antenas transmissora e receptora. A separação entre as antenas é de 3 m, valor escolhido de modo a satisfazer as condições de campo distante para a frequência central de operação.

Durante as medições, o diagrama de radiação é obtido por meio da rotação angular do *array* receptor em torno do seu eixo, enquanto a antena transmissora permanece fixa. Para cada posição angular, foi registrada a potência recebida no analisador de espectro, permitindo a reconstrução do padrão de radiação em função do ângulo. Este procedimento é repetido para todas as direções angulares de apontamento do lóbulo principal configuradas nos PSs.

O ganho do *array* foi estimado a partir da equação de Friis para transmissão em espaço livre [11], conforme segue:

$$G_{RX} = P_{RX} - P_{TX} - G_{TX} + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right) - L_{sist},$$

onde P_{RX} é a potência recebida, P_{TX} é a potência transmitida, G_{TX} é o ganho da antena transmissora, D é a distância entre as antenas, e L_{sist} representa as perdas adicionais do sistema. O termo $20 \log_{10}(4\pi D/\lambda)$ corresponde à perda de propagação em espaço livre, que depende da frequência de operação e da distância entre transmissor e receptor.

A Fig. 5 apresenta os diagramas de radiação configurando os ADPSs para apontamento do lóbulo principal nas direções de -0° , -20° e -30° . Os resultados experimentais (linhas sólidas) são comparados com os resultados de simulação (linhas tracejadas). Os resultados demonstram o funcionamento do sistema, com significativa similaridade entre os resultados experimentais e de simulação, especialmente no que se refere ao lóbulo principal. Cabe salientar que estas medidas não foram realizadas em câmara anecoica.

A Tabela I compila os resultados de simulação e experimentais em termos de ganho máximo, nível de lóbulos secundários (SLL) e ângulo de meia potência (HPBW) para os apontamentos nas direções de 0° , -20° e -30° . A análise comparativa revela uma excelente concordância entre o modelo simulado e as medições práticas. Nota-se que o ganho máximo e o HPBW mantiveram-se consistentes, apresentando desvios absolutos inferiores a 0,35 dB e $0,6^\circ$, respectivamente. Além disso, ambos os conjuntos de dados capturam adequadamente o comportamento esperado de alargamento do feixe e a ligeira queda de ganho por varredura (*scan loss*) à medida que o ângulo de apontamento se distancia do centro (0°). As maiores divergências ocorrem nos valores de SLL, chegando a uma diferença de 3,55 dB no cenário de -20° . Essa variação no nível dos lóbulos laterais é atribuída principalmente às tolerâncias de fabricação, efeitos de borda no arranjo físico e interferências residuais no ambiente de medição.

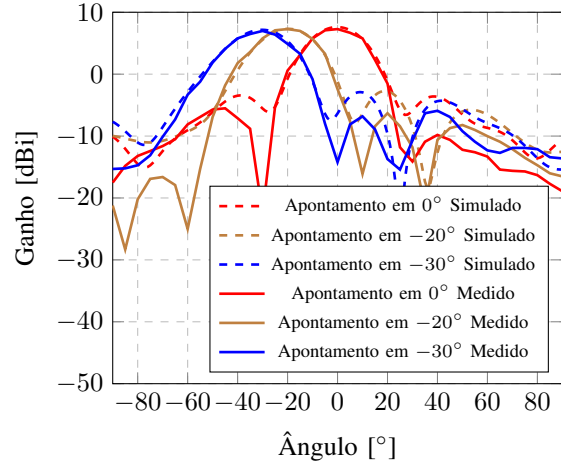


Fig. 5. Diagrama de radiação para apontamentos do lóbulo principal nas direções de 0° , -20° e -30° : comparação entre resultados de simulação e experimentais

TABELA I
COMPARATIVO DE MÉTRICAS DE RADIAÇÃO DO ARRAY: SIMULADO VS. MEDIDO

Ângulo	Parâmetro	Simulado	Medido
0°	Ganho Máx. (dB)	7,61	7,28
	SLL (dB)	-11,04	-12,79
	HPBW ($^\circ$)	24,88	24,92
-20°	Ganho Máx. (dB)	7,32	7,28
	SLL (dB)	-10,04	-13,59
	HPBW ($^\circ$)	26,07	26,33
-30°	Ganho Máx. (dB)	7,17	6,98
	SLL (dB)	-10,07	-12,89
	HPBW ($^\circ$)	27,47	28,04

A Fig.6 apresenta o diagrama em blocos do *setup* adotado para avaliação da capacidade de mitigar os efeitos de um sinal interferente, posicionado em direção angular diferente da direção do sinal desejado. Neste *setup*, o sinal desejado é gerado pelo gerador vetorial Keysight EXG N5172B [12], configurado para modulação 16-QAM. Em outra posição angular, um sinal interferente é gerado pelo gerador de sinais analógico Keysight N5173B. No lado do receptor, a saída do combinador de Wilkinson é conectada à entrada do SDR RSPDuo. O sinal em banda base é demodulado e analisado através da MER (*modulation error ratio*) e SER (*symbol error rate*).

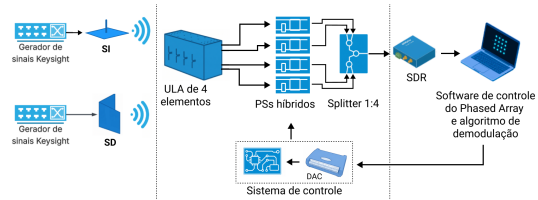


Fig. 6. Diagrama em blocos do *setup* para análise da capacidade de mitigar sinal interferente

Na etapa de demodulação, os dados brutos fornecidos pelo SDR são inicialmente filtrados por um filtro casado raiz de

cosseno elevado (RRC) e, na sequência, o número de amostras por símbolo IQ é reduzido para duas amostras. Após esta etapa do processamento, os símbolos encontram-se dispersos e rotacionados devido à falta de sincronismo tanto de tempo quanto de portadora. Para tratar o sincronismo de tempo, o algoritmo de Gardner-Farrow [13] é implementado, seguido pelo recuperador de portadora, sendo adotado neste trabalho o algoritmo Costas-Loop [14].

A Fig. 7 mostra o *setup* experimental utilizado na avaliação da capacidade de mitigar os efeitos de um sinal interferente. O sinal desejado (SD) foi mantido na posição angular -30° e o sinal interferente (SI) foi posicionado em diferentes posições angulares: 0° , 25° e 40° . A potência do sinal desejado recebida pelos elementos do *array* é de $-35,5$ dBm. O SI é um *chirp*, configurado de 950 MHz a 1,05 GHz.



Fig. 7. *Setup* experimental para análise da capacidade de minimizar sinal interferente

A Tabela II compila os resultados obtidos. Observe que, para o SI nos ângulos de 0° e 25° , mesmo para uma SINR de 0 dB, o sinal desejado é corretamente demodulado, apresentando SER nula e MER de aproximadamente 22 dB. Para a posição angular do SI a 40° , o sinal desejado é corretamente demodulado para uma SINR de 16 dB, onde o sistema apresenta SER nula e MER de aproximadamente 22 dB. Apesar de estar em uma posição mais afastada do que nos casos anteriores, para o apontamento do diagrama de radiação do *array* em -30° , a posição de SI em 40° se torna o pior caso pois, como apresenta a Fig. 5, o maior lóbulo secundário para esse apontamento se encontra em 40° . Logo, esta é a posição angular onde o SI mais interfere no SD.

TABELA II

RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE DESEMPENHO PARA DIFERENTES CONDIÇÕES DE INTERFERÊNCIA

Posição Ang. SI	Pot. Recebida SI	SINR	MER	SER
0°	$-35,5$ dBm	0 dB	21,75	0
25°	$-35,5$ dBm	0 dB	21,95	0
40°	$-51,5$ dBm	16 dB	21,79	0
40°	$-44,5$ dBm	9 dB	21,63	$3,51 \cdot 10^{-4}$
40°	$-41,5$ dBm	6 dB	-0,42	0,894

V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo de caso da aplicação do *phase shifter* analógico-digital (ADPS) em um *phased array* de quatro antenas dipolo. A estrutura híbrida do ADPS fornece ampla variação de fase com baixa perda de inserção,

características desejadas em *phased arrays*. O *phased array*, composto pelo *array* de antenas, *phase shifters*, combinador de Wilkinson e sistema de controle, foi implementado e validado através de medidas experimentais.

A capacidade de direcionamento de feixe foi avaliada por meio da análise do diagrama de radiação. Os ADPSs foram configurados para diferentes direções angulares, e os resultados experimentais apresentaram elevada concordância com as simulações, especialmente na região do lóbulo principal, confirmando o correto funcionamento do sistema.

Também foi analisada a capacidade do sistema em mitigar os efeitos de um sinal interferente posicionado em uma direção angular distinta da direção do sinal desejado. Os resultados experimentais mostraram que o sistema foi capaz de demodular corretamente o sinal desejado, apresentando SER nula e MER superior a 21 dB, mesmo para uma SINR de 0 dB, considerando o sinal desejado na direção angular de -30° e o sinal interferente nas direções de 0° e 25° , respectivamente. Para a condição mais crítica, em que o SI foi posicionado em 40° , coincidindo com o maior lóbulo secundário do *array*, o sinal desejado é corretamente demodulado (com SER nula) para uma SINR 16 dB.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi apoiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, Chamada CNPq/MCTI/FNDCT N° 22/2022 - Programa MCTI de Inovação em Grafeno, InovaGrafeno-MCTI, processo 408423/2022-06.

REFERÊNCIAS

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4ª ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016.
- [2] G. B. Leoncini, C. Müller, F. C. C. de Castro, D. Peixoto, L. H. F. S. dos Santos e M. Altmann, "Analog-Digital Phase Shifter with Wide Continuously Adjustable Phase Delay and Low Insertion Loss," em *2025 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, pp. 1–5, 2025.
- [3] A. K. Brown and Y. Rahmat-Samii, "Error Vector Magnitude as a Performance Standard for Antennas in the Millimeter-Wave Era," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 65, no. 5, pp. 74–89, Outubro 2023.
- [4] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, 3ª ed. Boston, MA, USA: Artech House, 2017.
- [5] R. W. Heath, N. González-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, e A. M. Sayeed, "An Overview of Signal Processing Techniques for Millimeter Wave MIMO Systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 3, pp. 436–453, Abril 2016.
- [6] SDRplay, *RSPduo Dual Tuner 14-bit SDR Datasheet*, 2020.
- [7] Digilent, *USB-3114: High-Drive Current, Analog Output Device User's Guide*, Pullman, WA, EUA, 2026.
- [8] Texas Instruments, *TMUX405x 24V, 8:1, 1-Channel, 4:1, 2-Channel and 2:1, 3-Channel Multiplexers with 1.8V Logic*, 2024.
- [9] Keysight Technologies, *EXG X-Series Signal Generator N5173B Microwave Analog*, 2023.
- [10] Rohde & Schwarz, *R&S@FSH Handheld spectrum analyzer*, 2026.
- [11] H. T. Friis, "A note on a simple transmission formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254–256, 1946.
- [12] Keysight Technologies, *EXG X-Series Signal Generators N5171B Analog & N5172B Vector*, 2023.
- [13] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 34, no. 5, pp. 423–429, Maio 1986.
- [14] M. Rice, *Digital Communications: A Discrete-Time Approach*. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson/Prentice Hall, 2008.