

Arranjos de Antenas Reconfiguráveis e
Controlados Mecanicamente para Redes
Celulares 5G

Hugo Rodrigues Dias Filgueiras

Junho/2018

**Arranjos de Antenas
Reconfiguráveis e Controlados
Mecanicamente para Redes
Celulares 5G**

Hugo Rodrigues Dias Filgueiras

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

ORIENTADOR: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior

CO-ORIENTADOR: Dr. Igor Feliciano da Costa

Santa Rita do Sapucaí

2018

Filgueiras, Hugo Rodrigues Dias

F481a

Arranjos de Antenas Reconfiguráveis e Controlados Mecanicamente para Redes Celulares 5G. / Hugo Rodrigues Dias Filgueiras. – Santa Rita do Sapucaí, 2018.

88 p.

Orientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior.

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

Inclui bibliografia e anexo.

1. 5G 2. antenas reconfiguráveis 3. antenas reconfiguráveis 4. ondas milimétricas e reconfiguração mecânica 5. Mestrado em Telecomunicações. I. Junior, Arismar Cerqueira Sodré. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 29/06/2018, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior
INATEL

Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins
INATEL

Dr. Fernando Zanella
INATEL

Prof. Dr. Fernando José da Silva Moreira
UFMG

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

À minha família e amigos pela confiança,
amor e apoio a cada escolha tomada.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por iluminar cada passo e cada decisão tomada durante minha trajetória de vida para que meu caminho chegasse até aqui.

Aos meus pais por todo apoio, suporte, paciência e amor incondicional que foram essenciais para que eu tivesse forças para continuar ao decorrer dos últimos dois anos de mestrado. À minha namorada Maria Clara, companheira e melhor amiga, principalmente pela paciência e por ser meu principal ombro nos momentos mais difíceis. A todos os amigos e familiares que torceram por mim e compartilharam comigo cada conquista.

Agradeço ao Instituto Nacional de Telecomunicações por conceder a oportunidade e a estrutura necessária para que eu pudesse tirar o maior proveito possível dessa experiência que começou em 2011 no curso de graduação. A todos os queridos professores que participaram da minha formação acadêmica e me auxiliaram no meu crescimento profissional e pessoal, em especial ao Prof. Arismar Cerqueira Sodré Junior que me acompanhou, ensinou e orientou no curso de Mestrado em Telecomunicações.

Agradeço aos meus colegas de trabalho e amigos do Laboratório WOCA pelo companheirismo, conselhos e momentos compartilhados, têm sido uma aprendizagem constante e um prazer imenso trabalhar com todos vocês. Agradeço também ao Dr. Igor Feliciano da Costa por aceitar a ser meu co-orientador e por tantos *brainstormings* que chegaram a soluções incríveis.

Agradeço à empresa Prodmecc, em especial ao Eng. MSc. Luís Antônio Silva e ao Mateus Souza, por aceitarem os desafios técnicos e comprarem essa briga junto comigo para que cada antena desse trabalho fosse construída.

Agradeço ao Eng. Msc. Luis Gustavo da Silva no auxílio para a caracterização de materiais que foram essenciais no entendimento da resposta em frequência das antenas desenvolvidas nesse trabalho.

Por fim, agradeço a parceria da *University of Surrey* ao decorrer do mestrado, em especial ao Dr. James Kelly e ao Dr. Pei Xiao. Tal parceria foi essencial para minha aprendizagem técnica e capacidade de escrita, além de ter rendido muitos frutos do ponto de vista de publicações.

Agradeço à Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais (FAPEMIG), à Fundação Instituto Nacional de Telecomunicações (FINATEL) e à Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP) pelo apoio financeiro.

Índice

Lista de Publicações	ix
Resumo	xii
Abstract	xiii
Capítulo 1	1
1. Introdução	1
1.1. Contextualização.....	1
1.2. Objetivo da Dissertação	5
1.3. Contribuições da Dissertação.....	5
1.4. Estrutura da Dissertação.....	6
Capítulo 2	7
2. Arranjos de antenas em guia de onda fendido (SWAAs)	7
2.1 Revisão bibliográfica dos SWAAs	7
2.2 Metodologia de Projeto de SWAAs.....	10
2.2.1 <i>SWAA_Jacket</i> - Reconfigurável Mecanicamente com Capa Metálica	11
2.2.2 <i>SWAA_Twisted</i> com Fendas Trapezoidais – Omnidirecional de Alto Ganho	15
2.2.3 <i>SWAA_Bars</i> - Reconfigurável Mecanicamente com Barras Metálicas	18
2.3 Caracterização do Teflon	19
Capítulo 3	23
3. Desenvolvimento dos Novos SWAAs para Redes 5G	23
3.1 Desenvolvimento do <i>SWAA_Jacket</i>	23
3.2 Desenvolvimento do <i>SWAA_Twisted</i>	33
3.3 Desenvolvimento do <i>SWAA_Bars</i>	41
3.4 Comparação dos SWAAs desenvolvidos com o estado da arte	50
Capítulo 4	53
4. Implementação do <i>SWAA_Twisted</i> Omnidirecional em redes sem fio na faixa de ondas milimétricas	53
Capítulo 5	60

5. Conclusões e trabalhos futuros	60
Apêndice 1	63
Referências Bibliográficas	68

Lista de Publicações

Patente:

- [1] **H.R.D. Filgueiras**, T. H. Brandão e Arismar Cerqueira S. Jr., “Método de fendas trapezoidais para aumento de faixa de frequência de operação de antenas,” *Instituto Nacional de Propriedade Industrial (INPI)*, depositada, Junho, 2018.

Periódicos:

- [2] **H.R.D. Filgueiras**, J.R. Kelly, Pei Xiao and Arismar Cerqueira S. Jr., “Wideband Slotted Waveguide Antenna Array with Omnidirectional Coverage for Broadband 5G Applications,” in *Antenna and Wireless Propagation Letters (AWPL)*, Submitted, June, 2018.
- [3] T.H. Brandão, F. Scotti, **H.R.D. Filgueiras**, A. A. A. C. Alves, D. Onori, S. Melo, A. Bogoni, and Arismar Cerqueira S. Jr., “Coherent Dual-Band Radar System Based on a Unique Antenna and a Photonics-based transceiver,” in *Journal IET Radar, Sonar & Navigation*, Submitted, March, 2018.
- [4] R. M. Borges, T. R. R. Martins, M. S. B. Cunha, **H.R.D. Filgueiras**, I. F. da Costa, R. N. da Silva, D. H. Spadoti, L. L. Mendes and Arismar Cerqueira S. Jr., "Integration of a GFDM-based 5G Transceiver in a GPON using Radio over Fiber Technology," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 1-9, 2018.
- [5] Arismar Cerqueira Sodré Jr., Igor Feliciano da Costa, Renan Alves dos Santos, **Hugo Rodrigues Dias Filgueiras**, and Danilo Henrique Spadoti, “Waveguide-Based Antenna Arrays for 5G Networks,” in *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, Article ID 5472045, 10 pages, 2018.

Congressos:

- [6] **HR.D. Filgueiras** e Arismar Cerqueira S. Jr., “Desenvolvimento de arranjos de antenas para Redes 5G no Inatel,” *Encontro Anual do Iecom em Comunicações, Redes e Criptografia (ENCOM 2018)*, Salvador, 2018.
- [7] **H.R.D. Filgueiras**, Anderson Fagiani, T. H. Brandão, Martin Vogel, “Implementation and Numerical Analysis of an Indoor mm-waves network,”

- 40th Annual Meeting and Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association (AMTA 2018), Williamsburg, 2018.
- [8] **H.R.D. Filgueiras**, I. F. da Costa, J. R. Kelly, Pei Xiao and Arismar Cerqueira S. Jr., "Mechanically Controlled Circular Slotted-Waveguide Antenna Array for 5G Networks," *18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, 2018.
- [9] **H.R.D. Filgueiras**, T. H. Brandão, R. M. Borges, D. F. Noque and Arismar Cerqueira S. Jr. "New Topology and Digital Performance Analysis of a Photonics-based RF Amplifier," *18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, 2018.
- [10] T.H. Brandão, **H.R.D. Filgueiras**, A. A. C. Alves, S. Mello, Filippo Scotti, A. Bogoni and Arismar Cerqueira S. Jr., "Sistema de Radar com Processamento Fotônico Baseado em Antena Cassegrain com Banda Dupla," *18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, 2018.
- [11] L. Bernardes, **H.R.D. Filgueiras**, E.S. Lima, Arismar Cerqueira S. Jr., "Reforçador de RF Baseado em um Arranjo de Antenas Monopolo com Refletores para Drones," *18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, 2018.
- [12] **H.R.D. Filgueiras**, I. F. da Costa, James R. Kelly, Arismar Cerqueira S. Jr. and Pei Xiao, "A Novel Approach for Designing Omnidirectional Slotted-Waveguide Antenna Arrays," *2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Colombia, 2018.
- [13] James R. Kelly, K. Yahya Alqurashi, **H.R.D. Filgueiras**, I. F. da Costa, Arismar Cerqueira S. Jr., Zhe Chen, Hang Wong, "Millimeter Wave Beam Steerable/Reconfigurable Liquid Metal Array Antenna," *2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Colombia, 2018.
- [14] I.F. da Costa, **H.R.D. Filgueiras**, J. R. Kelly, Arismar Cerqueira S. Jr. and Pei Xiao, "Mechanical Beam Steering Circular Patch Antenna," *2018 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, United Kingdom, 2018, pp. 1-4.
- [15] R. M. Borges, D. F. Noque, **H.R.D. Filgueiras**, M.S.B. Cunha, Arismar Cerqueira S. Jr., A. L. M Muniz and A. Bogoni, "Thermal performance analysis of an all-optical and ultra-wideband RF amplification method for 5G networks," *2017 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Beijing, 2017, pp. 1-4.
- [16] **H. R. D. Filgueiras**, I. F. da Costa, Arismar Cerqueira S. Jr., R. A. Santos and J. R. Kelly, "Mechanically reconfigurable slotted-waveguide antenna array for 5G networks," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International*

Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Águas de Lindóia, 2017, pp. 1-5.

- [17] T.H. Brandão, **H. R. D. Filgueiras**, Juliano F. Mologni, Antonella Bogoni and Arismar Cerqueira S. Jr., "FSS-based Dual-Band Cassegrain Parabolic Antenna for RadarComm Applications," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Águas de Lindóia, 2017, pp. 1-5.
- [18] Anderson Fagiani, **Hugo Rodrigues Dias Filgueiras**, Igor Feliciano da Costa, Daniel Andrade Nunes e Arismar Cerqueira S. Jr., "Medidas de Propagação em Canais de Comunicação sem Fio Indoor em 28 GHz," *Encontro Anual do Iecom em Comunicações, Redes e Criptografia (ENCOM 2017)*, São Luís, 2017.

Resumo

Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de arranjos de antenas reconfiguráveis aplicados às futuras redes de 5ª geração de telefonia móvel (5G), operando na faixa de ondas milimétricas (*mm-waves*). Propõe-se a utilização de arranjos de antenas em guia de onda fendido (SWAA - *Slotted Waveguide Antenna Array*) para provimento de cobertura sem fio dinâmica baseada em dois diferentes enfoques: cobertura omnidirecional de alto ganho da ordem de 13 dBi; cobertura reconfigurável baseada em guiamento do feixe de radiação via reconfiguração mecânica. A cobertura omnidirecional foi assegurada, por meio do desenvolvimento do arranjo de antenas nomeado *SWAA_Twisted*, enquanto que o guiamento de feixe foi garantido utilizando os arranjos *SWAA_Jacket* e *SWAA_Bars*. O desenvolvimento das antenas foi dividido em quatro etapas: estudo analítico; simulações numéricas; fabricação e caracterização dos protótipos; implementação no campus do Inatel. As simulações numéricas foram realizadas utilizando o software ANSYS HFSS e os experimentos foram executados no Laboratório WOCA (*Wireless and Optical Convergent Access*) do Inatel. Resultados medidos demonstraram banda de operação de até 2 GHz na faixa de ondas milimétricas e ganho entre 11 e 17 dBi. Além destes, a implementação de uma das antenas propostas viabilizou cobertura em um ambiente *indoor* sem linha de visada operando na banda de 24 GHz, considerada potencial para as redes 5G, com erro vetorial médio (EVM%) inferior a 12% ao longo de 40% da região de cobertura.

Palavras-chave: 5G, antenas reconfiguráveis, arranjo de antenas, ondas milimétricas e reconfiguração mecânica.

Abstract

This work is focused on the development of reconfigurable antenna arrays for the future fifth generation of mobile communication networks (5G), operating at millimeter waves (mm-waves). We propose the use of slotted-waveguide antenna arrays (SWAAs) for dynamic wireless coverage based on two different approaches: 13-dBi gain omnidirectional coverage; beam steering capability through mechanical reconfiguration. The omnidirectional coverage has been achieved with the development of the antenna array called SWAA_Twisted, whereas the beam steering capability has been ensured by using SWAA_Jacket and SWAA_Bars arrays. The antenna development has been divided in four phases: analytical design; numerical simulations; prototype manufacturing and characterization; implementation at Inatel campus. The numerical simulations have been conducted using the piece of software ANSYS HFSS and experiments have been carried out at the Lab. WOCA (Wireless and Optical Convergent Access) from Inatel. Experimental results demonstrate operational bandwidth up to 2 GHz and gain from 11 to 17 dBi. Additionally, the implementation of one of the proposed antenna arrays enabled a non-line-of-sight indoor coverage operating in the 24 GHz band, which is considered potential for 5G networks, with error vector magnitude (EVM%) below 12% over 40% of the wireless coverage area.

Keywords: 5G, antenna array, mechanical reconfiguration, millimeter waves and reconfigurable antennas.

Capítulo 1

1. Introdução

1.1. Contextualização

O crescimento de dispositivos móveis e as novas aplicações de comunicações em tempo real, tais como vídeo-chamada e *streaming* de vídeo, aumentaram de forma exponencial a demanda de taxa de transmissão de dados [1]. Em 2013, 6,8 bilhões de pessoas tinham acesso a telefones celulares, enquanto que 7,2 bilhões de usuários já utilizavam a tecnologia de 4ª Geração de Telefonia Móvel (4G LTE – *Long Term Evolution*) em 2015 [1]. Hoje, o crescimento da Internet das coisas (IoT) acelera a necessidade de uma visão para a 5ª Geração de Telefonia Móvel (5G), focada em possibilitar pessoas, objetos, dados, aplicações, sistemas de transporte e cidades conectados entre si em um ambiente sem fio de rede inteligente [1][2].

Cada geração de telefonia móvel propõe uma nova característica e um aumento de capacidade da rede, assim como ilustra a Figura 1.1 [1]. A segunda geração (2G) adicionou comunicação móvel digital ao sistema, por meio do envio de mensagens (*short message service* – SMS). A terceira geração (3G) propôs melhorias na capacidade e na taxa transmissão de dados, as quais chegavam a alguns Mb/s. O 4G introduziu uma rede inteiramente baseada em comutação de pacote, com alta capacidade de transmissão de dados da ordem de algumas dezenas de Mb/s e comunicação de voz baseada em IP (*internet protocol*) [1].

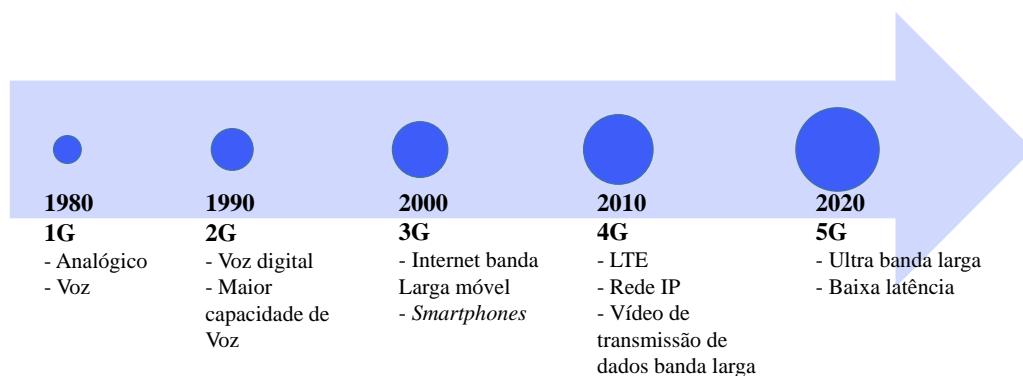


Figura 1.1 – Evolução das redes de comunicações móveis [1].

O 5G está previsto para atender as demandas do mercado a partir de 2020 [2]. O aumento de taxa imposta pelos usuários na rede torna necessária uma melhora significativa no desempenho do sistema. Dentre as melhorias, pode-se citar: a alta taxa de transmissão para aplicações de realidade virtual e vídeos de alta resolução; baixa latência para aplicações de controle em tempo real e comunicação dispositivo-para-dispositivo (D2D); alta confiabilidade e conectividade para garantir serviço contínuo e com ampla área de cobertura, incluindo áreas rurais e de difícil acesso [2][3]. Dessa forma, o 5G propõe uma nova estrutura sistêmica capaz de viabilizar mobilidade e abrangência de cobertura. Para que se possa atender aos diferentes pré-requisitos, a camada física do 5G deverá ser flexível [4]. Muitas formas de onda têm sido propostas na literatura e a Multiplexação por Divisão de Frequência Generalizada (*generalized frequency division multiplexing* ou GFDM) destaca-se entre as demais devido às suas características de taxa de erro de *bit* (*bit error rate* ou BER), emissão fora da banda desejada e complexidade [3][5].

Para atender os serviços de alta taxa de transmissão, é necessária a utilização de comunicações ultra bandalarga, entretanto, o espectro abaixo de 6 GHz já está sobrecarregado. Uma solução potencial é migrar o sistema de comunicação sem fio para altas frequências, incluindo a faixa de ondas milimétricas, na qual o espectro é pouco utilizado e suporta transmissão em altas taxas [6]. A mudança para essa faixa de frequência resulta em novos desafios técnicos, incluindo alta atenuação do espaço livre, em paredes, obstáculos e atenuação por chuva [6-8]. Portanto, o novo modelo de rede demandará a instalação de mais estações rádio base (ERBs), operando com células de pequeno alcance (pico e fentocélulas). Para que se possa compensar as altas

perdas causadas pela frequência de operação, faz-se necessário o desenvolvimento de antenas de alto ganho e, devido ao pequeno comprimento de onda, torna-se possível desenvolver arranjos de antenas de altas ordens, com 32 ou mais elementos [2][9].

Técnicas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*multiple-input multiple-output* ou MIMO) são utilizadas em redes de comunicação sem fio para aumento de confiabilidade [9]. Os múltiplos elementos radiadores de um sistema MIMO podem ser utilizados de diversas maneiras, como por exemplo, diversidade espacial (DE) e *beamforming* (BF). Ambas as técnicas já estavam previstas e padronizadas para o 4G e provavelmente se tornarão uma realidade comercial no 5G [9].

A diversidade espacial viabiliza um aumento da vazão do sistema, por meio do uso de duas ou mais antenas, as quais recebem diferentes componentes do sinal de radiofrequência (RF), originalmente transmitido. Cada parte do sinal trafega por um diferente canal dispersivo no tempo e seletivo em frequência, devido à pequena diferença de caminhos de propagação (multipercuso). A recepção de sinais provenientes de diferentes antenas permite que o receptor reconstrua o sinal transmitido utilizando uma estimativa de informação de estado do canal. Por consequência, têm-se um aumento da capacidade do canal, permitindo maiores taxas de transmissão [9].

O *beamforming* é a associação de múltiplas antenas para geração de um diagrama de radiação com capacidade ou não de guiamento de feixe. As técnicas de *beamforming* podem ser utilizadas tanto no transmissor quanto no receptor, a fim de aumentar a relação sinal ruído (*signal-to-noise ratio* ou SNR) e/ou a margem do *link budget* de comunicação para compensar as perdas do ambiente radiomóvel [9].

Arranjos de antenas baseados em antenas de microfita (*patch*) são as mais encontradas na literatura para aplicações MIMO em ondas milimétricas [9][10]. Tipicamente, utiliza-se arranjos planares e uma rede de alimentação capaz de prover uma variação de fase entre os elementos do arranjo e, com isso, viabilizar o guiamento do feixe nos planos de azimute e elevação. A desvantagem desta técnica é a complexidade da rede de alimentação e da implementação de defasadores de RF para essa faixa de frequência.

Ainda com o objetivo de lidar com comunicações ultra bandalarga utilizando portadoras de frequências altas, muitos autores propõem o uso de sistemas de rádio sobre fibra (*radio over fiber* ou RoF), para a transmissão e distribuição dos sinais de RF de redes celulares utilizando enlaces ópticos [11]. Particularmente, no contexto do 5G, as tecnologias fotônicas de micro-ondas podem também ser empregadas para a geração, a detecção e o processamento de sinais de RF no domínio óptico, como solução de convergência entre comunicações ópticas e sem fio. Desta maneira, almeja-se favorecer a cobertura das fentocélulas 5G de alta capacidade. Pesquisas recentes propõem a conversão e a amplificação de sinais de RF no domínio óptico [11-14], além da possibilidade de transmissão de múltiplos sinais em redes ópticas existentes, a fim de aproveitar a sua capilaridade [15-19].

A Figura 1.2 apresenta uma arquitetura de rede 5G óptico-wireless, que foi recentemente proposta por nosso grupo de pesquisa, Laboratório WOCA (*Wireless and Optical Convergent Access*) [19]. Observa-se a utilização de uma rede óptica passiva com capacidade gigabit (GPON) para transmitir sinais de RF oriundos de diferentes faixas de frequência, com a finalidade de prover sinais 5G para diferentes regiões, incluindo áreas internas, externas e áreas remotas utilizando super células.

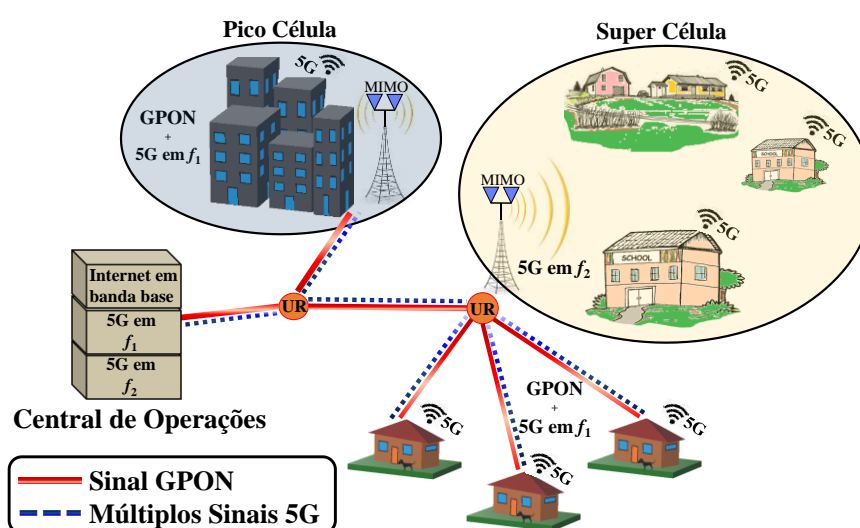


Figura 1.2 – Arquitetura proposta para as futuras redes 5G.

1.2. Objetivo da Dissertação

O presente trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de três arranjos de antenas para faixa de 26 GHz com capacidade de guiamento do feixe de radiação via reconfiguração mecânica. As antenas propostas são baseadas em guia de onda circular fendido, que permite a concepção de arranjos de antenas sem a necessidade de complexas redes de alimentação e de casamento de impedância, por possuírem um único ponto de alimentação. Dessa forma, os arranjos propostos serão utilizados para aplicações *beamforming*, visando suprir as altas perdas do sistema nessa faixa de frequência e prover comunicações com altas taxas de transmissão da ordem de Gb/s por usuário.

1.3. Contribuições da Dissertação

Apresentam-se como principais contribuições do trabalho:

- 1 Conceito e desenvolvimento do *SWAA_Jacket*, que é um novo modelo de arranjo de antenas em guia fendido reconfigurável mecanicamente, baseado em uma capa metálica capaz de prover diagrama de radiação reconfigurável com ganho de 13 dBi para a faixa de ondas milimétricas.
- 2 Conceito e desenvolvimento do *SWAA_Twisted*, que representa um novo modelo de arranjo de antenas em guia fendido, baseado em fendas trapezoidais e na rotação das fendas para melhoria da característica de omnidirecionalidade, capaz de prover ganho de até 14,75 dBi com variação inferior a 3 dB no plano de azimute para a faixa de ondas milimétricas.
- 3 Conceito e desenvolvimento do *SWAA_Bars*, que é um novo modelo de arranjo de antenas em guia fendido reconfigurável baseado em fendas trapezoidais e barras metálicas giratórias, capaz de prover bandas de operação de até 2,0 GHz (8,6%) e dois diferentes tipos de cobertura: omnidirecional com ganho de até 12,4 dBi e setorial com ganho de até 17,5 dBi.

- 4 Implementação, análise numérica e experimental do arranjo de antenas *SWAA_Twisted* em uma Rede 5G operando em ondas milimétricas.

1.4. Estrutura da Dissertação

O trabalho é organizado em cinco capítulos. O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica dos arranjos de antenas em guia fendido e a teoria eletromagnética que será utilizada para a confecção dos arranjos propostos. O Capítulo 3 relata o desenvolvimento e a caracterização dos três arranjos de antenas em guia de onda fendido, com ênfase nas técnicas propostas para aumento de banda, reconfiguração do diagrama de radiação, aumento de ganho e melhoria de omnidirecionalidade. Ainda no Capítulo 3 apresenta-se o desenvolvimento dos protótipos e as suas caracterizações em função do coeficiente de reflexão, do diagrama de radiação e do ganho. A implementação do protótipo *SWAA_Twisted* em rede 5G *indoor*, na faixa de ondas milimétricas operando com sinal 16-QAM a 160 Mb/s é apresentada no Capítulo 4. Finalmente no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e as propostas e indicações de trabalhos futuros.

Capítulo 2

2. Arranjos de antenas em guia de onda fendido (SWAAs)

2.1 Revisão bibliográfica dos SWAAs

Arranjos de antenas em guia fendido são guias de ondas com fendas usinadas em uma ou mais das suas paredes. W.H. Watson foi um dos primeiros a apresentar a técnica de fendas como elementos radiadores na literatura [20]. Em 1946, ele provou que a energia é radiada ao interromper o fluxo de corrente de superfície na parede condutora do guia de onda, com isso cada fenda atua como um elemento radiador isolado, de forma que toda a estrutura atue como um arranjo de antenas. Tais arranjos de antenas baseados em guia fendido podem ser classificados em propagantes ou ressonantes.

Os SWAAs propagantes são também conhecidos como arranjo de antenas de ondas caminantes, de ondas viajantes ou ainda de ondas vazadas. Eles podem ser descritos como uma estrutura que não confina por completo as ondas eletromagnéticas, permitindo uma emissão contínua de energia para o ambiente externo à medida que se propaga longitudinalmente ao longo da estrutura [21]. Os SWAAs propagantes são baseados em linhas de transmissão com uma carga casada na extremidade final do guia de onda, de forma que a energia não radiada seja consumida, impedindo que a mesma retorne à sua estrutura de alimentação. Dessa forma, esse tipo de arranjo permite a radiação da onda eletromagnética apenas em um sentido de propagação do guia, fazendo com que parte da energia gerada pela fonte não seja aproveitada, diminuindo a sua eficiência de radiação. Isso posto, esse tipo de estrutura provê desempenho

aproximadamente constante em uma ampla faixa de frequência, tornando-a uma solução potencial para aplicações faixa-larga [21].

As primeiras estruturas de arranjo de antenas em guia fendido de ondas caminantes propostas na literatura consistiam em um guia de onda com uma fenda com dimensão de vários comprimentos de onda (λ), conforme ilustra a Figura 2.1. A energia é gradualmente radiada à medida que a onda se propaga pelo guia [22]. Shanjia Xu *et al.* apresentaram um modelo de antena de onda caminante omnidirecional para aplicações em ondas milimétricas em 1991 [23][24]. O trabalho consistia em um guia de onda circular e uma haste dielétrica com anéis metálicos periodicamente espaçados, conforme ilustra a Figura 2.2. Quando os anéis são colocados na haste dielétrica, a onda guiada original é perturbada e a energia vaza do guia de onda. Uma carga casada é colocada no final da estrutura para que a energia não radiada seja absorvida e não retorne ao ponto de alimentação. Trabalhos similares foram reportados em [25] e [26].

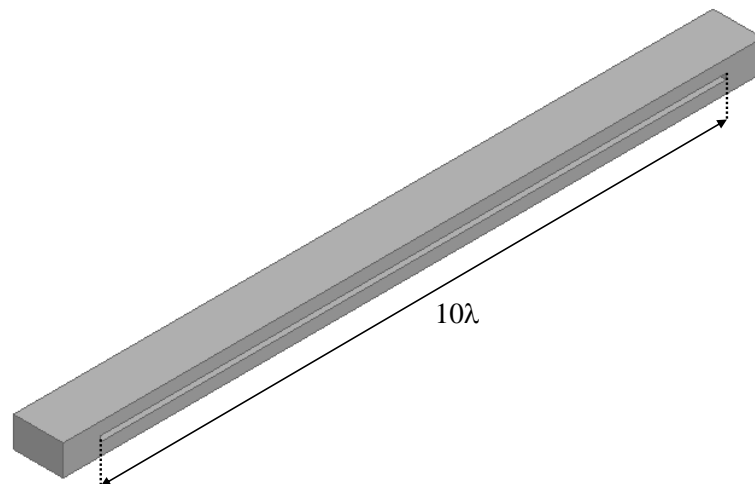
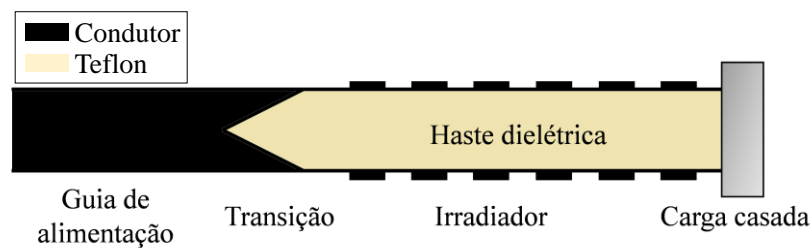
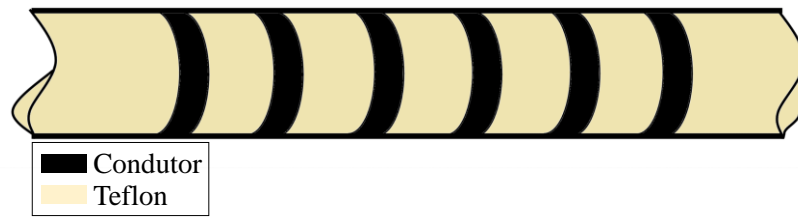


Figura 2.1 – Exemplo de uma das primeiras SWAA de ondas caminantes propostas na literatura.



(a) Configuração da antena omnidirecional



(b) Elemento radiador; haste dielétrica com anéis metálicos

Figura 2.2 – Antena omnidirecional de ondas caminantes proposta em [24].

Os arranjos de antenas em guia fendido ressonantes apresentam comportamento semelhante ao de circuitos elétricos na faixa de frequência de projeto [20][21]. A maioria dos SWAA propostos na literatura tomam como base a metodologia de Elliott [27-29], na qual as fendas são usinadas em posições específicas em uma das faces do guia de onda, a fim de interromper as linhas de campo e viabilizar a radiação. A Figura 2.3 ilustra um exemplo de SWAA ressonante. Apesar das fendas não serem alimentadas pelo centro, mas por um modo transversal elétrico (TE_{10}), que propaga pelo guia de ondas, estudos mostram que próximo da ressonância, a distribuição de campo é aproximadamente igual à meio ciclo de um cosseno e a sua amplitude e fase são governadas pelo comprimento da fenda [29]. Se o guia de onda é preenchido com ar, a ressonância ocorre para fendas com tamanho próximo à metade do comprimento de onda no espaço livre, logo a distribuição do campo elétrico na fenda é similar à distribuição de corrente em um dipolo. Desta maneira, as características eletromagnéticas de um SWAA, com as fendas devidamente espaçadas, são equivalentes ao de um arranjo de dipolos [29].

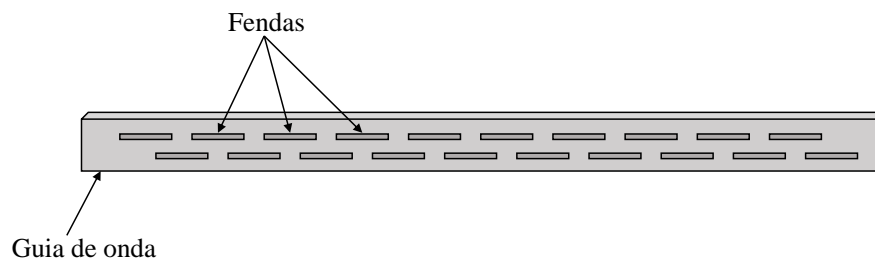


Figura 2.3 – Exemplo de SWAA em guia retangular de acordo com os projetos de [28].

Diversas aplicações de SWAA são encontradas na literatura, sendo a maioria delas para radares. Encontram-se ainda propostas para: recepção de televisão por

satélite operando em 12 GHz [30]; sistema de micro-ondas de alta potência (40 kW) para ativação de minas terrestres em 2,3 GHz e 30 dBi de ganho [31]; radares meteorológicos em 9,38 GHz com 51,4 MHz de banda e dupla polarização [32]; redes passivas de sensores de pressão em 57,8 GHz; dentre outras.

Recentemente, os arranjos de antenas em guia fendido têm sido propostos para o desenvolvimento de antenas reconfiguráveis. A reconfiguração de uma antena é feita ao se alterar alguma característica eletromagnética da mesma. Existem quatro possibilidades de reconfiguração: a banda de operação; o diagrama de radiação; a polarização; ou a combinação de uma ou mais dessas propriedades. Christodoulou *et al.* classificam as antenas reconfiguráveis em quatro categorias principais: reconfiguração mecânica [34]; reconfiguração elétrica utilizando chaves elétricas; reconfiguração óptica usando chaves ópticas; reconfiguração material.

O Laboratório WOCA (*Wireless and Optical Convergent Access*) do Inatel desenvolveu diversos arranjos de antenas em guia fendido para distintas aplicações. Em [35], os autores apresentaram um SWAA com banda dupla e polarização dupla, operando em 2,5 e 4,9 GHz, para radares de duplo uso. Posteriormente o SWAA de banda dupla foi idealizado para aplicações de redes 5G na faixa de ondas milimétricas, operando em 28 e 38 GHz [26]. Posteriormente, concebeu-se um SWAA omnidirecional de alto ganho baseado em anéis metálicos [26]. Adicionalmente, foram propostos um SWAA opticamente reconfigurável [36] e outro mecanicamente reconfigurável [37], ambos para aplicações em ondas milimétricas.

2.2 Metodologia de Projeto de SWAAs

O projeto de um arranjo de antenas em guia fendido começa com o cálculo da frequência de corte (f_c) do modo de operação a ser utilizado, a fim de dimensionar o guia de onda necessário. É válido ressaltar que todo guia de onda opera como um filtro passa-altas, o que significa que ele opera em frequências superiores à sua frequência de corte [38]. Todos os SWAAs propostos nesse trabalho serão baseados em guia de ondas circulares, o que faz com que a equação que governa o dimensionamento do guia seja a mesma para todos os arranjos, dada uma excitação com o mesmo modo de propagação. Para que a energia seja igualmente distribuída em todas as direções da

seção transversal do guia de onda, torna-se necessário utilizar o modo de excitação TM_{01} (transversal magnético) ou o TE_{01} (transversal elétrico), conforme ilustra a Figura 2.4. O modo TM_{01} foi escolhido por ser o imediatamente superior ao modo fundamental, o que garante que o guia propague o número mínimo de modos possíveis, minimizando degradações do diagrama de radiação devido à interferência intermodal. Adicionalmente, o modo garante a polarização linear vertical dos arranjos, característica desejada uma vez que as antenas utilizadas nas redes móveis atuais também utilizam essa polarização. A frequência de corte de um guia de onda circular de raio a , operando no modo TM_{01} , preenchido com um meio de permissividade elétrica relativa ϵ_r é dada pela Eq. (2.1) [38], onde c é a velocidade da luz no vácuo (3×10^8 m/s):

$$f_c = \frac{2,4049c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1)$$

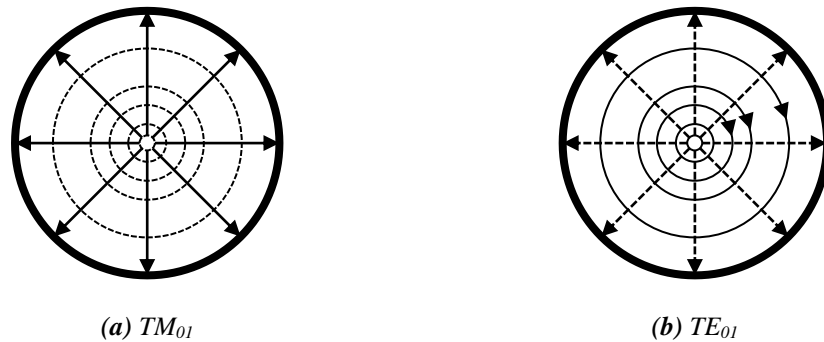


Figura 2.4 – Distribuição de campos eletromagnéticos no interior de um guia de ondas circular. A linha pontilhada representa o campo elétrico e a linha contínua o campo magnético [40].

2.2.1 SWAA_Jacket - Reconfigurável Mecanicamente com Capa Metálica

O arranjo de antenas baseado em guia fendido reconfigurável mecanicamente com utilização de uma capa metálica parte do projeto da antena omnidirecional de ondas caminantes ilustrada na Figura 2.5 [23-26]. O guia de onda cujo raio é representado por a_{base} é projetado de acordo com a Eq. (2.1), com a finalidade de ser

utilizado como base de uma corneta que irá alimentar a antena. O projeto da corneta baseia-se nas Eq. (2.2) e Eq. (2.3), onde D é a diretividade, λ é o comprimento de onda e $L_{corneta}$ e a_{guia} são o comprimento e o raio da região externa da corneta, respectivamente [21].

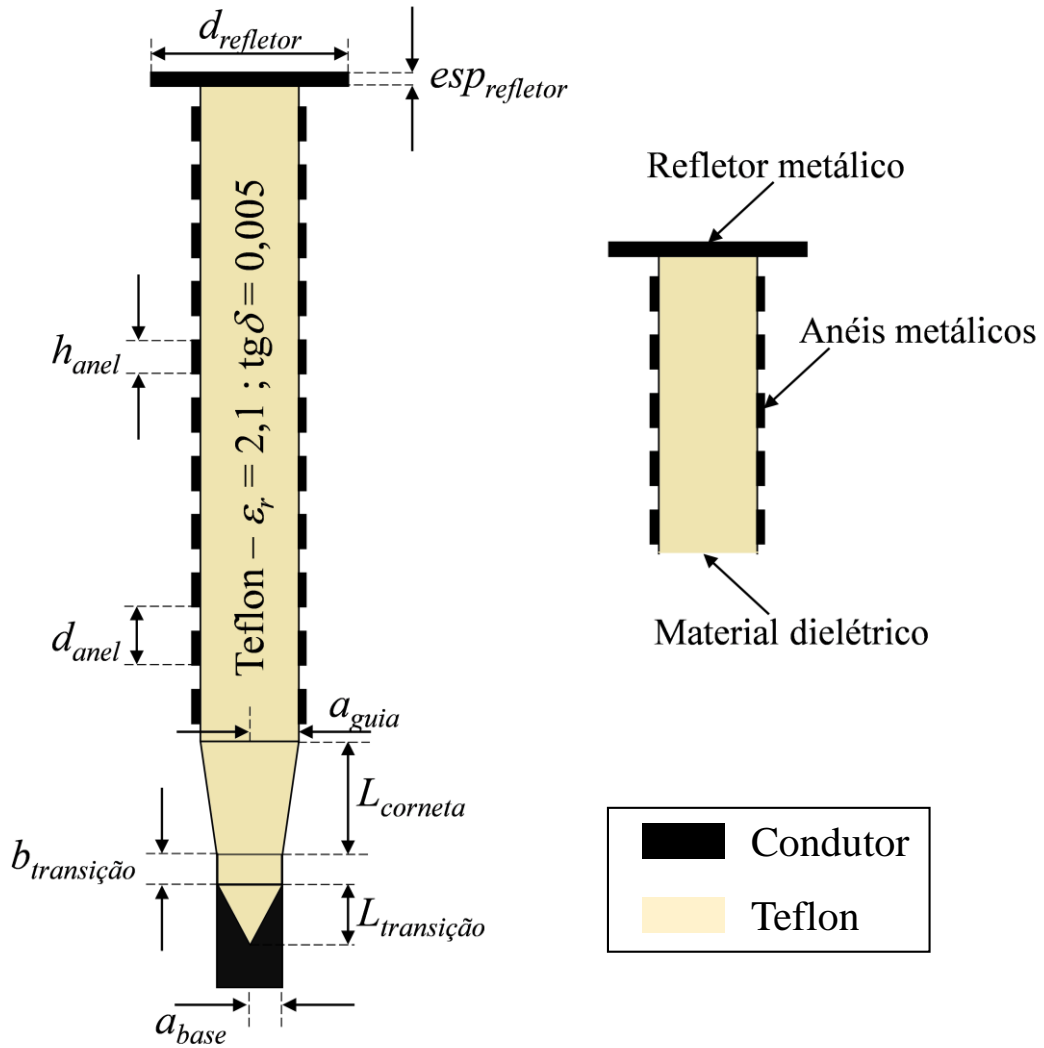


Figura 2.5 – Dimensões da antena omnidirecional de ondas caminantes de acordo com [26].

$$D = 5,13 \left(\frac{2 \times a_{guia}}{\lambda} \right)^2 \quad (2.2)$$

$$L_{corneta} \cong 0,16\lambda + \frac{(2 \times a_{guia})^2}{2,56\lambda} \quad (2.3)$$

As dimensões $L_{transição}$ e $b_{transição}$ são importantes para o casamento de impedância de toda a estrutura devido à troca de meios dentro do guia de ondas (de ar para teflon). O comprimento $b_{transição}$ é fixado em $\lambda_g/2$, sendo λ_g o comprimento de onda guiado da frequência de operação dado pela Eq. (2.4),

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r \left[1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right]}}, \quad (2.4)$$

onde $L_{transição}$ é o comprimento do cone da transição, que deve ser otimizado em função do casamento de impedância da antena. Tal característica é justificada pela possibilidade da utilização de diferentes modelos de conectores e diferentes projetos de cornetas.

Uma antena de ondas caminhanes com elementos parasitas igualmente espaçados de d_{anel} possui diagrama de radiação com máxima potência radiada a um ângulo (θ_d) determinado por [39]

$$\theta_d = \cos^{-1} \left(\frac{\beta}{k_0} - \frac{2\pi}{k_0 d_{anel}} \right) \quad (2.5)$$

onde β é o fator de fase ao longo do guia dado por [40]

$$\beta = 2\pi f \sqrt{\mu \epsilon} \quad (2.6)$$

sendo μ a permeabilidade magnética do meio ($4\pi 10^{-7} \mu_r$) e ϵ a permissividade elétrica ($(10^{-9}/36\pi) \epsilon_r$). Para que seja possível calcular d_{anel} , basta definir $\theta_d = 90^\circ$ de maneira a garantir uma radiação transversal à estrutura. De acordo com [25], h_{anel} pode ser definido como sendo 60% de d_{anel} . A quantidade de anéis, o diâmetro ($d_{refletor}$) e a espessura do refletor ($esp_{refletor}$) são parâmetros que devem ser otimizados para cada projeto, a fim de maximizar o ganho da antena e reduzir o nível dos lóbulos secundários (SLL) [25].

A reconfiguração mecânica do SWAA proposto é alcançada por meio da utilização de uma capa metálica, capaz de bloquear apropriadamente o fluxo de energia

em regiões específicas do plano de azimute e, com isso, permitir a radiação apenas em uma faixa angular desejada. A técnica concentra a energia, que a princípio seria radiada ao longo de 360° , em uma região com abertura de feixe no plano de azimute (φ_{ab}) reduzida, aumentando assim a diretividade da antena e, conseqüentemente, o seu ganho. A antena pode ser reconfigurada ao girar a capa metálica em torno do seu eixo longitudinal, viabilizando a adaptação da direção de apontamento do feixe no plano de azimute. A Figura 2.6 ilustra a capa metálica proposta com as suas dimensões.

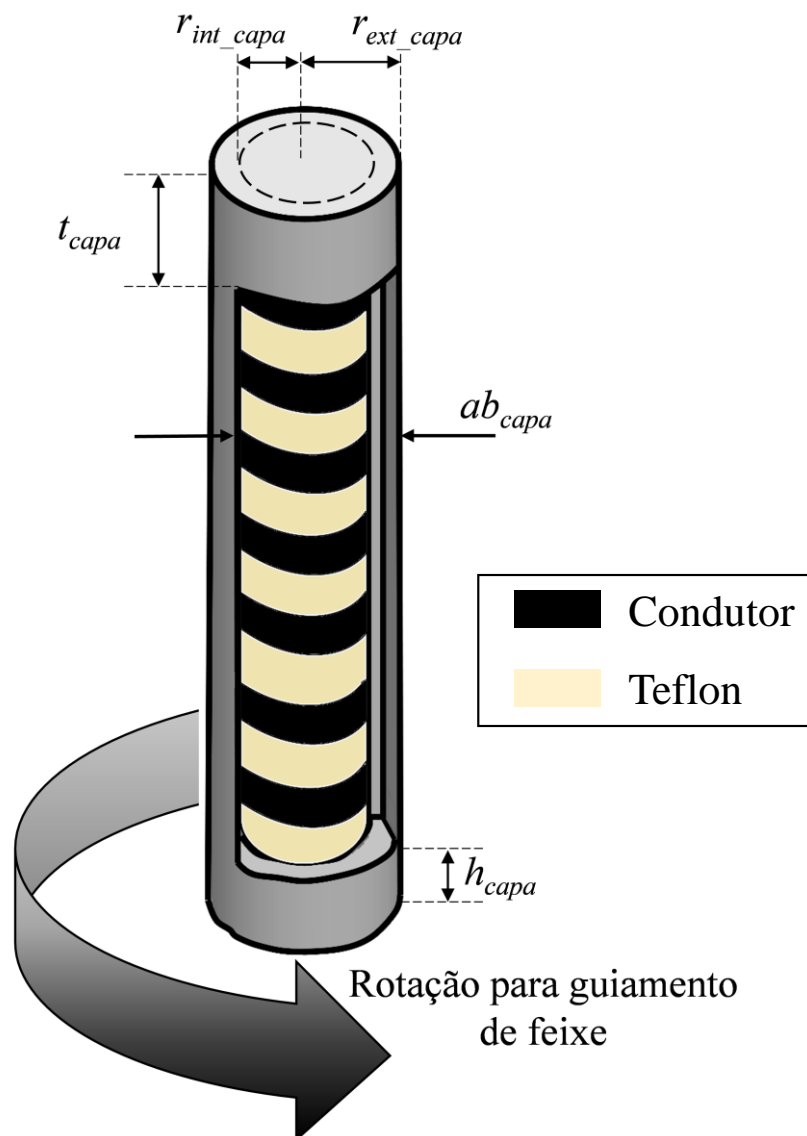


Figura 2.6 – Capa metálica proposta para reconfiguração mecânica com dimensões.

As dimensões da capa metálica são otimizadas para alcançar os objetivos de cada projeto, visto que influenciam diretamente na abertura de feixe, no ganho e no casamento de impedância da antena. As variáveis ab_{capa} , t_{capa} e h_{capa} estão relacionados à abertura de feixe no plano de azimute e de elevação e, conseqüentemente, no ganho da antena. A medida que ab_{capa} aumenta, a diretividade tende a aumentar por permitir a radiação de mais energia em uma única direção de azimute. As dimensões t_{capa} e h_{capa} são as principais responsáveis pela otimização dos níveis de lóbulos secundários. As dimensões r_{int_capa} e r_{ext_capa} são variáveis que estão relacionadas ao casamento de impedância da antena resultante, devido ao acoplamento entre a estrutura irradiante e a capa metálica. Resultados experimentais mostram que as dimensões da capa metálica podem ser expressas em termos de comprimento de onda de acordo com a Tabela 3.1, que será devidamente discutida no Capítulo 3.

2.2.2 *SWAA_Twisted* com Fendas Trapezoidais – Omnidirecional de Alto Ganho

Esta seção apresenta a descrição do *SWAA_Twisted*, que é um arranjo de antenas em guia fendido ressonante baseado em fendas trapezoidais, omnidirecional no plano de azimute e de alto ganho. As fendas trapezoidais baseiam-se na variação gradativa do comprimento da fenda ao longo da espessura do guia de onda, variando progressivamente a impedância de radiação de cada fenda, a fim de suavizar a transição entre os meios guiado e espaço livre [49]. O *SWAA_Twisted* é desenvolvido com fendas com comprimentos correspondentes à metade do comprimento de onda guiado ($l_{fenda} = \lambda_g/2$). Mais uma vez, é necessário iniciar o projeto com o cálculo da frequência de corte do guia. Visando um diagrama de radiação omnidirecional no plano de azimute, oito fendas são adicionadas em torno do eixo longitudinal do guia de onda. Por isso demanda-se um aumento no raio do guia e a utilização de um material dielétrico em seu interior, com o intuito de diminuir o tamanho das fendas de forma que as mesmas caibam na circunferência. As oito fendas são replicadas ao longo do eixo longitudinal do guia de onda para aumento de ganho do arranjo. A Figura 2.7 ilustra o modelo proposto.

As dimensões a_{guia_1} e a_{guia_2} são calculadas de acordo com Eq. (2.1), sendo que a primeira deve ser considerada preenchida com ar e a segunda com teflon. O aumento do raio do guia de onda e o seu preenchimento com o dielétrico faz com que a frequência de corte diminua, de forma que outros modos possam ser excitados, o que pode causar interferência intermodal prejudicando o desempenho da antena em termos de diagrama de radiação. Pode-se contornar tal problema manipulando a distância entre as fendas (d_{fenda}) e as suas alturas (h_{fenda}), de forma a obter a distribuição de fase correta dentro do guia para geração de um único feixe com radiação máxima perpendicular ao eixo longitudinal do arranjo ($\theta_d = 90^\circ$).

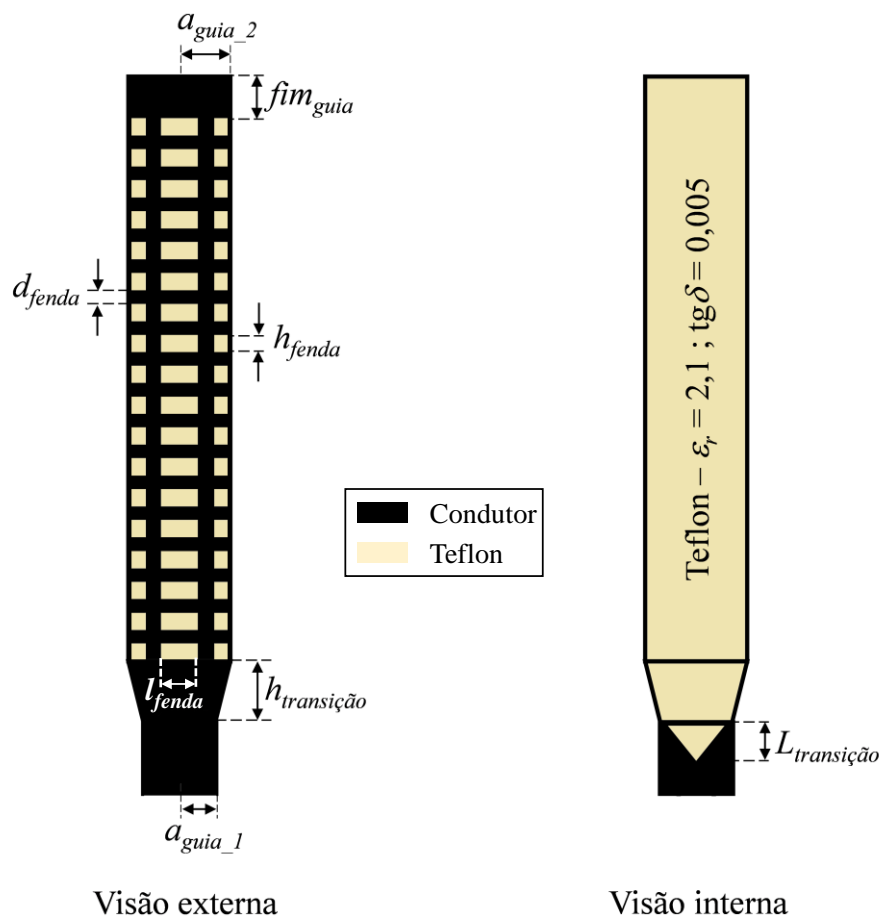


Figura 2.7 – Etapa de projeto do SWAA_Twisted com suas variáveis.

A variável fim_{guia} deve ser calculada de acordo com a teoria de reflexão de onda eletromagnética, de forma a garantir que a onda refletida retorne em fase e permita

radiação nos dois sentidos de propagação do guia. No caso da estrutura proposta, têm-se o campo elétrico normal à superfície de incidência, por isso o coeficiente de reflexão (Γ) deve ser calculado de acordo com a Eq. (2.7) [40]. Na condição de reflexão total, em que toda energia da onda eletromagnética que incide em um meio condutor retorna ao primeiro meio, a impedância intrínseca do meio de incidência (η_2) é nula [40], fazendo com que o resultado da Eq. (2.7) seja $\Gamma = -1$. Dessa forma, para que a onda eletromagnética seja refletida em fase, de forma a garantir que ocorra um ponto de máximo do campo eletromagnético na posição da fenda, a variável fim_{guia} deve seguir de acordo com a Eq. (2.8), onde p é um número inteiro.

$$\Gamma = \frac{\eta_2 \text{sen}\theta_i - \eta_1 \text{sen}\theta_t}{\eta_2 \text{sen}\theta_i + \eta_1 \text{sen}\theta_t} \quad (2.7)$$

$$fim_{guia} = (2p + 1) \frac{\lambda_g}{4} - \frac{h_{fenda}}{2} \quad (2.8)$$

As variáveis $L_{transição}$ e $h_{transição}$ estão relacionadas ao casamento de impedância da antena. Elas são responsáveis por garantir uma transição suave entre diferentes meios sem prejudicar a perda por retorno da estrutura. Devem ser devidamente otimizadas para cada projeto devido aos diferentes modelos de conectores e de guias de onda, utilizados no desenvolvimento da antena.

Propõe-se uma técnica inédita baseada na rotação (*twist*) em níveis diferentes de fendas [41], com a finalidade de garantir fendas em toda a circunferência do guia de onda ao longo da estrutura do arranjo, de forma a possibilitar radiação uniforme ao longo de todo o plano de azimute. A rotação é definida pelo novo parâmetro de projeto α , que pode ser interpretado pela diferença angular entre fendas consecutivas ao longo do eixo longitudinal do guia de ondas, conforme ilustra a Figura 2.8. É possível retornar à condição inicial utilizando $\alpha = 0^\circ$. Com a aplicação da técnica, vislumbra-se uma melhora do nível de omnidirecionalidade, sem impacto no casamento de impedância do SWAA, uma vez que a distribuição de campo dentro do guia é simétrica na seção transversal por utilizar-se o modo TM_{01} .

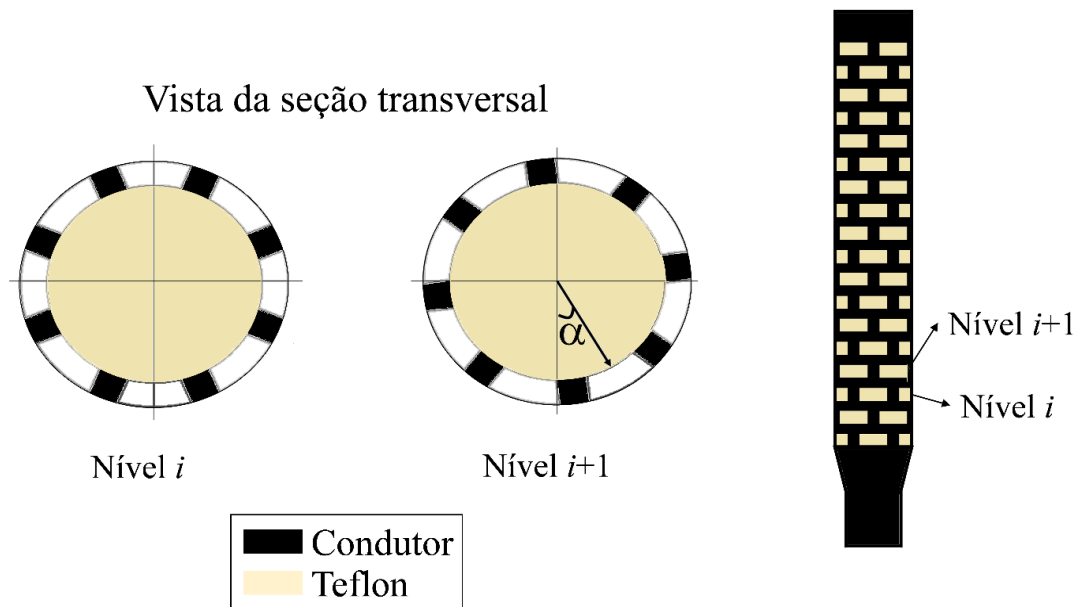


Figura 2.8 – *SWAA_Twisted*: técnica de rotação de níveis de fendas para melhoria no desempenho omnidirecional [41].

2.2.3 *SWAA_Bars* - Reconfigurável Mecanicamente com Barras Metálicas

O *SWAA_Bars* é um arranjo de antenas em guia fendido reconfigurável mecanicamente, por meio da utilização de barras metálicas. Assim como o *SWAA_Twisted*, utiliza-se fendas trapezoidais, porém torna-se necessário definir $\alpha = 0^\circ$ para possibilitar a reconfiguração do diagrama de radiação. Como as fendas possuem o comprimento $l_{fenda} = \lambda_g/2$, ao realizar-se um curto no meio da sua extensão, ela é dividida em duas sessões de um quarto do comprimento de onda guiado ($\lambda_g/4$), interrompendo-se a radiação no ponto de máximo do campo elétrico. Isso faz com que a fenda seja eletromagneticamente fechada, a fim de gerenciar o diagrama de radiação do arranjo.

O *SWAA_Bars* consiste na adição de quatro barras metálicas para interromper a radiação em quatro conjuntos de fendas, permitindo a radiação em apenas metade da circunferência do guia. O guiamento de feixe é alcançado por meio da rotação do conjunto de barras para alteração do conjunto de fendas a ser aberto ou fechado. A Figura 2.9 ilustra a o novo SWAA nas condições de fendas fechadas e abertas; observa-

se que ao girar as barras em um passo de $22,5^\circ$, alterna-se entre as condições omnidirecional e diagrama de radiação reconfigurável com capacidade de guiamento de feixe. A concentração de energia em apenas metade da circunferência do guia diminui a abertura de feixe da antena resultante, aumentando o ganho do arranjo.

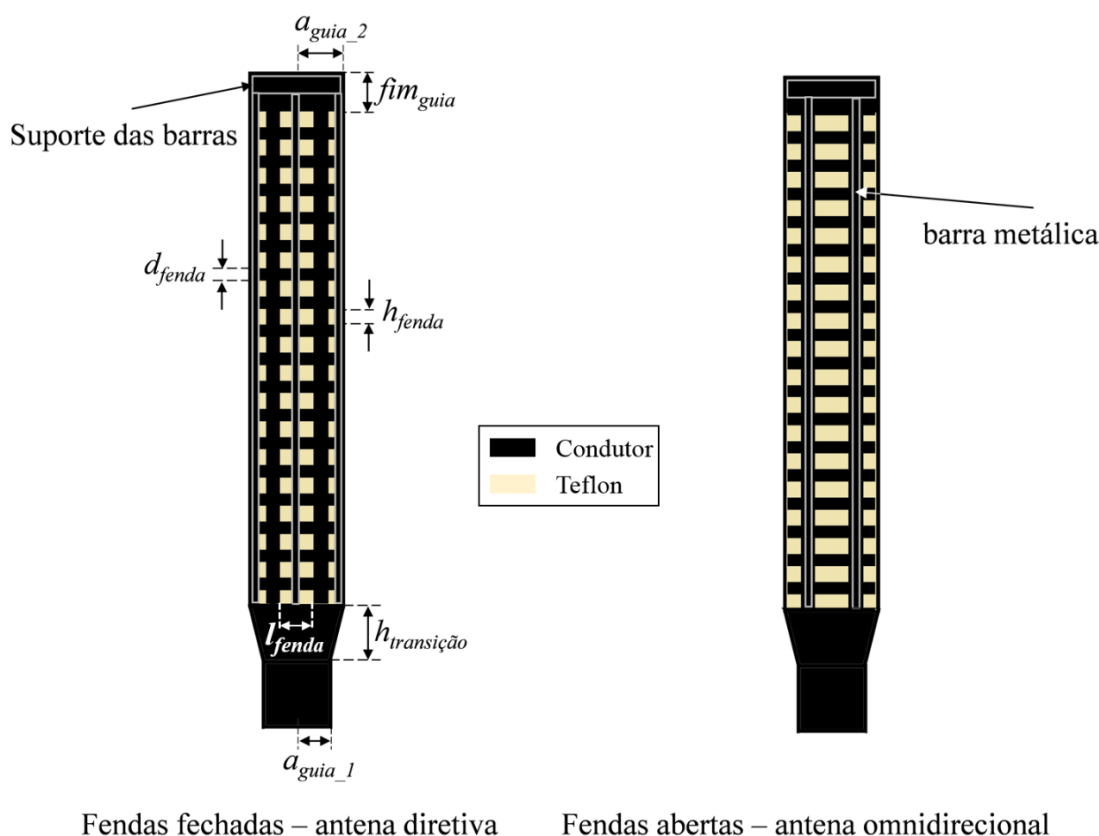


Figura 2.9 – SWAA_Bars: mecanicamente reconfigurável com utilização de barras metálicas para guiamento de feixe.

2.3 Caracterização do Teflon

A caracterização de materiais, principalmente materiais não metálicos, é de extrema importância para o desenvolvimento de antenas e de dispositivos de RF. Os métodos de caracterização de materiais podem ser classificados em ressonantes e não ressonantes. Os métodos não ressonantes possuem característica faixa larga e não necessitam de processos muito complexos na preparação da amostra [42]. Já os métodos ressonantes possuem precisão e sensibilidade muito superiores aos métodos não ressonantes, porém possuem a desvantagem de faixa estreita e procedimentos

complexos na preparação da amostra [43]. Adicionalmente, os métodos não ressonantes podem ser classificados em métodos com parâmetros S calibrados e não calibrados. O método não ressonante calibrado, mais conhecido é o Nicolson-Ross-Wier (NRW), calcula a permeabilidade e permissividade do material, por meio de medidas de parâmetros S [44][45].

O método adotado para a caracterização do teflon utilizado nas antenas *SWAA_Jacket*, *SWAA_Twisted* e *SWAA_Bars* foi um método não ressonante e não calibrado, denominado método deslocamento da amostra. Tal método consiste em duas etapas de medidas conforme apresenta a Figura 2.10. Na primeira medida, a amostra é posicionada na extremidade inicial de uma seção de guia de onda para extração dos parâmetros S; em seguida, a amostra é deslocada para a extremidade final e novamente os parâmetros S são obtidos. É importante que a amostra possua dimensões que preencham toda a seção transversal do guia de ondas, ou seja, sem permitir espaços de ar, os quais resultariam em imprecisões nos resultados obtidos [46].

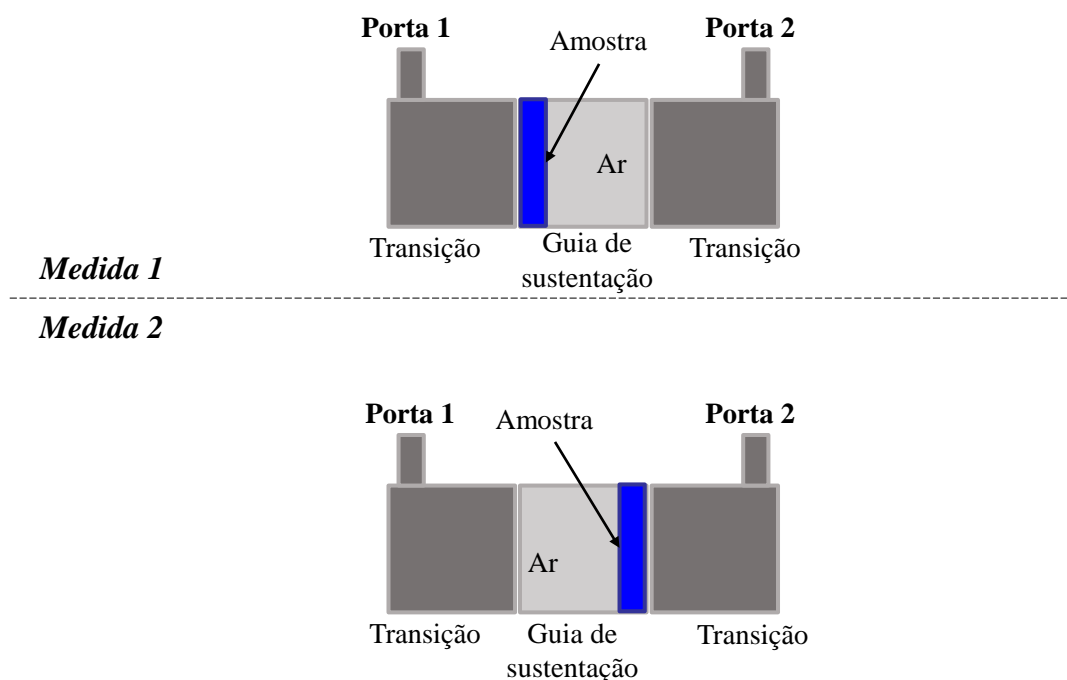


Figura 2.10 - Setup de medidas do teflon com o método de deslocamento da amostra.

A realização do cálculo para estimativa da permissividade considera que apenas o modo TE_{10} é propagado ao longo do guia de onda. A configuração de medidas é modelada matematicamente, por meio da matriz de ondas em cascatas (WCM – *wave cascade matrix*), que é definida pela matriz de onda de cada componente utilizada na medida (transições guia/coaxial, guia de ondas e amostra) [47][48].

Para a caracterização do teflon, foram utilizadas os seguintes componentes: duas transições guia/coaxial comerciais para o guia retangular WR28 (28WCA2.4_Cu); um trecho de guia de ondas com 13 mm de extensão para sustentação da amostra; uma amostra do teflon utilizado na confecção dos arranjos com dimensões de 7,2 x 3,51 x 6,98 mm. A Figura 2.11 apresenta fotografias do arranjo experimental, enquanto que as Figuras 2.12 e 2.13 apresentam os resultados obtidos da permissividade elétrica relativa e da tangente de perdas, respectivamente. É possível observar que a permissividade se mantém relativamente constante ao longo da faixa de frequência analisada (22 a 28 GHz) com valores entre 2 e 2,4, permitindo o uso do dielétrico para esta faixa de frequência. A medida de tangente de perdas resultou em valores próximos a 0,01. Entretanto, as perdas presentes no próprio *setup* de caracterização podem influenciar nos resultados, necessitando a sua consideração nos cálculos ou utilização de outros métodos de medidas para obtenção de resultados mais precisos.



Figura 2.11 - Cenário utilizado para realização da caracterização do teflon.

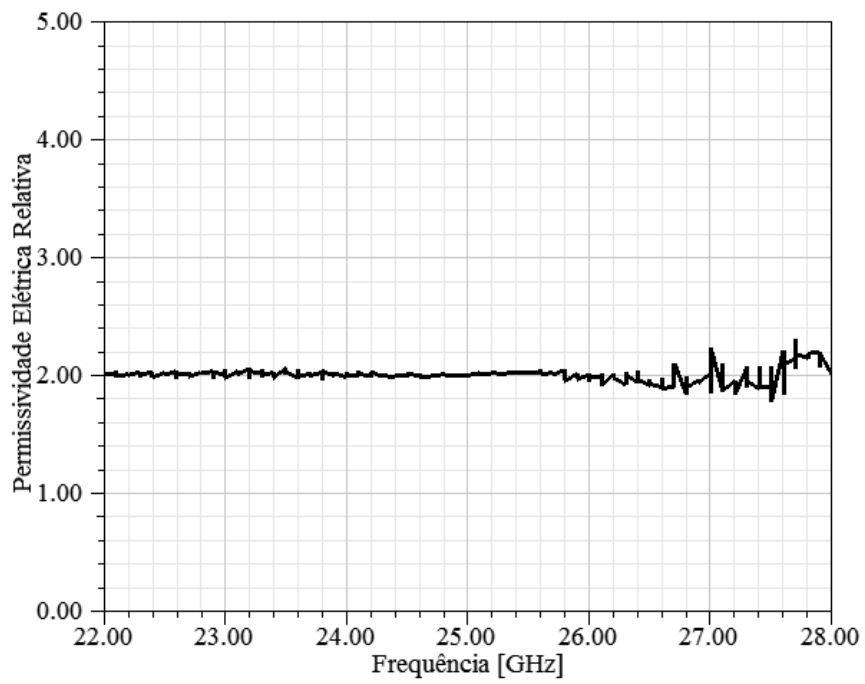


Figura 2.12 - Permissividade elétrica relativa do teflon.

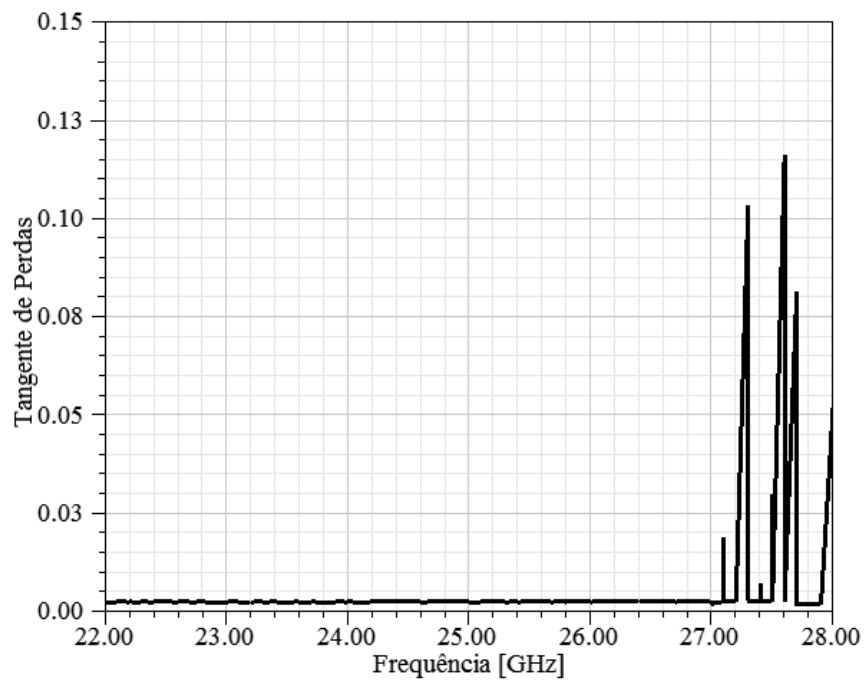


Figura 2.13 - Tangente de perdas do teflon.

Capítulo 3

3. Desenvolvimento dos Novos SWAAs para Redes 5G

3.1 Desenvolvimento do *SWAA_Jacket*

O desenvolvimento do *SWAA_Jacket* reconfigurável mecanicamente inicia-se pelo SWAA omnidirecional de ondas caminantes, o qual foi projetado para a banda de 28 GHz, considerada potencial para as futuras redes 5G [6], a fim de atender às demandas de alta vazão e capacidade de dados. O guia de onda escolhido para excitar a corneta foi o WC 33 com raio $a_{base} = 4,1655$ mm. Aplicando a Eq. (2.1), calcula-se a frequência de corte do modo TM_{01} , $f_c = 27,56$ GHz. Definindo-se a diretividade da corneta $D = 10$ dB e o ponto de máximo de radiação perpendicular à estrutura do arranjo, ou seja, $\theta_d = 90^\circ$, pode-se projetar a antena a partir das Eq. (2.2) a Eq. (2.6), resultando nas dimensões: $a_{guia} = 7,48$ mm; $L_{corneta} = 9,87$ mm; $b_{transição} = 5,04$ mm; $d_{anel} = 7,4$ mm; $h_{anel} = 4.44$ mm.

Utilizou-se o *software* ANSYS HFSS para simulação do arranjo e otimização dos seus parâmetros, por meio de varreduras (*sweeps*) dos mesmos e análises dos pré-requisitos de projeto. A Figura 3.1 apresenta o modelo numérico simulado com as suas respectivas dimensões: $a_{guia} = 7,46$ mm; $L_{corneta} = 14$ mm; $b_{transição} = 3,75$ mm; $d_{anel} = 8,75$ mm; $h_{anel} = 5$ mm. Posteriormente, executou-se uma análise da quantidade de anéis do SWAA proposto em [26], com o intuito de melhorar a relação de compromisso entre ganho e nível de lóbulo secundário; o melhor valor obtido foi o de 13 anéis metálicos, o qual resultou em um ganho de 10,84 dBi e $SSL = -7,24$ dB. Um refletor circular, com diâmetro de aproximadamente $\lambda_0/2$ (maior do que $2 \times a_{guia}$), foi adicionado ao final da estrutura a fim de bloquear a radiação na região acima do

arranjo. A espessura do refletor foi de 3 mm para facilitar a fabricação. Um parafuso de *nylon* foi utilizado para fixar o refletor na estrutura sem interferir de forma significativa nas características eletromagnéticas do arranjo.

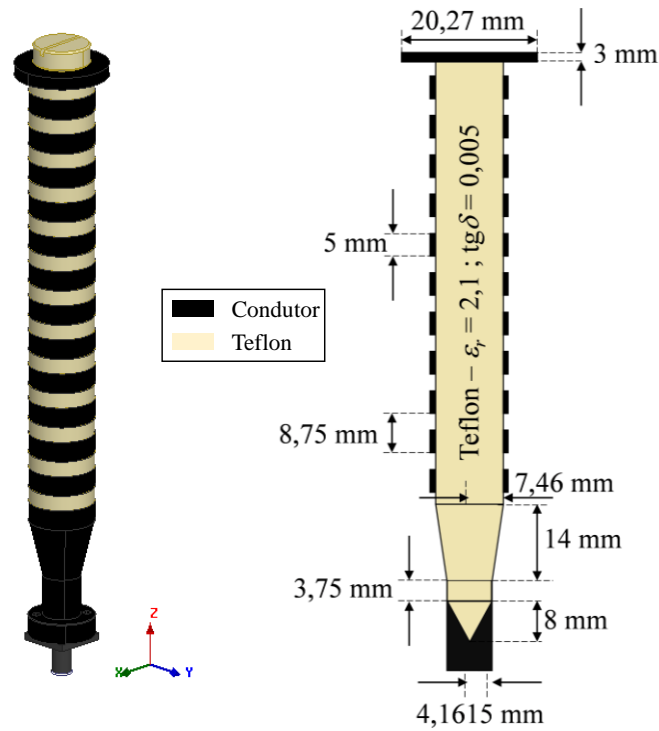


Figura 3.1 – Modelo numérico do SWAA omnidirecional de ondas caminhantes e suas respectivas dimensões.

A excitação da antena foi feita utilizando um conector do tipo *K*, com condutor interno se estendendo dentro do guia com 1,5 mm de comprimento. Variou-se $L_{transição}$ a fim de garantir uma transição suave entre os meios ar e teflon e, conseqüentemente, um adequado casamento de impedância. Após o processo de varredura numérica, obteve-se $L_{transição} = 8$ mm. A Figura 3.2 apresenta coeficiente de reflexão (S_{11}) do *SWAA_Jacket*, por meio do qual observa-se uma banda de 960 MHz, que corresponde a 2,9% de banda fracionária, centrada em 27,86 GHz. A Figura 3.3 exibe o diagrama de radiação do SWAA proposto em 28 GHz: tridimensional (Figura 3.3a); elevação normalizado em coordenadas polares (Figura 3.3b); azimute normalizado em coordenadas polares (Figura 3.3c). Em elevação, a estrutura proposta apresenta abertura de feixe $\theta_{ab} = 6^\circ$, SLL = -10 dB e apontamento máximo $\theta_d = 87^\circ$. Em azimute,

pode-se perceber um comportamento omnidirecional com ganho de 12,3 dBi variação de apenas 1 dB.

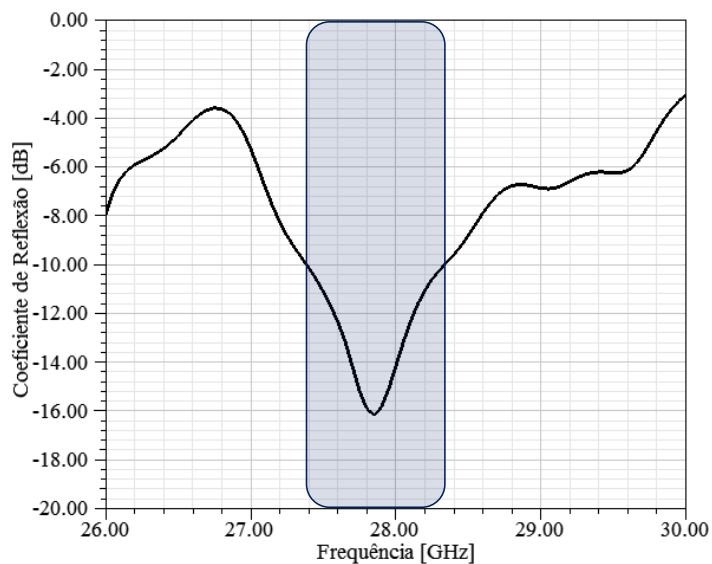
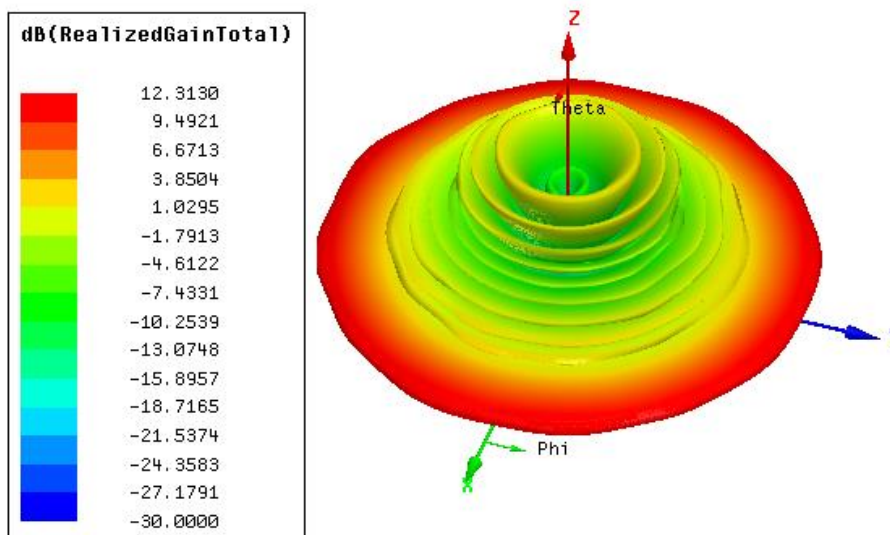
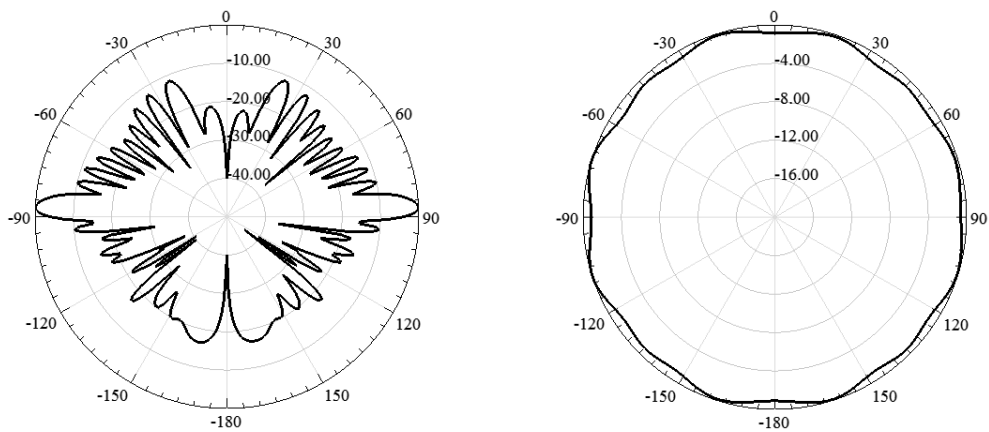


Figura 3.2 – Coeficiente de reflexão simulado do SWAA omnidirecional de ondas caminhantes.



(a) Diagrama em 3D.



(b) Elevação.

(c) Azimute.

Figura 3.3 – Diagramas de radiação simulados do SWAA omnidirecional.

A capa metálica, responsável pelo confinamento da energia em uma determinada faixa angular, foi projetada sob as premissas de alto ganho e abertura de feixe no plano de azimute $\varphi_{ab} \leq 90^\circ$, visando uma cobertura setorial. A Figura 3.4 apresenta a Carta de Smith do SWAA_Jacket obtido com e sem o uso de capa metálica. A utilização da capa melhorou o casamento de impedância na região de 27,3 GHz, visto que a mesma apresentou comportamento capacitivo nesta faixa de frequência.

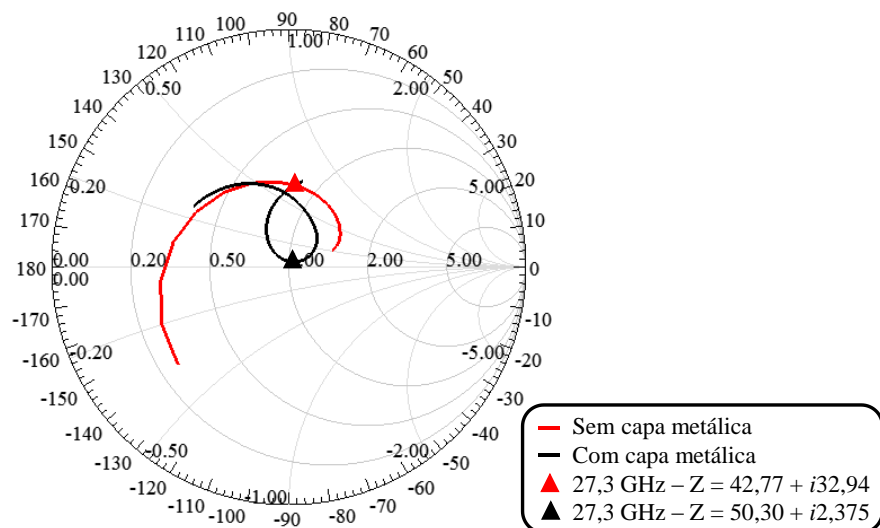


Figura 3.4 – Carta de Smith da impedância do SWAA omnidirecional com e sem uso da capa metálica.

A Figura 3.5 apresenta o diagrama de radiação do *SWAA_Jacket* no plano de azimute para diferentes valores de abertura horizontal da capa metálica ab_{capa} e no plano de elevação para diferentes valores de h_{capa} e t_{capa} , tais variáveis definem a abertura vertical da janela, a fim de se alcançar as características de diagrama de radiação desejada em 27,3 GHz. Percebe-se que menor é a abertura de feixe em azimute a medida que ab_{capa} aumenta e as variáveis h_{capa} metálica e t_{capa} metálica estão relacionadas aos níveis de lóbulos secundários em elevação.

A espessura da capa metálica foi avaliada para otimização do coeficiente de reflexão da antenna proposta. Após um processo de avaliação conjunta das variáveis de projeto, a fim de alcançar casamento de impedância e diagrama de radiação adequados, obtêm-se as dimensões finais da capa metálica, tomando como base a precisão do modelo numérico, de acordo com a Tabela 3.1. A Figura 3.6 apresenta o coeficiente de reflexão da antenna proposta e pode-se perceber aproximadamente 600 MHz (2,2%) de banda de operação, centrada em 27,3 GHz. A antenna alcançou um ganho de 17,3 dBi com a utilização da capa metálica.

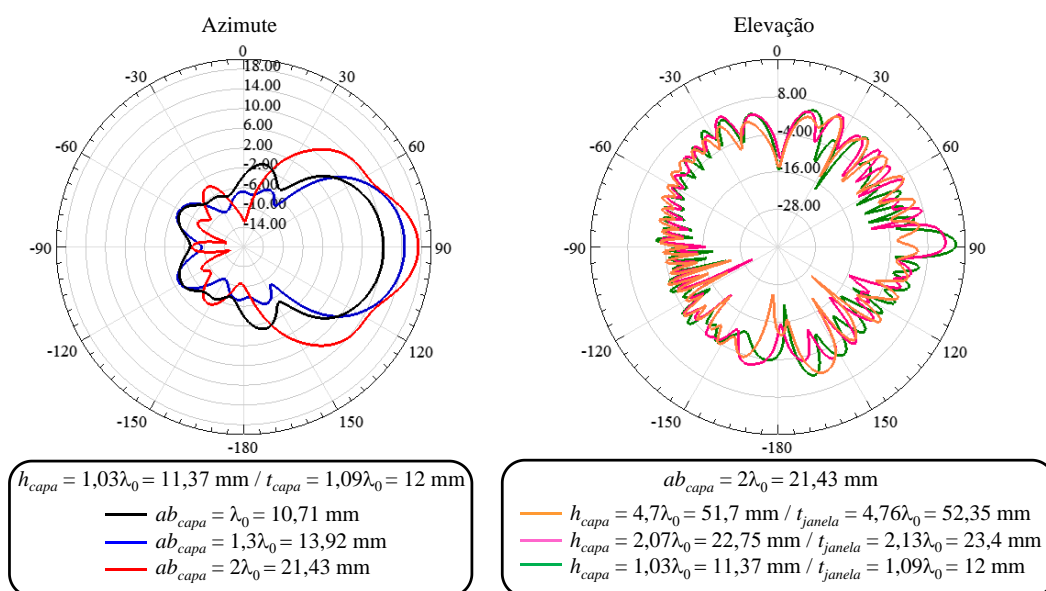


Figura 3.5 – Diagramas de radiação no plano de azimute e elevação simulados do *SWAA_Jacket* para diferentes valores de ab_{capa} , t_{capa} e h_{capa} em 27,3 GHz.

Tabela 3.1 – Dimensões da Capa metálica para guiamento de feixe via reconfiguração mecânica.

Variável	Dimensão (λ_0)	Dimensão (mm)
ab_{capa}	$1,525\lambda_0$	16,753
h_{capa}	$1,035\lambda_0$	11,375
t_{capa}	$1,081\lambda_0$	11,875
r_{int_capa}	Raio do guia + $0,082\lambda_0$	8,377
r_{ext_capa}	$r_{int_capa} + 0,364\lambda_0$	12,377

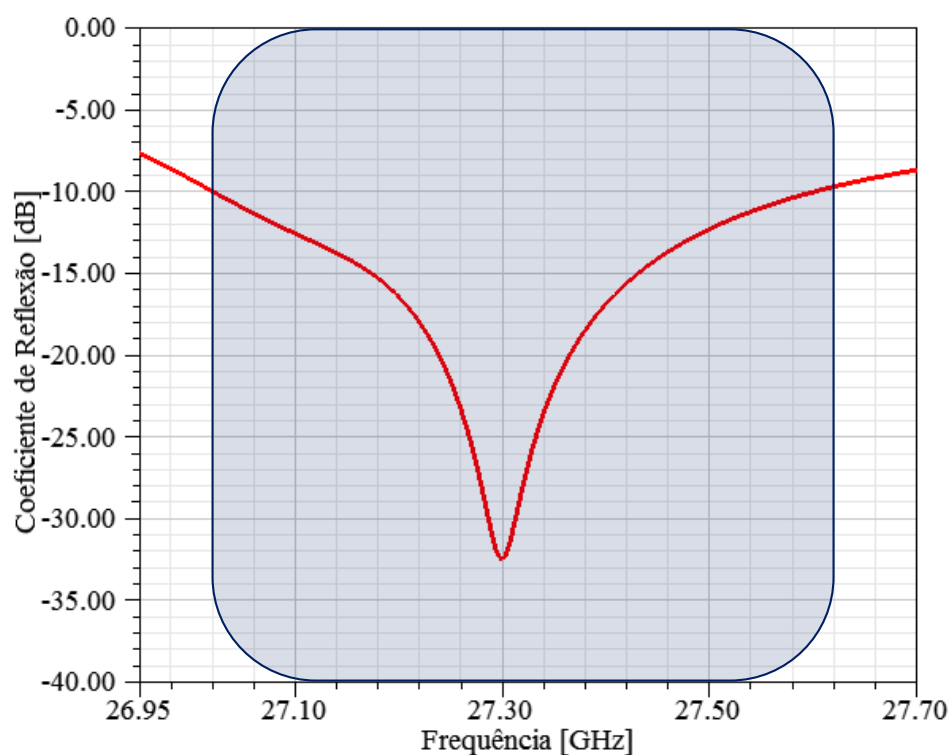


Figura 3.6 – Coeficiente de Reflexão do SWAA_Jacket.

O próximo passo do desenvolvimento foi a etapa de prototipagem e caracterização. Realizou-se Engenharia de Projeto para tornar o modelo numérico do HFSS usinável utilizando uma CNC (controle numérico computadorizado). A Figura 3.7 apresenta o protótipo construído e a Figura 3.8 reporta o coeficiente de reflexão medido, utilizando o analisador de rede vetorial PNA *Network Analyzer* N5224A da empresa Keysight. O *SWAA_Jacket* provê banda de operação medida de 380 MHz

(1,39%) centrada em 27,25 GHz, ou seja, uma diminuição de 220 MHz, quando comparada com os resultados numéricos. Tal diferença pode ser justificada por imprecisões do processo de fabricação, entretanto, considera-se um bom nível de concordância entre simulações e experimentos, pois as curvas apresentam o mesmo comportamento e valores de S_{11} muito próximos, principalmente no ponto de mínimo.



Figura 3.7 –Protótipo do SWAA_Jacket.

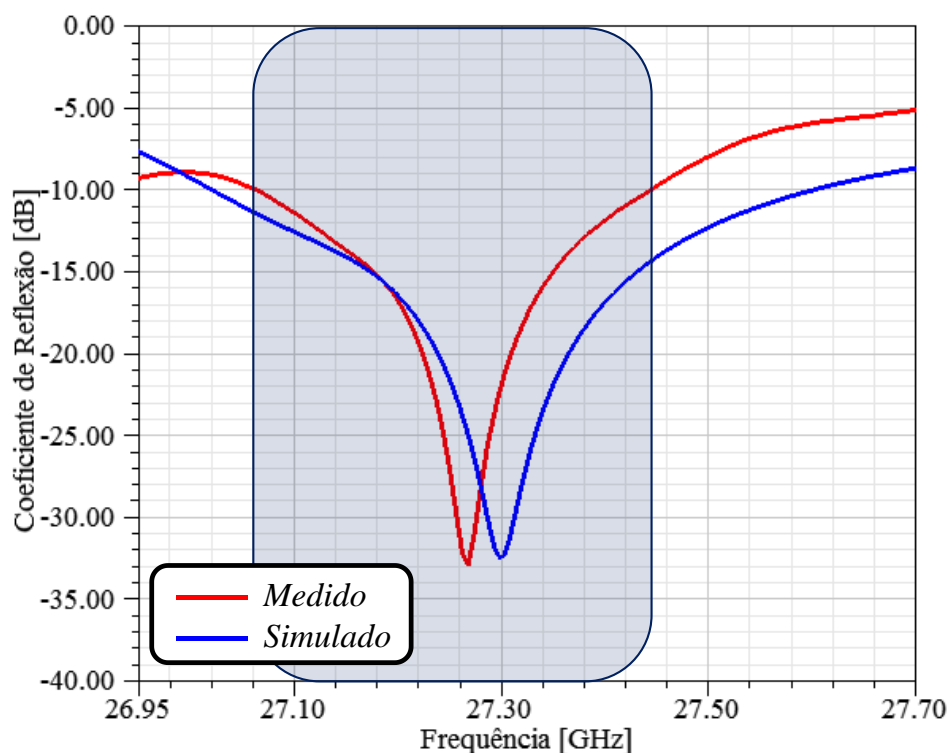


Figura 3.8 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medido e simulado do SWAA_Jacket.

Os diagramas de radiação do *SWAA_Jacket* foram medidos utilizando os seguintes equipamentos: um gerador de sinais analógicos *EXG Analog Signal Generator N5173B*; duas antenas cornetas; um analisador de espectro *FieldFox Microwave Analyzer N9952A*. A antena corneta foi responsável por transmitir um sinal escalar na frequência desejada e, na recepção, o *SWAA_Jacket* foi girado em torno do seu eixo para medição de potência nos planos de azimute e de elevação. Utilizou-se uma antena corneta muito diretiva (ganho de 25 dBi) para garantir a confiabilidade das medições. As medidas foram realizadas em um ambiente amplo, porém *indoor*, uma vez que a câmara anecoica disponível não possuía o tamanho necessário. A fim de mitigar os possíveis efeitos de reflexões, utilizou-se baixa potência de transmissão na caracterização dos diagramas de radiação.

A Figura 3.9 apresenta o cenário utilizado para a caracterização do diagrama de radiação da antena, enquanto que a Tabela 3.2 relata um resumo dos resultados obtidos. Os diagramas de radiação foram medidos para as frequências inicial, central e final de sua banda de operação medida, a fim de se avaliar a operabilidade do arranjo proposto em função da frequência. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 3.10.

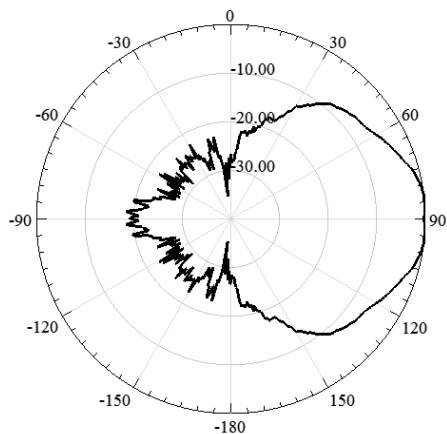


Figura 3.9 – Configuração de medidas de diagrama de radiação do SWAA_Jacket.

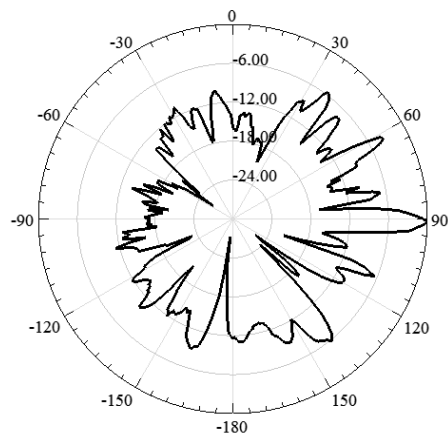
Tabela 3.2 – Resumo dos resultados obtidos na caracterização do SWAA_Jacket.

Frequência	φ_{ab}	SLL (φ)	θ_{ab}	SLL (θ)	Ganho
27 GHz	42°	-19 dB	6°	-3,9 dB	13,5 dBi
27,2 GHz	32°	-14 dB	6°	-4 dB	13 dBi
27,4 GHz	28°	-14 dB	6°	-7,6 dB	13,8 dBi

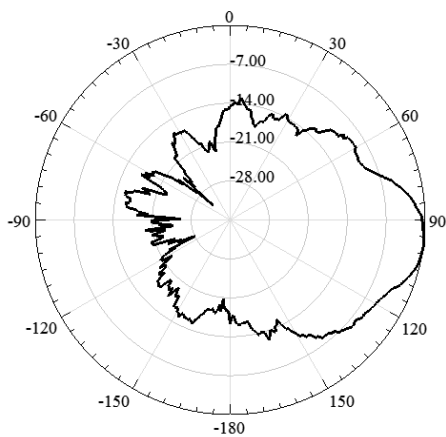
Em linhas gerais, o diagrama de radiação do SWAA_Jacket foi considerado adequado para as aplicações 5G, porém, os níveis de lóbulos secundários foram superiores ao esperado devido à imprecisão do processo de fabricação atual, o qual não consegue garantir o espaçamento exato entre o elemento radiador e a capa metálica, sem que haja contato elétrico. Além disso, os resultados experimentais mostram que o torque utilizado no parafuso de teflon, que fixa a capa no elemento radiador, altera milimetricamente a angulação da capa em relação ao eixo do arranjo e o espaçamento entre o condutor interno do conector e a transição de teflon, o que aumenta os níveis de lóbulos secundários pela perturbação de fase causada e altera a impedância de radiação do arranjo, mudando sua resposta em frequência.



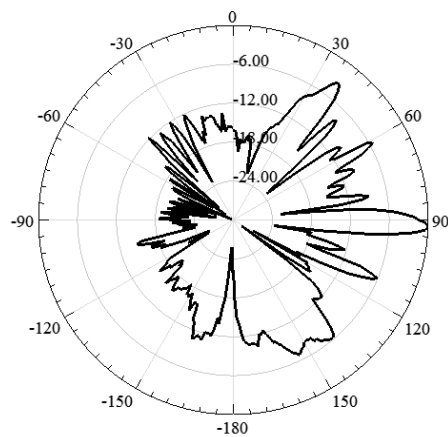
(a) Azimute em 27 GHz.



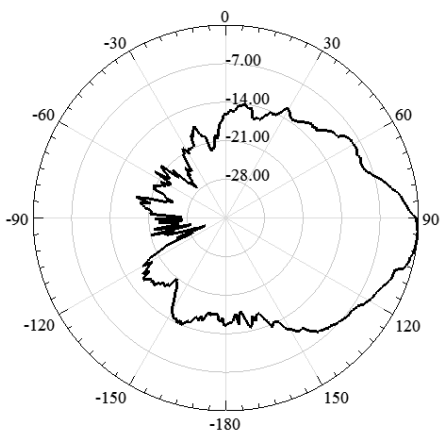
(b) Elevação em 27 GHz.



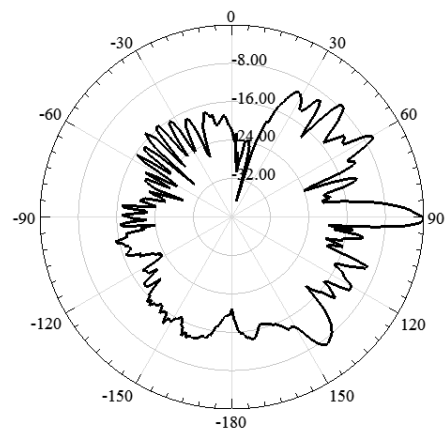
(c) Azimute em 27,2 GHz.



(d) Elevação em 27,2 GHz.



(e) Azimute em 27,4 GHz.



(f) Elevação em 27,4 GHz.

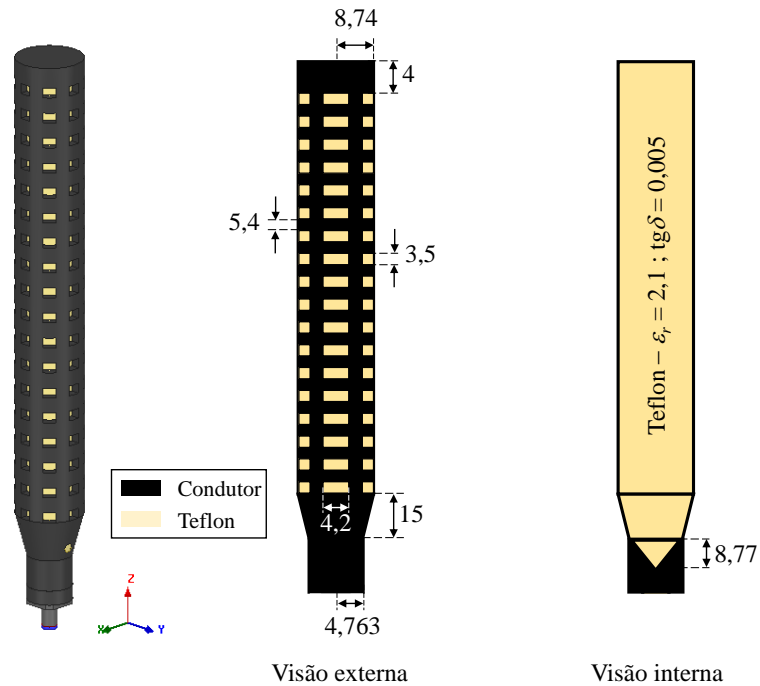
Figura 3.10 – Diagramas de radiação do SWAA_Jacket ao longo da banda de operação medida nos planos de azimute e elevação.

3.2 Desenvolvimento do *SWAA_Twisted*

O *SWAA_Twisted* omnidirecional de ganho alto e uniforme foi desenvolvido para operar na banda de 26 GHz por dois motivos: especificação do Projeto de Pesquisa *Inatel-University of Surrey* (Inglaterra), visto que as redes 5G no Reino Unido irão operar nesta faixa de frequência; por esta banda ser considerada potencial para as redes 5G no Brasil, visto que a banda de 28 GHz já é utilizada e homologada pela ANATEL para Internet via Satélite.

O projeto do *SWAA_Twisted* inicia-se pela definição dos guias de onda a serem utilizados (a_{guia_1} e a_{guia_2}) baseando-se na Eq. (2.1). Utilizou-se os guias de onda comerciais WC 38 e o WC 69 com frequência de corte do modo TM_{01} de 24,11 e 9,06 GHz respectivamente, sendo o primeiro considerado preenchido com ar e o segundo com teflon ($\epsilon_r = 2,1$). O comprimento das fendas foi calculado de acordo com a Eq. (2.4), sendo $l_{fenda} = \lambda_g/2 = 4,2$ mm. A distância entre a última fenda e o final do guia foi calculada de acordo com Eq. (2.8), resultando em $fim_{guia} = 3,6$ mm para $p = 1$. As variáveis d_{fenda} e h_{fenda} foram obtidas numericamente para contornar o problema de distribuição de fase dentro da estrutura, ocasionada pelos múltiplos modos de propagação no guia. A presença de múltiplos modos é causada pela diminuição da frequência de corte do modo de operação, proveniente do incremento do guia WC 38 para o WC 69, além da inserção do material dielétrico.

A Figura 3.11 apresenta o modelo numérico do *SWAA_Twisted* e as suas respectivas dimensões. Realizaram-se diversas varreduras dos parâmetros de projeto do SWAA proposto, com a finalidade de se obter um compromisso entre diagrama de radiação e casamento de impedância. As dimensões finais para o protótipo foram: $a_{guia_1} = 4,763$ mm; $a_{guia_2} = 8,74$ mm; $fim_{guia} = 4$ mm; $h_{fenda} = 3,5$ mm; $d_{fenda} = 5,4$ mm; $l_{fenda} = 4,2$ mm; $h_{transição} = 15$ mm; $L_{transição} = 8,77$ mm. A fim de aumentar a banda de operação da antena, criou-se um segundo comprimento de fenda l_{fenda_2} . A Figura 3.12 apresenta o coeficiente de reflexão simulado do SWAA omnidirecional para diferentes valores de l_{fenda_2} e a técnica utilizada para alterar o comprimento das fendas.



Obs.: Valores em milímetros

Figura 3.11 – Modelo numérico do SWAA_Twisted com dimensões.

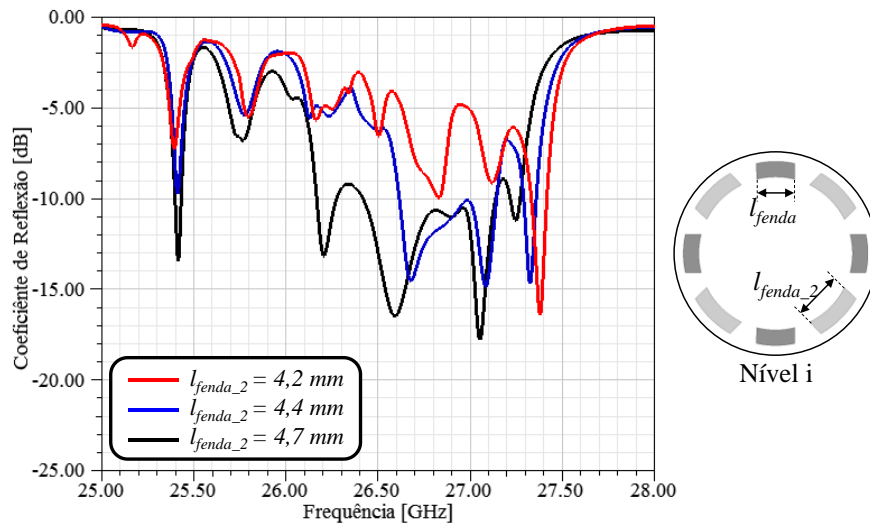


Figura 3.12 – Coeficiente de reflexão simulado do SWAA_Twisted com variação de l_{fenda_2} .

Como pode-se observar na Figura 3.12, o valor $l_{fenda_2} = 4,7$ mm resultou no melhor casamento de impedância, com banda de 720 MHz (2,69%) centrada em 26,78 GHz. Ainda com o objetivo de aumentar a banda de operação do arranjo, a espessura do guia de ondas foi incrementada para 3 mm, a fim de possibilitar uma

transição suave do meio guiado para o espaço livre. Isso foi feito aumentando-se gradativamente o comprimento da fenda ao longo da espessura do guia, sendo o comprimento interno os previamente definidos (l_{fenda} e l_{fenda_2}) e o comprimento externo definido por l_{fenda_ext} e $l_{fenda_ext_2}$. A Figura 3.13 apresenta os valores do coeficiente de reflexão para diferentes valores de comprimento de fenda externo e a definição da técnica de fendas trapezoidais para suavização da transição entre os meios de propagação.

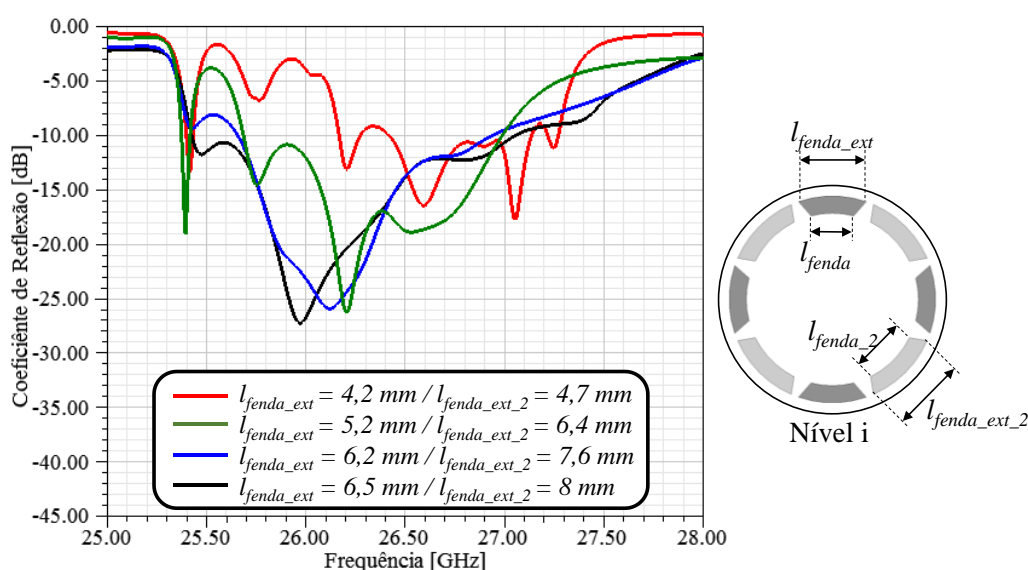


Figura 3.13 – Coeficiente de reflexão do SWAA_Twisted com variação de l_{fenda_ext} e $l_{fenda_ext_2}$.

De acordo com a Figura 3.13, percebe-se que os melhores valores de l_{fenda_ext} e $l_{fenda_ext_2}$ são 6,5 e 8 mm respectivamente, acarretando em uma banda de operação de 1,63 GHz (6,21%) centrada em 26,245 GHz. É importante ressaltar que o aumento da fenda externa acarretou em um incremento de banda significativo de 126% (de 720 para 1,63 MHz), por meio do uso de fendas trapezoidais, as quais culminam em um aumento gradativo da impedância de radiação da fenda, a fim de suavizar a transição entre os meios de propagação guiado e de espaço livre [49]. A Figura 3.14 apresenta a Carta de *Smith* da impedância do arranjo para diferentes valores de l_{fenda_ext} e $l_{fenda_ext_2}$, na faixa de frequência de 25,4 a 27 GHz, com a finalidade de comprovar a eficiência das fendas trapezoidais. Percebe-se que ao aumentar o comprimento externo da fenda, as curvas se aproximam do centro da carta, o que representa uma antena com pequenos valores de reatância e com resistência de radiação próxima de 50 ohms, o que

caracteriza uma condição de ressonância. Ou seja, com $l_{fenda_ext} = 6,5$ mm e $l_{fenda_ext_2} = 8$ mm, a antena está próxima da condição ideal de ressonância em praticamente toda a faixa de frequência analisada.

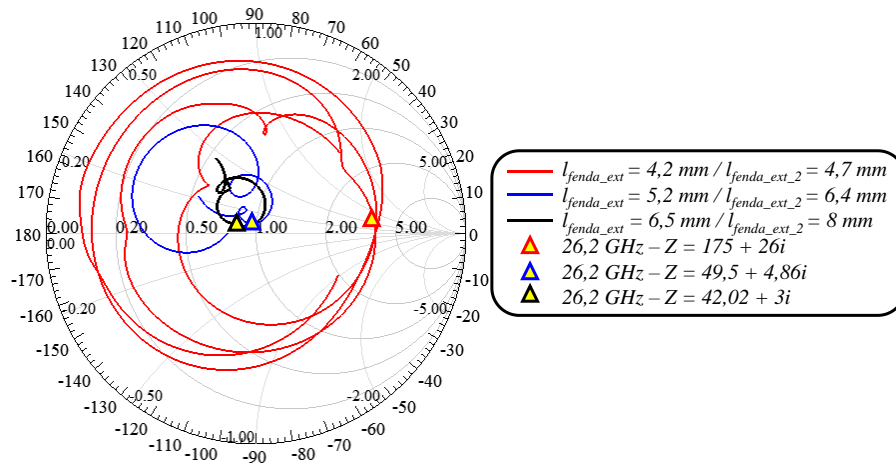
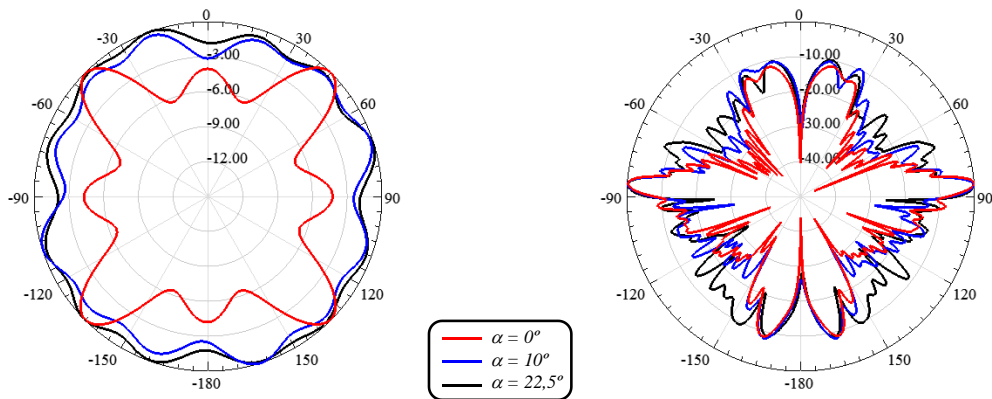


Figura 3.14 – Carta de Smith da impedância do arranjo para diferentes valores de l_{fenda_ext} e $l_{fenda_ext_2}$.

A Figura 3.15 apresenta os diagramas de radiação nos planos de azimute e elevação em 26 GHz para diferentes valores de α , sendo α o grau de rotação entre níveis consecutivos de fendas ao longo do eixo z . Conclui-se que a técnica de rotação das fendas melhora significativamente a cobertura omnidirecional, diminuindo a variação de ganho em azimute. Nenhuma influência foi observada no casamento de impedância do arranjo dada a simetria do modo de operação utilizado ao longo da seção transversal do guia de ondas.



(a) Azimute.

(b) Elevação.

Figura 3.15 – Diagramas de radiação do SWAA_Twisted com variação de α em 26 GHz.

Em elevação não se percebeu nenhuma alteração significativa, entretanto em azimute é possível perceber uma redução na variação de ganho, tornando a antena com um desempenho omnidirecional melhor. O valor de α que resulta na menor variação de ganho em azimute é $\alpha = 22,5^\circ$, correspondente ao ângulo que garante fendas posicionadas em todas as direções de azimute possíveis. Como consequência, o ganho da antena decresce a medida que ela se torna menos diretiva. Para $\alpha = 0^\circ$ obteve-se um ganho de 15,7 dBi, já para $\alpha = 22,5^\circ$, o *SWAA_Twisted* alcançou um ganho de 11,92 dBi, com variação de apenas 2 dB no plano de azimute e aberturas de feixe θ_{ab} e ϕ_{ab} de 5° e 360° respectivamente. Em elevação obteve-se um $SLL = -8,55$ dB. A Figura 3.16 apresenta o modelo numérico final e seu diagrama de radiação tridimensional.

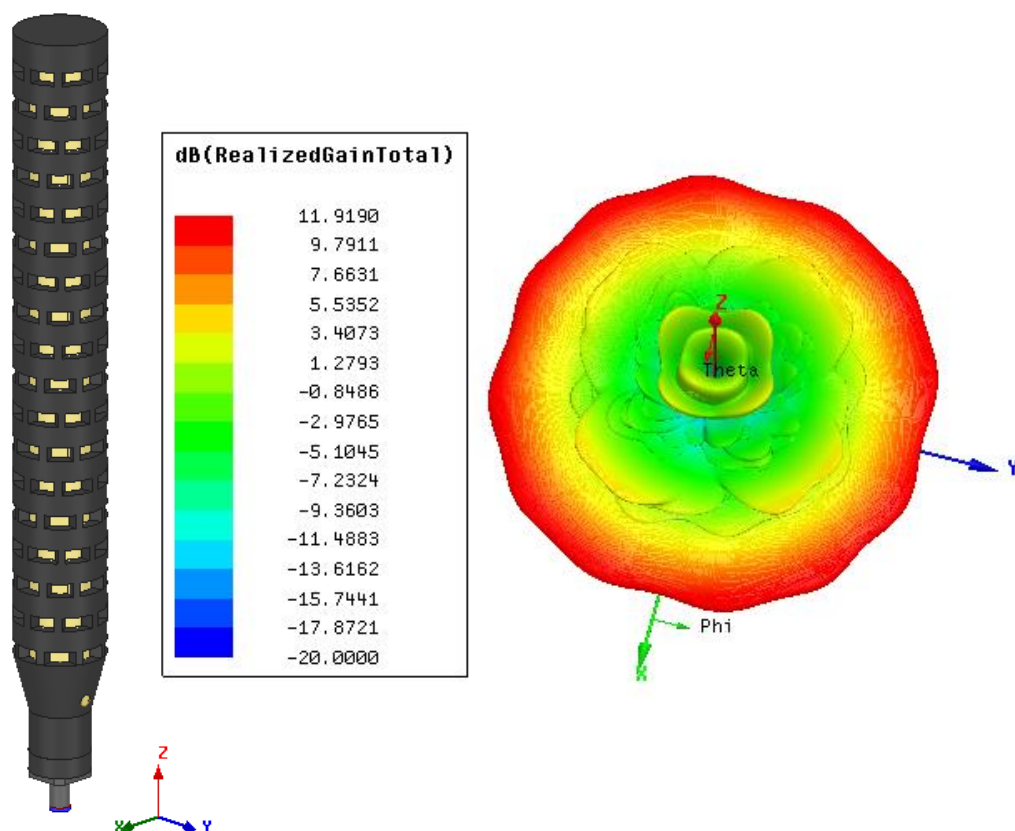


Figura 3.16 – Modelo numérico final do *SWAA_Twisted* e seu diagrama de radiação 3D.

O protótipo do *SWAA_Twisted* e o coeficiente de reflexão medido estão documentados nas Figura 3.17 e Figura 3.18, respectivamente. Percebe-se um deslocamento da banda de operação da antena para frequências mais baixas devido às imprecisões do processo de fabricação. Dentre as diferenças pode-se destacar um incremento de 0,5 mm na espessura do guia e 0,2 mm no comprimento das fendas. Tais diferenças foram levadas em consideração em simulações numéricas adicionais, por meio das quais obteve-se uma ótima concordância com os resultados medidos, conforme apresentado na Figura 3.18. Outras possíveis variações das dimensões não contabilizadas em nenhuma das simulações justificam as pequenas diferenças ainda presentes nas curvas simulada e medida. O *SWAA_Twisted* prove banda de 1,09 GHz (4,52%) centrada em 24,115 GHz, considerada adequada para comunicações de alta vazão da ordem de Gb/s das futuras redes 5G.



Figura 3.17 – Protótipo do *SWAA_Twisted*.

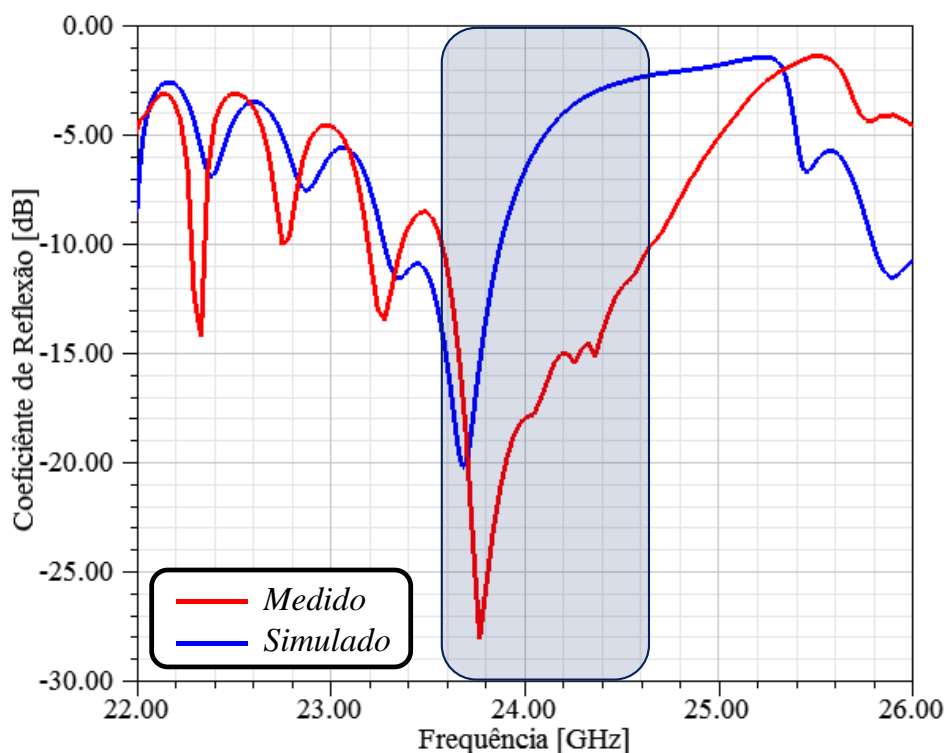
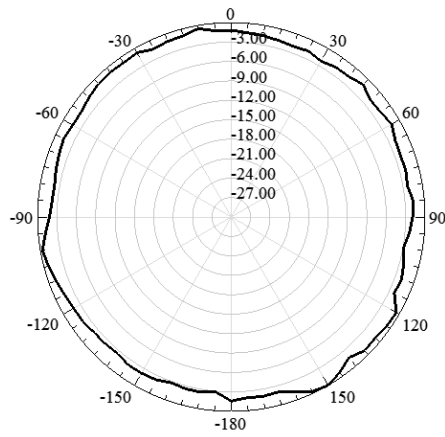


Figura 3.18 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medido e simulado do protótipo do *SWAA_Twisted*, considerando as diferenças mecânicas oriundas de imprecisões no processo de fabricação.

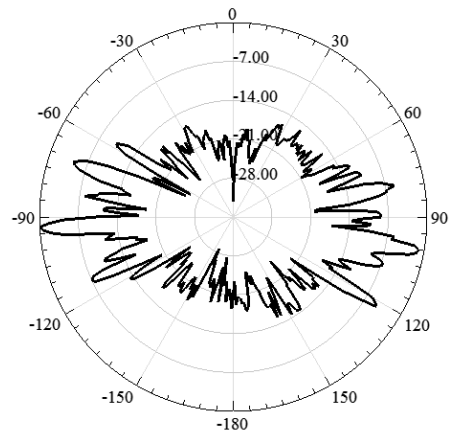
Utilizou-se os mesmos equipamentos e componentes de RF do *setup* de medição do diagrama de radiação do *SWAA_Jacket* para a caracterização do *SWAA_Twisted* (Figura 3.19) e novamente mediu-se as frequências inicial, central e final da banda, conforme reportado na Figura 3.20. Os resultados medidos apresentam uma mudança no ângulo de apontamento, o que pode ser justificado pelo fato do projeto ter sido elaborado para 26 GHz e as imprecisões mecânicas terem deslocado a operação para próximo de 24 GHz. Isso faz com que o valor ideal da distância entre as fendas d_{fenda} não esteja otimizada para garantir um apontamento perpendicular à estrutura em 24 GHz, visto que distribuição de fase do protótipo foi projetada para 26 GHz e o protótipo apresenta melhor casamento de impedância para 23,6 a 24,69 GHz.



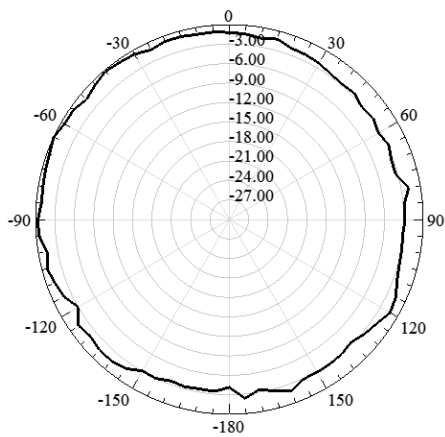
Figura 3.19 – Cenário para medida dos diagramas de radiação do SWAA_Twist.



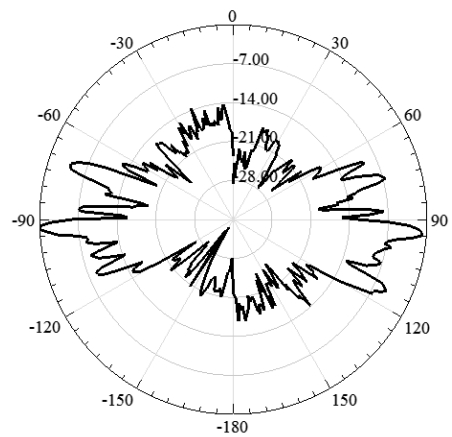
(a) Azimute em 23,6 GHz.



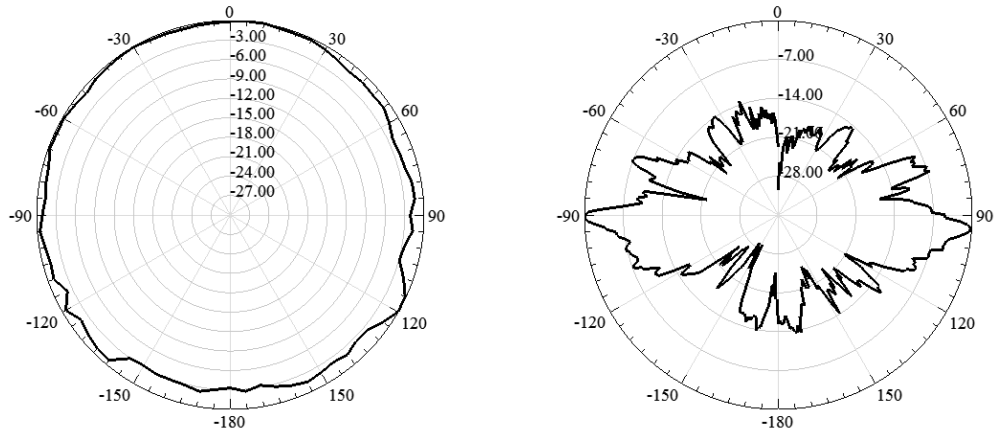
(b) Elevação em 23,6 GHz.



(c) Azimute em 24,15 GHz.



(d) Elevação em 24,15 GHz.



(e) Azimute em 24,7 GHz.

(f) Elevação em 24,7 GHz.

Figura 3.20 – Diagramas de radiação do SWAA_Twisted ao longo da banda nos planos de azimute e elevação.

Os resultados medidos apresentaram uma variação de ganho principalmente entre 90° e 180° de azimute. Essa variação é justificada pela influência da madeira utilizada como sustentação no *setup* de caracterização do arranjo. Por outro lado, a variação de ganho medido no plano de azimute foi de no máximo 3 dB, viabilizando uma cobertura omnidirecional. A Tabela 3.3 apresenta um resumo dos resultados obtidos na caracterização do SWAA_Twisted.

Tabela 3.3 – Resumo dos resultados obtidos na caracterização do SWAA_Twisted.

Frequência	φ_{ab}	SLL (φ)	θ_{ab}	SLL (θ)	Ganho
23,6 GHz	360°	-	5°	-4,6 dB	14,71 dBi
24,15 GHz	360°	-	5°	-5,18 dB	12,49 dBi
24,7 GHz	360°	-	6°	-7,2 dB	13,14 dBi

3.3 Desenvolvimento do SWAA_Bars

O SWAA_Bars reconfigurável mecanicamente com utilização de barras metálicas foi idealizado a partir do SWAA_Twisted. Ao fixar $\alpha = 0^\circ$, as fendas ficam exatamente alinhadas ao longo da estrutura do arranjo, tornando possível bloquear a passagem de energia utilizando uma barra metálica em contato elétrico com a parede

do guia de onda. Desta maneira, consegue-se inibir a radiação de um conjunto inteiro de fendas no sentido longitudinal do guia de onda. A proposta é “fechar” quatro conjuntos de fendas curto-circuitando a fenda no ponto de máxima intensidade de campo eletromagnético, interrompendo a radiação. Isso posto, almeja-se que a energia que inicialmente irradiava-se ao longo de 360° no plano de azimute, seja concentrada em apenas uma faixa angular, aumentando-se o ganho do arranjo. A reconfiguração é realizada ao girar as barras metálicas em torno do arranjo, viabilizando duas diferentes configurações: quase-omnidirecional (*SWAA_Bars_QO*); cobertura direcional com guiamento do feixe de radiação (*SWAA_Bars_BS*). A Figura 3.21 apresenta o modelo numérico do *SWAA_Bars* nas duas configurações de operação. É válido ressaltar que todas as dimensões do presente arranjo são iguais às do *SWAA_Twisted*. Do ponto de vista mecânico, adicionou-se apenas a estrutura que sustenta as barras metálicas e permite a rotação conjunta das mesmas.

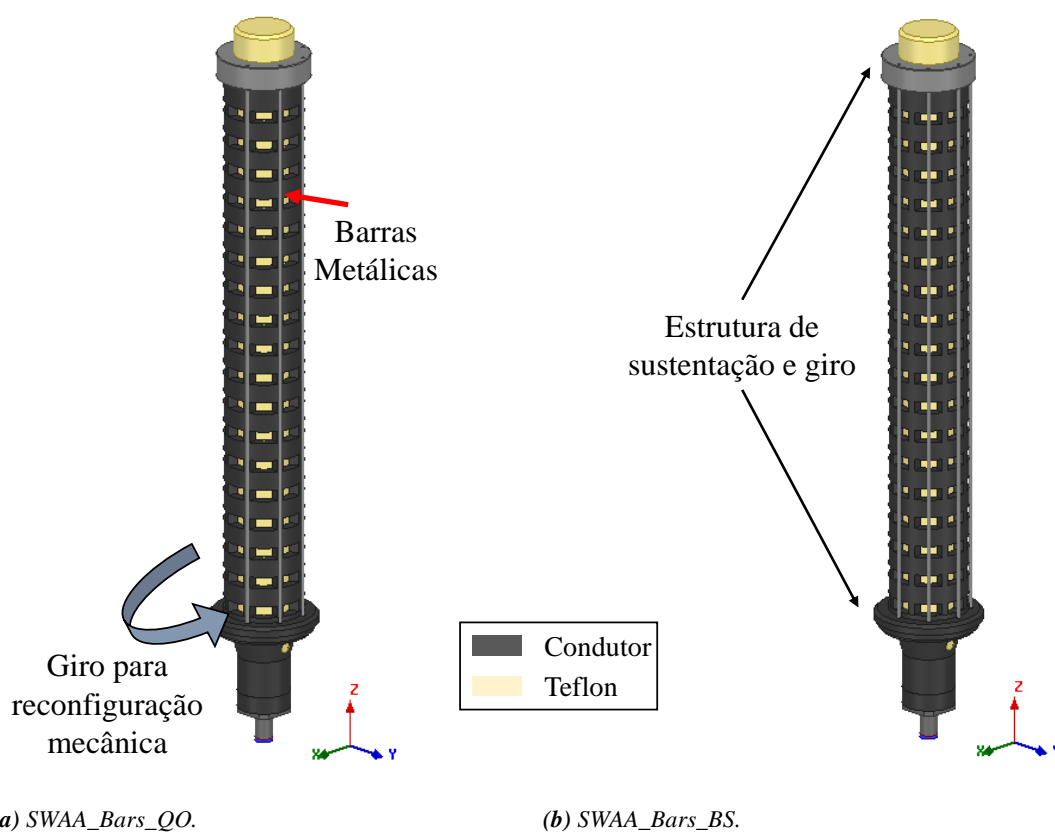


Figura 3.21 – Modelo numérico do SWAA_Bars.

Analisou-se numericamente o coeficiente de reflexão do *SWAA_Twisted* nas duas configurações de operação, assim como mostrado na Figura 3.22. A configuração *SWAA_Bars_QO* apresenta banda de 1,35 GHz (5,15%) centrada em 26,22 GHz, enquanto que a *SWAA_Bars_BS* apresenta banda de 1,44 GHz (5,48%) centrada em 26,28 GHz.

A Figura 3.23 apresenta os diagramas de radiação do arranjo proposto nos planos de azimute e elevação em 26 GHz. A configuração *SWAA_Bars_QO* apresenta diagrama de radiação quase-omnidirecional em azimute, composto por quatro lóbulos principais igualmente distribuídos com aproximadamente 25° de abertura de feixe cada e degradação de 3,9 dB entre eles. Em elevação, esta configuração apresenta 5,5° de abertura de feixe e $SLL = -8,5$ dB. Já no modo *SWAA_Bars_BS*, o arranjo apresenta abertura de feixe de 32,5° e 4° em azimute e elevação, respectivamente, além de SLL de -2 dB em azimute e -8,5 dB em elevação. A reconfiguração foi considerada bem-sucedida, uma vez que o diagrama de radiação foi alterado e o ganho do arranjo aumentou de 15,45 para 18,5 dBi, quando comutado do estado *SWAA_Bars_QO* para o *SWAA_Bars_BS*.

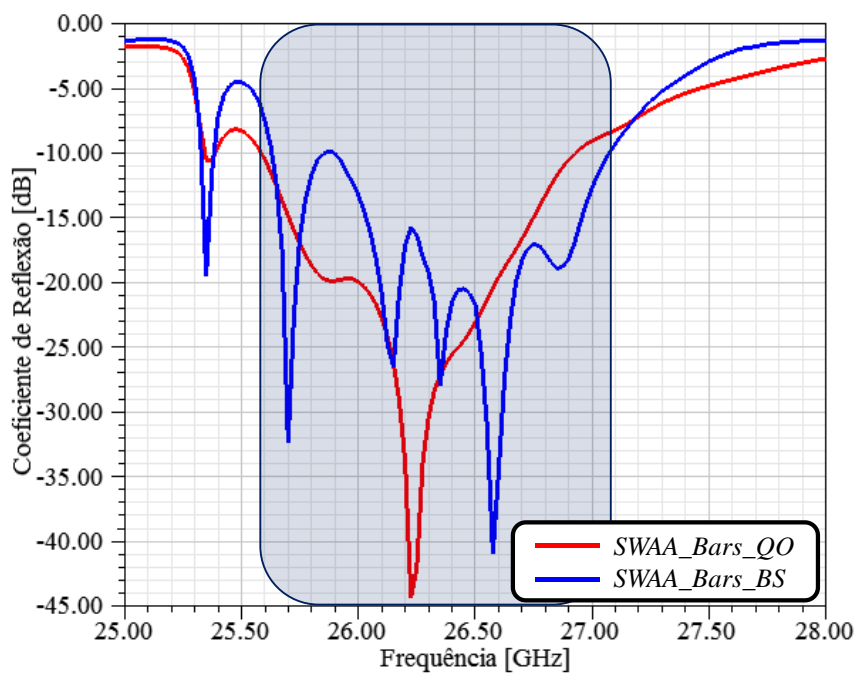
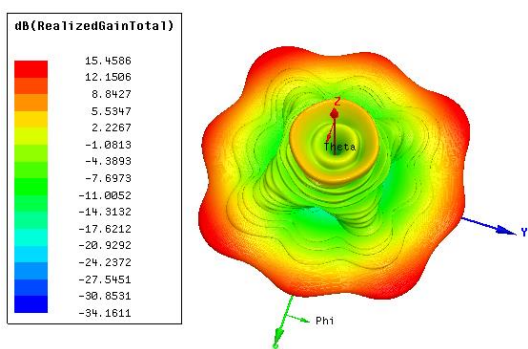
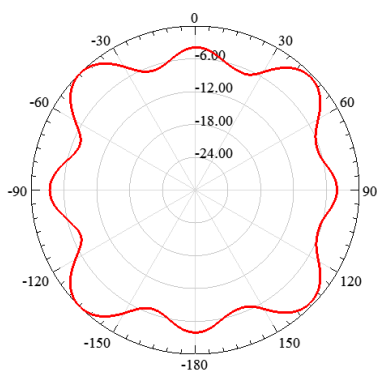


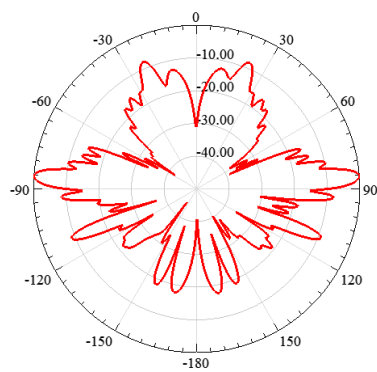
Figura 3.22 – Coeficiente de reflexão simulado do *SWAA_Bars* para ambos os estados de operação.



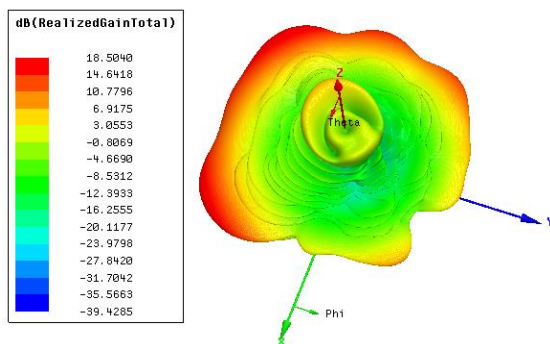
(a) Diagrama de radiação 3D do SWAA_Bars_QO em 26 GHz.



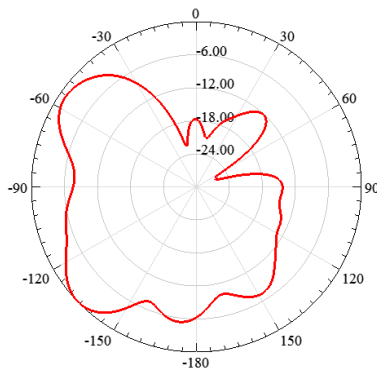
(b) Azimute do SWAA_Bars_QO em 26 GHz.



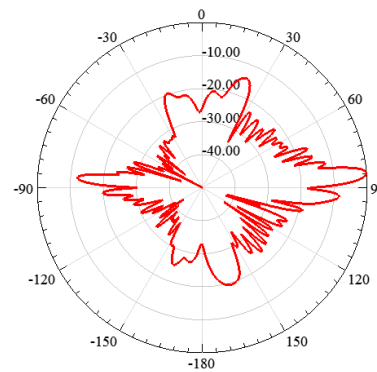
(c) Elevação do SWAA_Bars_QO em 26 GHz.



(d) Diagrama de radiação 3D do SWAA_Bars_BS em 26 GHz.



(e) Azimute do SWAA_Bars_BS em 26 GHz.



(f) Elevação do SWAA_Bars_BS em 26 GHz.

Figura 3.23 – Diagramas de radiação simulados do SWAA_Bars para ambos os estados de operação.

As Figuras 3.24 e 3.25 apresentam uma foto do protótipo e o resultado medido do coeficiente de reflexão do *SWAA_Bars*, respectivamente. Observa-se um deslocamento da banda de operação para frequências mais baixas devido às mesmas imprecisões do processo de fabricação encontradas no *SWAA_Twisted*. O protótipo apresenta banda de 2,03 GHz centrada em 23,645 GHz operando no estado *SWAA_Bars_QO* e 1,61 GHz centrada em 23,845 GHz operando no estado *SWAA_Bars_BS*. Ambas as bandas atenderam o pré-requisito de pelo menos 1 GHz de banda das futuras redes 5G.

A Figura 3.26 relata o *setup* de caracterização do *SWAA_QO*, enquanto que os resultados medidos são apresentados nas Figuras 3.27 e 3.28 para os estados de operação *SWAA_Bars_QO* e *SWAA_Bars_BS*, respectivamente. Em ambos os casos, os diagramas foram obtidos nas frequências iniciais, centrais e finais, a fim de provar a sua aplicabilidade mesmo que em uma faixa de frequência de operação diferente da prevista pelas simulações numéricas. As Tabelas 3.4 e 3.5 apresentam os resultados obtidos na caracterização do protótipo.



Figura 3.24 – Protótipo do *SWAA_Bars*.

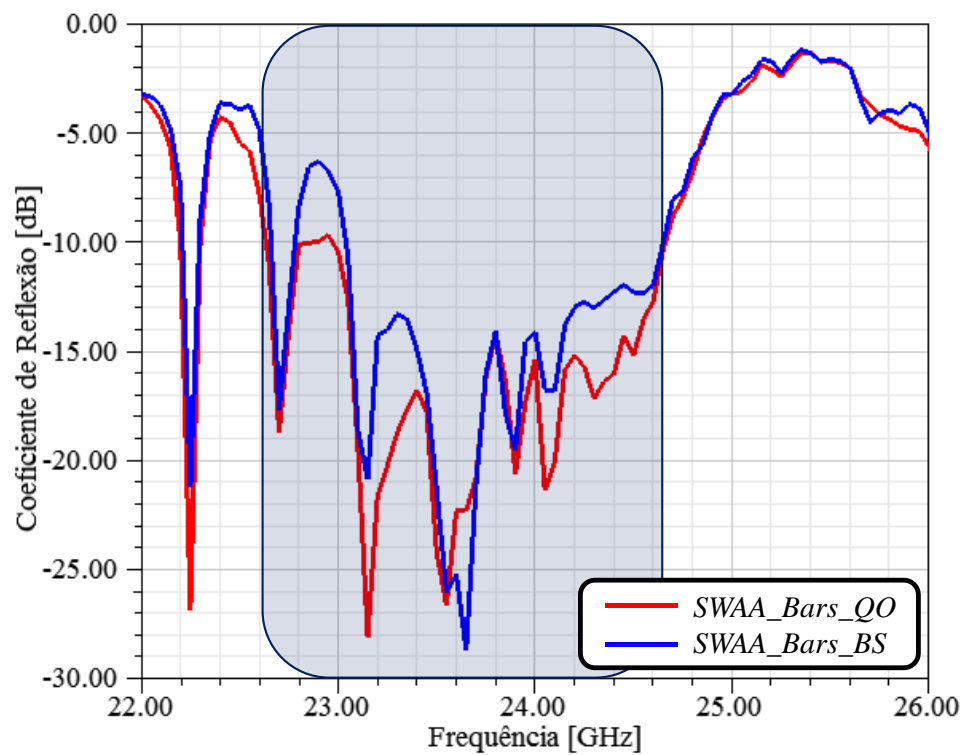
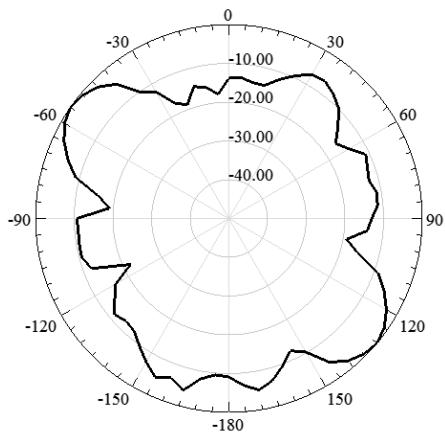


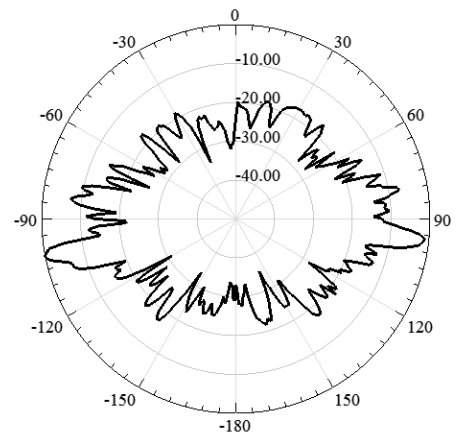
Figura 3.25 – Coeficiente de reflexão medido do SWAA_Bars em ambos os estados de operação.



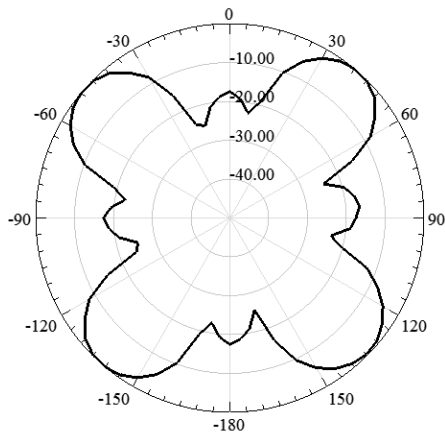
Figura 3.26 – Cenário para medida dos diagramas de radiação do SWAA_Bars.



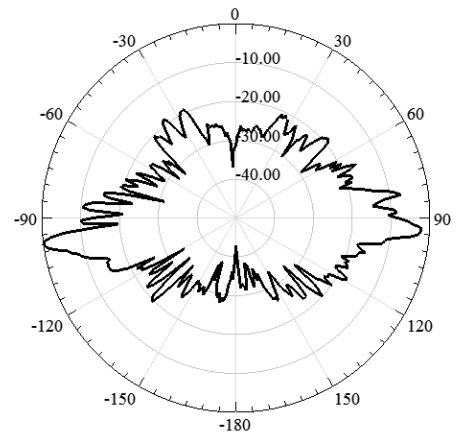
(a) Azimute em 23 GHz.



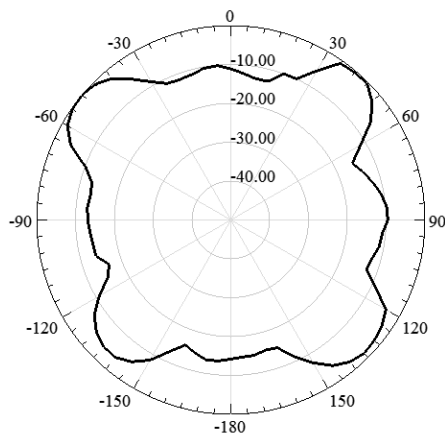
(b) Elevação em 23 GHz.



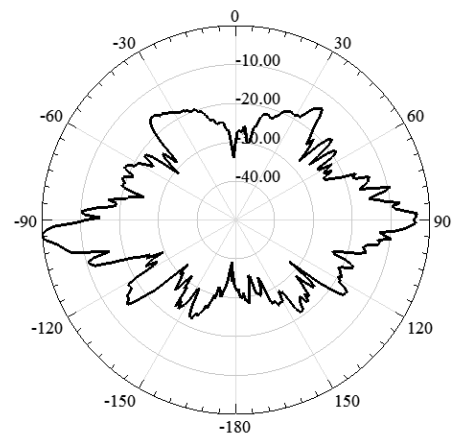
(c) Azimute em 23,8 GHz.



(d) Elevação em 23,8 GHz.

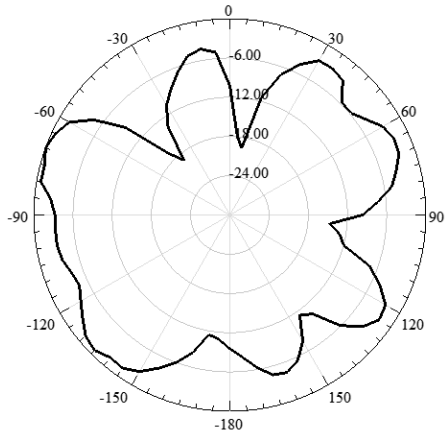


(e) Azimute em 24,7 GHz.

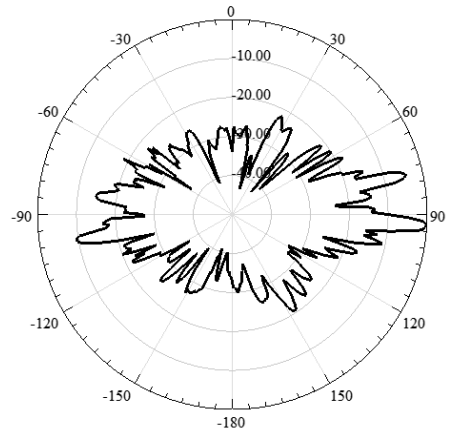


(f) Elevação em 24,7 GHz.

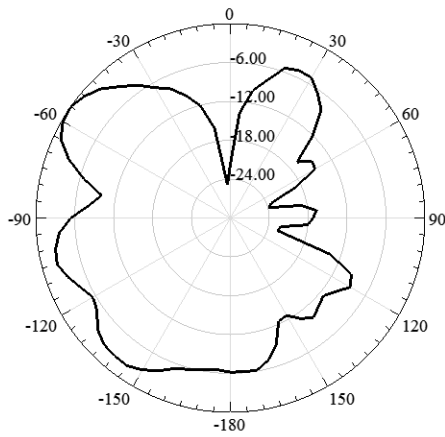
Figura 3.27 – Diagramas de radiação do SWAA_Bars_QO ao longo da banda nos planos de azimute e elevação.



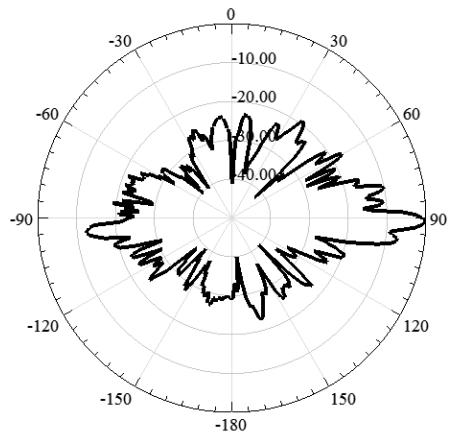
(a) Azimute em 23 GHz.



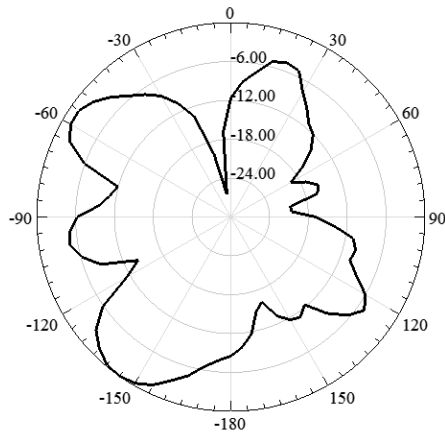
(b) Elevação em 23 GHz.



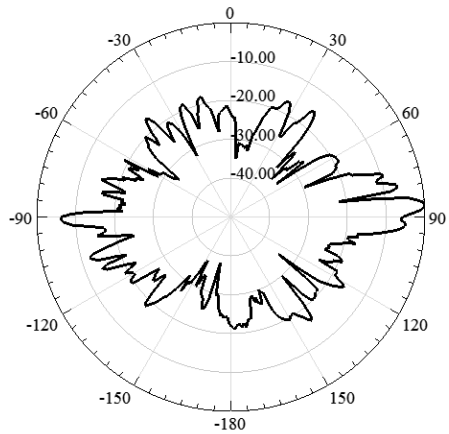
(c) Azimute em 23,8 GHz.



(d) Elevação em 23,8 GHz.



(e) Azimute em 24,7 GHz.



(f) Elevação em 24,7 GHz.

Figura 3.28 – Diagramas de radiação do SWAA_Bars_BS ao longo da banda nos planos de azimute e elevação.

Tabela 3.4 – Resumo dos resultados obtidos na caracterização do SWAA_Bars_QO.

Frequência	φ_{ab}	SLL (φ)	θ_{ab}	SLL (θ)	Ganho
23 GHz	30°	-10 dB	6°	-8 dB	11 dBi
23,8 GHz	30°	-16,5 dB	5°	-7 dB	11,35 dBi
24,7 GHz	30°	-9,75 dB	6°	-7 dB	12,4 dBi

Tabela 3.5 – Resumo dos resultados obtidos na caracterização do SWAA_Bars_BS.

Frequência	φ_{ab}	SLL (φ)	θ_{ab}	SLL (θ)	Ganho
23 GHz	30°	-1 dB	4°	-4 dB	17,5 dBi
23,8 GHz	30°	-3 dB	4°	-7 dB	17 dBi
24,7 GHz	30°	-1 dB	5°	-5 dB	16,3 dBi

O guiamento de feixe é obtido ao posicionar-se as barras sobre fendas específicas. A Figura 3.29 apresenta os diagramas de radiação simulados em algumas posições de apontamento em azimute (φ_m) com passo de 90°, com a finalidade de ilustrar a reconfiguração do diagrama de radiação. É possível perceber que os diagramas de radiação são iguais, mudando apenas a direção de radiação máxima, isso é possível devido à simetria do arranjo proposto em torno de seu eixo.

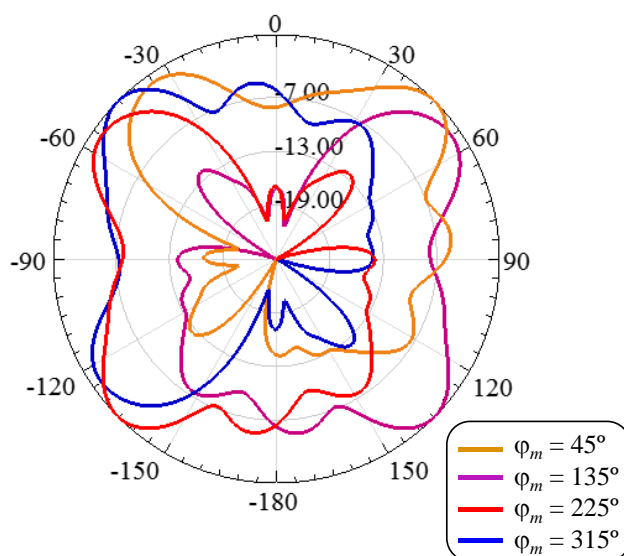


Figura 3.29 – Guiamento de feixe via reconfiguração mecânica do SWAA_Bars_BS.

3.4 Comparação dos SWAAs desenvolvidos com o estado da arte

Após finalizada a caracterização dos arranjos de antenas desenvolvidos neste trabalho, realizou-se uma comparação destes com os arranjos de antenas baseados em guia de onda fendido previamente desenvolvidos no Laboratório WOCA do Inatel. A comparação foi feita em termos das seguintes características: largura de faixa; ganho; tipo de guia de onda; características construtivas; preenchimento do guia de ondas; capacidade de reconfiguração; aplicação; inovação do método. A Tabela 3.6 apresenta um resumo da comparação dos arranjos de antenas em guias de onda fendido.

Em [50], o autor propôs um SWAA baseado em guia de onda circular com capacidade de guiamento de feixe via reconfiguração óptica para aplicações de radares em 5,8 GHz. Em [51], introduziu-se uma técnica de utilização de fendas duplas com reentrância da face b para a face a do guia de ondas para aumento de banda de operação em aplicações 5G em 28 GHz. Posteriormente, em [35], os autores propuseram a técnica de múltiplos comprimentos elétricos em fendas distintas para o desenvolvimento de arranjo com banda dupla e dupla polarização. Tal arranjo foi desenvolvido para operar simultaneamente em 2,44 e 4,88 GHz em radares de duplo uso. Dois SWAAs foram reportados em [26]: o DB-SWAA, que é um arranjo com dois grupos de fendas com comprimento elétrico distintos para operação simultânea em 28 e 38 GHz; o LW-SWAA para cobertura omnidirecional de alto ganho. É válido destacar que o LW-SWAA foi o primeiro arranjo com preenchimento em teflon desenvolvido pelo WOCA, o qual foi utilizado como elemento radiador do *SWAA_Jacket* (Capítulo 3.1). Em [36], o primeiro SWAA opticamente reconfigurável para faixa de onda milimétrica apresentado na literatura foi idealizado. Os autores propuseram um arranjo capaz de comutar entre as bandas de 28 e 38 GHz, via reconfiguração óptica.

As colunas destacadas em verde na Tabela 3.6 apresentam os resultados medidos dos arranjos desenvolvidos neste trabalho e apresentados no Capítulo 3. O *SWAA_Jacket* foi desenvolvido para operar ao longo de uma banda de 380 MHz, centrada em 27,25 GHz, com ganho de 13 dBi. A principal contribuição do arranjo é

a possibilidade de guiamento contínuo do feixe de radiação no plano de azimute via reconfiguração mecânica, sem alterar as propriedades eletromagnéticas, tais como banda, ganho e formato do diagrama de radiação. O *SWAA_Twisted* permite cobertura omnidirecional no plano de azimute na faixa de 24,15 GHz. A contribuição do arranjo em relação ao estado da arte é a utilização de fendas trapezoidais para aumento da banda de operação [49], o que possibilitou uma banda de 1,09 GHz. Adicionalmente, aplicou-se uma técnica inédita de rotação entre níveis de fendas para melhoria da omnidirecionalidade do arranjo, resultando em um diagrama com ganho de 12,15 dBi e variação menor que 3 dB ao longo do plano de azimute.

Finalmente apresenta-se os resultados do *SWAA_Bars*. O arranjo possui a capacidade de comutar entre os estados quasi-omnidirecional (*SWAA_Bars_QO*) e diretivo com guiamento de feixe (*SWAA_Bars_BS*), por meio de reconfiguração mecânica. Na configuração *SWAA_Bars_QO* obteve-se banda de 2,03 GHz centrada em 23,645 GHz e ganho de 11,35 dBi. Já no estado *SWAA_Bars_BS*, o arranjo apresentou banda de operação de 1,61 GHz, centrado em 23,84 GHz, com ganho de aproximadamente 17 dBi. Destacam-se como principais contribuições, a capacidade de comutação entre operação quasi-omnidirecional e diretivo, além da capacidade de guiamento de feixe setorial na condição diretiva. Adicionalmente, destaca-se como contribuição, a aplicação da técnica de fendas trapezoidais para aumento de banda de operação do arranjo [49]. Comparando o *SWAA_Jacket* e o *SWAA_Bars*, percebe-se que ambos possibilitam o guiamento de feixe em azimute via reconfiguração mecânica, porém o primeiro possibilita guiamento contínuo e o segundo uma comutação entre os estados diretivo e quasi-omnidirecional, tornando-os arranjos semelhantes, porém com características distintas.

Tabela 3.6 – Comparação entre arranjos de antenas baseados em guia de onda fendido.

SWAA	OCAA [50]	SWAA setorial [51]	DP-SWAA [35]	DB-SWAA [26]	LW-SWAA [26]	OC-SWAA [36]	SWAA_Jacket	SWAA_Twisted	SWAA_Bars
Frequência de operação (GHz)	5,8	28	2,44 e 4,88	28 e 38	28	28 ou 38	27,25	24,15	23,84
Banda (GHz)	0,5	1,36	0,28 e 0,16	4,8 e 3,65	0,78	3,2 ou 1,6	0,38	1,09	1,61
Ganho (dBi)	8	17,4	13,1 e 18,9	12,6 e 15,6	12	8 ou 9	13	12,15	11,35 ou 17
Seção Transversal	Retangular	Retangular	Retangular	Retangular	Circular	Retangular	Circular	Circular	Circular
Face usinada do guia de ondas	a	b	a	a	-	a	-	-	-
Preenchimento do guia de ondas	Ar	Ar	Ar	Ar	Teflon	Ar	Teflon	Teflon	Teflon
Categoria de reconfiguração	Óptica	-	-	-	-	Óptica	Mecânica	-	Mecânica
Característica eletromagnética reconfigurável	Diagrama de radiação	-	-	-	-	Frequência de operação	Diagrama de radiação	-	Diagrama de radiação
Método inovador	Tipo de reconfiguração	Fendas duplas para aumento de banda	Utilização de duplo comprimento elétrico para dupla banda e dupla polarização	Utilização de duplo comprimento o elétrico para dupla banda	-	Tipo de reconfiguração para faixa de ondas milimétricas	Guiamento de feixe contínuo e sem alteração no diagrama de radiação	1 - Fendas trapezoidais para aumento de banda. 2 - Rotação nos níveis de fenda para aumento de omnidirecionalidade de	1 - Fendas trapezoidais para aumento de banda. 2 - Comutação entre os estados quasi-omnidirecional e diretivo com guiamento de feixe
Aplicação	Radar	5G	Radar	5G	5G	5G	5G	5G	5G

Capítulo 4

4. Implementação do *SWAA_Twisted* Omnidirecional em redes sem fio na faixa de ondas milimétricas

Este Capítulo relata a implementação e os resultados experimentais da análise de desempenho do arranjo de antenas em guia fendido *SWAA_Twisted* na frequência de 24,15 GHz, a qual faz parte da faixa de 24 a 27 GHz, que tem sido considerada potencial para as redes 5G no Brasil. A Figura 4.1 apresenta um esquemático do arranjo experimental para análise de desempenho digital do sistema sem fio. Um gerador de sinais arbitrários AWG M8190A gerou um sinal 16-QAM em banda base com taxa de 160 Mb/s e fator de *roll-off* igual a 0,15, que resultam em uma ocupação de banda de 46 MHz. O sinal é convertido para RF em 24,15 GHz (*upconversion*) pelo gerador de sinais vetoriais PSG E8267D com potência de transmissão de 15 dBm, e em seguida, radiado pelo *SWAA_Twisted*, instalado a 2,20 m de altura. Na recepção, espaçada de D metros da transmissão, uma corneta com 25 dBi de ganho, instalada a 1,40 m de altura, captura o sinal de RF que em seguida, passa por um estágio de amplificação de 35 dB (amplificador de baixo ruído LNA QLW-18404540-J0). Um analisador de sinais digitais DSA Z632A recebe o sinal proveniente do LNA e extrai os valores das métricas de desempenho do sistema digital, tais como: constelação, diagrama de olho, banda espectral, relação sinal-ruído (SNR) e magnitude vetorial de erro (EVM%). A Figura 4.2 apresenta algumas fotografias do cenário de medidas da implementação do sistema sem fio utilizando o *SWAA_Twisted*.

O experimento consistiu na realização de medidas em diversos pontos espacialmente distribuídos em um ambiente *indoor*, a fim de analisar a cobertura de

um sinal modulado em ondas milimétricas com a utilização do *SWAA_Twisted*. O ambiente escolhido foi o Laboratório WOCA no Inatel, com aproximadamente 91 m² subdividido em três salas de 14,2, 28,4 e 48,5 m². A Figura 4.3 apresenta a planta baixa do laboratório, a posição do ponto de acesso (antena transmissora) e as posições espaciais onde foram colhidas as métricas de desempenho do sinal.

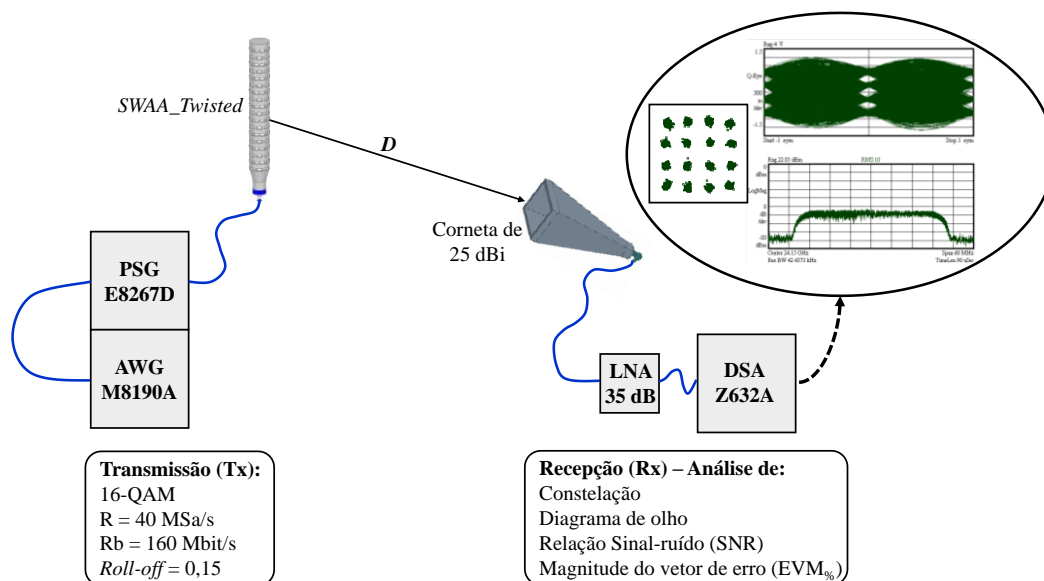


Figura 4.1 – Esquemático da implementação do sistema sem fio em 24,15 GHz.



Figura 4.2 – Cenário das medidas de desempenho em 24,15 GHz utilizando o *SWAA_Twisted*.

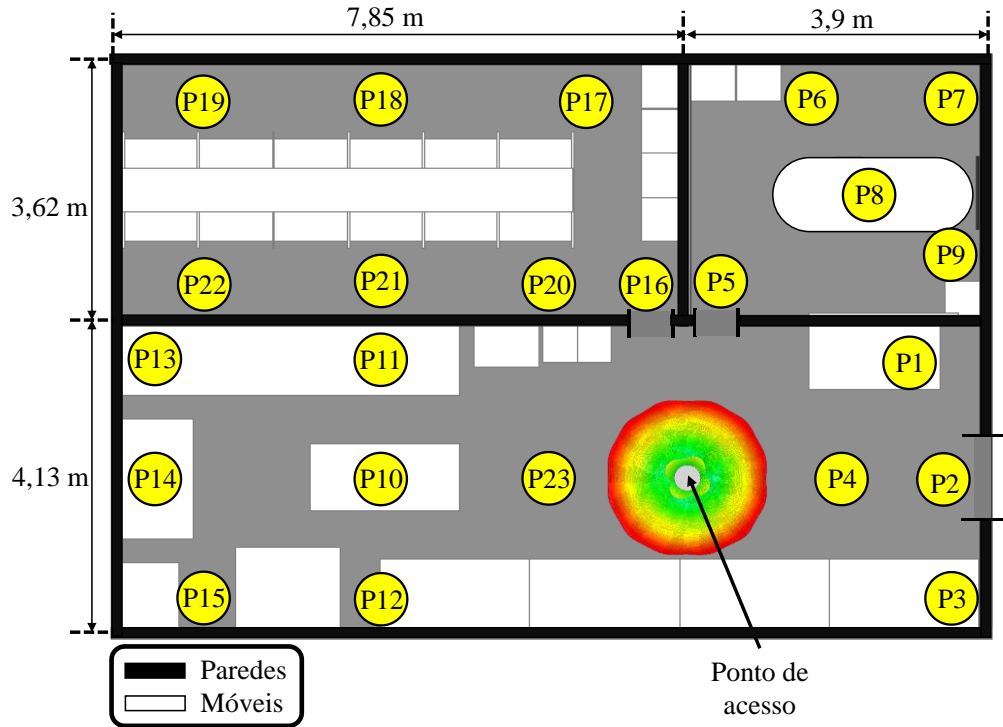


Figura 4.3 – Planta baixa do Laboratório WOCA com a representação dos pontos de medida e a ilustração do diagrama de radiação da antena.

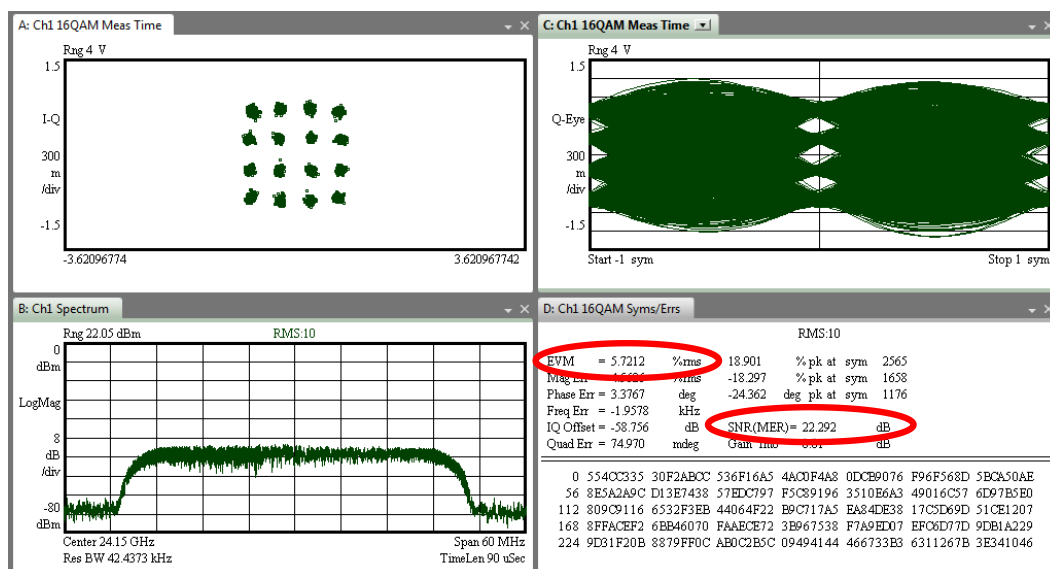
Os valores das métricas SNR e $EVM_{\%}$ foram obtidos em cada um dos 23 pontos da Figura 4.3. A relação sinal-ruído representa a razão entre a potência do sinal de interesse e potência do ruído que o contamina; quanto maior o valor da SNR, melhor será o desempenho do sistema. Já o parâmetro $EVM_{\%}$ é uma figura de mérito que define a magnitude vetorial de erro proveniente e pode ser calculado de acordo com Eq. (4.1) [52]:

$$EVM_{\%} = \sqrt{\frac{\frac{1}{M} \sum_{j=1}^M (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}{S_{m\acute{a}x}^2}} \times 100\% \quad (4.1)$$

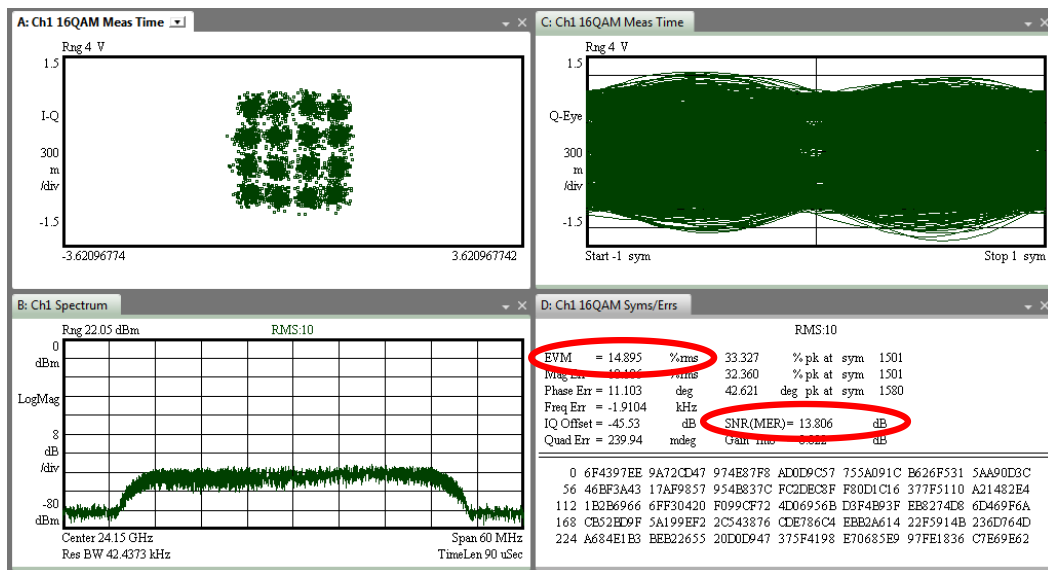
nas quais δI e δQ são as coordenadas do vetor de erro de cada símbolo, M é o número de símbolos da constelação e $S_{m\acute{a}x}$ é a magnitude do símbolo de maior energia da constelação. Quanto maior o valor de $EVM_{\%}$, maior será a influência do ruído no sinal e, conseqüentemente, pior será o desempenho do sistema. Adicionalmente, foram

investigadas experimentalmente o espectro e o diagrama de olho do sinal recebido, a fim de complementar as informações de desempenho do sistema.

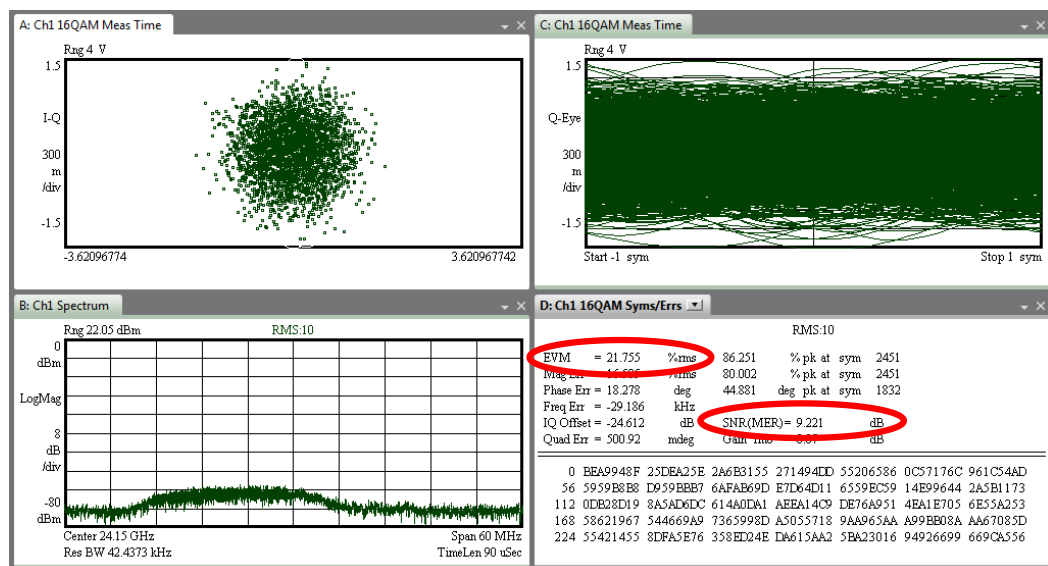
A Figura 4.4 apresenta a captura de tela do DSA Z632A nos pontos de medida P2, P8 e P21; o Apêndice 1 apresenta as capturas de tela em outros pontos. Pode-se observar que na posição P2, o espectro do sinal está bem definido, por isso é possível distinguir os 16 símbolos na constelação e o diagrama de olho apresenta uma boa abertura, culminando em $EVM_{\%} = 5,72\%$ e $SNR = 22,3$ dB. Já na posição P21, percebe-se um comportamento inverso no desempenho do sistema. O espectro possui baixa magnitude, o que indica uma redução na SNR, com isso não é possível distinguir os símbolos na constelação, indicando um aumento no $EVM_{\%}$ e nenhuma abertura no diagrama de olho. Em P21 os valores de $EVM_{\%}$ e SNR são de 21,7% e 9,2 dB, respectivamente.



(a) Constelação, diagrama de olho, densidade espectral de potência, $EVM_{\%}$ e SNR em P2.



(b) Constelação, diagrama de olho, densidade espectral de potência, EVM% e SNR em P8.



(c) Constelação, diagrama de olho, densidade espectral de potência, EVM% e SNR em P21.

Figura 4.4 – Captura de tela do DSA Z632A nos pontos P2, P8 e P21.

A Tabela 4.1 apresenta os resultados obtidos de EVM% e SNR em todos os pontos de medida, com os quais pôde-se traçar um mapa de cobertura do Laboratório WOCA, conforme reportado na Figura 4.5. Utilizando-se o critério de EVM% < 12% para prover sinais de alta taxa, conclui-se que o sistema viabiliza 40% de cobertura do laboratório das condições de potência atuais. A região de cobertura pode ser ampliada aumentando-se a potência de transmissão. Em outras palavras, ao se aumentar a potência de transmissão, haverá um aumento direto na SNR de todo o sistema em todas

as posições analisadas e, conseqüentemente, uma redução nos valores do parâmetro EVM%.

Tabela 4.1 – Resultados de EVM% e SNR para diferentes pontos de medida de um sinal 16-QAM com taxa de 160 Mb/s em 24,15 GHz.

Posição	D (m)	EVM%	SNR (dB)
P1	3,26	9	18,35
P2	3,02	5,72	22,29
P3	3,16	11,39	16,31
P4	1,81	5,94	21,97
P5	2,75	8,05	19,32
P6	4,96	10,99	16,62
P7	6,70	11,68	16,09
P8	4,70	14,9	13,81
P9	4,75	16,91	12,29
P10	3,90	9,8	17,62
P11	4,11	9,19	18,18
P12	4,04	8,12	19,25
P13	7,68	14,9	13,71
P14	7,50	19,31	11,24
P15	7,22	17,7	12,12
P16	2,85	9,91	17,52
P17	5,80	10,62	16,93
P18	6,65	17,88	12,05
P19	9,15	10,19	17,28
P20	3,35	21,19	10,01
P21	4,72	21,75	9,22
P22	6,64	19,64	11,1
P23	1,80	5,94	21,97

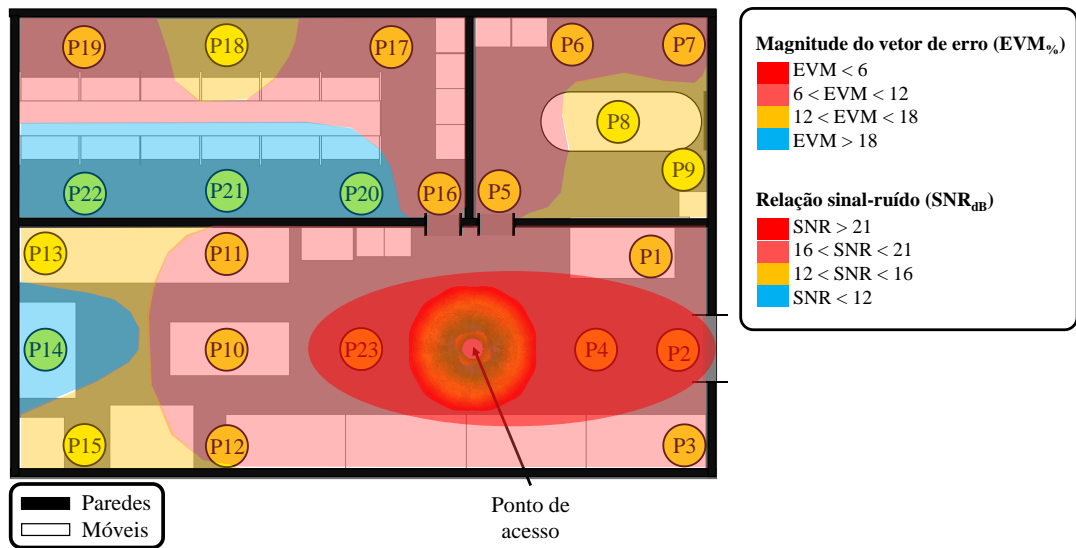


Figura 4.5 – Mapa de cobertura de um sinal 16-QAM com taxa de 160 Mb/s em 24,15 GHz com utilização do SWAA_Twisted no Laboratório WOCA do Inatel.

Capítulo 5

5. Conclusões e trabalhos futuros

A Dissertação teve como principal objetivo o desenvolvimento de três arranjos de antenas em guia fendido com banda de operação entre 22 e 28 GHz para redes de telefonia móvel de quinta geração (5G): *SWAA_Jacket*; *SWAA_Twisted*; *SWAA_Bars*. O trabalho baseou-se no projeto, nas simulações numéricas, na fabricação e na caracterização dos arranjos propostos. Adicionalmente, o *SWAA_Twisted* foi implementado em uma rede *indoor* operando na faixa de 24,15 GHz, que é considerada potencial para as redes 5G no Brasil.

No Capítulo 1 foi apresentada a contextualização sobre a demanda de dados das redes atuais de telefonia móvel e as potenciais soluções para aumento de taxa e qualidade de serviço nas futuras redes 5G, tais como: tecnologias rádio-sobre-fibra; utilização de frequências elevadas na faixa de ondas milimétricas; desenvolvimento de antenas de alto ganho e com capacidade de guiamento de feixe; o uso de MIMO para aumento de relação sinal ruído e da capacidade do canal. Tais informações foram essenciais para justificar a importância do trabalho proposto.

No Capítulo 2 foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre os arranjos de antenas de guia fendido (SWAA), incluindo os tipos presentes na literatura e as suas principais características e aplicações. Tal revisão bibliográfica foi importante para a escolha do tipo de antena a ser desenvolvida no presente trabalho. Ainda no Capítulo 2 foram realizados os projetos dos três SWAAs baseados em guia de ondas de seção circular: 1) *SWAA_Jacket* reconfigurável mecanicamente com uma capa metálica; 2) *SWAA_Twisted* com fendas trapezoidais para cobertura omnidirecional; 3) *SWAA_Bars* reconfigurável mecanicamente com barras. O primeiro arranjo

proposto pertence à categoria de ondas caminantes, enquanto que o segundo e terceiro arranjos são do tipo ressonante. No Capítulo 2 foi também apresentada uma técnica para aumento de faixa de frequência de operação baseada no uso de fendas trapezoidais, as quais permitem uma variação gradativa da impedância de radiação de cada fenda, a fim de suavizar a transição entre os meios guiado e espaço livre. A utilização desta técnica acarretou em um aumento de 126% na banda de operação dos SWAAs ressonantes.

O Capítulo 3 discorreu sobre os detalhes do desenvolvimento dos três arranjos propostos. Apresentou-se os resultados numéricos e experimentais do coeficiente de reflexão e do diagrama de radiação para as frequências inicial, central e final. O *SWAA_Jacket* apresentou banda de operação de 380 MHz (1,39%) centrada em 27,25 GHz e ganho de 13 dBi em toda faixa de operação. Para a frequência central, observou-se aberturas de feixe de 32° e 6° para os planos de azimute e elevação, respectivamente, e $SLL = -4$ dB. Já o *SWAA_Twisted* provê 1,09 GHz (4,52%) de banda centrada em 24,115 GHz e ganho variando de 12,5 a 14,7 dBi ao longo da faixa de operação. Tais níveis de ganho são considerados altos para antenas omnidirecionais, visto que são mais de dez vezes maiores do que os ganho de um dipolo convencional. Para a frequência central, o *SWAA_Twisted* apresentou aberturas de feixe de 360° com variação menor que 3 dB de ganho no plano de azimute e 5° no plano de elevação, viabilizando assim cobertura omnidirecional com baixa variação de ganho.

Finalmente, o *SWAA_Bars* apresentou bandas de 2,03 GHz centrada em 23,645 GHz (operando no estado *SWAA_Bars_QO*) e 1,61 GHz centrada em 23,845 GHz (operando no estado *SWAA_Bars_BS*); *SWAA_Bars_QO* representa o estado de operação quasi-omnidirecional e *SWAA_Bars_BS* está para a configuração de operação setorial com possibilidade de guiamento do feixe de radiação. Este arranjo apresentou ganhos de aproximadamente 11,5 e 17 dBi para os estados *SWAA_Bars_QO* e *SWAA_Bars_BS*, respectivamente. Além disso, a configuração *SWAA_Bars_QO* apresentou níveis de lóbulos secundários medidos de -16,5 dB em azimute e -7 dB em elevação. Para o estado *SWAA_Bars_BS*, obteve-se -3 e -7 dB para os planos de azimute e elevação, respectivamente. A reconfiguração do diagrama de radiação foi obtida, por meio do uso das barras metálicas para gerar contato elétrico

com a parede do guia de onda, com isso curto-circuitar as fendas para evitar a radiação em determinadas direções do plano de azimute

O *SWAA_Twisted* foi implementado e testado em um sistema sem fio operando em 24,15 GHz, conforme descrito no Capítulo 4. O experimento foi realizado nas instalações do laboratório WOCA, que tem cerca de 91 m² de área. A análise de desempenho experimental consistiu nas medições de diversas métricas de um sinal 16-QAM com taxa de bits 160 Mb/s. Foram estabelecidas 23 posições distribuídas no laboratório para recepção do sinal de RF, utilizando uma antena corneta para recepção do sinal. Foram coletadas informações de relação sinal ruído e magnitude vetorial de erro (EVM%) em todos os pontos de recepção. Com as informações coletadas, foi possível traçar um mapa de cobertura do laboratório para o sistema proposto e obteve-se aproximadamente 40% de cobertura para EVM% < 12%. O resultado pode ser melhorado com o aumento da potência de transmissão.

Os protótipos dos arranjos apresentaram diferenças em suas propriedades eletromagnéticas, quando comparadas as simulações numéricas. Tais diferenças são oriundas das imprecisões milimétricas no processo de fabricação atual das antenas. Como trabalhos futuros, propõe-se o estudo da robustez dos arranjos desenvolvidos. Ainda é proposta a utilização dos arranjos de antenas desenvolvidos em outros sistemas operando em ondas milimétricas em diferentes ambientes, *indoor* e *outdoor*, e com diferentes formas de onda incluindo o GFDM, que é uma forma de onda potencial para as futuras redes 5G. Finalmente, propõe-se a motorização para controle da posição da capa e das barras dos arranjos reconfiguráveis propostos, a fim de possibilitar um ajuste automático e remoto do feixe radiado.

Apêndice 1

As Figuras A.1 a A.12 apresentam a captura de tela do equipamento DSA Z632A nos pontos de medida P1, P3, P4, P5, P7, P9, P10, P14, P16, P18, P19 e P22, cujos resultados foram apresentados na Tabela 4.1. As posições espaciais dos pontos de medida podem ser vistas nas Figuras 4.3 e 4.5.

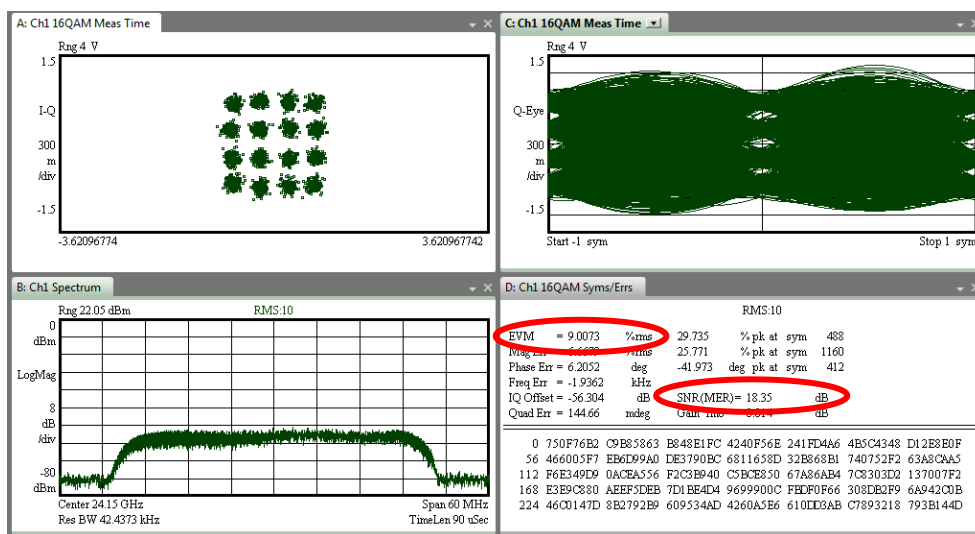


Figura A.1 – Medida no ponto P1.

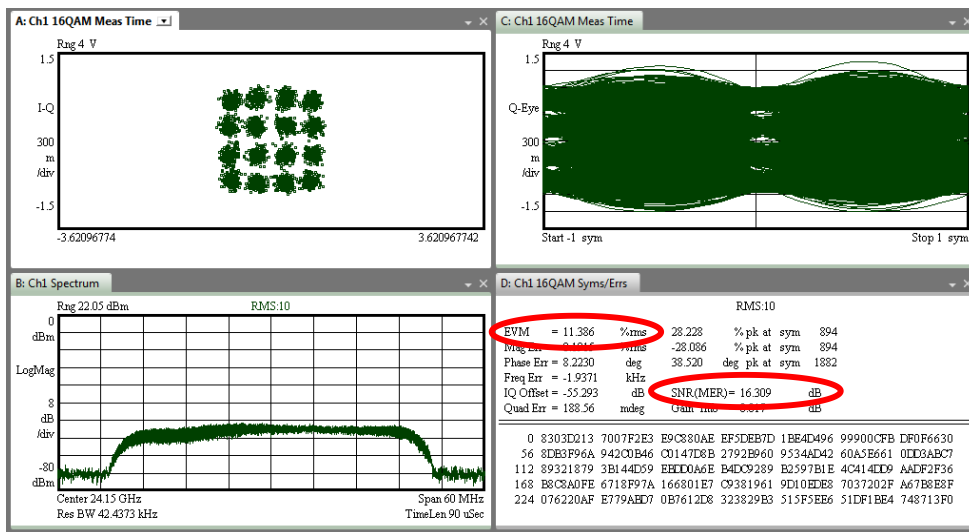


Figura A.2 – Medida no ponto P3.

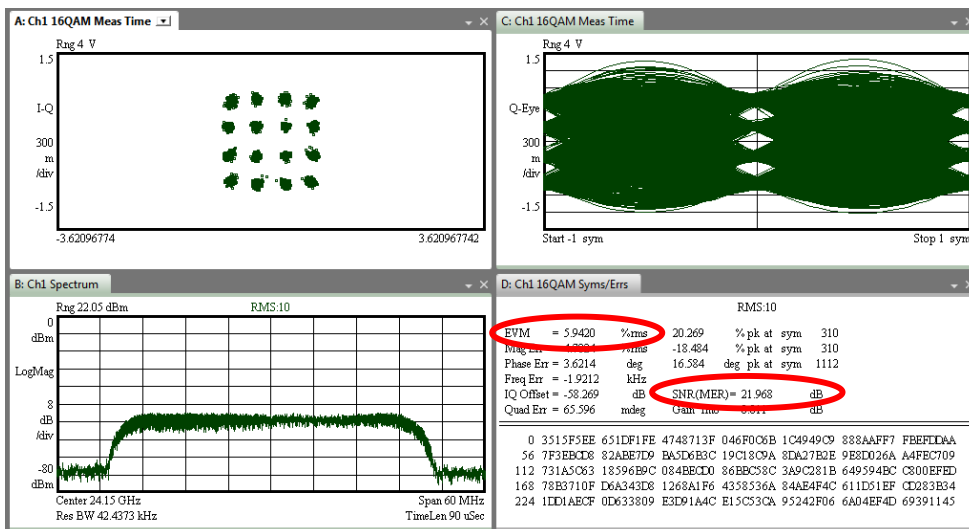


Figura A.3 – Medida no ponto P4.

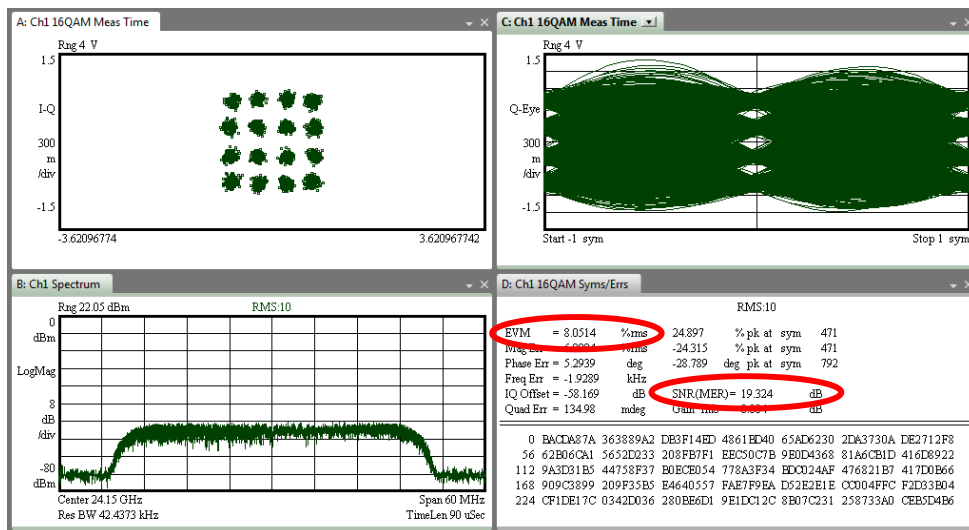


Figura A.4 – Medida no ponto P5.

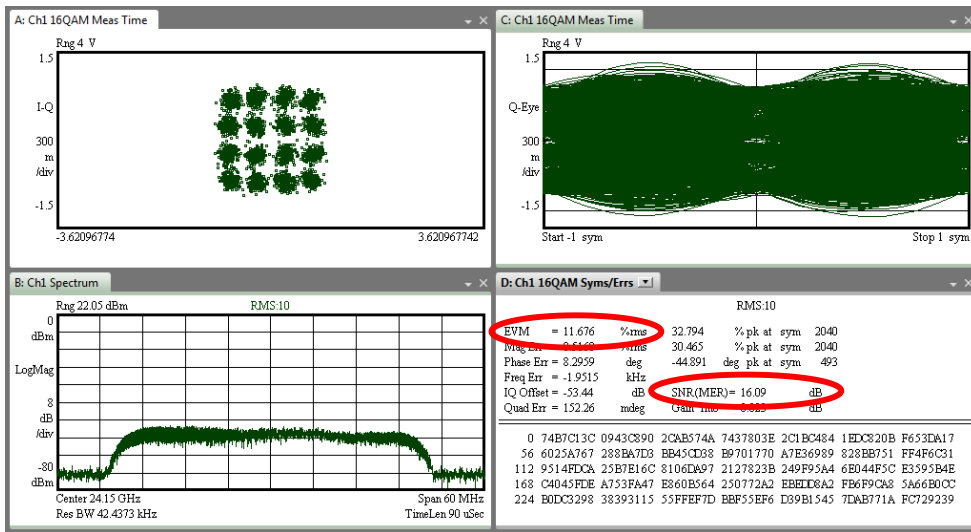


Figura A.5 – Medida no ponto P7.

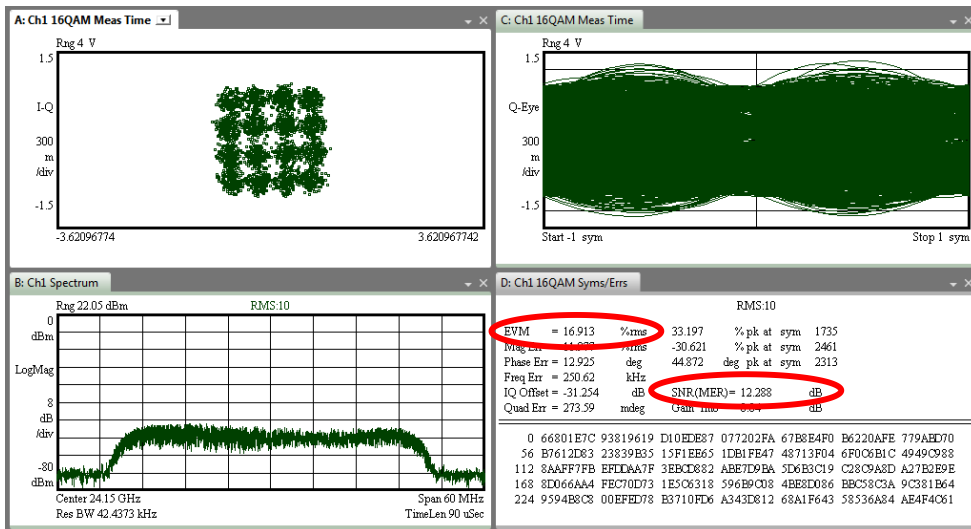


Figura A.6 – Medida no ponto P9.

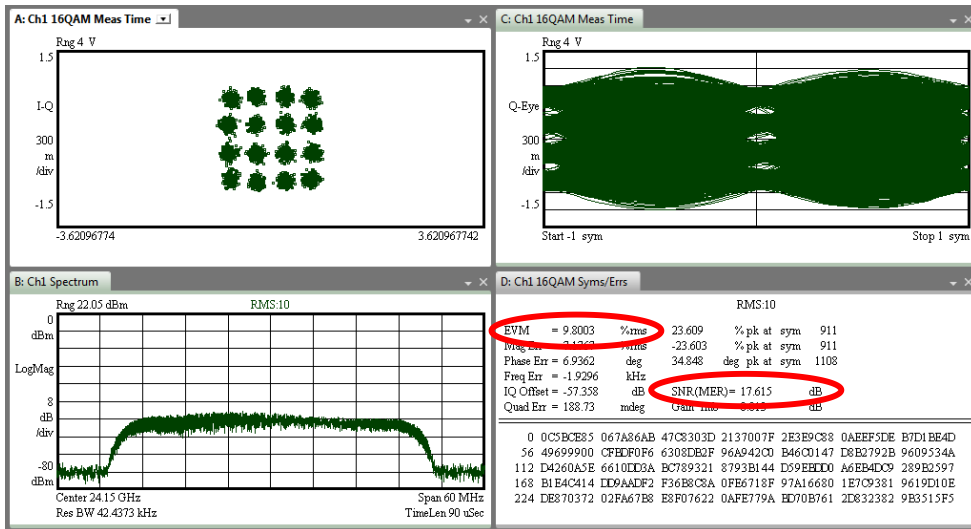


Figura A.7 – Medida no ponto P10.

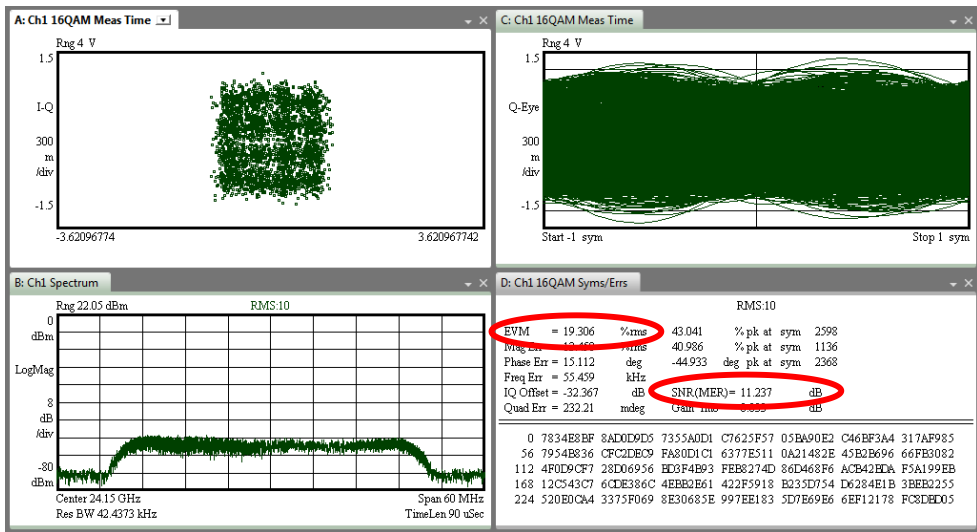


Figura A.8 – Medida no ponto P14.

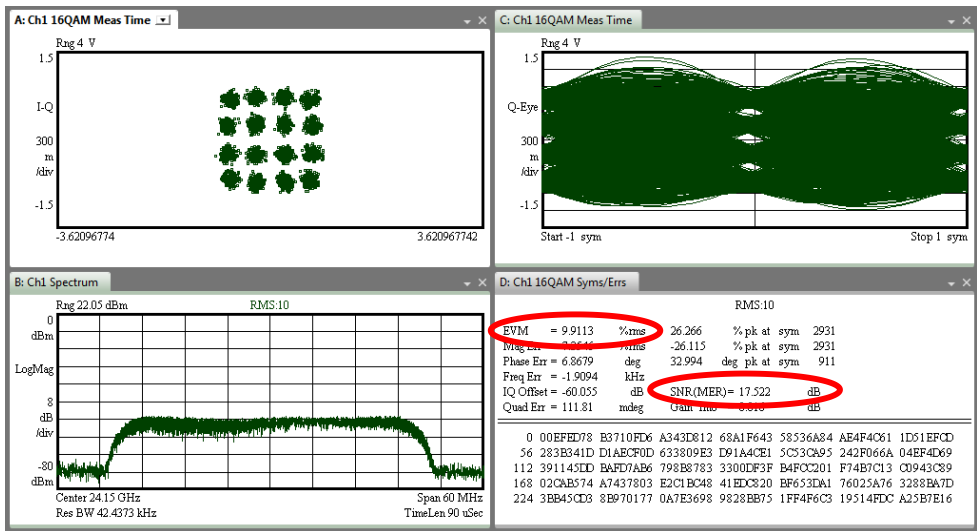


Figura A.9 – Medida no ponto P16.

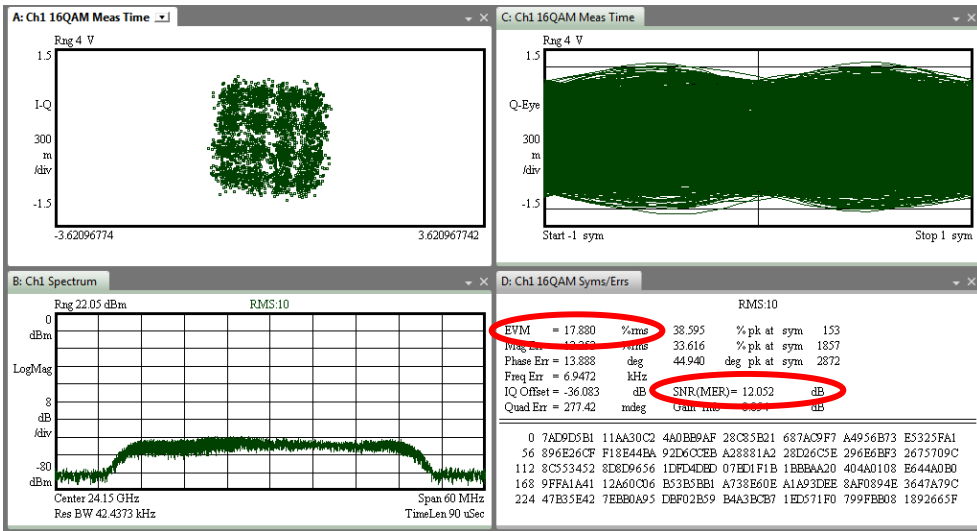


Figura A.10 – Medida no ponto P18.

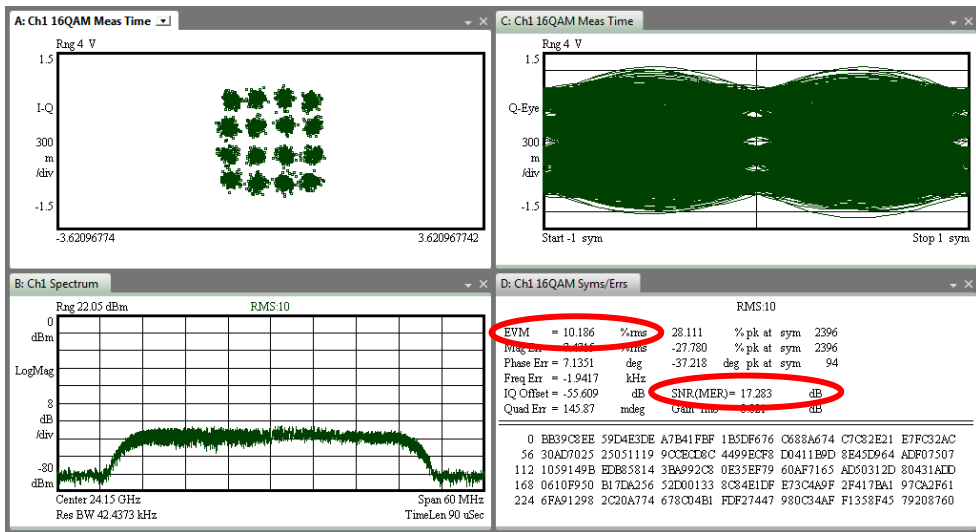


Figura A.11 – Medida no ponto P19.

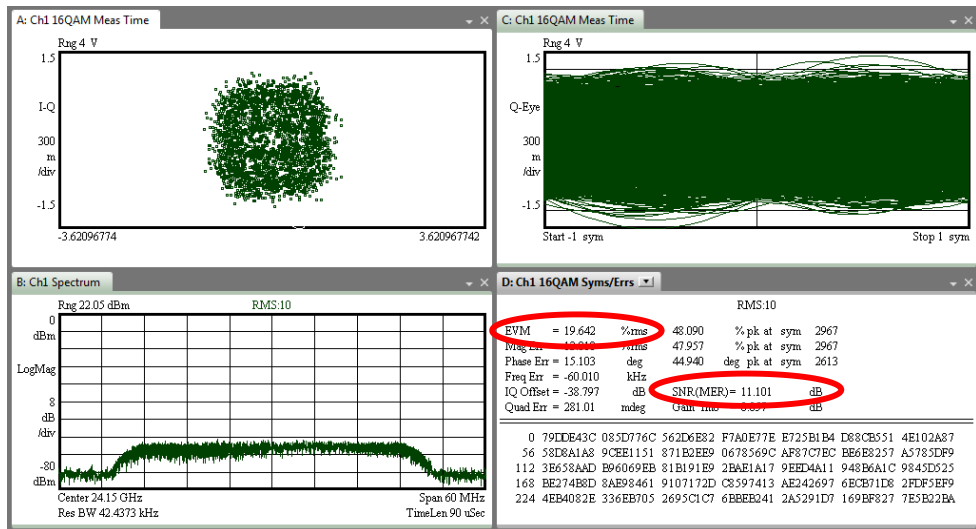


Figura A.12 – Medida no ponto P22.

Referências Bibliográficas

- [1] CISCO SYSTEMS, Inc. *Cisco 5G Vision Series: Laying the Foundation for New Technologies, Use Cases, and Business Models*, 1-19. White Paper, 2016.
- [2] M. Giordani, M. Mezzavilla and M. Zorzi, "Initial Access in 5G mmWave Cellular Networks," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 11, pp. 40-47, November 2016.
- [3] A. Osseiran *et al.*, "Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 26-35, May 2014.
- [4] L. Zhang, A. Ijaz, P. Xiao and R. Tafazolli, "Multi-Service System: An Enabler of Flexible 5G Air Interface," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 10, pp. 152-159, October 2017.
- [5] Juliano Ferreira *et al.*, "GFDM Frame Design For 5G Application Scenarios," in *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 32, no. 1, pp. 54-61, 2017.
- [6] T. S. Rappaport *et al.*, "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!," in *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, 2013.
- [7] S. Rangan, T. S. Rappaport and E. Erkip, "Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366-385, March 2014.

- [8] Y. Niu, Y. Li, D. Jin *et al.* "A survey of millimeter wave communications (mmWave) for 5G: opportunities and challenges," *Wireless Network*, vol. 21, no. 8, pp. 2657-2676, November 2015.
- [9] S. Sun, T. S. Rappaport, R. W. Heath, A. Nix and S. Rangan, "Mimo for millimeter-wave wireless communications: beamforming, spatial multiplexing, or both?," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 12, pp. 110-121, December 2014.
- [10] J. Jang *et al.*, "Smart Small Cell with Hybrid Beamforming for 5G: Theoretical Feasibility and Prototype Results," in *IEEE Wireless Communications*, vol. 23, no. 6, pp. 124-131, December 2016.
- [11] José Capmany and Dalma Novak, "Microwave photonics combines two worlds," in *Nature Photonics*, vol. 1, pp. 319-330, June 2007.
- [12] R. M. Borges, D. F. Noque, H.R.D. Filgueiras, M.S.B. Cunha, Arismar Cerqueira S. Jr., A. L. M Muniz and A. Bogoni, "Thermal performance analysis of an all-optical and ultra-wideband RF amplification method for 5G networks," *2017 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Beijing, 2017, pp. 1-4.
- [13] R. M. Borges, T. N. Rodvalho and Arismar Cerqueira S. Jr., "Reconfigurable multi-band radio-frequency transceiver based on photonics technology for future optical wireless communications," in *IET Optoelectronics*, vol. 9, no. 5, pp. 257-262, October 2015.
- [14] A. L. M. Muniz, R. M. Borges, R. N. Da Silva, D. F. Noque and A. C. S., "Ultra-broadband photonics-based RF front-end toward 5G networks," in *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 8, no. 11, pp. B35-B42, November 2016.
- [15] T. Kamisaka, T. Kuri and K. Kitayama, "Simultaneous modulation and fiber-optic transmission of 10-Gb/s baseband and 60-GHz-band radio

- signals on a single wavelength," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 10, pp. 2013-2017, October 2001.
- [16] K. Ikeda, T. Kuri and K. Kitayama, "Simultaneous three-band modulation and fiber-optic transmission of 2.5-Gb/s baseband, microwave-, and 60-GHz-band signals on a single wavelength," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 12, pp. 3194-3202, December 2003.
- [17] K. M. Maamoun and H. T. Mouftah, "A survey and a novel scheme for RoF-PON as FTTx wireless services," *2009 6th International Symposium on High Capacity Optical Networks and Enabling Technologies (HONET)*, Alexandria, 2009, pp. 246-253.
- [18] R. M. Borges, T. R. R. Martins, M. S. B. Cunha, H.R.D. Filgueiras, I. F. da Costa, R. N. da Silva, D. H. Spadoti, L. L. Mendes and Arismar Cerqueira S. Jr., "Integration of a GFDM-based 5G Transceiver in a GPON using Radio over Fiber Technology," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 1-9, 2018.
- [19] R. N. Da Silva, M. S. B. Cunha, I. F. da Costa and Arismar Cerqueira S. Jr., "GPON-based front-end architecture for 5G networks," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Aguas de Lindoia, 2017, pp. 1-5.
- [20] W. H. Watson, "Resonant slots," in *Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation, Journal of the Institution of*, vol. 93, no. 4, pp. 747-777, 1946.
- [21] Ribeiro, J. A. J, "Engenharia de Antenas: Fundamentos, projetos e aplicações," 1 ed., Editora Érica, Brazil, 2012.
- [22] J. N. Hines, V. H. Rumsey and C. H. Walter, "Traveling-Wave Slot Antennas," in *Proceedings of the IRE*, vol. 41, no. 11, pp. 1624-1631, November 1953.

- [23] Shanjia Xu, Jianhua Min, Song-Tsuen Peng and F. K. Schwering, "A millimeter-wave omnidirectional circular dielectric rod grating antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 7, pp. 883-891, July 1991.
- [24] Shanjia Xu and Xinzhang Wu, "A millimeter-wave omnidirectional dielectric rod metallic grating antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 1, pp. 74-79, January 1996.
- [25] T. Iwasaki et al., "A study on Beam-switching Dielectric-rod Antenna using Periodic Metal Plate," in *IEICE Technical Report*, AP2004-232, pp. 55-60, February 2005.
- [26] Arismar Cerqueira Sodré Jr., Igor Feliciano da Costa, Renan Alves dos Santos, Hugo Rodrigues Dias Filgueiras, and Danilo Henrique Spadoti, "Waveguide-Based Antenna Arrays for 5G Networks," in *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, Article ID 5472045, 10 pages, 2018.
- [27] R. S. Elliot, "Basic Considerations in the Design of Arrays," *1985 15th European Microwave Conference*, Paris, France, 1985, pp. 561-565.
- [28] J. Gulick, G. Stern and R. Elliot, "The equivalent circuit of a rectangular-waveguide-fed longitudinal slot," *1986 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Philadelphia, PA, USA, 1986, pp. 685-688.
- [29] R. Elliott, "An improved design procedure for small arrays of shunt slots," *1983 Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1983, pp. 297-300.
- [30] M. Ando, K. Sakurai, N. Goto, K. Arimura and Y. Ito, "A radial line slot antenna for 12 GHz satellite TV reception," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, no. 12, pp. 1347-1353, December 1985.

- [31] S. Bernal, F. Vega, F. Roman and A. Valero, "A high-gain, broad-wall slotted waveguide antenna array to be used as part of a narrowband high power microwaves system," *2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Turin, 2015, pp. 618-621.
- [32] R. Y. Hermansyah, F. Y. Zulkifli and E. T. Rahardjo, "Radiation characteristics of slotted waveguide array antenna for X-Band dual-polarized weather radar," *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, Shanghai, 2016, pp. 3988-3991.
- [33] D. Hotte, R. Siragusa, Y. Duroc and S. Tedjini, "A Concept of Pressure Sensor Based on Slotted Waveguide Antenna Array for Passive MMID Sensor Networks," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 14, pp. 5583-5587, July, 2016.
- [34] J. Costantine, Y. Tawk, S. E. Barbin and C. G. Christodoulou, "Reconfigurable Antennas: Design and Applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 3, pp. 424-437, March 2015.
- [35] Arismar Cerqueira S. Jr. *et al.*, "A novel dual-polarization and dual-band slotted waveguide antenna array for dual-use radars," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, 2016, pp. 1-4.
- [36] I. F. da Costa, A. Cerqueira S., D. H. Spadoti, L. G. da Silva, J. A. J. Ribeiro and S. E. Barbin, "Optically Controlled Reconfigurable Antenna Array for mm-Wave Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2142-2145, 2017.
- [37] H. R. D. Filgueiras, I. F. da Costa, S. A. Cerqueira, R. A. Santos and J. R. Kelly, "Mechanically reconfigurable slotted-waveguide antenna array for 5G networks," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Aguas de Lindoia, 2017, pp. 1-5.

- [38] Ribeiro, J. A. J, “Engenharia de Micro-ondas: Fundamentos e Aplicações,” 1 ed., Editora Érica, Brazil, 2012.
- [39] T. Teshirogi et al., “High-Efficiency, Dielectric Slab Leaky-Wave Antennas,” in *IEICE Transactions on Communications*, vol. E84-B, no. 9, pp. 2387-2394, September 2001.
- [40] Ribeiro, J. A. J, “Propagação das Ondas Eletromagnéticas: Princípios e Aplicações,” 2 ed., Editora Érica, Brazil, 2012.
- [41] H.R.D. Filgueiras, I. F. da Costa, James R. Kelly, Arismar Cerqueira S. Jr. and Pei Xiao, “A Novel Approach for Designing Omnidirectional Slotted-Waveguide Antenna Arrays,” *2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Colombia, 2018.
- [42] U. C. Hasar, “A new calibration-independent method for complex permittivity extraction of solid dielectric materials,” in *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 788-790, December 2008.
- [43] U. C. Hasar and O. Simsek, “A calibration-independent microwave method for position-insensitive and nonsingular dielectric measurements of solid materials,” *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol. 42, no. 7, March 2009.
- [44] A. M. Nicolson and G. F. Ross, “Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques,” in *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 19, no. 4, pp. 377-382, November 1970.
- [45] W. B. Weir, “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies,” in *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33-36, January 1974.
- [46] J. Baker-Jarvis, “Transmission/reflection and short-circuit line permittivity measurements,” NIST, Boulder, CO, Tech. Note 1341, Jul. 1990.

- [47] L. G. da Silva, I. A. Baratta, R. R. de Assis, L. N. Bellei, C. B. de Andrade, P. P. F. Campici, S. O. Nunes, M. C. Paiva, Arismar Cerqueira S. Jr., "Electromagnetic Characterization of Aircraft Composite Materials and its Effects on the Antenna Performance," in *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe)*, vol. 16, no. 1, 2017.
- [48] L. G. da Silva *et al.*, "Electromagnetic characterization and validation of aircraft composite materials," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, 2016, pp. 1-5.
- [49] H.R.D. Filgueiras, T. H. Brandão e Arismar Cerqueira S. Jr., "Método de fendas trapezoidais para aumento de faixa de frequência de operação de antenas," *Instituto Nacional de Propriedade Industrial (INPI)*, depositada, Junho, 2018.
- [50] I. F. da Costa, C. S. Arismar, E. Reis, D. H. Spadoti and J. R. M. Neto, "Optically controlled reconfigurable antenna array based on a slotted circular waveguide," *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, 2015, pp. 1-4.
- [51] R. A. dos Santos, "Antenas de ondas vazadas para redes celulares 5G", 2016, 101f, Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações), Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel, Santa Rita do Sapucaí, Brasil.
- [52] European Telecommunications Standards Institute (ETSI) Technical Report, "Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems," *European Broadcasting Union*, May 1997.