



Projeto Brasil 6G Fase III

Atividade 4.2 Implementação de tecnologias para testes em campo - Parte 2



28/07/2025

Histórico de Atualizações:

Versão	Data	Autor(es)	Notas
1	01/07/2026	Diego Gabriel Soares Pivoto Eddy Hernández Inguanzo Juliano Silveira Ferreira William Orivaldo Faria Carvalho Faustino Reyes Gomez	Elaboração de conteúdo
2	21/07/2026	Jorge Ricardo Mejia Salazar Juliano Silveira Ferreira Luciano Leonel Mendes Luiz Gustavo Barros Guedes	Revisão de conteúdo

Lista de Figuras

1	Apresentação da arquitetura de comunicação entre a rede de acesso baseada em SDRs e as bases de dados integradas, incluindo: (i) base de dados de TVWS para obtenção de canais disponíveis; e (ii) plataforma remota de <i>report</i> de sensoriamento espectral.	3
2	Aba <i>Database</i> da interface de rádio apresentando o módulo de configuração do sistema de <i>report</i> de sensoriamento espectral. Esta figura inclui a definição do endereço da base de dados, ativação do envio da mensagem de protocolo e configuração da periodicidade dos <i>reports</i>	6
3	Aba de monitoramento da interface de rádio durante testes de conectividade. A Figura apresenta a atualização em tempo real das métricas de comunicação entre a BS e uma UE, incluindo indicadores de qualidade de enlace e de sensoriamento dos canais.	8
4	Exemplo da saída de correlação utilizada na detecção de sincronismo temporal. .	10
5	Saída do filtro casado na BS para duas UEs com distância aproximada de 2 km entre si, evidenciando a chegada dos preâmbulos em instantes distintos.	11
6	Visão na ferramenta Google Earth da localização das estações no teste do Interleaver.	19
7	Visão do espectro com a presença de interferências de faixa estreita.	19
8	Comparação dos testes de <i>downlink</i> com <i>iperf3</i> observados no UE para os cenários com e sem <i>interleaving</i>	20
9	Comparação dos testes com <i>ping</i> observados no UE para análise da <i>Bit Error Rate</i> (BER) nos cenários com e sem <i>interleaving</i>	21
10	(a) Vista explodida da antena proposta e (b) parâmetros geométricos nas vistas frontal e traseira.	23
11	Interface do <i>software</i> Ansys HFSS®.	24
12	(a) Coeficiente de reflexão (S_{11}) e (b) ganho realizado para as três configurações analisadas.	25
13	(a) Diagramas de irradiação nos planos xz e yz em 26 GHz e (b) distribuição do campo elétrico na frequência de ressonância.	26
14	(a) Influência das variações de L_5 e W_5 no coeficiente de reflexão e (b) impacto correspondente no ganho realizado.	26
15	(a) Comparação do coeficiente de reflexão para diferentes geometrias de células unitárias e (b) ganho realizado correspondente.	27
16	Representação esquemática da antena planar para MIMO 2 x 2 e os parâmetros geométricos.	29
17	Interface do <i>software</i> CST Studio Suite®.	29
18	Parâmetros S , expressos em dB, das antenas desenvolvidas para (a) 560 MHz e (b) 680 MHz.	31
19	Diretividade (preto), ganho (vermelho) e ganho realizado (azul) das antenas desenvolvidas para (a) 560 MHz e (b) 680 MHz.	32
20	Campo elétrico próximo normalizado em condição de ressonância das antenas desenvolvidas para (a)-(b) 560 MHz e (c)-(d) 680 MHz, considerando as excitações horizontais (x -pol) e verticais (y -pol).	32

21	Diagrama de irradiação do ganho realizado nos planos de corte xz e yz das antenas para (a)-(b) 560 MHz e (c)-(d) 680 MHz, considerando as excitações horizontais (x -pol) e verticais (y -pol).	33
22	(a) Fotografia dos protótipos para 560 MHz (esquerda) e 680 MHz (direita). Setup experimental para as medidas de (b) parâmetros S e do (c) diagrama de irradiação.	34
23	Comparação dos resultados medidos (sólido vermelho) com os simulados (tracejado azul) dos parâmetros S da (a)-(d) antena proposta em 560 MHz e da (e)-(h) antena proposta em 680 MHz.	34
24	Comparação dos resultados medidos (sólido vermelho) com os simulados (tracejado azul) dos diagramas de irradiação da (a)-(b) antena proposta em 560 MHz e da (c)-(d) antena proposta em 680 MHz.	35
25	Projeto e simulação da antena proposta: (a) Geometria detalhada da antena, cujos parâmetros geométricos (X_n , Y_n) encontram-se especificados na Tabela 3, (b) resposta simulada da perda de retorno (S_{11}) em função da frequência, e (c) padrão de radiação 3D obtido na frequência de ressonância, evidenciando a característica omnidirecional.	38
26	Análise de estabilidade sob deformação mecânica: (a) Modelo computacional da antena ilustrando o raio de curvatura, R , aplicado ao substrato flexível e (b) variação do coeficiente de reflexão, S_{11} , em função da frequência para diferentes raios de curvatura, demonstrando a estabilidade eletromagnética do dispositivo.	39
27	Esquema ilustrativo do processo de fabricação da antena.	40
28	Configuração experimental de caracterização: (a) medição do S_{11} utilizando um VNA, (b) detalhe do protótipo posicionado sobre a mesa rotativa para medição do padrão de radiação, e (c) visão geral do ambiente laboratorial.	41
29	Curvas de perda por retorno sem <i>spray</i> impermeabilizante, com <i>spray</i> impermeabilizante e teórica.	42
30	Curvas do (a) ganho da antena proposta e seu (b) diagrama de irradiação. . . .	43

Lista de Tabelas

1	Parâmetros Geométricos da Antena Proposta.	24
2	Parâmetros Geométricos das Duas Antenas Impressas Duplamente Polarizadas para UHF.	30
3	Os parâmetros estruturais específicos da antena proposta (Units: mm).	39

Acrônimos

5G	Quinta Geração de Rede Móvel Celular
6G	Sexta Geração de Rede Móvel Celular
Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
AUT	<i>Antenna Under Test</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BS	<i>Base Station</i>
CI	<i>Control Information</i>
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i>
CRR	<i>Centro de Referência em Radiocomunicações</i>
CSS	<i>Cooperative Spectrum Sensing</i>
DGS	<i>Defected Ground Structure</i>
DMRS	<i>Demodulation Reference Signal</i>
FBW	<i>fractional bandwidth</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FLUT	<i>Fusion Lookup Table</i>
FR2	<i>Frequency Range 2</i>
FR-4	<i>Flame Retardant 4</i>
FSS	<i>Frequency Selective Surface</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GTEL	Grupo de Pesquisa em Telecomunicações Sem Fio
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IETF	<i>Internet Engineering Task Force</i>
Inatel	Instituto Nacional de Telecomunicações
IoT	<i>Internet of Things</i>
LLR	<i>Log-Likelihood Ratio</i>
MAC	<i>Media Access Control</i>
MIMO	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>
NIC.br	Núcleo de Informação e Coordenação do Ponto BR
OSL	<i>Open-Short-Load</i>
PAWS	<i>Protocol to Access White Space</i>
PDU	<i>Protocol Data Unit</i>

PHY *Physical Layer*
QAM *Quadrature Amplitude Modulation*
RF *Radio Frequency*
RFC *Request for Comments*
RFID *Radio Frequency Identification*
RR *Ring Resonator*
SDR *Software Defined Radio*
SDU *Service Data Unit*
SqRR *Square-Ring Resonator*
SRR *Split-Ring Resonator*
SMA *SubMiniature version A*
TVBD *TV Band Device*
TVWS *TV White Space*
UE *User Equipment*
UFC *Universidade Federal do Ceará*
UHF *Ultra High Frequency*
VHF *Very High Frequency*
VNA *Vector Network Analyzer*

Sumário

1	Introdução	1
2	Atualizações na comunicação da rede de acesso com banco de dados de TVWS	3
2.1	Otimização nas camadas física e de enlace	4
2.2	Otimização e desenvolvimentos na interface de rádio	5
3	Tecnologias e funcionalidades para camada física da rede de acesso	9
3.1	Otimizações na etapa de sincronismo temporal do sistema	9
3.1.1	Otimizações da etapa de ajuste temporal de transmissão pelos terminais UE	10
3.2	Centro de fusão de sensoriamento espectral	12
3.2.1	Centro de fusão em sensoriamento cooperativo	13
3.2.2	Definição do período de execução do centro de fusão	13
3.3	Entrelaçamento de dados para aumento da robustez do enlace	15
3.3.1	Entrelaçador em bloco no domínio de bits ou bytes	15
3.3.2	Entrelaçador no domínio da frequência	16
3.3.3	Atuação complementar dos dois entrelaçadores	17
3.3.4	Testes de validação	18
4	Pesquisa e implementação de antenas	22
4.1	Antenas planares	22
4.1.1	Antenas planares para ondas milimétricas	22
4.1.2	Antenas planares para MIMO 2 x 2 na faixa UHF	27
4.2	Antenas flexíveis	36
4.2.1	<i>Design</i> , simulação e otimização das antenas propostas	38
4.2.2	Metodologia de fabricação	39
4.2.3	Metodologia de caracterização	40
4.2.4	Análise de resultados experimentais	42
5	Conclusão	44

1 Introdução

O Projeto Brasil 6G contempla a concepção, desenvolvimento e validação de uma plataforma experimental voltada à pesquisa, prototipação e testes de tecnologias candidatas à composição das futuras redes de comunicação. No contexto da atividade 4.2, prevista na Fase III do referido projeto, as atividades têm como foco a implementação prática de soluções tecnológicas que contribuam para a evolução da rede de acesso em desenvolvimento, permitindo a realização de testes em condições mais realistas e, preferencialmente, aderentes a cenários de aplicação em áreas remotas, rurais e de difícil atendimento por redes convencionais.

A rede de acesso em desenvolvimento pelo Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel) tem como objetivo viabilizar conectividade em cenários nos quais a implantação de infraestrutura convencional pode ser limitada por distância, custo, relevo, disponibilidade de energia, baixa densidade populacional ou ausência de cobertura adequada. Nesse contexto, a utilização oportunística de canais disponíveis na faixa de TV *White Space* (TVWS) representa uma alternativa relevante para ampliar a cobertura e favorecer aplicações de comunicação em áreas remotas e rurais [1] [2] [3]. Para isso, a operação da rede deve considerar mecanismos capazes de assegurar o uso adequado do espectro, respeitando os usuários primários e garantindo maior confiabilidade no enlace de comunicação.

Nesta etapa do projeto, de maneira complementar aos desenvolvimentos realizados no período anterior, conforme detalhado em [4], foram realizadas atualizações nos mecanismos de comunicação da rede de acesso com o banco de dados de TVWS, com foco na otimização das camadas física e de enlace e no desenvolvimento da interface de rádio. Essas atualizações são importantes para consolidar a operação da rede em canais disponíveis, permitindo maior flexibilidade operacional e favorecendo a integração com diferentes aplicações e cenários experimentais. Além disso, foram desenvolvidas funcionalidades complementares para melhorar a robustez da camada física, incluindo ajustes no processo de sincronismo, mecanismos de ajuste temporal de transmissão pelos *User Equipments* (UEs) e avanços no centro de fusão de sensoriamento espectral.

O sensoriamento espectral cooperativo constitui uma funcionalidade relevante para sistemas que operam de forma oportunística no espectro. Ao combinar informações provenientes de diferentes pontos da rede, torna-se possível obter uma resposta mais confiável sobre a ocupação dos canais, reduzindo a dependência de uma única observação local. Dessa forma, a definição dos mecanismos de fusão e do período de execução do centro de fusão contribui para aumentar a confiabilidade da tomada de decisão quanto à disponibilidade espectral, fortalecendo a integração entre a rede de acesso, o sensoriamento embarcado e o banco de dados de TVWS.

Outro aspecto abordado nesta segunda parte do relatório refere-se ao desenvolvimento de mecanismos de entrelaçamento de dados. Esses mecanismos têm como objetivo aumentar a robustez do enlace diante de interferências impulsivas, erros em rajada, desvanecimento seletivo em frequência e degradações localizadas do canal. Foram considerados entrelaçadores em bloco, aplicados no domínio de bits ou bytes, e entrelaçadores no domínio da frequência. De forma complementar, essas técnicas buscam reduzir a correlação entre erros consecutivos e melhorar a atuação dos códigos corretores de erro empregados na camada física.

Também são apresentados os avanços relacionados à pesquisa e implementação de antenas para a rede de acesso. Foram consideradas diferentes soluções, incluindo antenas planares para ondas milimétricas, antenas planares na faixa de *Ultra High Frequency* (UHF), antenas para configurações *Multiple-Input and Multiple-Output* (MIMO) 2×2 e antenas flexíveis. Essas atividades são fundamentais para avaliar alternativas de irradiação compatíveis com os requisitos

da plataforma, considerando aspectos como faixa de operação, integração com o transceptor, possibilidade de uso em protótipos, aplicações portáteis e, em especial, em cenários de teste laboratoriais.

A fim de alcançar seus objetivos, o presente relatório foi organizado da seguinte forma: a Seção 2 apresenta as atualizações na comunicação da rede de acesso com o banco de dados de TVWS, incluindo otimizações tanto na camada física quanto na de enlace e avanços na interface de rádio; a Seção 3 apresenta tecnologias e funcionalidades voltadas à camada física da rede de acesso, contemplando otimizações de sincronismo, ajuste do centro de fusão de sensoriamento espectral e mecanismos de entrelaçamento de dados; finalmente, na Seção 4 são apresentados os avanços em pesquisa e implementação de antenas, incluindo soluções planares, antenas na faixa de UHF, antenas flexíveis e metodologias de caracterização. Finalmente, a Seção 5 expõe as principais conclusões desta fase do projeto.

2 Atualizações na comunicação da rede de acesso com banco de dados de TVWS

A integração e a comunicação da rede de acesso Brasil 6G com o banco de dados de TVWS constituem uma etapa fundamental para viabilizar a operação dinâmica da rede de acesso em faixas de espectro disponíveis em UHF. Nesse contexto, a rede de acesso deve ser capaz não apenas de consultar a base de dados para obter informações sobre canais livres e limites de potência permitidos, mas também de reportar informações locais de ocupação espectral obtidas a partir dos próprios dispositivos de rádio da rede.

A Figura 1 apresenta a visão geral da arquitetura considerada, na qual a rede de acesso baseada em *Software Defined Radio* (SDR) interage com a base de dados de TVWS para definição de canais a serem utilizados pela rede, como descrito em [4]. Esta interação em específico se dá através de troca de mensagens definidas pelo protocolo *Protocol to Access White Space* (PAWS) que é um protocolo regulamentado pelo padrão internacional *Internet Engineering Task Force* (IETF) *Request for Comments* (RFC) 7545 [5]. Além disso, a arquitetura contempla o envio de informações de sensoriamento espectral local para uma plataforma remota, permitindo que dados medidos pela *Base Station* (BS) e pelos terminais UEs sejam utilizados para acompanhamento, registro e eventual apoio à tomada de decisão sobre o uso do espectro. Vale destacar que estes tipos de informações ou mensagens não estão previstas no protocolo PAWS.

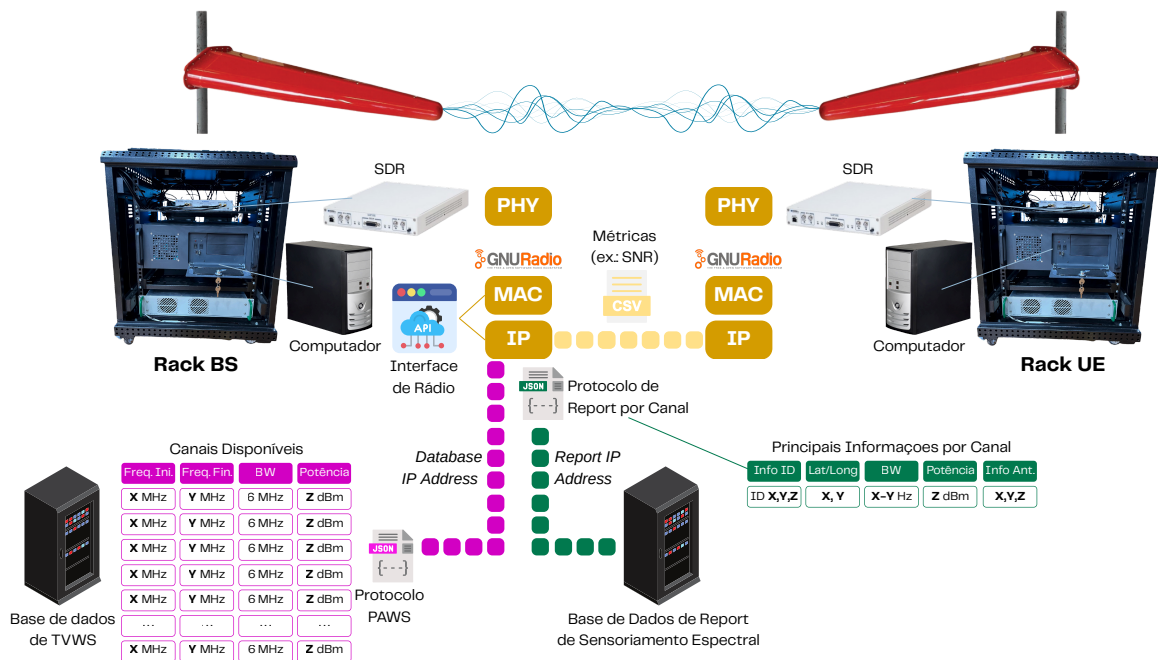


Figura 1: Apresentação da arquitetura de comunicação entre a rede de acesso baseada em SDRs e as bases de dados integradas, incluindo: (i) base de dados de TVWS para obtenção de canais disponíveis; e (ii) plataforma remota de *report* de sensoriamento espectral.

As atividades de desenvolvimento descritas nesta seção concentram-se em dois eixos principais. O primeiro está relacionado à otimização das camadas física e de enlace, com ênfase na especificação e integração de novos parâmetros de ocupação espectral que possam ser encaminhados à base de dados. O segundo eixo envolve o desenvolvimento e a otimização de

funcionalidades na interface de rádio, responsável por intermediar a comunicação entre a rede de acesso e a base de dados, bem como por organizar, configurar e transmitir as informações ou *reports* gerados durante a operação do sistema. A seguir, um detalhamento das atividades realizadas nesse contexto e eixos citados. Destacando-se que os desenvolvimentos e atualizações envolvendo especificamente a base de dados de TVWS foram realizados pela equipe do Grupo de Pesquisa em Telecomunicações Sem Fio (GTEL) [6], pertencente à Universidade Federal do Ceará (UFC), e com apoio do Núcleo de Informação e Coordenação do Ponto BR (NIC.br) [7].

2.1 Otimização nas camadas física e de enlace

A integração da rede de acesso, baseada em plataforma SDR, com a base de dados de TVWS demandou a definição de um conjunto de parâmetros capazes de representar, de forma objetiva, o estado de ocupação do espectro observado localmente pela rede de acesso. A motivação principal dessa atividade foi permitir que informações medidas pelos transceptores, especialmente aquelas associadas aos canais em uso ou monitorados pela rede, pudessem ser encaminhadas à base de dados em formato adequado para armazenamento, análise e suporte à alocação de canais.

Entre os parâmetros especificados, destaca-se a potência identificada pelo transceptor em cada canal monitorado. Essa informação é relevante porque permite caracterizar a presença de sinais ou interferências nas faixas avaliadas, fornecendo uma indicação prática sobre o estado de ocupação do espectro. Tal informação pode possibilitar a implementação futura de algoritmos que possam identificar a possível direção de origem de um sinal interferente. Além da potência medida, também foram considerados parâmetros complementares associados ao processo de sensoriamento espectral, como o estado lógico de disponibilidade dos canais identificados por cada terminal, limiares de decisão do algoritmo de sensoriamento, informações de confiabilidade das medições e dados de identificação e localização dos dispositivos responsáveis pela coleta.

Para viabilizar a obtenção dessas informações, foram necessárias atualizações nas funções da camada física (*Physical Layer* (PHY)). Em particular, a camada PHY foi ajustada para realizar medições de potência durante períodos de silêncio da transmissão, nos quais a rede pode avaliar a condição dos canais sem a influência direta dos próprios sinais transmitidos pelo sistema. Essa estratégia permite que o transceptor estime a potência presente em cada canal monitorado e forneça uma métrica adequada sobre a ocupação espectral identificada por cada terminal da rede de acesso.

A medição realizada pela camada PHY passa a compor um conjunto de informações associadas ao sensoriamento local. Para cada canal avaliado, o sistema pode registrar a potência média recebida, normalmente expressa em dBm, e relacioná-la a um critério de decisão definido por um limiar de detecção. A partir dessa comparação, torna-se possível inferir se o canal está livre ou ocupado. Essa informação pode ser representada por uma estrutura lógica, como a *Fusion Lookup Table* (FLUT), em que cada posição indica o estado de um canal específico. Assim, a rede passa a dispor de uma visão compacta e operacional do espectro monitorado.

Após a coleta na camada física, os dados precisam ser encaminhados para a camada de enlace, de modo que possam ser tratados no contexto de controle da rede. Por esse motivo, também foram realizadas alterações na camada *Media Access Control* (MAC), principalmente para permitir o recebimento dos novos parâmetros provenientes da PHY. A MAC passa a atuar como ponto de organização dessas informações dentro da pilha de comunicação, recebendo as medições físicas, associando-as aos canais correspondentes e disponibilizando os dados para as funções superiores responsáveis pela comunicação com a base de dados.

Essa adaptação da MAC é especialmente importante porque a integração com a base de dados não depende apenas da medição isolada da potência do canal, mas também da estruturação dessas medições em informações úteis para a operação da rede. Dessa forma, a camada de enlace contribui para transformar os dados brutos obtidos pela PHY em parâmetros compatíveis com o processo de controle, monitoramento e *report* do sistema. Essa organização permite que a informação de ocupação espectral seja tratada de forma mais consistente antes de ser enviada para a interface de rádio.

A interface do transceptor, por sua vez, também precisou ser adaptada para receber os parâmetros processados pela MAC e encaminhá-los à base de dados. Nesse fluxo, a interface atua como elemento intermediário entre as camadas inferiores da rede de acesso e o servidor remoto responsável pela consulta ou armazenamento das informações de TVWS. Assim, os dados obtidos por meio do sensoriamento espectral local deixam de ficar restritos ao funcionamento interno da pilha PHY/MAC e passam a ser disponibilizados para integração externa.

Com base nesse fluxo de informações, foi iniciada a especificação de um protocolo para o envio dos dados à base de dados. A proposta considera a organização das informações de sensoriamento em mensagens estruturadas, permitindo que cada canal monitorado seja descrito por parâmetros como identificação do dispositivo, localização geográfica, faixa de frequência, largura de banda, potência medida e demais informações relevantes para contextualizar a medição. Essa estruturação é essencial para garantir que os dados reportados possam ser interpretados corretamente pela plataforma remota.

Portanto, a otimização das camadas física e de enlace não se limitou à inclusão de novas variáveis no sistema. Ela envolveu a criação de um fluxo completo de coleta, tratamento e encaminhamento de informações de ocupação espectral. A camada PHY foi responsável pela medição dos canais, a camada MAC passou a organizar e disponibilizar esses parâmetros no contexto da rede de acesso, e a interface de rádio foi preparada para encaminhar as informações à base de dados. Esse conjunto de adaptações constitui a base técnica para que a plataforma SDR opere de forma mais integrada ao banco de dados de TVWS, permitindo tanto a alocação dinâmica de canais quanto o registro das condições locais do espectro.

2.2 Otimização e desenvolvimentos na interface de rádio

Além das adaptações realizadas nas camadas PHY e MAC, foram desenvolvidas e otimizadas funcionalidades específicas em uma terceira camada denominada de interface de rádio, que é a camada de *software* que permite a comunicação entre a rede de acesso e a base de dados de TVWS. Essa interface tem papel central na arquitetura, pois concentra as funções de configuração, organização e transmissão das informações relacionadas ao uso do espectro, funcionando como ponto de ligação entre a rede de acesso, a partir dos dispositivos SDR, e o banco de dados de TVWS.

No contexto da alocação de canal, a interface de rádio é responsável por viabilizar a consulta à base de dados de TVWS, a partir da qual são obtidas informações sobre os canais disponíveis em uma determinada região geográfica e os respectivos limites de potência permitidos para transmissão. Essas informações são essenciais para que a rede de acesso selecione frequências de operação compatíveis com as restrições regulatórias e com as limitações práticas do sistema implementado. Assim, a interface contribui diretamente para que a configuração da rede ocorra de maneira controlada e alinhada às condições de disponibilidade espectral.

A camada denominada de interface de rádio foi acrescida de novas funcionalidades para viabilizar o envio de informações de ocupação do espectro da rede de acesso para a base de dados.

Nesse caso, os parâmetros produzidos pelas camadas inferiores, como potência medida por canal, estado de ocupação, limiares de decisão e indicadores de confiabilidade, são organizados em mensagens de *report* destinadas à base de dados. Esse processo permite que o banco de dados remoto receba dados obtidos localmente pela rede de acesso e possa armazená-los para posterior análise, consulta ou apoio ao planejamento de alocação espectral.

A Figura 2 ilustra a funcionalidade de configuração do sistema de *report* de sensoriamento espectral na interface de rádio. Por meio dessa funcionalidade, é possível definir o endereço da base de dados responsável por receber as informações provenientes dos canais sensorizados, habilitar ou desabilitar o envio dos dados e configurar a periodicidade dos *reports*. Dessa forma, o operador pode ajustar o comportamento da comunicação com a base de dados de acordo com as necessidades do cenário experimental ou operacional.

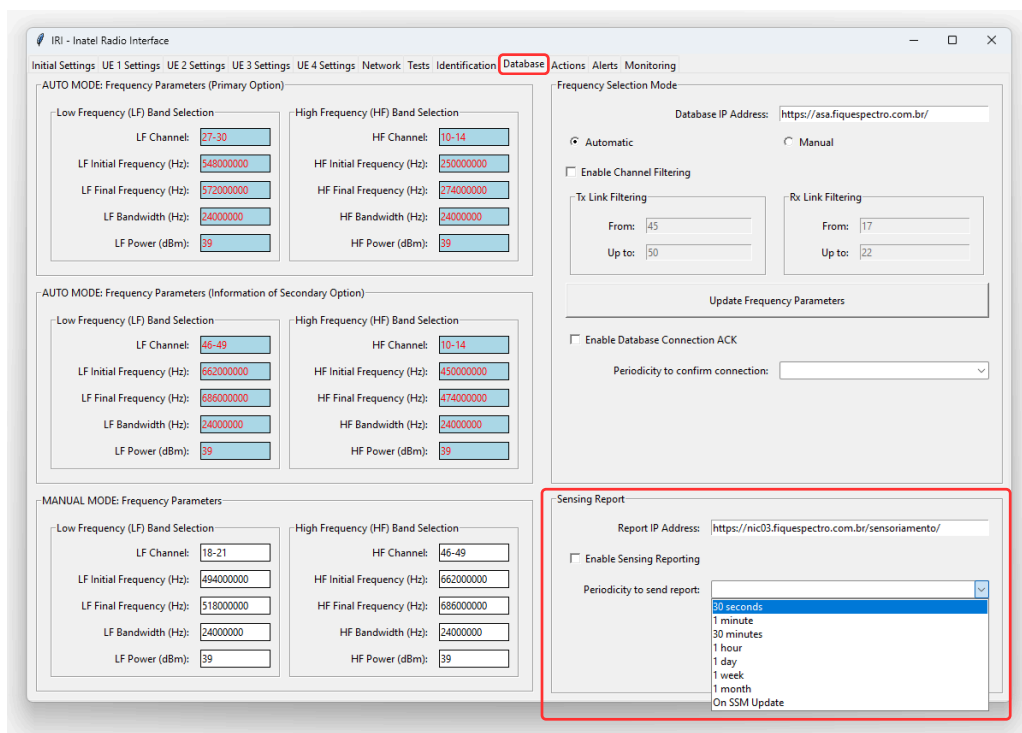


Figura 2: Aba *Database* da interface de rádio apresentando o módulo de configuração do sistema de *report* de sensoriamento espectral. Esta figura inclui a definição do endereço da base de dados, ativação do envio da mensagem de protocolo e configuração da periodicidade dos *reports*.

Durante os testes de integração, foram avaliados diferentes aspectos da comunicação entre a rede de acesso e o banco de dados de TVWS, especialmente no que se refere ao envio do status de ocupação espectral. Esses testes exigiram ajustes conjuntos na camada PHY, na camada MAC e no *software* da interface de rádio, uma vez que qualquer inconsistência em uma dessas etapas poderia comprometer o envio correto das informações. Assim, a validação não se restringiu ao funcionamento isolado da interface, mas considerou todo o caminho percorrido pelos dados desde a medição no transceptor até a sua transmissão para a base remota.

Um dos pontos avaliados foi a consistência dos dados recebidos pela interface de rádio. Como as informações de ocupação espectral são geradas a partir de medições físicas e organizadas pela MAC, a interface precisa garantir que os valores encaminhados à base de dados estejam corretamente associados aos canais correspondentes. Isso inclui preservar a relação

entre potência medida, faixa de frequência, estado de ocupação e identificação do dispositivo responsável pela medição. Esse cuidado é necessário para evitar que a base de dados receba informações ambíguas ou incompatíveis com o estado real da rede.

Outro aspecto considerado foi a flexibilidade no envio dos *reports*. A interface foi preparada para permitir tanto o envio periódico das informações quanto o envio condicionado a atualizações no estado do sensoriamento espectral. No envio periódico, os dados são transmitidos em intervalos previamente configurados, permitindo o acompanhamento contínuo do ambiente espectral. Já no envio baseado em atualização (*On SSM Update*), o *report* pode ser gerado quando há alteração relevante nas informações monitoradas, como mudança no estado lógico de ocupação de um canal. Essa segunda estratégia reduz transmissões desnecessárias e torna o processo de comunicação mais eficiente.

A comunicação com a base de dados também exigiu maior controle sobre a disponibilidade do enlace entre a BS e o servidor remoto. Nesse sentido, a interface de rádio passou a incorporar mecanismos de verificação da conectividade com a base de dados, permitindo identificar falhas de comunicação, ausência de resposta ou indisponibilidade do serviço. Esse tipo de monitoramento é importante porque a operação em TVWS depende da validade das informações fornecidas ou recebidas pela base de dados. Caso a comunicação não esteja disponível, a continuidade da operação da rede de acesso pode representar risco de uso inadequado do espectro.

Além da verificação de conectividade, os testes realizados permitiram ajustar o comportamento da interface diante de falhas ou inconsistências na comunicação. Esse processo é importante para aumentar a robustez do sistema, pois a interface precisa lidar com situações como perda temporária de conexão, parâmetros incompletos, respostas inválidas ou indisponibilidade da plataforma remota. A implementação desses mecanismos contribui para tornar a integração mais confiável, principalmente em cenários nos quais a rede de acesso opera em áreas remotas ou com conectividade limitada.

Por fim, a Figura 3 ilustra a atualização das métricas de operação durante testes da rede de acesso para monitoramento através da interface de rádio. A partir da visualização desses parâmetros, torna-se possível acompanhar o comportamento dos enlaces e dos dispositivos da rede, incluindo BS e UE(s), verificar as condições de canal e confirmar se os dados de sensoriamento e desempenho estão sendo corretamente atualizados no sistema. Essa funcionalidade é útil não apenas para diagnóstico local, mas também para validar se as informações encaminhadas à base de dados refletem adequadamente o estado operacional da rede.

Dessa forma, o desenvolvimento de novas funcionalidades na interface de rádio permitiu consolidar o processo de integração entre a rede de acesso e a base de dados de TVWS. A interface passou a desempenhar um papel mais amplo, tornando-se responsável por organizar as informações provenientes das camadas inferiores, controlar o envio dos *reports*, monitorar a conectividade com a base de dados e apoiar os testes de validação do fluxo completo de comunicação. Com isso, a rede de acesso passa a contar com uma estrutura mais robusta para operar em canais de TVWS, reportar o estado local do espectro e apoiar mecanismos futuros de alocação dinâmica e otimização contínua da operação.



Figura 3: Aba de monitoramento da interface de rádio durante testes de conectividade. A Figura apresenta a atualização em tempo real das métricas de comunicação entre a BS e uma UE, incluindo indicadores de qualidade de enlace e de sensoriamento dos canais.

3 Tecnologias e funcionalidades para camada física da rede de acesso

Esta seção apresenta um resumo das principais otimizações e implementações realizadas na camada PHY da rede de acesso, que dão continuidade ou complementam os desenvolvimentos realizados previamente e descritos em [4]. As melhorias e otimizações desenvolvidas e apresentadas a seguir visam preparar a rede para a realização de testes realistas, considerando ambientes relevantes, assim como testes de campo.

3.1 Otimizações na etapa de sincronismo temporal do sistema

Foram realizadas otimizações na etapa de detecção de sincronismo temporal da rede de acesso com o objetivo de aumentar a robustez da recepção em cenários sujeitos a múltiplos percursos. No sistema implementado, o sincronismo é realizado a partir da transmissão de um preâmbulo conhecido, baseado em uma sequência pseudoaleatória, distribuída ao longo da largura de banda total de 24 MHz. Como a sequência transmitida é conhecida pelo receptor, a BS realiza a correlação do sinal recebido com a sequência de referência, equivalendo à aplicação de um filtro casado para identificar o instante de chegada do preâmbulo.

Em condições ideais de propagação, a saída da correlação apresentaria um pico dominante associado ao instante de chegada do sinal transmitido. Entretanto, em cenários reais, principalmente em ambientes com obstáculos, reflexões e espalhamento, o sinal transmitido pode chegar ao receptor por diferentes percursos. Dessa forma, uma mesma transmissão pode gerar múltiplas versões atrasadas do preâmbulo recebido, resultando em vários picos de correlação dentro da janela de observação. Esse comportamento é crítico para o processo de sincronização temporal. Inicialmente, o sistema adotava como referência o último pico detectado dentro da janela de observação. No entanto, em canais com múltiplos percursos, os picos posteriores ao primeiro podem estar associados a réplicas atrasadas do sinal, provocadas por reflexões no ambiente. Assim, ao selecionar o último pico, o receptor pode sincronizar-se com uma versão atrasada do preâmbulo, e não com a primeira componente recebida. Essa escolha pode introduzir um deslocamento temporal na recepção do quadro, comprometendo a correta demarcação dos símbolos subsequentes. Como consequência, parte dos símbolos úteis pode ser interpretada fora da sua posição temporal esperada, aumentando a probabilidade de erros de recepção e perda de sincronismo. Esse efeito impacta diretamente a estabilidade do enlace e pode reduzir a taxa efetiva de transmissão, uma vez que quadros mal sincronizados tendem a ser descartados ou decodificados de forma incorreta.

Dessa forma, o critério de decisão do algoritmo de sincronismo foi alterado para priorizar o primeiro pico válido de correlação detectado dentro da janela de observação. A adoção do primeiro pico é justificada pelo fato de que ele tende a representar o caminho de menor atraso do sinal recebido, enquanto os picos subsequentes tendem a estar associados a componentes refletidas, réplicas atrasadas do sinal ou interferências presentes na janela de correlação. Portanto, a seleção do primeiro pico válido torna o processo de sincronização mais robusto frente aos efeitos de multipercursos.

A Figura 4 apresenta um exemplo da saída da etapa de correlação do preâmbulo no receptor, obtida durante testes práticos. Essa saída corresponde à resposta do filtro casado, calculada a partir da correlação entre a sequência de preâmbulo conhecida pelo receptor e o sinal recebido após a propagação pelo canal. Observa-se que o primeiro pico de correlação aparece próximo ao início da janela de observação, em torno de $0 \mu\text{s}$, indicando a detecção principal do preâmbulo

associado ao caminho de menor atraso do sinal recebido. Além desse pico inicial, aparecem outras detecções em instantes posteriores, que podem estar associadas a réplicas atrasadas do preâmbulo provocadas por componentes refletidas e efeitos de multipercurso no ambiente de teste.

Dessa forma, a Figura 4 evidencia que a escolha de um pico posterior poderia deslocar artificialmente a referência temporal do quadro recebido. Por esse motivo, o algoritmo de sincronismo foi ajustado para priorizar o primeiro pico válido de correlação dentro da janela de observação, evitando que o sistema sincronize sobre réplicas atrasadas do preâmbulo e preservando melhor a referência temporal do sinal recebido.

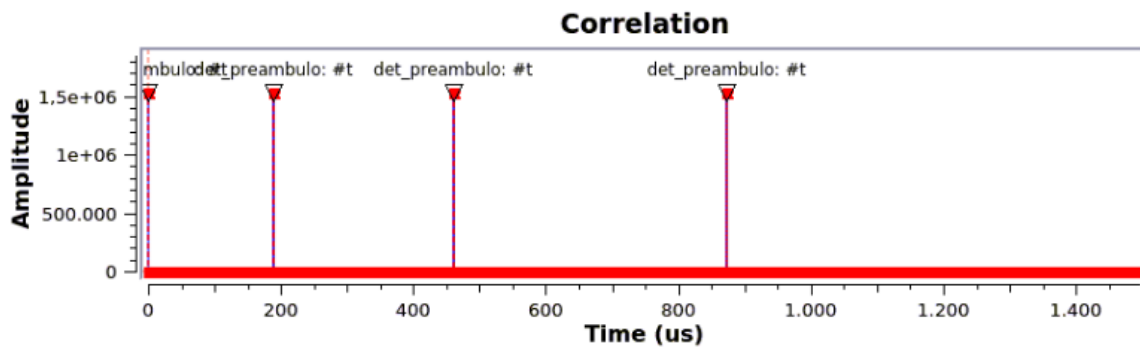


Figura 4: Exemplo da saída de correlação utilizada na detecção de sincronismo temporal.

Com essa otimização, é reduzida a probabilidade de sincronização com componentes atrasadas do sinal, tornando a detecção temporal menos sensível aos efeitos de multipercurso. Isso contribui para maior estabilidade na recepção dos quadros, menor ocorrência de reaquisição de sincronismo e melhor aproveitamento dos símbolos úteis transmitidos.

3.1.1 Otimizações da etapa de ajuste temporal de transmissão pelos terminais UE

Atualmente, o sistema de comunicação da rede de acesso opera em modo *Frequency Division Duplex* (FDD), em que múltiplas UEs podem se comunicar simultaneamente com a BS utilizando diferentes faixas de frequência. Embora a separação em frequência permita a transmissão simultânea dos múltiplos usuários, faz-se necessário que os sinais recebidos na BS estejam adequadamente alinhados temporalmente. Em outras palavras, mesmo transmitindo em frequências distintas, as informações enviadas pelas diferentes UEs devem chegar de forma temporalmente sincronizada à BS, de modo a garantir o correto processamento dos preâmbulos individuais e, consequentemente, dos dados recebidos.

Destaca-se que, quando diferentes UEs encontram-se posicionadas em distâncias distintas da BS, os sinais propagam-se pelo canal rádio com tempos de percurso diferentes. Como consequência, os preâmbulos de sincronização transmitidos por cada terminal não são recebidos de maneira síncrona na BS, o que introduz desalinhamentos temporais entre as informações recebidas dos diferentes terminais UE.

Esse comportamento pode ser observado na Figura 5, que apresenta a saída do filtro casado na recepção do terminal BS para um cenário simulado com dois terminais UEs. Nesse caso, foi considerada uma diferença de aproximadamente 2 km entre as UEs, o que resulta na recepção dos preâmbulos em instantes distintos. Isso se reflete na presença de dois picos de correlação bem definidos na saída do filtro casado, cada um associado à detecção do preâmbulo de uma

das UEs. A separação temporal entre esses picos evidencia diretamente o efeito do atraso de propagação causado pela diferença de distância entre os terminais e a estação base.

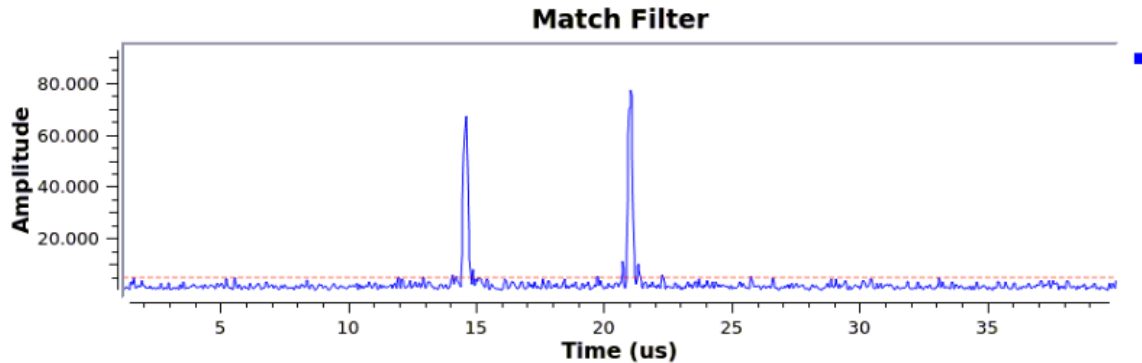


Figura 5: Saída do filtro casado na BS para duas UEs com distância aproximada de 2 km entre si, evidenciando a chegada dos preâmbulos em instantes distintos.

No sistema desenvolvido, a estação base adota como referência temporal o primeiro preâmbulo detectado dentro da janela de observação. Dessa forma, a UE cujo sinal chega primeiro acaba definindo a referência de sincronização, enquanto as demais podem permanecer temporalmente deslocadas em relação a essa referência. Em cenários com maior separação espacial entre os usuários, esse desalinhamento pode comprometer significativamente a recepção, dificultando o sincronismo e podendo até impedir o estabelecimento adequado da comunicação.

Para contornar esse problema, foram implementados mecanismos de ajuste de atraso de transmissão, com o objetivo de compensar previamente as diferenças de tempo de propagação e garantir que os sinais provenientes dos diferentes terminais UEs cheguem alinhados à BS. Especificamente, dois modos foram implementados para atingir o objetivo em questão: manual e automático.

No modo manual do ajuste de atraso de propagação, o atraso de transmissão de cada UE deve ser calculado pelo operador ou administrador da rede de acesso utilizando como base a informação das posições geográficas de instalação não somente da BS como também das UEs. Baseando-se nesses cálculos, configura-se em cada terminal UE o valor de compensação de atraso necessário para que os sinais sejam recebidos de forma alinhada na BS. Embora esse método seja simples e funcional, sua principal limitação está na necessidade de recalculer e reconfigurar os atrasos sempre que ocorrerem mudanças relevantes na posição das UEs.

Já o modo automático de ajuste de atraso foi desenvolvido para tornar o sistema mais flexível em cenários dinâmicos. Nesse modo, as UEs, equipadas com receptores *Global Positioning System* (GPS), enviam periodicamente suas coordenadas geográficas à BS. A partir dessas informações, a BS estima automaticamente os atrasos de propagação correspondentes, calcula a compensação necessária para cada terminal de usuário e retransmite esses valores às UEs, permitindo que o ajuste de atraso seja realizado de forma automática.

A transmissão das coordenadas da UE para a BS reutiliza a estrutura normal de transmissão do sistema, composta por pilotos, *Control Information* (CI) e região de dados. A região de dados transporta os *Protocol Data Units* (PDUs) da camada MAC, do inglês *Protocol Data Units*, que correspondem às unidades de informação organizadas pela MAC para serem transmitidas pelo enlace. Dentro desses PDUs, a MAC encapsula diferentes tipos de *Service Data Unit* (SDU)s, do inglês *Service Data Units*, incluindo SDUs de dados, associadas ao conteúdo útil da

comunicação, e SDUs de controle, utilizadas para a troca de informações de controle entre UE e BS. Nesse contexto, as coordenadas GPS da UE, juntamente com os indicadores de validade da posição, são inseridas em SDUs de controle e transmitidas no *uplink* dentro da região de dados. Na BS, após a recepção e decodificação, a MAC demultiplexa os PDUs recebidos, identifica as SDUs de controle e extrai as informações de latitude, longitude e validade. A partir desses dados, a BS estima o atraso de propagação, calcula a compensação necessária e envia esse valor de volta à UE também por meio de SDUs de controle transportadas na região de dados do *downlink*.

Ambos os modos de sincronização, manual e automático, foram implementados nos transceptores da rede de acesso, permitindo a seleção da configuração de acordo com as necessidades ou condições de teste.

3.2 Centro de fusão de sensoriamento espectral

Com relação à frequência de operação a ser utilizada pela rede de acesso, considerando que o sistema é testado na faixa de UHF, adota-se como mecanismo principal a comunicação com uma base de dados de TVWS, conforme mencionado na Seção 2. Essa base de dados fornece recomendações de canais disponíveis na localidade de instalação da rede. Além disso, a rede de acesso conta com um algoritmo de sensoriamento espectral embarcado em cada terminal, com o objetivo de identificar, de maneira autônoma e automática, a presença de usuários primários no espectro. As informações de sensoriamento espectral provenientes dos múltiplos terminais são processadas por um nó central, denominado centro de fusão, executado no terminal BS. Como resultado desse processamento, é gerada uma informação final consolidada, representada pelo parâmetro denominado FLUT. Nesse contexto, a presente seção apresenta estudos realizados com o objetivo de embasar as definições de operação do centro de fusão da rede de acesso, preparando o sistema para a realização de testes em ambientes realistas e contribuindo para aumentar a proteção dos usuários primários do espectro de UHF, isto é, as emissoras de TV.

O sensoriamento espectral em sistemas de TVWS tem dois objetivos principais: identificar canais de TV ociosos que podem ser utilizados por dispositivos secundários; e detectar com baixa latência o reaparecimento do usuário primário, viabilizando uma subsequente e rápida desocupação do canal [8]. Na maioria dos casos, os dispositivos de TVWS utilizam base de dados de geolocalização como mecanismo primário para definição de sua frequência de operação, como ocorre na rede de acesso Brasil 6G. No entanto, a capacidade de sensoriar o espectro continua sendo um componente crítico em cenários realistas, em atividades de pesquisa e em arquiteturas híbridas que integram bases de dados e sensoriamento espectral, sobretudo por dois motivos: primeiro, por conferir maior proteção aos usuários primários, permitindo detectar sua presença caso surjam em uma banda previamente identificada como desocupada pela base de dados, evitando que a transmissão secundária em andamento cause interferência prejudicial; segundo, pela possibilidade de viabilizar que algoritmos complementares identifiquem o uso indevido de um canal que, em princípio, deveria estar livre. A literatura inclusive apresenta o sensoriamento em TVWS como um caso emblemático de aplicação de rádio cognitivo, combinando técnicas tradicionais como detector de energia e detecção por correlação/ciclostacionariedade, com abordagens avançadas baseadas em *compressive sensing* e aprendizado de máquina [8]. Em particular, pesquisas em redes sobre TVWS destacam a necessidade de monitoramento dinâmico, devido à variação espacial e temporal da ocupação do espectro [3].

Na sequência, serão definidos, para o centro de fusão da rede de acesso, os valores dos parâmetros de operação relacionados ao seu intervalo de execução, ou período, e ao tempo de

retenção do histórico de relatórios de sensoriamento enviados pelos terminais.

3.2.1 Centro de fusão em sensoriamento cooperativo

Em ambientes reais, o desempenho de um único nó de sensoriamento é limitado por desvanecimento, sombreamento e incerteza de ruído [9]. O sensoriamento cooperativo (*Cooperative Spectrum Sensing* (CSS)) centralizado, mitiga esses problemas explorando a diversidade espacial: múltiplos rádios cognitivos coletam amostras presentes em determinado canal e enviam seus resultados a um centro de fusão, que produz uma decisão global sobre o estado de ocupação do canal [8–10].

O CSS centralizado pode ainda operar de duas maneiras distintas:

- Fusão de decisões: cada nó ou terminal de sensoriamento envia ao centro de fusão uma decisão binária, indicando se o canal está livre ou ocupado, obtida localmente a partir do processamento das amostras coletadas. A partir dessas decisões locais, o centro de fusão aplica regras como OR, AND, maioria ou fusão ponderada para chegar a uma decisão global para a rede;
- Fusão de dados: cada terminal envia ao centro de fusão as amostras coletadas ou parâmetros obtidos a partir do seu processamento local, como estatísticas de teste. A partir dessas informações, o centro de fusão pode executar testes mais complexos ou algoritmos de aprendizado de máquina.

Em arquiteturas mais recentes, o centro de fusão pode residir em nuvem ou em uma entidade centralizada com grande capacidade de processamento, como em propostas de *Cognitive Radio Cloud Networks* aplicadas a TVWS, onde os relatórios de sensoriamento são agregados em uma plataforma em nuvem para executar algoritmos esparsos bayesianos ou de aprendizado de máquina [11]. No caso da rede de acesso Brasil 6G, conforme mencionado, o centro de fusão é executado na BS e realiza a operação de decisão "OR". A seguir estão apresentados alguns estudos e definições acerca da operação do centro de fusão da rede de acesso Brasil 6G.

3.2.2 Definição do período de execução do centro de fusão

Um parâmetro de operação do centro de fusão é o seu período de execução, mensurado pelo tempo entre duas execuções consecutivas do processo de fusão. Em outras palavras, corresponde ao tempo entre duas decisões globais sobre o estado de ocupação de um canal. Este período engloba: o tempo de sensoriamento local em cada terminal; o tempo de comunicação dos relatórios até o centro de fusão; tempo de processamento no centro de fusão; e tempo de disseminação da decisão (por exemplo, comandos de mudança de canal). Embora normas como a *Federal Communications Commission* (FCC) Part 15 [12, 13] e a *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) 802.22 [14] não imponham explicitamente um período de centro de fusão, elas estabelecem limites de tempo de detecção e monitoramento, que indiretamente limitam o período aceitável.

A seção 15.717 da FCC (*TV Band Devices (TVBDs) that rely on spectrum sensing*) [13] define requisitos específicos para dispositivos de TVWS que dependem exclusivamente de sensoriamento para verificar a disponibilidade de canal antes do início da operação; monitoramento do canal em operação (*in-service monitoring*) pelo menos uma vez a cada 60 s; e tempo máximo de desocupação do canal após a detecção de um usuário protegido, da ordem de 2 s. Esses requisitos, combinados com descrições da Subparte H para dispositivos de sensoriamento,

estabelecem que o sistema deve ser capaz de detectar o reaparecimento de um usuário primário e interromper a transmissão em uma escala de segundos [3, 13].

No contexto da IEEE 802.22 [14], documentos técnicos e artigos associados ao grupo de trabalho indicam que o tempo máximo de detecção de um usuário primário ativo é tipicamente limitado a 2 s. Ademais, define ainda requisitos de probabilidade de detecção e de falso alarme para sinais de TV digital e microfones sem fio. O padrão também prevê mecanismos de *fast sensing* (na ordem de sub-milissegundos) e *fine sensing* (i.e., em dezenas de milissegundos) dentro de janelas de detecção de até 2 s.

Na literatura, de maneira geral, pode-se destacar que, embora poucos trabalhos fixem explicitamente um valor único de período em TVWS, é recorrente o uso de janelas de sensoriamento e atualização na ordem de dezenas a centenas de milissegundos, encaixadas dentro do limite de 2 s imposto pela IEEE 802.22 para detecção de incumbentes [8]. Além disso, trabalhos recentes que tratam da previsão da ocupação de canais TVWS, utilizando séries temporais e aprendizado de máquina, consideram rastreamento de ocupação em escalas de segundos, com amostragens que podem ser de sub-segundos para cenários com maior dinamismo [8, 15].

A partir das restrições normativas como detecção em um intervalo de tempo de, no máximo, 2 s, monitoramento em serviço em até 60 s e das práticas típicas em CSS, adotou-se para o projeto um intervalo de execução do centro de fusão, denominado de T_{FC} , da ordem de 500 ms.

Sendo assim, a escolha do intervalo de execução do centro de fusão da ordem de 500 ms se justifica pelos seguintes pontos:

1. Compatibilidade com IEEE 802.22 e FCC: com $T_{FC} = 500$ ms, mesmo no pior caso em que o usuário primário aparece logo após uma decisão, a detecção e a fusão podem ocorrer em, no máximo, 1 - 1,5 s, considerando até três ciclos de sensoriamento, permanecendo dentro do limite de 2 s previsto em estudos e requisitos da IEEE 802.22 [16–18];
2. Margem para atrasos de comunicação: um período de 500 ms deixa espaço para atrasos de rede entre terminais e centro de fusão, especialmente em arquiteturas em nuvem ou distribuídas, sem comprometer a detecção dentro da janela de 2 s [10, 19];
3. Granularidade adequada para TVWS: a ocupação de canais de TV, em aplicações de radiodifusão digital, tende a variar em escalas de segundos ou maiores, pois os sinais de *broadcast* são relativamente estáticos. Um período de 500 ms é significativamente menor que a escala típica de variação, o que fornece boa robustez sem impor *overhead* excessivo [3, 20];
4. Consistência com algoritmos de CSS: plataformas experimentais de CSS em TVWS e algoritmos de detecção sequencial/cooperativa frequentemente operam com atualizações periódicas na faixa de dezenas a centenas de milissegundos para manter baixa latência de detecção [21, 22].

Portanto, um período de 500 ms é um valor adotado, não mandatário por norma, mas alinhada com os requisitos de detecção da IEEE 802.22 e com a literatura de CSS, oferecendo um compromisso razoável entre latência de detecção, *overhead* de sinalização e complexidade de implementação. Sendo assim, este valor passa a ser adotado como referência para o funcionamento do centro de fusão da rede de acesso Brasil 6G, visando a realização de testes práticos em ambientes realistas.

3.3 Entrelaçamento de dados para aumento da robustez do enlace

Com o objetivo de aumentar a robustez do enlace de comunicação da rede de acesso em desenvolvimento, foram incorporados à camada PHY do transceptor mecanismos de entrelaçamento de dados, também conhecidos como *interleavers*. Esses mecanismos atuam reorganizando a ordem dos dados transmitidos, de modo que erros concentrados no tempo, em símbolos adjacentes ou em determinadas regiões do espectro sejam redistribuídos antes do processo de decodificação.

A motivação para o uso de entrelaçadores está associada ao comportamento típico dos canais de comunicação sem fio. Em condições reais de propagação, os erros nem sempre ocorrem de forma isolada. Eventos como ruído impulsivo, interferências em rajada, desvanecimento seletivo em frequência, degradações temporárias do canal, efeitos de *clipping*, bloqueios momentâneos e interferências estreitas podem afetar grupos consecutivos de bits ou símbolos. Quando esses erros permanecem concentrados, a eficiência dos códigos corretores de erro pode ser reduzida, pois o decodificador tende a operar melhor quando os erros aparecem de forma mais distribuída e menos correlacionada.

A seguir, estão apresentados maiores detalhes sobre a implementação dos diferentes entrelaçadores na camada PHY da rede de acesso, destacando sua forma de atuação e benefícios potenciais à comunicação.

3.3.1 Entrelaçador em bloco no domínio de bits ou bytes

O entrelaçador em bloco foi desenvolvido para atuar sobre os dados de saída do codificador de canal, antes da etapa de modulação. No caso da rede de acesso em desenvolvimento, essa etapa está associada ao uso de código corretor de erro Polar, integrado ao fluxo de transmissão da camada física. A proposta do entrelaçador é reorganizar os bits codificados de forma determinística, espalhando bits originalmente adjacentes para posições distintas dentro do bloco transmitido.

Conceitualmente, o entrelaçamento em bloco pode ser entendido como a reorganização de uma sequência linear de bits em uma estrutura lógica bidimensional. Os dados são distribuídos seguindo uma determinada ordem e, em seguida, lidos em uma ordem diferente. Essa alteração de percurso faz com que bits vizinhos na entrada deixem de permanecer vizinhos na saída. Assim, caso uma interferência impulsiva ou uma degradação momentânea afete uma sequência curta de símbolos ou bits durante a transmissão, os erros correspondentes tendem a ser espalhados no bloco original após o processo de desentrelaçamento no receptor.

Essa característica é importante porque erros em rajada são particularmente prejudiciais para códigos corretores de erro. Quando muitos bits consecutivos de um mesmo trecho do bloco codificado são afetados, o decodificador pode perder parte relevante da estrutura necessária para recuperar a informação original. Ao espalhar esses erros, o entrelaçador aumenta a probabilidade de que o código Polar consiga corrigir as falhas residuais, uma vez que os erros passam a se apresentar de maneira menos concentrada.

A implementação considerada preserva uma regra fixa de reorganização dos dados, conhecida tanto pelo transmissor quanto pelo receptor. Isso significa que o transmissor aplica o entrelaçamento antes da modulação, enquanto o receptor aplica a operação inversa antes da decodificação *Forward Error Correction* (FEC) Polar. Como o processo é determinístico e simétrico, não é necessário transmitir informações adicionais de controle para indicar ao receptor como desfazer o entrelaçamento. Essa característica evita aumento de *overhead* e mantém a compatibilidade com uma operação eficiente em tempo real.

Um ponto relevante da proposta é a possibilidade de execução otimizada em nível de bytes, mantendo o mesmo efeito lógico de um entrelaçamento em nível de bits. Em vez de manipular cada bit de forma isolada durante todo o processamento, a implementação pode agrupar operações em unidades de byte, reduzindo o custo computacional e melhorando a eficiência de acesso à memória. Na prática, isso permite preservar o objetivo técnico do entrelaçamento — espalhar bits adjacentes — com menor impacto sobre latência e processamento.

No receptor, o processo inverso reorganiza as informações recebidas para recuperar a ordem original esperada pelo decodificador Polar. Quando o receptor trabalha com métricas de confiabilidade, como *Log-Likelihood Ratios* (LLRs), o desentrelaçamento deve reposicionar essas métricas de acordo com a sequência original dos bits codificados. Dessa forma, o decodificador recebe os dados na ordem correta, mas com o benefício de que os erros introduzidos pelo canal foram previamente espalhados pelo processo de entrelaçamento.

Os principais benefícios esperados com o entrelaçador em bloco são a redução da correlação entre erros consecutivos, a melhoria da eficiência do FEC, o aumento da robustez em cenários com ruído impulsivo ou interferências em rajada e a maior tolerância a degradações concentradas em poucos símbolos. Esse mecanismo é especialmente útil quando o canal apresenta eventos temporais de curta duração capazes de afetar sequências contíguas de bits ou símbolos.

Entretanto, é importante destacar que o entrelaçador em bloco não corrige erros por si só. Ele apenas reorganiza a distribuição dos erros para que o código corretor de erro opere em uma condição mais favorável. Além disso, como o processo depende da correta correspondência entre transmissor e receptor, ambos devem utilizar exatamente a mesma regra de entrelaçamento e desentrelaçamento. Qualquer inconsistência nessa regra pode comprometer a recuperação correta dos dados.

3.3.2 Entrelaçador no domínio da frequência

O segundo mecanismo considerado é o entrelaçador no domínio da frequência. Diferentemente do entrelaçador em bloco, que atua sobre bits ou bytes codificados, esse mecanismo atua sobre os símbolos modulados, tipicamente símbolos *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) associados aos dados transmitidos. Seu objetivo é redistribuir os símbolos ao longo dos recursos de frequência disponíveis, reduzindo a probabilidade de que símbolos originalmente adjacentes permaneçam concentrados em uma mesma região espectral.

Essa abordagem é particularmente relevante em sistemas multiportadora e em enlaces sujeitos a seletividade em frequência. Em um canal real, nem todas as subportadoras ou regiões da banda útil apresentam a mesma qualidade. Algumas faixas podem sofrer maior atenuação, interferência estreita, ruído localizado ou efeitos de propagação que reduzem a relação sinal-ruído apenas em parte do espectro. Sem entrelaçamento em frequência, uma degradação localizada pode afetar uma sequência contínua de símbolos pertencentes ao mesmo bloco codificado, gerando erros correlacionados e dificultando a atuação do FEC.

O entrelaçador em frequência busca evitar esse problema por meio de uma redistribuição determinística dos símbolos de dados. Em termos práticos, símbolos que originalmente estariam próximos no vetor de transmissão passam a ocupar posições mais afastadas na distribuição em frequência. Assim, se uma determinada subfaixa sofrer degradação, os símbolos afetados tendem a corresponder a diferentes regiões do bloco codificado e não a uma sequência concentrada de dados. Esse espalhamento reduz o impacto de interferências estreitas e de desvanecimentos seletivos sobre a estrutura do bloco transmitido.

A proposta considerada utiliza uma permutação determinística dos símbolos, definida de

forma que todos os símbolos do bloco sejam reposicionados sem repetição e sem perda de informação. A escolha da regra de permutação garante que a operação possa ser revertida no receptor. Assim como no entrelaçador em bloco, não é necessário sinalizar dinamicamente a ordem de reorganização, desde que transmissor e receptor utilizem o mesmo procedimento e tenham a mesma referência sobre o tamanho do bloco de símbolos.

No fluxo de transmissão, o entrelaçamento em frequência é aplicado após a modulação dos dados. Os símbolos QAM são reorganizados antes de serem mapeados nos recursos de transmissão correspondentes. No receptor, a operação inversa é aplicada antes do processo de demodulação e cálculo das métricas de confiabilidade associadas aos bits. Dessa forma, a ordem lógica dos símbolos é restaurada antes que o receptor prossiga para as etapas seguintes da cadeia física.

Um cuidado importante nessa proposta é preservar os sinais de referência, como pilotos ou *Demodulation Reference Signals* (DMRSs), quando aplicáveis. Esses sinais geralmente precisam permanecer em posições conhecidas para permitir estimação de canal, sincronização ou equalização. Por esse motivo, o entrelaçamento em frequência deve ser aplicado apenas aos símbolos de dados, mantendo os sinais de referência fora do processo de permutação. Essa separação é essencial para que o ganho de robustez não comprometa funções fundamentais do receptor.

Os principais benefícios do entrelaçador em frequência estão relacionados à mitigação de interferências localizadas, ao aumento da diversidade espectral e à redução de erros correlacionados causados por regiões degradadas do canal. Em vez de concentrar o impacto de uma subfaixa ruim sobre uma parte contínua do bloco codificado, o sistema espalha esse impacto ao longo de diferentes posições lógicas dos dados. Com isso, o decodificador FEC recebe um padrão de erros potencialmente menos severo e mais distribuído.

Esse mecanismo é especialmente útil em cenários com interferência estreita, desvanecimento seletivo em frequência, nulagens parciais do canal ou degradações espectrais localizadas. Também pode contribuir para maior estabilidade do enlace em ambientes remotos, rurais ou com condições de propagação não ideais, nos quais a resposta do canal pode variar significativamente ao longo da banda útil.

Ainda assim, o entrelaçador em frequência também possui limitações. Ele não elimina interferências nem melhora diretamente a qualidade física do canal. Seu papel é redistribuir os efeitos dessas degradações para reduzir sua concentração sobre o bloco codificado. Em casos de interferência significativa, baixa relação sinal-ruído em toda a banda ou degradação severa do enlace, o ganho obtido pode ser limitado. Além disso, o mecanismo não substitui técnicas de alocação inteligente de recursos, adaptação de modulação e codificação, controle de potência ou seleção dinâmica de canais.

3.3.3 Atuação complementar dos dois entrelaçadores

Os dois mecanismos propostos atuam em pontos diferentes da cadeia de transmissão e são complementares. O entrelaçador em bloco atua no domínio dos bits ou bytes codificados, antes da modulação, com foco em reduzir a concentração de erros no fluxo entregue ao decodificador. Já o entrelaçador em frequência atua no domínio dos símbolos modulados, distribuindo os dados ao longo da banda útil para reduzir o impacto de degradações localizadas em frequência.

Essa combinação permite tratar dois tipos importantes de concentração de erro. O primeiro está associado ao domínio temporal ou à sequência lógica de bits, quando uma rajada de ruído ou um evento impulsivo compromete dados consecutivos. O segundo está associado ao domínio espectral, quando uma região específica da banda apresenta pior qualidade e afeta símbolos

localizados em determinadas subportadoras ou recursos de frequência.

Portanto, a incorporação dos entrelaçadores à camada física representa uma melhoria relevante na robustez da rede de acesso em desenvolvimento. A solução contribui para aumentar a confiabilidade do enlace em cenários sujeitos a interferências impulsivas, ruído em rajada, seletividade em frequência e degradações localizadas do canal. Embora esses mecanismos não substituam o FEC nem outras estratégias de adaptação do enlace, eles fortalecem a cadeia de transmissão ao tornar os erros residuais mais distribuídos e, conseqüentemente, mais tratáveis pelo decodificador.

A seguir, está apresentado o resultado de um teste prático que foi realizado visando identificar o potencial de melhora proporcionado ao enlace de comunicação em função da adoção dos entrelaçadores.

3.3.4 Testes de validação

A implementação dos mecanismos de *interleaving* na rede de acesso foi validada por meio de testes comparativos, considerando cenários com o *interleaving* habilitado e desabilitado. Essa avaliação teve como objetivo verificar, em condições reais de transmissão, o impacto dessa adaptação do sistema na robustez do enlace da rede de acesso, na taxa efetiva de comunicação e no comportamento da BER. Os testes foram realizados em uma condição na qual pode-se observar a ocorrência de ruídos impulsivos e interferências no canal de comunicação.

Foram realizados testes práticos de comunicação considerando condições realistas de operação da rede para avaliação do impacto de uso dos entrelaçadores. A condição realista de teste considerou a transmissão de sinal a partir da BS instalada no morro das Três Torres, localizada na divisa entre os municípios de São Sebastião da Bela Vista e Santa Rita do Sapucaí, ambos em MG, e a UE instalada nas dependências do laboratório do *Centro de Referência em Radiocomunicações* (CRR), no Inatel. A Figura 6 mostra uma visão na ferramenta Google Earth da localização das estações durante o teste, destacando à esquerda, a distância entre as estações em linha reta, que é da ordem de 8 km, além de uma visão simplificada do relevo entre as duas estações.

Os testes práticos tiveram como foco o enlace de *downlink*, ou seja, recepção de sinal por parte do terminal UE instalado nas dependências do Inatel. A Figura 7 mostra uma visão do espectro na faixa de *downlink*, a ser explorada no teste prático dos entrelaçadores. Neste espectro, que a princípio deveria estar totalmente livre, é possível observar interferências de faixa estreita em diferentes partes do espectro, que apareciam e desapareciam a cada instante de tempo.

Nos testes de *downlink*, cuja interface do terminal está mostrado na Figura , a métrica mais relevante foi a taxa medida pelo *iperf3*. Esta medida está apresentada no canto inferior esquerdo das capturas das Figuras 8a e 8b. Na Figura 8a, considerando o *interleaving* habilitado, o sistema alcançou taxa próxima de 85 Mbit/s, embora com algumas retransmissões devido à presença de interferências no ambiente de teste. Ao desabilitar o *interleaving*, conforme mostrado na Figura 8b, a taxa caiu de forma significativa, atingindo valores de aproximadamente 22,62 Mbit/s na captura analisada. Esse resultado evidencia que o *interleaving* tem impacto direto na robustez do enlace e na taxa útil obtida.

A partir desses testes, observa-se na Figura 9 uma diferença significativa na BER do enlace de *downlink*. Com o *interleaving* habilitado, observa-se, na Figura 9a, valores de BER na ordem de $3,149 \times 10^{-6}$ nos últimos 50 s de análise. Com o *interleaving* desabilitado, vê-se na Figura 9b que a BER aumentou para aproximadamente $1,398 \times 10^{-3}$ no mesmo intervalo de observação.

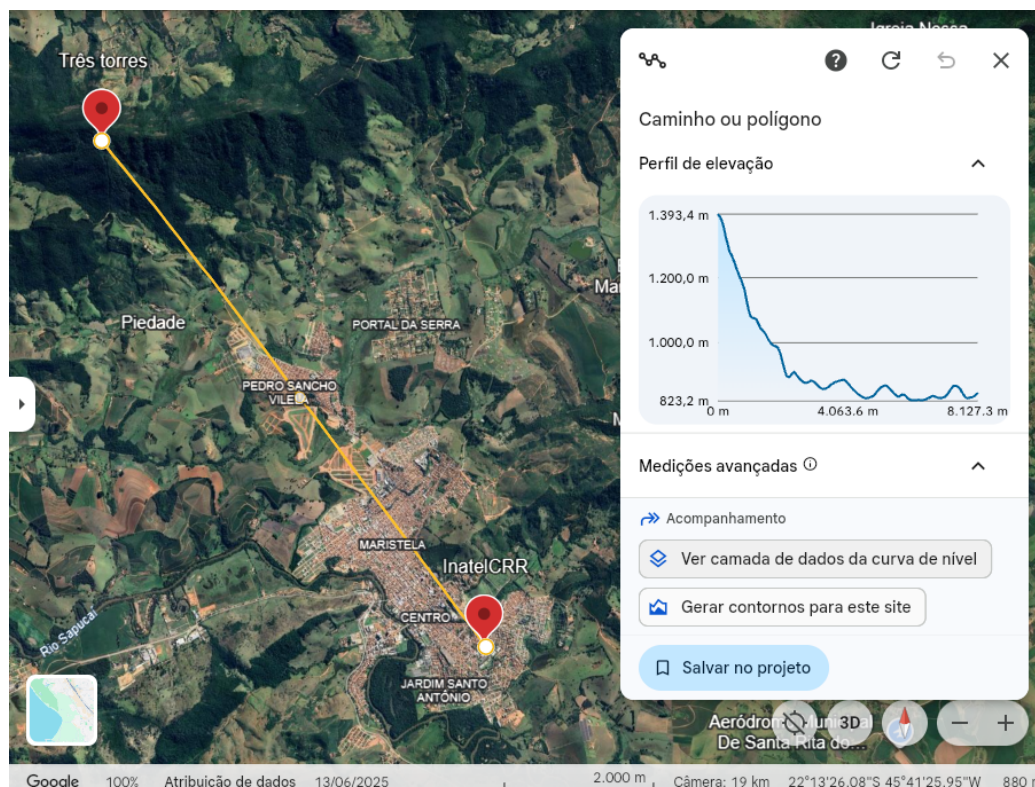


Figura 6: Visão na ferramenta Google Earth da localização das estações no teste do Interleaver.

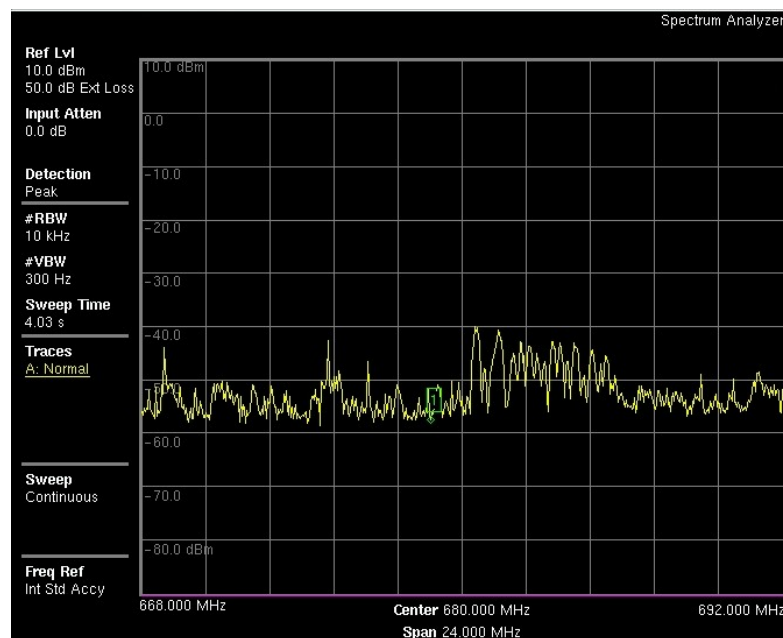
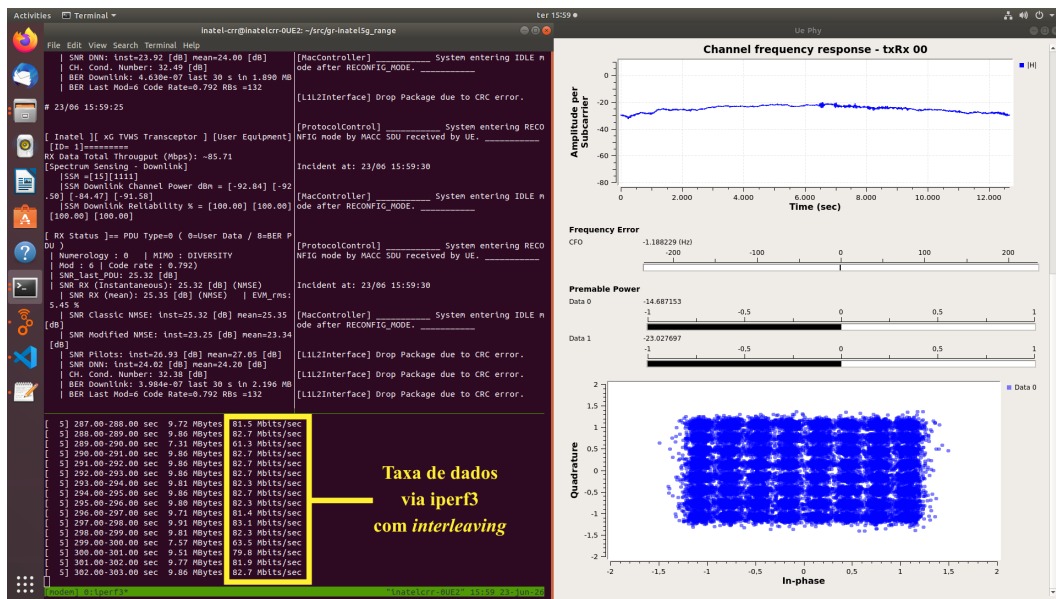


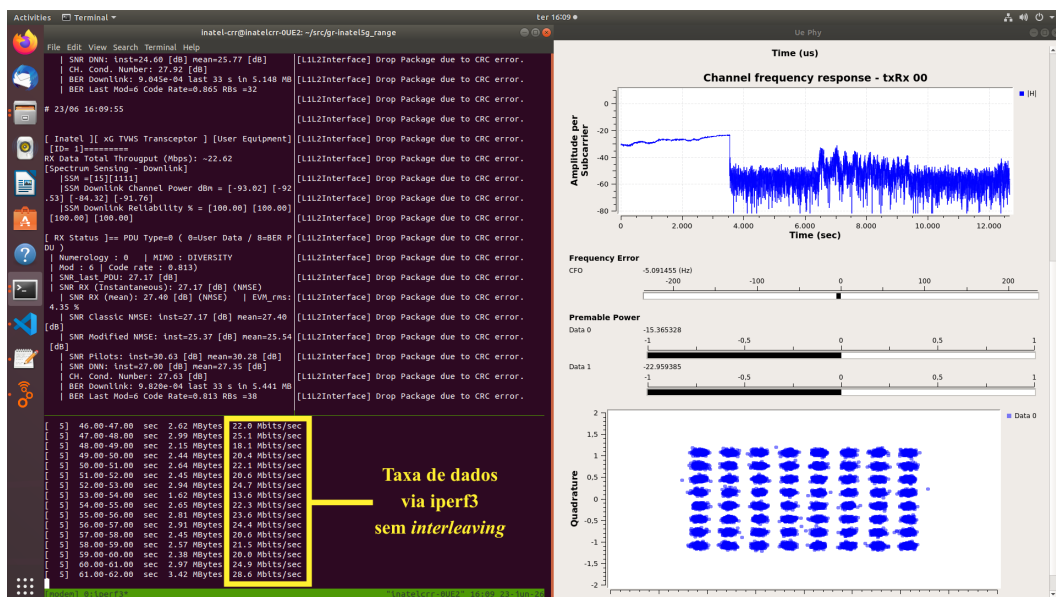
Figura 7: Visão do espectro com a presença de interferências de faixa estreita.

Portanto, nos testes realizados, observou-se que a remoção do *interleaving* reduz a robustez do enlace e aumenta significativamente a taxa de erro.

De forma geral, os resultados obtidos permitem concluir que na condição do teste o *interleaving* proporcionou uma melhora significativa em relação a robustez do enlace. Quando habilitado, o sistema conseguiu manter uma taxa de transmissão elevada em *downlink*, mesmo



(a) UE com *interleaving* habilitado.

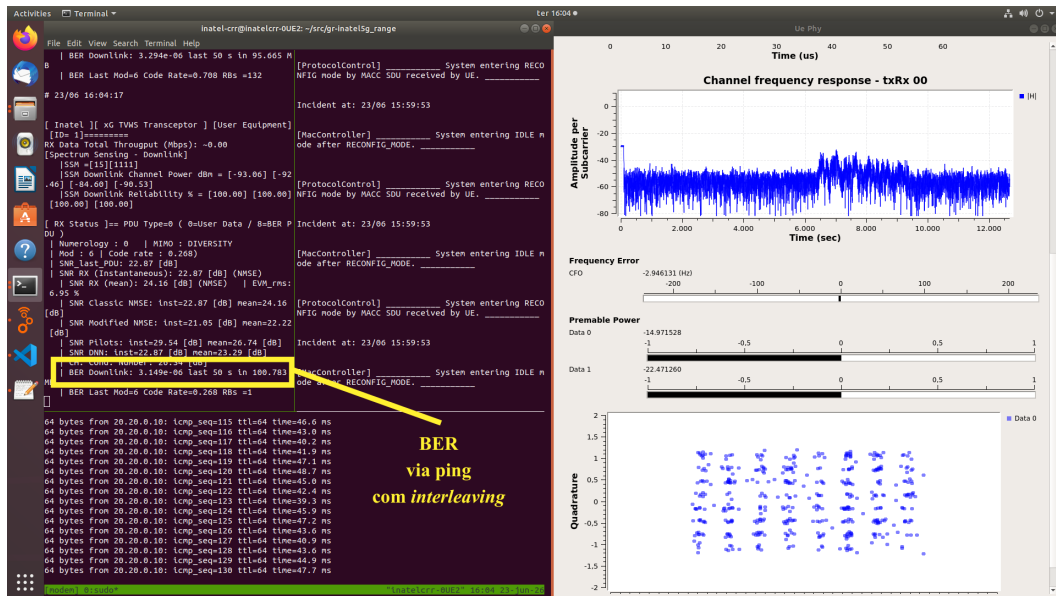


(b) UE com *interleaving* desabilitado.

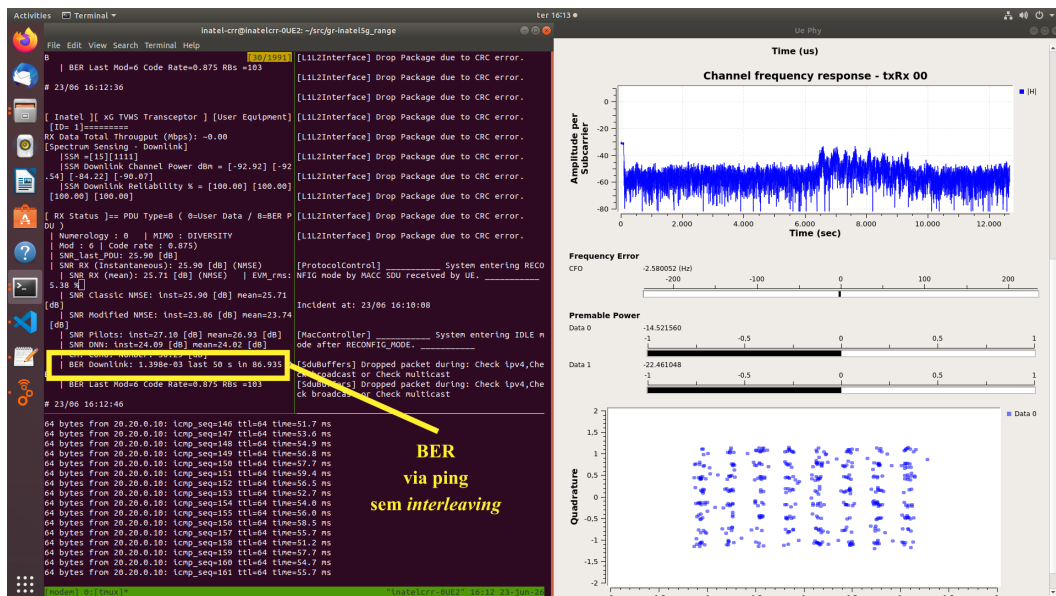
Figura 8: Comparação dos testes de *downlink* com *iperf3* observados no UE para os cenários com e sem *interleaving*.

sob condições de interferência. Quando desabilitado, a taxa efetiva é reduzida consideravelmente. Além disso, os testes com *ping* evidenciam que a ausência de *interleaving* provocou um aumento expressivo da BER, passando da ordem de 10^{-6} para a ordem de 10^{-3} .

Dada as condições de teste, pode-se concluir que o *interleaving* pode ter um papel determinante na estabilidade do sistema, principalmente em cenários com interferências ou degradações do canal. Seu uso permite reduzir a taxa de erro e manter maior eficiência na transmissão de dados. Simulações computacionais serão desenvolvidas visando mensurar melhor o impacto proporcionada pelo *interleaving* considerando diferentes cenários de comunicação.



(a) UE com *interleaving* habilitado.



(b) UE com *interleaving* desabilitado.

Figura 9: Comparação dos testes com ping observados no UE para análise da BER nos cenários com e sem *interleaving*.

4 Pesquisa e implementação de antenas

O Projeto Brasil 6G contemplou também o desenvolvimento de antenas inovadoras para apoiar a realização de testes práticos da rede de acesso. As antenas consideradas contemplam técnicas e abordagens inovadoras de desenvolvimento, como antenas planares e antenas flexíveis para aplicação na faixa de UHF. São abordagens que exploram diferentes técnicas e materiais e que permitem o desenvolvimento de antenas de tamanho mais reduzido, sendo especialmente interessantes para aplicações em testes laboratoriais ou para uso em equipamentos portáteis. A seguir, estão apresentados detalhes das pesquisas e desenvolvimentos envolvendo as antenas inovadoras citadas.

4.1 Antenas planares

No contexto de pesquisa e desenvolvimento de antenas inovadoras do tipo planar, são apresentados detalhes de projeto, simulação e validação de antenas voltadas às faixas de ondas milimétricas e UHF, conforme detalhado em seguida nas subseções 4.1.1 e 4.1.2, respectivamente.

4.1.1 Antenas planares para ondas milimétricas

Antenas impressas operando em ondas milimétricas têm sido amplamente investigadas no contexto deste projeto, em virtude de sua compatibilidade com sistemas compactos e de baixo perfil voltados a aplicações em comunicações de Quinta Geração de Rede Móvel Celular (5G) e de futuras gerações [23,24]. Dentre as arquiteturas consideradas, destacam-se as configurações do tipo monopolo meandrado, empregadas com o objetivo de reduzir as dimensões físicas do radiador, ao mesmo tempo em que se preserva o comprimento elétrico necessário para operação nas frequências de interesse [25]. Adicionalmente, a utilização de plano de terra truncado constitui uma técnica consolidada para o ajuste do casamento de impedância e ampliação da largura de banda [26]. Complementarmente, a integração de arranjos de células unitárias possibilita o controle do comportamento eletromagnético por meio de efeitos de acoplamento e engenharia de impedância, contribuindo para a melhoria do coeficiente de reflexão e da estabilidade do ganho [27,28]. Nesse contexto, tais abordagens combinadas viabilizam o desenvolvimento de antenas compactas e eficientes para operação na faixa *Frequency Range 2* (FR2).

A estrutura de antena proposta nesse âmbito é apresentada na Figura 10(a), sendo composta por um monopolo em *loop* meandrante em forma de tira na face frontal e por um arranjo parasita de 3×3 *Square-Ring Resonators* (SqRRs), em conjunto com um plano de terra truncado na face posterior. Conforme indicado pelos parâmetros geométricos da Figura 10(b), a antena foi implementada sobre um substrato planar, incorporando uma estrutura meandrante integrada a uma linha de alimentação retangular. Essa configuração permite o aumento efetivo do comprimento elétrico da antena, promovendo a miniaturização, ao mesmo tempo em que mantém a simetria estrutural, favorecendo o desempenho de radiação. O *loop* encontra-se completamente inserido na metade superior do substrato, assegurando compacidade e facilitando a integração com os elementos parasitas posicionados na face oposta. Na vista traseira, apresentada na Figura 10(b), observa-se que o arranjo 3×3 é disposto de forma simétrica acima do plano de terra truncado, sendo suas dimensões totais compatíveis com a estrutura meandrante externa. As células unitárias são separadas por um *gap* e posicionadas a uma determinada distância em relação ao plano de terra.

As análises eletromagnéticas de onda completa foram conduzidas por meio do *Finite Element Method* (FEM), implementado no *software* comercial Ansys HFSS®. A Figura 11 ilustra a interface do ambiente computacional empregada nas simulações. Observa-se a representação tridimensional da estrutura, bem como a organização da geometria na árvore hierárquica do projeto. A interface também apresenta o gerenciador de projeto (*Project Manager*), em que são listados os diferentes elementos do modelo, incluindo os materiais, excitação, condições de contorno, malha e configurações de análise. Destaca-se ainda o ambiente de modelagem tridimensional (*3D Modeler*), onde a geometria da antena é construída e manipulada. Embora não explicitamente exibidos na figura, os elementos de excitação e as condições de contorno são definidos no ambiente do projeto. A discretização do domínio computacional é realizada por meio de malha adaptativa, controlada internamente pelo *solver*, de modo a garantir a convergência numérica e a acurácia dos resultados em função do comprimento de onda analisado (ondas milimétricas). Adicionalmente, a interface integra ferramentas para configuração de análises e pós-processamento para a extração de parâmetros como coeficiente de reflexão (S_{11}), ganho realizado, eficiência de irradiação e distribuições de campo eletromagnético. No Ansys HFSS®, a antena foi projetada utilizando o substrato Rogers® RT/Duroid 5880, caracterizado por permissividade relativa $\epsilon_s = 2,2$, tangente de perdas $\tan \delta = 0,0009$ e espessura de 0,254 mm. As camadas condutoras foram modeladas em cobre, com condutividade de $5,8 \times 10^7$ S/m e espessura de 35 μm . O processo de otimização foi conduzido considerando como alvo a frequência central de 26 GHz na banda FR2, sendo os parâmetros geométricos otimizados apresentados na Tabela 1. A antena resultante apresenta dimensões compactas, com área total de $W \times L = 6 \times 10 \text{ mm}^2$.

A Figura 12 apresenta a comparação entre diferentes configurações de plano de terra em termos de perda de retorno e ganho realizado. Observa-se, na Figura 12(a), que o casamento de impedância é obtido apenas na configuração com plano de terra truncado, resultando em largura de banda de 11,31 GHz e perda de retorno de $S_{11} = -17,8 \text{ dB}$ em 26 GHz. Tal configuração cobre integralmente a banda FR2 (região sombreada) e as bandas K e K_a (18–27 GHz). A inclusão do arranjo 3×3 de elementos de metassuperfície baseados em SqRR promove melhorias adicionais, ampliando a largura de banda de operação para 15,21 GHz, compreendida entre $f_1 = 15,9 \text{ GHz}$ e $f_2 = 31,11 \text{ GHz}$ e reduzindo a perda de retorno para $S_{11} = -23,7 \text{ dB}$ em 26 GHz. A faixa operacional resultante estende-se parcialmente desde a banda K_u até a banda

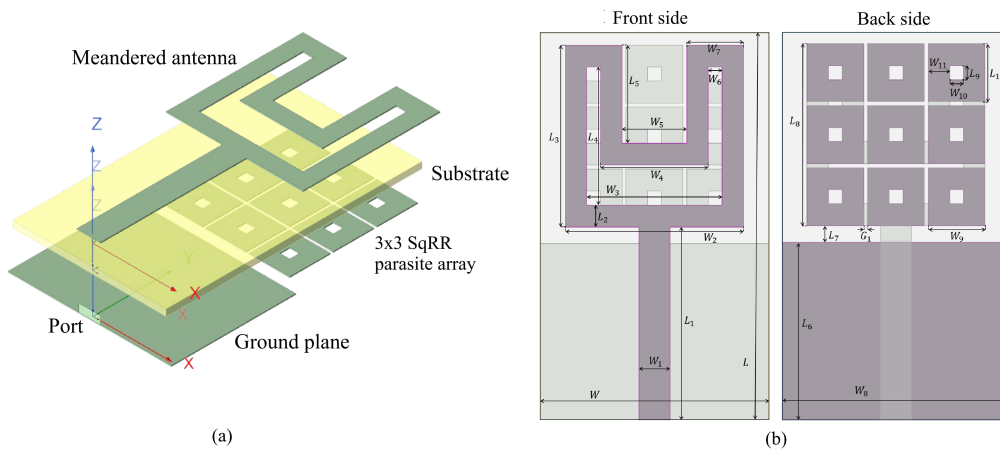


Figura 10: (a) Vista explodida da antena proposta e (b) parâmetros geométricos nas vistas frontal e traseira.

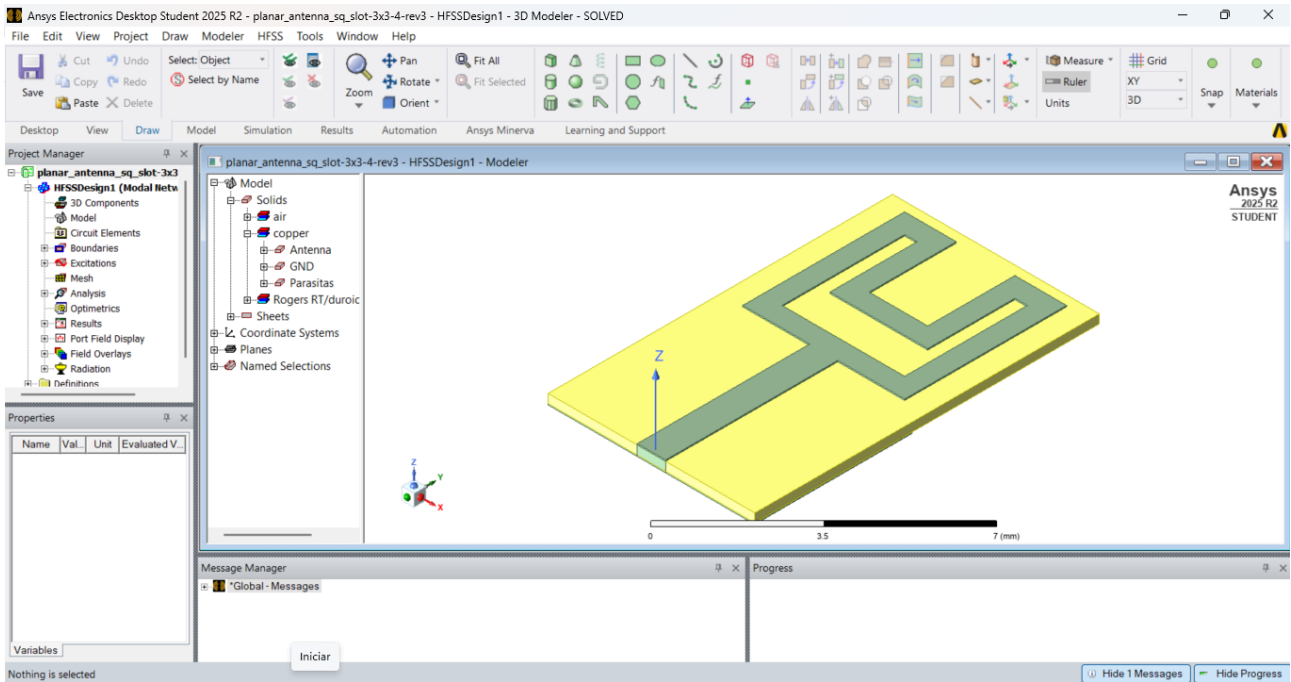


Figura 11: Interface do *software* Ansys HFSS®.

Tabela 1: Parâmetros Geométricos da Antena Proposta.

Parâmetro	Dimensão (mm)	Parâmetro	Dimensão (mm)	Parâmetro	Dimensão (mm)
W	6,0	W_8	6,0	L_3	4,7
W_1	0,82	W_9	1,5	L_4	3,56
W_2	4,7	W_{10}	0,36	L_5	2,53
W_3	3,56	W_{11}	0,57	L_6	4,581
W_4	2,84	G_1	0,1	L_7	0,419
W_5	1,7	L	10,0	L_8	4,7
W_6	0,36	L_1	5,0	L_9	0,36
W_7	1,5	L_2	0,57	L_{10}	1,5

Q . A largura de banda fracionária (*fractional bandwidth* (FBW)) obtida é de aproximadamente $FBW = [2(f_2 - f_1)/(f_2 + f_1)] \times 100\% = 64,6\%$, assegurando a cobertura das sub-bandas FR2 do 5G n257 (26,5–29,5 GHz), n258 (24,25–27,5 GHz) e n261 (27,5–28,35 GHz).

No que se refere ao ganho realizado, conforme apresentado na Figura 12(b), verifica-se que a configuração com plano de terra completo apresenta desempenho degradado devido ao descasamento de impedância, com valores de ganho próximos ou inferiores a 0 dB em toda a faixa analisada. Em contraste, as configurações com plano de terra truncado exibem comportamento mais estável. Destaca-se que a inclusão do arranjo 3×3 de SqRR resulta em maior uniformidade do ganho ao longo da banda de operação, especialmente em torno de 26 GHz, onde se observa $G = 5,23$ dBi. Esse comportamento evidencia a contribuição da metassuperfície para a estabilidade da radiação. A eficiência de radiação, representada pela curva correspondente, mantém-se elevada ao longo da banda analisada, com valores entre 97,6% e 98,8%, sendo esse desempenho associado à baixa tangente de perdas e à reduzida espessura do substrato. Fora

da banda de operação, observa-se uma queda significativa da eficiência, em consonância com o descasamento de impedância previamente identificado.

Os padrões de irradiação apresentados na Figura 13(a) indicam comportamento omnidirecional nos planos xz e yz em 26 GHz. O ganho máximo de 5,23 dBi e a largura de feixe de -3 dB de 50° evidenciam a adequação da antena para aplicações que demandam ampla cobertura angular na faixa FR2. A distribuição do campo elétrico, ilustrada na Figura 13(b), demonstra maior intensidade ao longo dos segmentos verticais externos da estrutura meandrente na face frontal. Na face traseira, observa-se forte interação entre a antena e o arranjo de metassuperfície, com concentração de campo nas bordas e *gaps* dos ressonadores SqRR, indicando excitação localizada de ondas de superfície. O acoplamento entre células adjacentes contribui para o aumento da resposta eletromagnética global, favorecendo o casamento de impedância.

A geometria meandrente é fortemente influenciada pelos parâmetros L_5 e W_5 , que definem os segmentos vertical e horizontal da estrutura. O aumento de L_5 promove a extensão do caminho de corrente, reduzindo a frequência de ressonância, enquanto variações em W_5 afetam o acoplamento lateral entre os segmentos. A análise paramétrica apresentada na Figura 14(a) evidencia que o aumento de W_5 melhora o casamento de impedância em torno de 26 GHz, enquanto L_5 impacta de forma mais significativa a resposta de S_{11} . Em ambos os casos, o ponto de ressonância permanece centrado na frequência de projeto. O ganho realizado, por sua vez, permanece praticamente inalterado, conforme indicado na Figura 14(b), demonstrando que a geometria meandrente influencia predominantemente o casamento de impedância.

A Figura 15 apresenta uma análise comparativa considerando diferentes geometrias de células unitárias em arranjos 3×3 , incluindo SqRR padrão, SqRR com fenda, ressonador de anel (*Ring Resonator* (RR)) e ressonador de anel com fenda (*Split-Ring Resonator* (SRR)). Todas as configurações mantêm dimensões externas de $W_9 = 1,5$ mm e internas de $W_{10} = 0,36$ mm, sendo introduzido um *gap* de 0,2 mm nas geometrias com fenda. Os resultados indicam que a resposta de S_{11} é sensível à geometria das células, com o arranjo de SRR apresentando melhoria no coeficiente de reflexão, porém com deslocamento da frequência de ressonância para fora da banda alvo. Por outro lado, o ganho realizado mantém-se praticamente constante ao longo da banda FR2, evidenciando a robustez do desempenho de irradiação frente às variações geométricas das células unitárias.

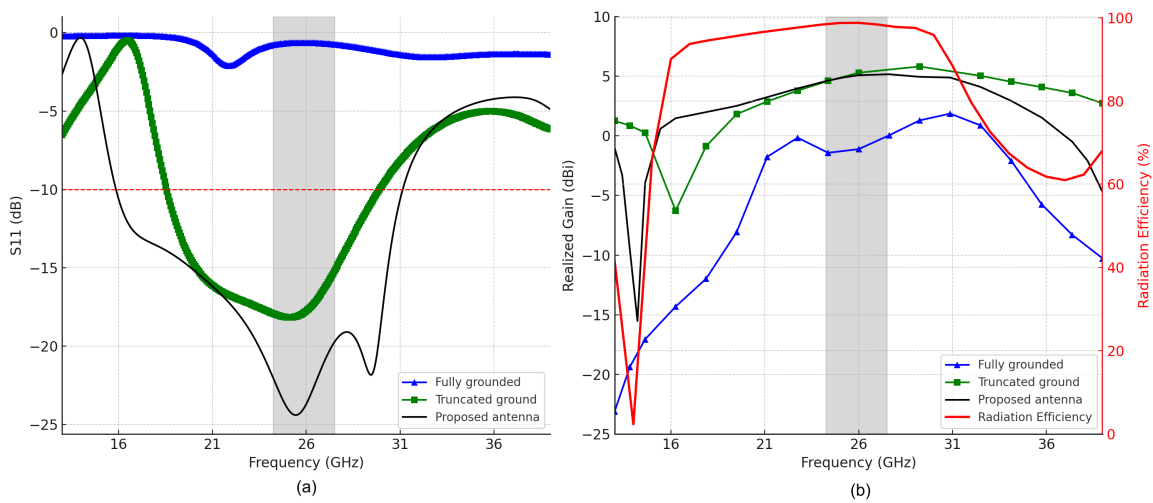


Figura 12: (a) Coeficiente de reflexão (S_{11}) e (b) ganho realizado para as três configurações analisadas.

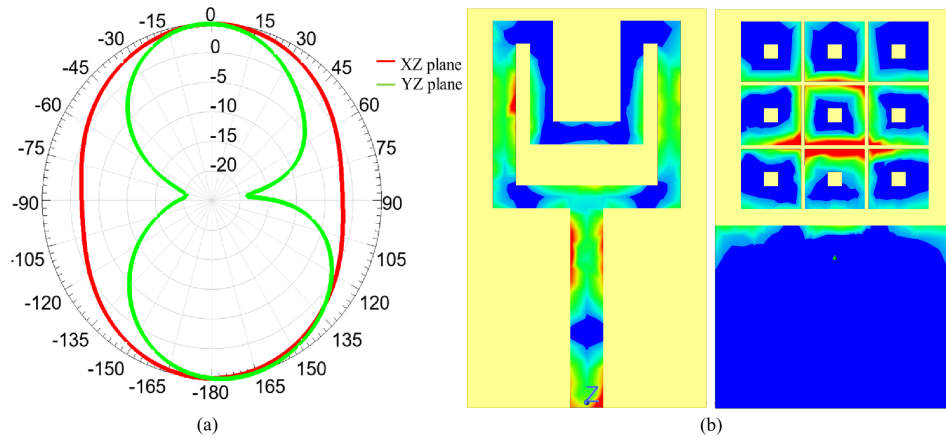


Figura 13: (a) Diagramas de irradiação nos planos xz e yz em 26 GHz e (b) distribuição do campo elétrico na frequência de ressonância.

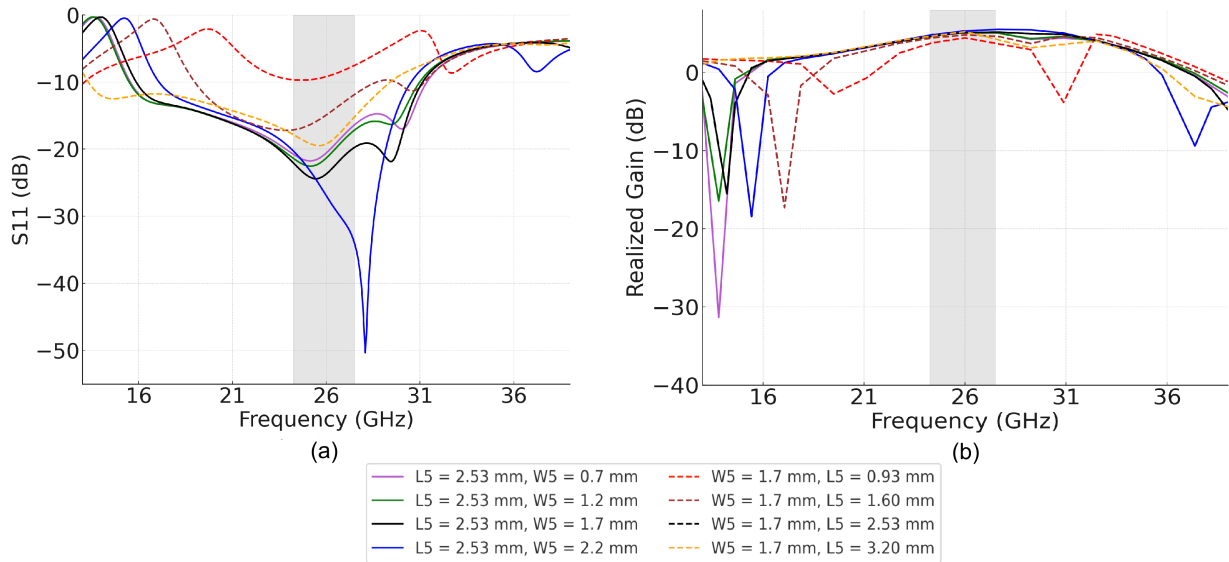


Figura 14: (a) Influência das variações de L_5 e W_5 no coeficiente de reflexão e (b) impacto correspondente no ganho realizado.

Este desenvolvimento demonstrou:

- Capacidade de projeto de antenas compactas para a faixa FR2 (24,25–29,5 GHz);
- Integração eficiente de metassuperfícies como mecanismo de engenharia de casamento de impedância;
- Consolidação de metodologia robusta de modelagem e otimização em ondas milimétricas;
- Geração de produção científica qualificada em conferência internacional IEEE.

Os resultados obtidos no âmbito deste projeto estabelecem uma base tecnológica consistente para o desenvolvimento de arquiteturas mais avançadas, incluindo soluções reconfiguráveis, integração com materiais ativos e aplicações em sistemas 5G e futuras gerações como a Sexta Geração de Rede Móvel Celular (6G). Como desdobramentos futuros, destacam-se a validação

experimental das estruturas propostas e a investigação de geometrias otimizadas de células de metassuperfície com vistas à ampliação da largura de banda e ao aprimoramento das características de radiação.

Os resultados apresentados foram publicados no *2025 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2025)*.

- Flávio R. Simões, Evandro C. Vilas Boas, Felipe A. P. de Figueiredo and William O. F. Carvalho, “Compact Meandered Loop Monopole Antenna with Metasurface for 5G FR2 Band,” in *2025 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Campina Grande, Brazil, 2025, pp. 286-290, DOI: 10.1109/IMOC65414.2025.11365763.

4.1.2 Antenas planares para MIMO 2 x 2 na faixa UHF

No âmbito do projeto, foi conduzida uma linha de pesquisa dedicada ao desenvolvimento de antenas planares operando na faixa UHF, com foco em aplicações em TVWS. Também conhecidas como antenas planares, antenas impressas ou antenas *patch*, esses dispositivos em frequência ultra-alta, UHF, apresentam algumas limitações de eficiência de irradiação e, conseqüentemente, ganho realizado [29]. Entretanto, diferentemente das soluções em ondas milimétricas, o grande comprimento de onda na faixa UHF impõe desafios relacionados às dimensões físicas dos elementos radiantes, especialmente em configurações do tipo planar, que naturalmente apresentam tamanho elevado.

Nesse contexto, técnicas de miniaturização tornam-se essenciais. Abordagens baseadas em modificação geométrica do elemento radiador, incluindo o uso de trajetórias meandradas, inserção de ranhuras e perturbações estruturais, permitem aumentar o comprimento elétrico da antena sem expansão proporcional de sua área física [29,30]. Adicionalmente, o emprego de planos de terra modificados, incluindo configurações truncadas ou parcialmente estruturadas como *Defected Ground Structure* (DGS) ou geometrias fractais [29,30], possibilita ajustes finos no casamento de impedância e na resposta em frequência. Em paralelo, estratégias de engenharia eletromagnética envolvendo estruturas como *Frequency Selective Surface* (FSS) e metamateriais

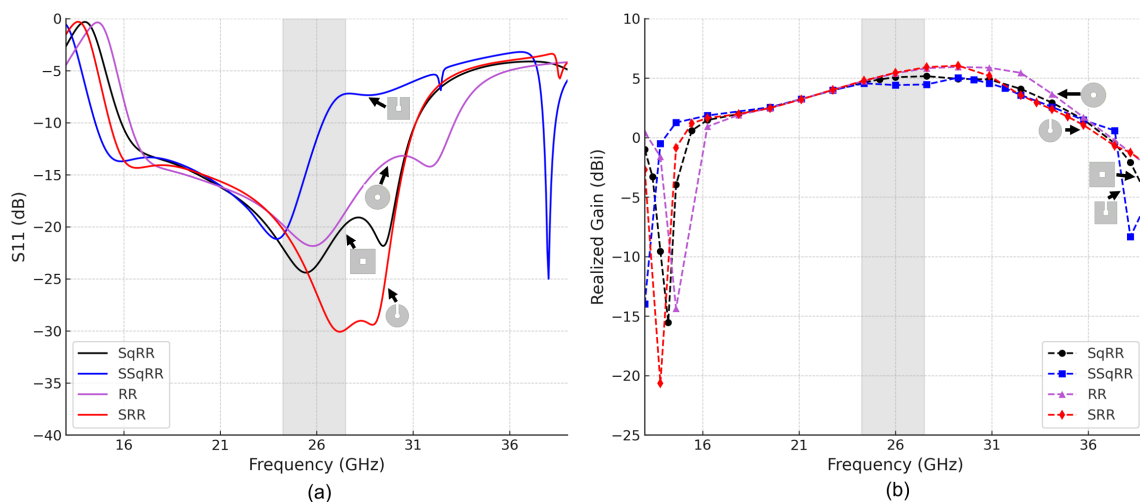


Figura 15: (a) Comparação do coeficiente de reflexão para diferentes geometrias de células unitárias e (b) ganho realizado correspondente.

podem ser utilizadas para controlar correntes de superfície e melhorar o desempenho em termos de largura de banda e eficiência [29, 31, 32].

O principal desafio técnico associado a antenas planares em UHF reside, portanto, na obtenção de estruturas compactas que mantenham níveis adequados de ganho, eficiência de irradiação e casamento de impedância. Dessa forma, esta etapa do projeto contemplou a investigação de novas abordagens para compactação estrutural, buscando reduzir a área ocupada sem comprometer significativamente o desempenho eletromagnético. Essa iniciativa representa uma contribuição relevante no contexto do Brasil 6G em aplicações TVWS, em que a combinação entre frequência relativamente baixa, eficiência espectral e dispositivos compactos é um fator crítico para viabilização prática de soluções de baixo custo.

A seguir, são descritos os aspectos técnicos das antenas desenvolvidas, incluindo geometria, metodologia de projeto e resultados obtidos. Adicionalmente, o objetivo técnico desta linha de pesquisa consiste no desenvolvimento de antenas planares compactas capazes de operar nas frequências de UHF, especificamente nas frequências centrais de 560 e 680 MHz, com largura de banda mínima de 24 MHz em cada faixa de operação. Essa especificação foi definida de modo a atender aos requisitos típicos de sistemas baseados em TVWS nas frequências licenciadas pela Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) para as pesquisas no Inatel. Foram exploradas estratégias baseadas na modificação geométrica do elemento *patch*, na engenharia da linha de alimentação e em técnicas para aumento das bandas de operação, com o objetivo de reduzir as dimensões elétricas da estrutura e manter o desempenho eletromagnético adequado. As modelagens eletromagnéticas foram realizadas por meio de simulações de onda completa no *software* CST Studio Suite®, permitindo avaliar com precisão o impacto das técnicas de miniaturização ainda na fase de projeto, antes da prototipagem e validação experimental. Foram considerados parâmetros de desempenho como coeficiente de reflexão (S_{11}), largura de banda, distribuição de corrente superficial, padrão de irradiação e eficiência de radiação. Depois, as antenas desenvolvidas em ambiente computacional foram fabricadas e medidas em ambientes *indoor* para emular as condições de cenário real de comunicação. Nessa etapa, realizaram-se medidas para a caracterização dos protótipos para comparar qualitativamente com os resultados simulados.

As antenas planares para operação em UHF são alternativas atrativas para sistemas de comunicação TVWS, devido ao baixo perfil, ao custo reduzido e à facilidade de integração com circuitos de *Radio Frequency* (RF). Entretanto, conforme discutido no item anterior, o maior comprimento de onda nessa faixa impõe desafios de compactação, eficiência de radiação, casamento de impedância e isolamento entre portas. Nesse contexto, técnicas MIMO baseadas em diversidade de polarização tornam-se especialmente interessantes, pois permitem explorar modos ortogonais em um mesmo elemento eletromagnético, sem a necessidade de grande separação física entre elementos radiantes e contribuindo para menor correlação entre canais [33, 34]. Além disso, antenas planares duplamente polarizadas têm sido investigadas como soluções compactas para obtenção de múltiplas portas, alta isolamento e operação com polarizações ortogonais [35, 36].

A Figura 16 ilustra a geometria proposta para a antena planar duplamente polarizada em UHF por meio da excitação de modos ortogonais entre si. A estrutura é formada por um substrato de *Flame Retardant 4* (FR-4) com espessura t_s e de dimensões totais $L \times W$, sobre o qual são impressos os condutores de cobre correspondentes ao *patch*, às linhas de alimentação e aos dipolos auxiliares. O elemento radiante principal é definido pelas dimensões L_P e W_P , enquanto as dimensões dos dipolos lateral e inferior próximos ao *patch* são caracterizados por l_{arm} e w_{arm} . Esses dipolos, com um ponto de curto através de uma via até o plano terra do lado oposto da antena (*short via*), auxiliam no ajuste da frequência de ressonância. A alimentação é realizada por duas vias de alimentação (*feeding vias*), conectadas aos conectores

SubMiniature version A (SMA) a partir do plano de terra, permitindo a excitação de modos com polarizações ortogonais. Dessa forma, a configuração proposta possibilita a implementação de uma arquitetura MIMO 2×2 por diversidade de polarização: uma porta excita o modo associado à polarização horizontal (x -pol), enquanto a outra porta excita o modo associado à polarização vertical (y -pol). Por fim, as linhas de alimentação são descritas pelos parâmetros l_f e w_f , ao passo que o espaçamento g controla o acoplamento eletromagnético entre a alimentação e o patch.

A Figura 17 apresenta a interface do ambiente computacional do CST Studio Suite® utilizada na modelagem e simulação da antena planar proposta para operação com dupla polarização para 560 MHz. Na figura, observa-se a representação tridimensional da estrutura, composta

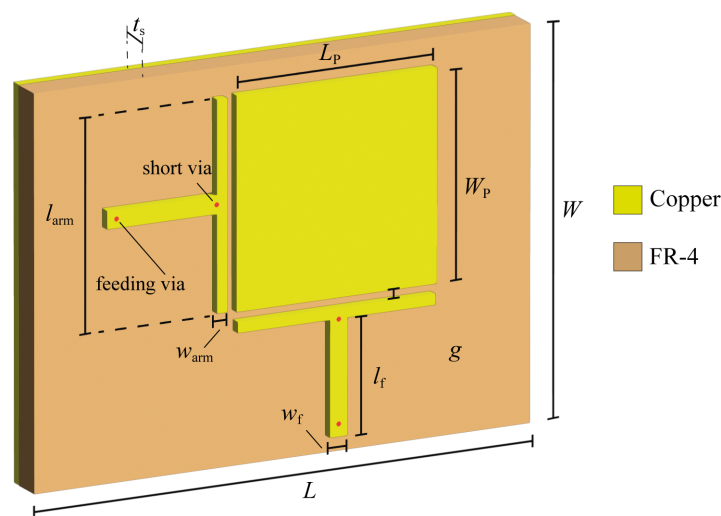


Figura 16: Representação esquemática da antena planar para MIMO 2×2 e os parâmetros geométricos.

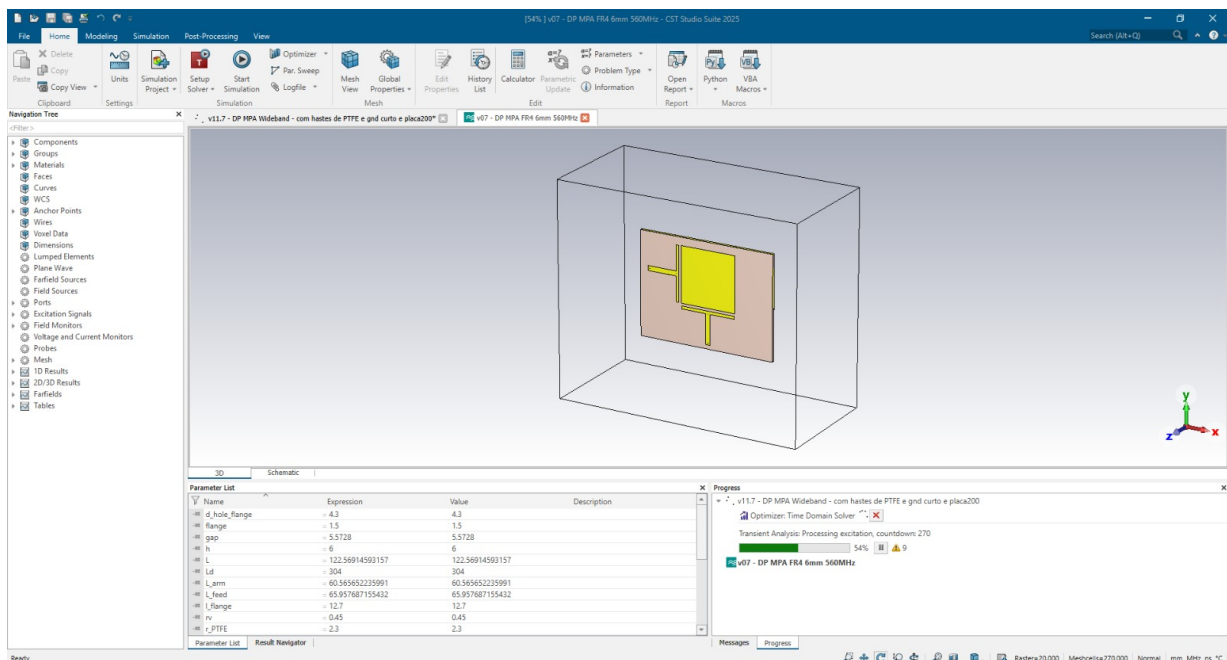


Figura 17: Interface do software CST Studio Suite®.

Tabela 2: Parâmetros Geométricos das Duas Antenas Impressas Duplamente Polarizadas para UHF.

Antena para 560 MHz		Antena para 680 MHz	
Parâmetro	Dimensão (mm)	Parâmetro	Dimensão (mm)
L	304	L	300
W	227	W	200
L_P	122,57	L_P	99,97
W_P	122,57	W_P	99,97
l_{arm}	121,13	l_{arm}	90,34
w_{arm}	6,40	w_{arm}	8,09
l_f	66,96	l_f	43,36
w_f	10,55	w_f	8,73
g	5,57	g	5,48

pelo elemento radiante impresso (*patch*) sobre o substrato dielétrico FR-4, bem como a região de ar circundante. Destaca-se, na interface, a organização hierárquica do projeto por meio da árvore de navegação, na qual são definidos os componentes geométricos, materiais, portas de excitação, monitores de campo e resultados. A geometria da antena evidencia também as linhas de alimentação, projetadas de forma a possibilitar a excitação de modos ortogonais, em consonância com a proposta de implementação de uma arquitetura MIMO 2×2 baseada na diversidade de polarização. A definição paramétrica das dimensões geométricas, apresentada na janela inferior, permite a realização de ajustes finos e varreduras paramétricas. Observa-se ainda, na região inferior da interface, o progresso da simulação utilizando o *Time Domain Solver* para a obtenção das respostas no domínio da frequência. A modelagem considera a definição implícita das condições de contorno abertas (*open space*), para a representação do ambiente de propagação. Adicionalmente, o ambiente do CST Studio Suite[®] integra ferramentas de pós-processamento que permitem a extração de parâmetros relevantes, tais como coeficientes de reflexão S_{11} e S_{22} , relacionados às portas 1 (x -pol) e 2 (y -pol), respectivamente, e o acoplamento entre portas (S_{21} e S_{12}). Além disso, parâmetros como ganho realizado, eficiência de irradiação e distribuições de campo eletromagnético são obtidos no pós-processamento das simulações realizadas.

No CST Studio Suite[®], a antena foi projetada utilizando o substrato FR-4, caracterizado por permissividade relativa $\epsilon_s = 4,3$, tangente de perdas $\tan \delta = 0,02$ e espessura de 6 mm. As camadas condutoras foram modeladas como cobre, com condutividade de $5,8 \times 10^7$ S/m e espessura de 35 μm . O processo de otimização foi conduzido considerando duas antenas planares separadas, ou seja, uma antena foi otimizada tendo como alvo a frequência central de 560 MHz, enquanto a outra antena foi otimizada tendo como alvo a frequência central de 680 MHz, sendo os parâmetros geométricos otimizados apresentados na Tabela 2. As antenas resultantes apresentam dimensões compactas, com área total de $W \times L = 227 \times 304 \text{ mm}^2$ e $W \times L = 200 \times 300 \text{ mm}^2$ para 560 MHz e 680 MHz, respectivamente.

A Figura 18 apresenta os parâmetros de espalhamento das antenas propostas em configuração MIMO 2×2 , no qual cada antena opera separadamente nas duas bandas de operação: 560 MHz (gráfico à esquerda) e 680 MHz (gráfico à direita). Em ambos os casos, são apresentados os coeficientes de reflexão (S_{11} e S_{22}) e os coeficientes de transmissão (S_{21} e S_{12}),

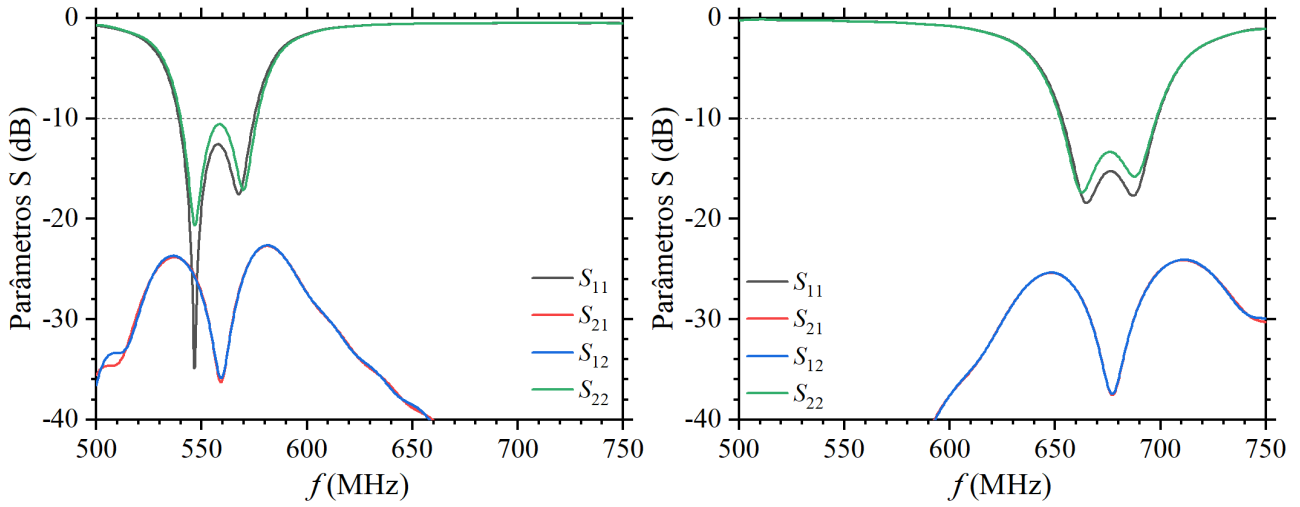


Figura 18: Parâmetros S , expressos em dB, das antenas desenvolvidas para (a) 560 MHz e (b) 680 MHz.

permitindo uma avaliação completa do desempenho em termos de casamento de impedância e acoplamento entre portas. Para a antena operando em 560 MHz (Figura 18(a)), observa-se que os parâmetros S_{11} e S_{22} apresentam mínimos pronunciados próximos à frequência de projeto, atingindo valores inferiores a -10 dB, o que indica bom casamento de impedância para ambas as portas com largura de banda obtida de 35 MHz. Em relação ao acoplamento entre portas, os parâmetros S_{21} e S_{12} mantêm-se abaixo de -23 dB em toda a faixa de interesse, evidenciando elevada isolação entre os elementos do arranjo. De forma análoga, para antena operando em 680 MHz (Figura 18(b)), os coeficientes de reflexão também apresentam comportamento adequado, com valores de S_{11} e S_{22} inferiores a -10 dB na região de interesse, centrada em torno da frequência alvo, com largura de banda obtida de 46 MHz. O acoplamento entre portas permanece reduzido, com S_{21} e S_{12} tipicamente inferiores a -24 dB.

Os resultados obtidos demonstram que a arquitetura proposta, baseada na excitação de modos ortogonais e na diversidade de polarização, é eficaz na mitigação do acoplamento mútuo entre os elementos horizontais e verticais. Essa característica implica em baixa correlação entre os canais, o que é fundamental para o aumento da capacidade do sistema e melhoria do desempenho. Além disso, o adequado casamento de impedância em ambas as bandas assegura uma eficiente transferência de potência, enquanto a baixa magnitude dos coeficientes de transmissão confirma a elevada isolação entre as portas, requisitos atendidos para aplicações MIMO no âmbito das comunicações por plataformas TVWS.

As características de irradiação das antenas como diretividade (D), ganho (G) e ganho realizado (G_r) são particularmente relevantes para analisar a eficiência da irradiação para garantir a robustez na comunicação em cenários reais. A Figura 19 apresenta estes parâmetros das antenas propostas, considerando as duas frequências de operação: 560 MHz (Figura 19(a)) e 680 MHz (Figura 19(b)). Para ambas as antenas, observa-se que a diretividade atinge valores na faixa de aproximadamente 5 a 6,5 dBi ao longo de cada banda, indicando um padrão de irradiação moderadamente diretivo. O ganho das antenas apresenta um pico próximo de 2 dBi nas respectivas frequências de ressonância. No entanto, os valores de G_r nas regiões de operação aproximam-se de G , indicando boa eficiência de radiação. De modo geral, a diferença entre D e G reflete as perdas intrínsecas do sistema, enquanto a discrepância entre G e G_r evidencia os efeitos do descasamento de impedância. Considerando que os resultados numéricos indicaram

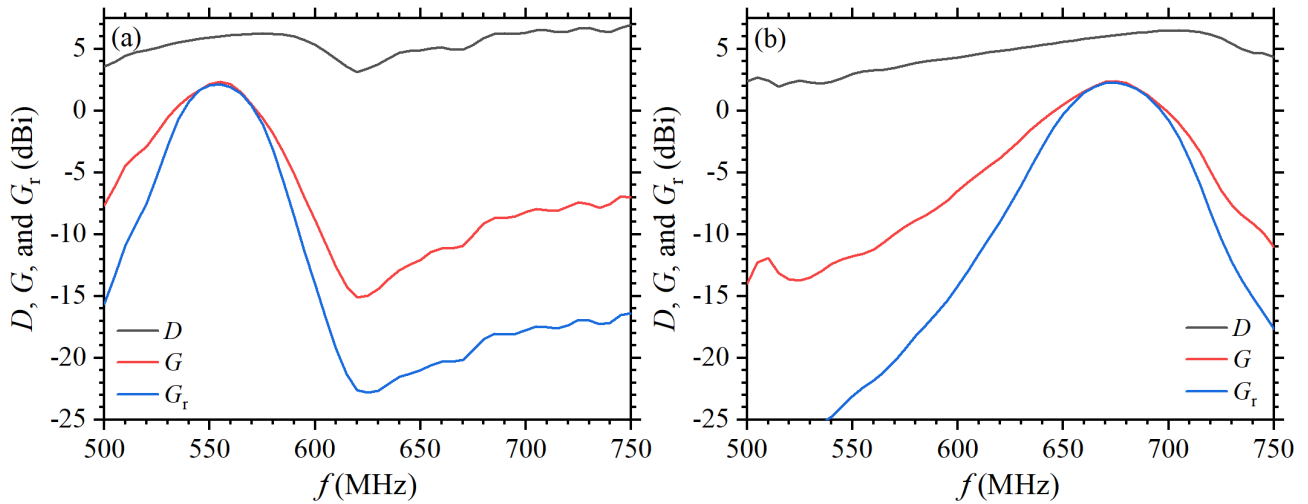


Figura 19: Diretividade (preto), ganho (vermelho) e ganho realizado (azul) das antenas desenvolvidas para (a) 560 MHz e (b) 680 MHz.

ganho realizado da ordem de $G_r \approx 2$ dBi, o desempenho obtido é mais adequado a cenários TVWS para aplicações *indoor*, equipamentos portáteis e terminais nomádicos, em vez de enlaces externos de longa distância com maior exigência de ganho. Esse enquadramento é compatível com o contexto regulatório e normativo de TVWS, no qual são previstos dispositivos de espectro ocioso e diferentes classes de operação, incluindo equipamentos fixos e portáteis/não fixos em faixas de TV/ *Very High Frequency* (VHF)/UHF [3, 14, 37].

A Figura 20 apresenta a distribuição do campo elétrico próximo ($|E|$) para as antenas propostas operando em 560 e 680 MHz, considerando a excitação independente de cada porta do sistema. As Figuras 20(a)-(b) correspondem à antena projetada para 560 MHz, enquanto as Figuras 20(c)-(d) referem-se à antena operando em 680 MHz. Em cada caso, são analisadas as excitações horizontais (x -pol) e verticais (y -pol), respectivamente, com o objetivo de evidenciar a capacidade da estrutura em suportar modos pouco acoplados entre si. Em ambas as antenas (em suas respectivas frequências de operação) observa-se que, sob excitação horizontal (x -pol), o campo elétrico concentra-se predominantemente ao longo das regiões horizontais da estrutura, indicando a excitação de um modo associado à polarização ao longo do eixo x . Por outro lado, quando a antena é excitada verticalmente (y -pol), a distribuição de campo se organiza com maior intensidade ao longo das regiões verticais, caracterizando um modo ortogonal associado

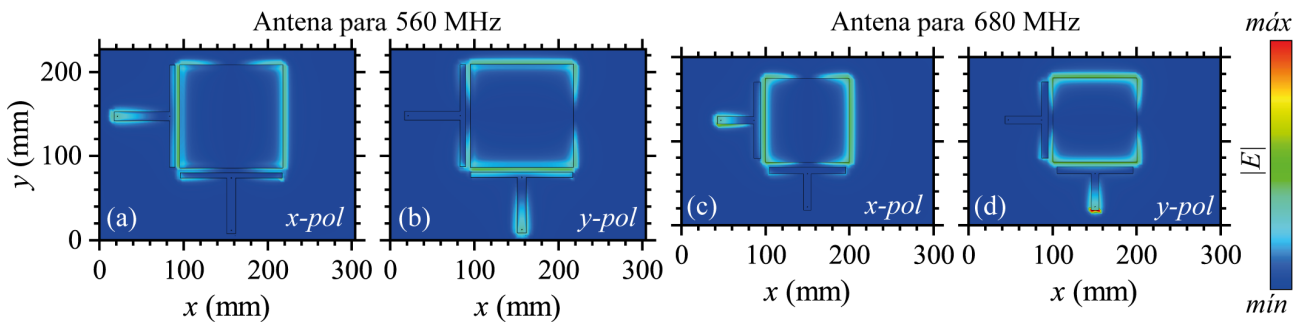


Figura 20: Campo elétrico próximo normalizado em condição de ressonância das antenas desenvolvidas para (a)-(b) 560 MHz e (c)-(d) 680 MHz, considerando as excitações horizontais (x -pol) e verticais (y -pol).

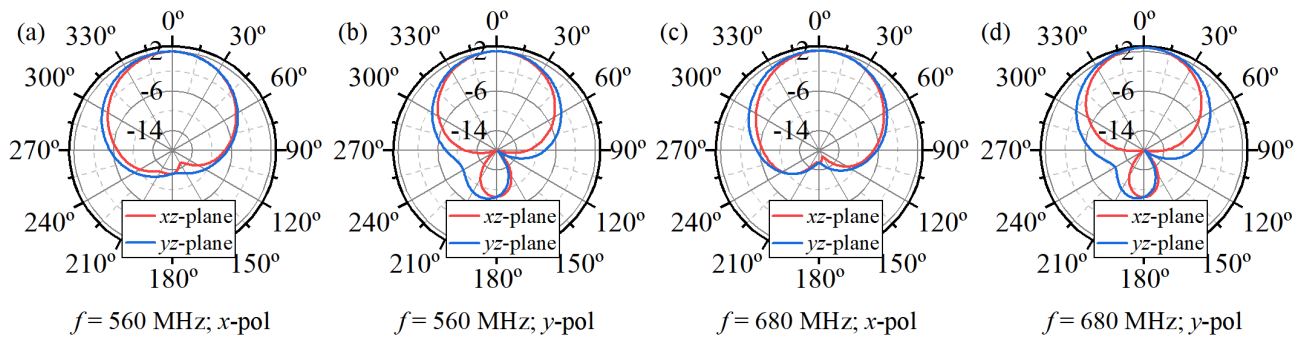


Figura 21: Diagrama de irradiação do ganho realizado nos planos de corte xz e yz das antenas para (a)-(b) 560 MHz e (c)-(d) 680 MHz, considerando as excitações horizontais (x -pol) e verticais (y -pol).

à polarização no eixo y .

A Figura 21 apresenta os diagramas de irradiação do ganho realizado das antenas propostas nos planos principais. Os resultados são apresentados para ambas as excitações ortogonais em suas respectivas frequências de operação. Especificamente, a Figura 21(a) mostra as características de irradiação nos planos xz e yz da antena para $f = 560$ MHz sob excitação com polarização em x . A antena apresenta um padrão de irradiação com uma abertura de feixe moderada, com um lóbulo principal bem definido centrado em torno de 0° , indicando irradiação eficiente na direção normal à superfície do plano da antena. Os diagramas em ambos os planos são relativamente simétricos, com pequenas variações atribuídas à assimetria introduzida pela estrutura de alimentação. A Figura 21(b) apresenta os diagramas correspondentes da antena para $f = 560$ MHz sob excitação com y -pol. Observa-se uma abertura de feixe semelhante. Entretanto, pequenas diferenças entre os diagramas nos planos xz e yz podem ser notadas, particularmente na região do lóbulo traseiro. Essas variações são esperadas em função da distribuição de corrente excitada nos braços do dipolo, que modifica o mecanismo de irradiação e a distribuição de campo.

Por outro lado, as Figuras 21(c)-(d) apresentam os diagramas de irradiação na antena para $f = 680$ MHz, para excitações com x -pol e em y -pol, respectivamente. Em particular, na Figura 21(c), a antena também apresenta uma abertura de feixe moderada, com boa simetria em ambos os planos principais. De forma semelhante, a Figura 21(d) evidencia um comportamento de irradiação consistente sob excitação com y -pol, embora seja possível observar uma assimetria ligeiramente mais pronunciada e um lóbulo traseiro mais evidente em comparação ao caso com polarização em x .

A Figura 22 apresenta fotografias da etapa de validação experimental das antenas desenvolvidas após o ciclo de modelagem, otimização e análise numérica. Em particular, na Figura 22(a) são mostrados os protótipos fabricados para as frequências centrais de 560 e 680 MHz, em que é possível notar o tamanho reduzido das soluções, mesmo para UHF. A Figura 22(b) ilustra a bancada utilizada para a caracterização dos parâmetros de espalhamento S , na qual a antena sob teste foi conectada a um analisador vetorial de redes, *Vector Network Analyzer* (VNA). Por fim, a Figura 22(c) mostra o *setup* empregado para as medições de padrão de irradiação, composto por uma antena transmissora posicionada à esquerda e pela antena sob teste, *Antenna Under Test* (AUT), atuando como antena receptora, posicionada sobre uma mesa giratória. Durante a medição, a antena sob teste foi rotacionada angularmente para a coleta da resposta de campo distante em diferentes direções.

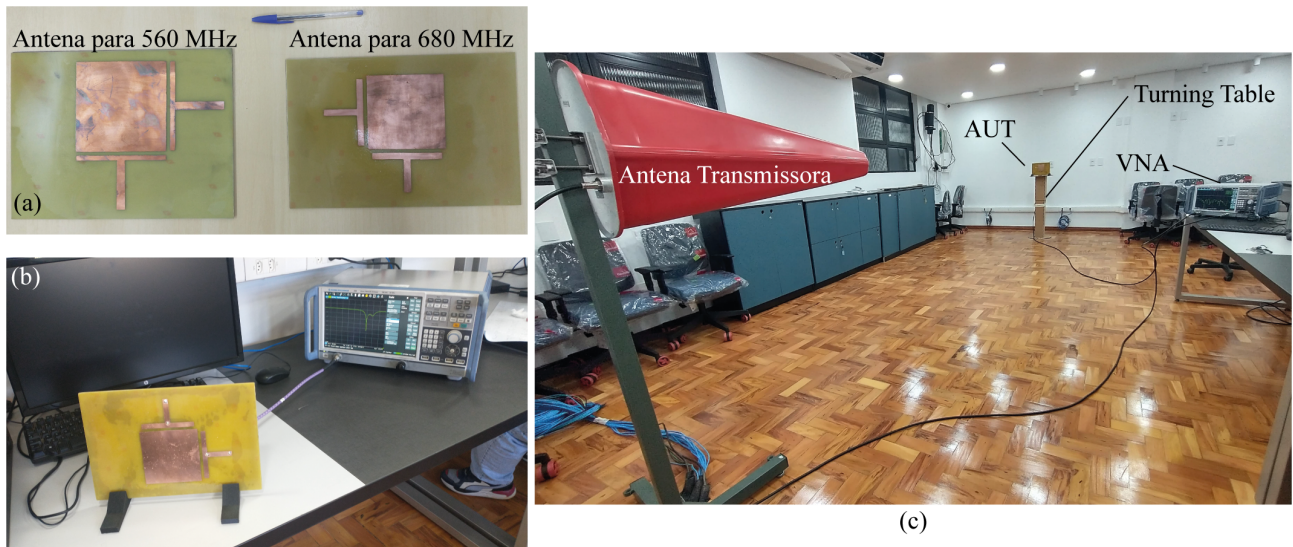


Figura 22: (a) Fotografia dos protótipos para 560 MHz (esquerda) e 680 MHz (direita). Setup experimental para as medidas de (b) parâmetros S e do (c) diagrama de irradiação.

A Figura 23 apresenta a comparação entre as magnitudes dos parâmetros de espalhamento S simulados (aqueles apresentados na Figura 18), representados por linhas tracejadas azuis, e os resultados medidos com o VNA, representados por linhas sólidas vermelhas. As Figuras 23(a)-(d) correspondem à antena projetada para 560 MHz, enquanto as Figuras 23(e)-(h) correspondem à antena projetada para 680 MHz. Para a antena de 560 MHz, observa-se que os coeficientes de reflexão medidos, S_{11} e S_{22} , permanecem abaixo de -10 dB na vizinhança da faixa de operação, com mínimos experimentais da ordem de -15 a -25 dB, indicando bom casamento de impedância para ambas as portas. Os coeficientes de transmissão entre as portas,

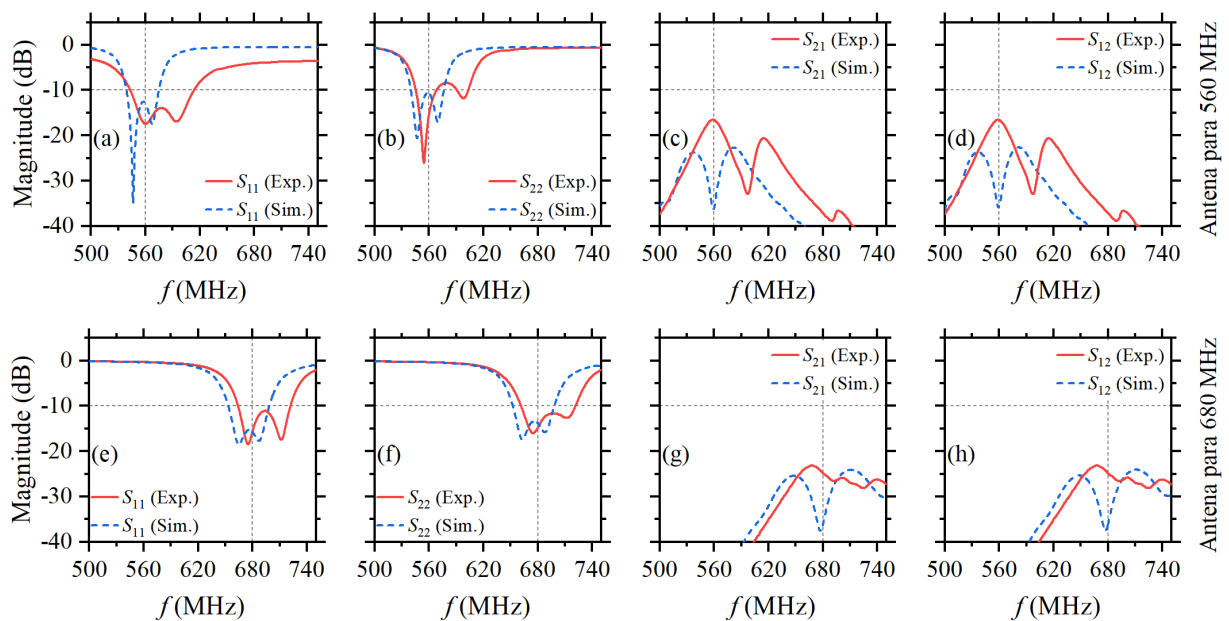


Figura 23: Comparação dos resultados medidos (sólido vermelho) com os simulados (tracejado azul) dos parâmetros S da (a)-(d) antena proposta em 560 MHz e da (e)-(h) antena proposta em 680 MHz.

S_{21} e S_{12} , permanecem tipicamente abaixo de aproximadamente -17 dB, atingindo valores inferiores a -20 dB em parte relevante da banda, o que confirma baixa interação eletromagnética entre as excitações ortogonais. Para a antena de 680 MHz, os resultados medidos também apresentam boa concordância com as simulações, com S_{11} e S_{22} inferiores a -10 dB em torno da região de interesse e mínimos próximos de -18 dB. Além disso, os parâmetros S_{21} e S_{12} permanecem em níveis reduzidos, aproximadamente entre -22 e -30 dB na faixa de operação. Pequenos deslocamentos de frequência e diferenças na profundidade dos mínimos de ressonância são esperados e podem ser atribuídos a tolerâncias de fabricação, variações nas propriedades eletromagnéticas do substrato FR-4, perdas adicionais em conectores, soldas e cabos, bem como à condição de medição em ambiente não-anechoico. De modo geral, os resultados experimentais confirmam a operação das antenas nas faixas propostas e possibilitam a estratégia de diversidade de polarização para uma configuração MIMO 2×2 .

A Figura 24 apresenta a comparação entre os padrões de irradiação simulados, representados por linhas tracejadas azuis, e os padrões medidos, representados por linhas sólidas vermelhas. Em razão de limitações práticas durante a etapa de medição, não foi possível caracterizar todos os planos principais para ambas as polarizações x -pol e y -pol, como já visto na Figura 21. Assim, os resultados apresentados devem ser interpretados como cortes representativos do campo distante, preferencialmente em termos normalizados, com foco na comparação da forma angular

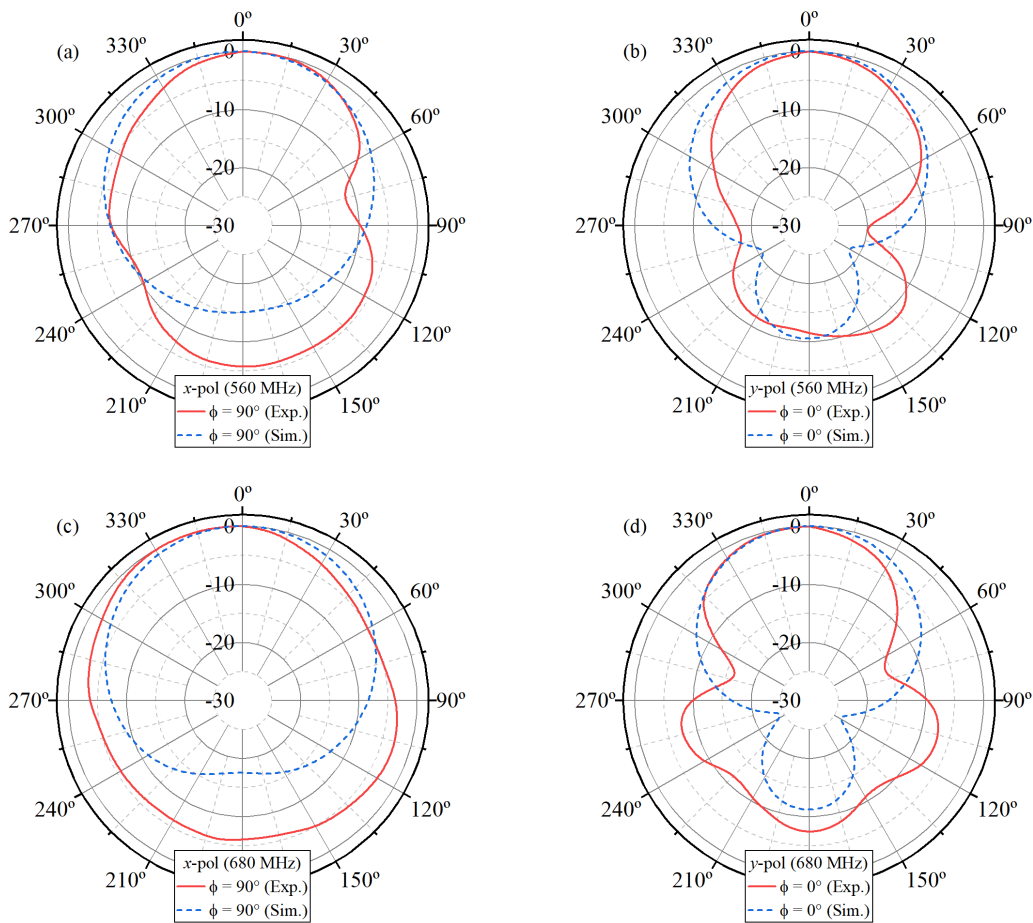


Figura 24: Comparação dos resultados medidos (sólido vermelho) com os simulados (tracejado azul) dos diagramas de irradiação da (a)-(b) antena proposta em 560 MHz e da (c)-(d) antena proposta em 680 MHz.

dos diagramas. Na Figura 24(a), referente à antena de 560 MHz em x -pol no plano $\phi = 90^\circ$ (plano yz), o padrão medido preserva a tendência de irradiação frontal prevista em simulação, com lóbulo principal amplo em torno de 0° . Na Figura 24(b), correspondente à antena de 560 MHz em y -pol no plano $\phi = 0^\circ$ (plano xz), o resultado experimental também reproduz o comportamento geral do padrão simulado, incluindo a presença de regiões de menor irradiação nas laterais, embora com discrepâncias mais perceptíveis na profundidade dos nulos e no nível dos lóbulos secundários. Para a antena de 680 MHz, a Figura 24(c) mostra boa concordância qualitativa entre simulação e medição no plano $\phi = 90^\circ$ (plano yz), com manutenção de um padrão amplo e relativamente estável. Já a Figura 24(d), referente à polarização y -pol no plano $\phi = 0^\circ$ (plano xz), evidencia maior sensibilidade a assimetrias e imperfeições experimentais, com diferenças mais acentuadas nas regiões de nulos e lóbulos traseiros. Tais desvios são compatíveis com medições realizadas em ambiente não ideal, sujeito a reflexões do piso e de objetos próximos, limitações de alinhamento angular associado ao posicionamento da antena sob teste na mesa giratória. Apesar dessas diferenças, os resultados medidos confirmam a manutenção das principais características previstas numericamente, em especial a irradiação frontal ampla, a coerência dos cortes principais e a viabilidade da excitação de modos ortogonais. Em conjunto com os parâmetros S medidos, esses resultados reforçam o potencial das antenas propostas para aplicações mais compactas em cenários TVWS *indoor*, portáteis e de curta/média distância [31, 32].

Os resultados apresentados demonstram claramente que a arquitetura proposta permite a excitação de modos de polarização ortogonais em ambas as frequências de operação, o que é fundamental para a implementação eficiente de sistemas MIMO 2×2 . A separação espacial dos máximos de campo e a distinta distribuição dos modos indicam baixo acoplamento eletromagnético entre as portas, corroborando os resultados previamente observados nos parâmetros de espalhamento S (vide Figura 18). Essa característica implica em baixa correlação entre os canais MIMO, o que favorece o aumento da capacidade do sistema e a robustez do enlace. O padrão de irradiação também mostrou-se robusto qualitativamente, ao passo que a caracterização das antenas satisfaz as condições impostas em sistemas usando TVWS em ambientes *indoor* realísticos.

O estudo apresentado foi escrito em forma de artigo científico para um congresso nacional e até o momento da conclusão deste relatório o artigo encontra-se aceito para o *XLIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2026)*.

- William O. F. Carvalho, Renan A. Santos, Danilo H. Spadoti, and Juliano S. Ferreira, “Ultra-High Frequency Dual-Polarized Microstrip Patch Antennas for TV White Space Applications,” *aceito no XLIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2026)*, Salvador, Brazil.

4.2 Antenas flexíveis

O avanço da agricultura de precisão tem aumentado a demanda por sistemas de comunicação sem fio distribuídos, eficientes e de baixo custo para ambientes rurais. Aplicações como monitoramento da umidade do solo, rastreamento de animais, identificação de insumos, controle de armazenamento, monitoramento ambiental, logística agrícola e integração de sensores em redes *Internet of Things* (IoT) exigem dispositivos que possam ser instalados em campo com baixa complexidade, menor necessidade de manutenção e boa adaptação às condições ambientais [38]. Nesse contexto, sensores inteligentes e sistemas conectados são elementos essenciais

para otimizar o uso de recursos, melhorar a tomada de decisão e aumentar a sustentabilidade das atividades agrícolas.

A banda de UHF é de grande interesse para aplicações no agronegócio, especialmente em sistemas *Radio Frequency Identification* (RFID), sensores sem bateria e soluções de comunicação de curto e médio alcance, devido às suas características favoráveis de propagação, que possibilitam maior alcance, melhor penetração em obstáculos e operação mais robusta em ambientes rurais quando comparada a faixas de frequência mais elevadas. Dispositivos RFID UHF podem ser empregados em etiquetas inteligentes, sensores passivos, monitoramento do solo, rastreabilidade de produtos e identificação de animais ou equipamentos. Trabalhos recentes demonstram o uso de sensores RFID UHF sem bateria para o monitoramento da umidade do solo, integrando antenas, circuitos de identificação e elementos sensores capacitivos. Essa abordagem reduz a dependência de fontes de energia locais e diminui a necessidade de manutenção em campo [39]. Além disso, tecnologias “verdes” para sensores agrícolas sem fio, incluindo RFID, transferência de energia sem fio e fabricação aditiva, também têm sido investigadas como alternativas para viabilizar redes de sensores mais sustentáveis e escaláveis [40].

Entretanto, um desafio importante associado à operação em UHF está relacionado às dimensões físicas das antenas. Antenas convencionais de banda larga, como as log-periódicas comerciais, podem alcançar dimensões da ordem de 1,20 m de comprimento por 0,40 m de largura. Embora sejam adequadas para medições e aplicações que exigem ampla largura de banda e ganho direcional, essas dimensões dificultam sua integração em sensores distribuídos, etiquetas RFID, dispositivos portáteis, embalagens inteligentes, coleiras para animais, drones, máquinas agrícolas e pontos de monitoramento instalados em campo. Além disso, o volume, o peso e a rigidez dessas estruturas aumentam a complexidade de transporte, instalação, manutenção e substituição em diferentes ambientes rurais. Diante dessas limitações, o desenvolvimento de antenas compactas para UHF representa uma estratégia-chave para ampliar a aplicabilidade de sistemas sem fio no agronegócio. A miniaturização permite integrar a antena ao próprio sensor, reduzindo o espaço ocupado e facilitando a instalação em locais com restrição física. Geometrias como dipolos meandrados, antenas impressas e planares, além de carregamentos capacitivos, têm sido exploradas para reduzir as dimensões das antenas sem comprometer sua operação na frequência de interesse. Revisões sobre antenas RFID flexíveis destacam que a eletrônica impressa e o uso de materiais condutivos depositados em substratos flexíveis possibilitam o desenvolvimento de antenas leves, conformáveis e compatíveis com aplicações em larga escala [41].

Entre os materiais alternativos para a fabricação dessas antenas, o papel se destaca como um substrato de grande interesse. Em comparação com estruturas metálicas rígidas e volumosas, o papel oferece baixo custo, baixa massa, flexibilidade, ampla disponibilidade e maior compatibilidade com propostas sustentáveis ou descartáveis. Antenas impressas sobre papel podem ser aplicadas em etiquetas RFID, embalagens inteligentes, sensores ambientais e sistemas de rastreabilidade agrícola. Estudos recentes avaliam não apenas o desempenho eletromagnético dessas estruturas, mas também sua durabilidade, reciclabilidade e impacto ambiental, reforçando o potencial do papel em aplicações de eletrônica impressa e RFID [42]. Além disso, o uso de substratos à base de papel favorece a produção de dispositivos conformáveis, capazes de se adaptar a superfícies curvas, embalagens, recipientes, estruturas plásticas, plantas e demais elementos instalados no ambiente rural. Trabalhos com antenas RFID UHF meandradas sobre substratos de papel demonstram a viabilidade de estruturas flexíveis e compactas, considerando aspectos como posicionamento do *chip*, estabilidade do casamento de impedância e influência da proximidade de materiais dielétricos ou condutivos [43]. Apesar dessas características, a

implementação de antenas em papel ainda enfrenta desafios relacionados à variação de umidade e às condições de instalação pouco controladas, fatores que podem afetar o desempenho do dispositivo ou até comprometer a integridade do substrato devido à absorção de água.

Para contornar essas limitações, no contexto do presente projeto foram desenvolvidas antenas sobre papel que preservam as principais vantagens dessa abordagem, como baixo custo, flexibilidade, leveza e potencial de fabricação sustentável. As antenas propostas operam na banda UHF, conforme será demonstrado no relatório da Atividade 4.4 [44], e incorporam uma camada de material impermeabilizante que não altera seu desempenho eletromagnético. Na sequência, são descritos o processo de projeto e caracterização experimental correspondentes.

4.2.1 Design, simulação e otimização das antenas propostas

A etapa de *design* das antenas foi desenvolvida integralmente no *software* Dassault Systèmes CST Studio Suite®, utilizando o FEM para a análise eletromagnética de ondas completas. Dentro do ambiente de simulação, realizou-se uma análise paramétrica rigorosa para assegurar a robustez do desempenho do dispositivo. Para o modelo computacional, a permissividade dielétrica ϵ_r do papel foi considerada como 3,1, em conformidade com resultados da literatura, enquanto o material condutor foi definido como prata. Resultados a respeito do projeto e da simulação da antenna proposta estão ilustrados na Figura 25.

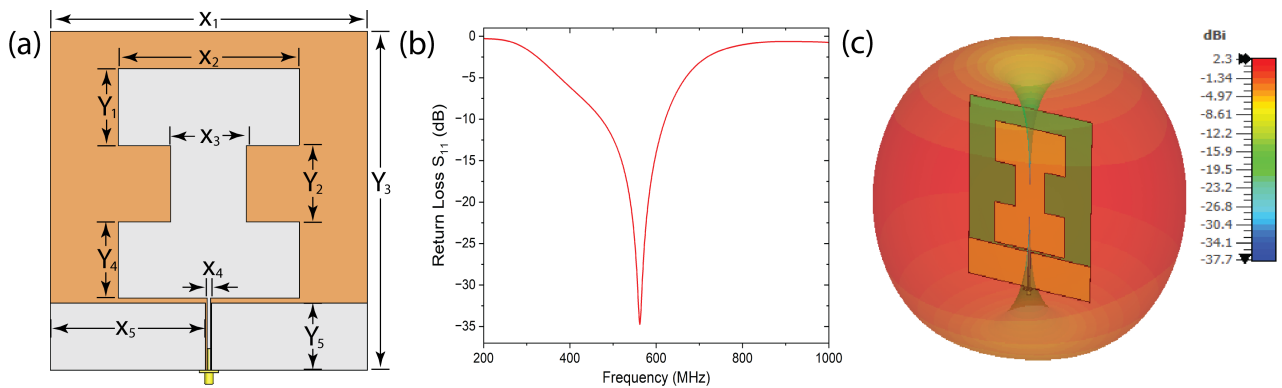


Figura 25: Projeto e simulação da antenna proposta: (a) Geometria detalhada da antenna, cujos parâmetros geométricos (X_n , Y_n) encontram-se especificados na Tabela 3, (b) resposta simulada da perda de retorno (S_{11}) em função da frequência, e (c) padrão de radiação 3D obtido na frequência de ressonância, evidenciando a característica omnidirecional.

Conforme se vê na Figura 25(a), a geometria da antenna baseia-se em uma estrutura de guia de onda coplanar aterrada (*Coplanar Waveguide* (CPW)), caracterizada por um elemento radiante central com ranhuras simétricas que permitem o ajuste fino da indutância e capacitância intrínsecas da estrutura. Os parâmetros geométricos críticos, X_n e Y_n , encontram-se detalhados na Tabela 3. A antenna proposta opera na faixa de frequência entre 490 e 610 MHz, conforme a resposta de perda de retorno (S_{11}) apresentada na Figura 25(b). Adicionalmente, a Figura 25(c) exibe o padrão de radiação tridimensional obtido na frequência de ressonância, evidenciando um comportamento omnidirecional, típico de estruturas do tipo dipolo.

Dada a natureza flexível do substrato de papel, foi fundamental avaliar o comportamento do coeficiente de reflexão, S_{11} , frente a variados raios de curvatura, R , conforme ilustrado na Figura 26(a). O gráfico da Figura 26(b) apresenta a resposta em frequência para diferentes raios de curvatura. Para os raios avaliados, observa-se uma variação limitada da frequência de

Tabela 3: Os parâmetros estruturais específicos da antena proposta (Units: mm).

Parâmetro Geométrico	Valor	Parâmetro Geométrico	Valor
X_1	210	Y_1	53,33
X_2	120	Y_2	53,33
X_3	50	Y_3	236
X_4	2	Y_4	53,33
X_5	103	Y_5	47

ressonância, menor a 1 MHz, indicando que o comportamento eletromagnético do dispositivo é pouco afetado pelas condições de deformação mecânica analisadas. Esses resultados sugerem que o *design* proposto apresenta características compatíveis com aplicações em cenários reais de instalação onde a superfície de montagem pode não ser plana.

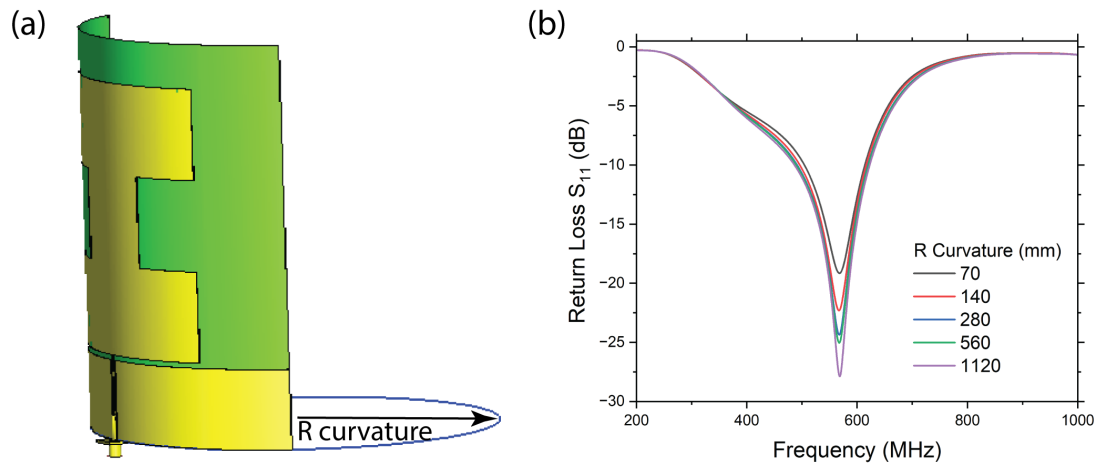


Figura 26: Análise de estabilidade sob deformação mecânica: (a) Modelo computacional da antena ilustrando o raio de curvatura, R , aplicado ao substrato flexível e (b) variação do coeficiente de reflexão, S_{11} , em função da frequência para diferentes raios de curvatura, demonstrando a estabilidade eletromagnética do dispositivo.

É importante destacar que o objetivo central deste projeto não é superar o ganho ou a diretividade de antenas UHF log-periódicas convencionais que, por natureza, são projetadas para longo alcance e alta diretividade, mas sim oferecer uma alternativa otimizada para ambientes confinados. A proposta aqui apresentada foca na redução drástica da volumetria e da intrusividade visual, permitindo a integração eficiente de sistemas de comunicação em espaços reduzidos onde antenas robustas e rígidas seriam inviáveis. Assim, o *design* proposto combina um fator de forma compacto com a eficácia radiante necessária para aplicações de monitoramento e comunicação em curtas distâncias, favorecendo sua integração em ambientes com restrições de espaço.

4.2.2 Metodologia de fabricação

A metodologia empregada na fabricação das antenas é apresentada esquematicamente em cinco etapas (*steps*) na Figura 27. Inicialmente, foi preparada a máscara de *stencil*, por meio da fixação de uma folha de vinil sobre o papel *kraft*, utilizado como substrato flexível. Em

seguida, a geometria da antena foi definida no vinil com o auxílio de uma cortadora comercial Silhouette Cameo, conforme ilustrado na etapa 1. Após o corte, a máscara foi posicionada sobre o substrato e a tinta condutiva flexível à base de prata (Sun Chemical SunTronic, Reino Unido) foi depositada manualmente com o auxílio de um rodo, seguindo a técnica de *screen printing*. Na sequência, a estrutura foi curada em estufa a vácuo a 40 °C durante 50 minutos, etapa essencial para a evaporação do solvente e para a obtenção da condutividade necessária à operação na faixa de 490 a 610 MHz. Posteriormente, a máscara de vinil foi removida manualmente e um *spray* impermeabilizante foi aplicado sobre toda a estrutura radiante e o substrato, com secagem durante um dia. Esse procedimento contribui para aumentar a resistência do dispositivo à umidade, característica particularmente relevante para aplicações em ambientes internos sob condições climáticas tropicais, favorecendo a estabilidade do desempenho das antenas frente a variações de umidade relativa. Por fim, a integração do conector SMA foi realizada com pasta condutiva à base de prata, assegurando a continuidade elétrica entre o terminal do conector e a linha de alimentação da antena. A cura dessa conexão foi conduzida a 120 °C por uma hora, seguida de secagem completa durante três dias, a fim de garantir a polimerização da pasta e a robustez mecânica da interface.

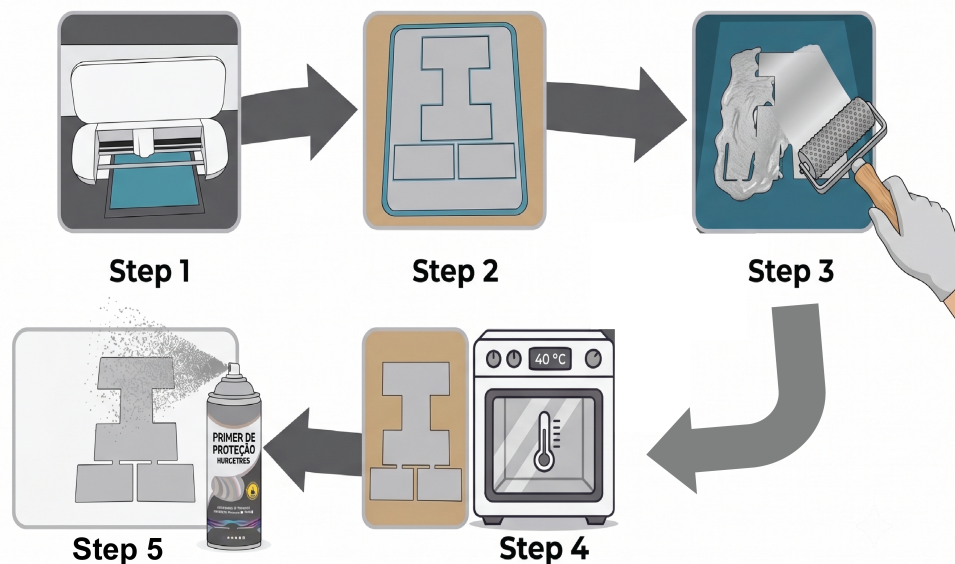


Figura 27: Esquema ilustrativo do processo de fabricação da antena.

4.2.3 Metodologia de caracterização

As antenas fabricadas foram inicialmente caracterizadas utilizando um VNA da Rohde & Schwarz®, por meio da medição do S_{11} . Conforme ilustrado na Figura 28(a), o *setup* experimental foi montado posicionando as diferentes antenas construídas sobre uma base de Teflon, material escolhido por suas propriedades dielétricas favoráveis, visando minimizar interferências no comportamento radiante do dispositivo. Antes de iniciar os procedimentos experimentais, realizou-se a calibração do sistema utilizando o método *Open-Short-Load* (OSL) com um módulo de calibração manual Rohde & Schwarz® ZN-Z129E, garantindo a integridade das medições na interface de conexão.

A medição dos padrões de radiação e do ganho das antenas foi realizada em um ambiente laboratorial de ampla dimensão, conforme exibido nas Figuras 28(b) e 28(c). O *setup* experi-

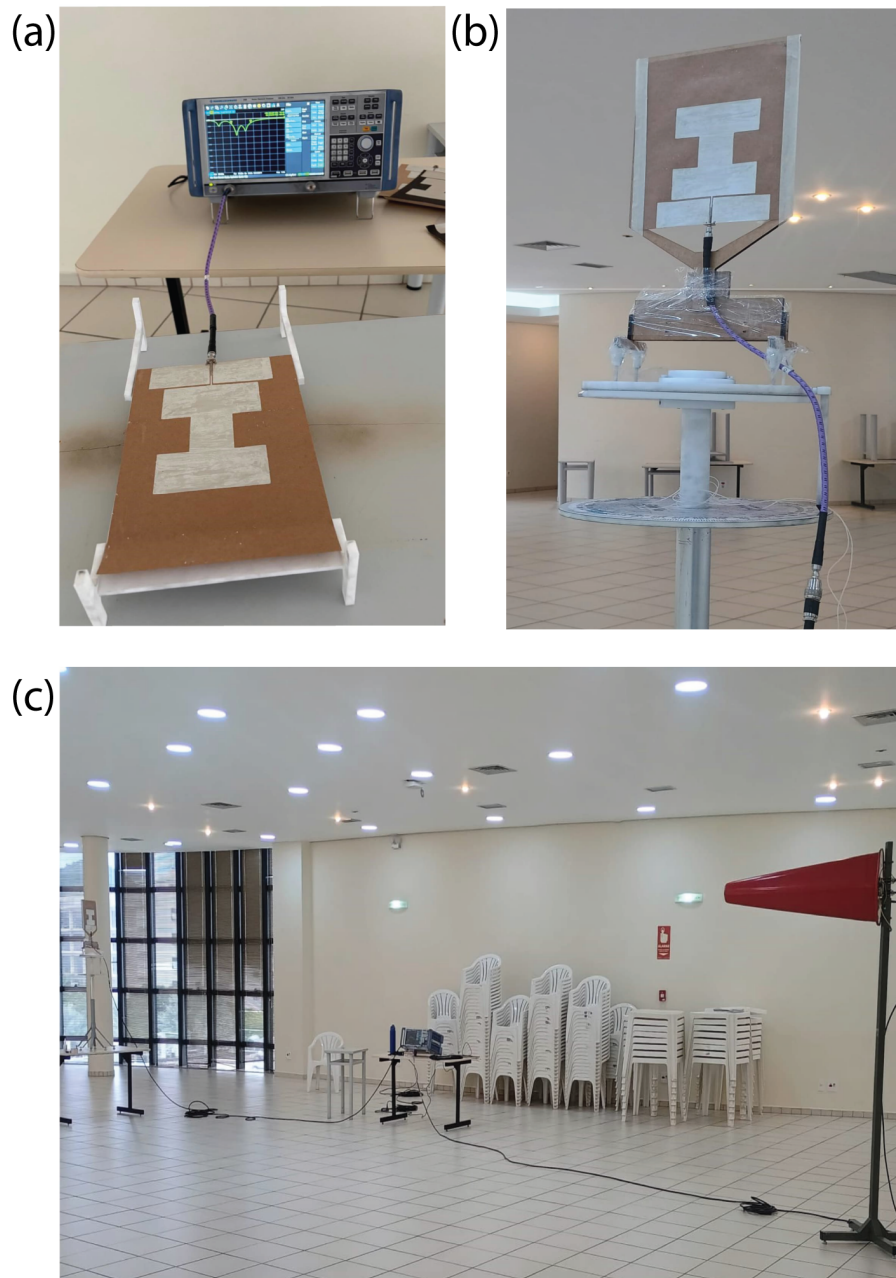


Figura 28: Configuração experimental de caracterização: (a) medição do S_{11} utilizando um VNA, (b) detalhe do protótipo posicionado sobre a mesa rotativa para medição do padrão de radiação, e (c) visão geral do ambiente laboratorial.

mental foi montado posicionando o protótipo sob teste sobre uma mesa rotativa, alinhando-o mecanicamente com uma antena de referência do tipo UHF log-periódica (operando na faixa de 470 a 862 MHz), que atuou como antena receptora. É importante ressaltar que as antenas propostas neste trabalho são apresentadas como uma alternativa às antenas UHF convencionais, particularmente para aplicações em espaços *indoor*, onde a integração espacial e a redução da intrusividade são requisitos prioritários. Para avaliar o desempenho radiante dessas estruturas em condições controladas, estabeleceu-se uma distância de 10 metros entre as antenas, assegurando a operação na região de campo distante e a consequente minimização de efeitos indesejados de acoplamento de campo próximo.

A determinação do padrão de radiação foi conduzida por meio do registro do parâmetro S_{21} , realizando uma varredura angular com passos fixos. O VNA foi configurado para alimentar a antena sob teste, enquanto as ondas eletromagnéticas irradiadas foram captadas pela antena log-periódica de referência. Por fim, para frequências específicas de interesse, o padrão de radiação foi construído normalizando a magnitude de $|S_{12}(\theta, \phi)|$ em relação ao seu valor máximo. Ressalta-se que, devido às limitações operacionais da antena de referência utilizada, a caracterização de desempenho foi realizada até a frequência de 862 MHz.

4.2.4 Análise de resultados experimentais

Os resultados experimentais do coeficiente de reflexão das antenas fabricadas, obtidos conforme o procedimento descrito na seção anterior, são apresentados na Figura 29. O gráfico compara o desempenho das antenas antes e após a aplicação do *spray* impermeabilizante com a resposta teórica obtida via simulação. Observa-se uma boa correlação entre os resultados experimentais e o modelo computacional, particularmente na região das frequências de ressonância superiores, i.e., acima de 500 MHz. É importante ressaltar que esta sub-banda é a de maior interesse para este trabalho, alinhando-se perfeitamente com os requisitos de operação das antenas UHF em aplicações de monitoramento e comunicação *indoor*.

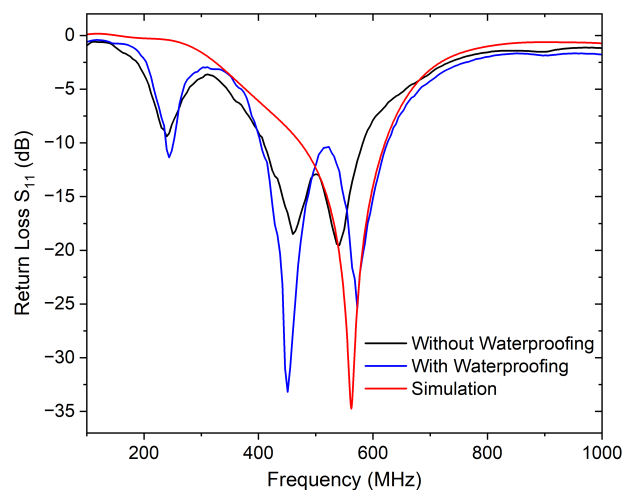


Figura 29: Curvas de perda por retorno sem *spray* impermeabilizante, com *spray* impermeabilizante e teórica.

As leves discrepâncias observadas entre as curvas medidas e a simulação podem ser atribuídas a fatores inerentes ao processo de fabricação e à configuração experimental. Primeiramente, as medições foram realizadas com os protótipos posicionados sobre uma base de Teflon, enquanto a simulação considerou a antena em condições de espaço livre, o que introduz um leve desvio na permissividade efetiva do substrato e deslocamentos na frequência de ressonância. Adicionalmente, nota-se que a aplicação do *spray* impermeabilizante provoca um sutil deslocamento na resposta em frequência. Este efeito é esperado, uma vez que a camada de proteção atua como um dielétrico adicional sobre o elemento radiante, alterando ligeiramente a capacitância efetiva da estrutura. Outras variações podem ser associadas a pequenas irregularidades geométricas nas trilhas condutoras e à aplicação manual da pasta de prata na integração do conector SMA, que influenciam as características indutivas e capacitivas do elemento radiante. Apesar desses fatores, a convergência das curvas valida a eficácia da metodologia de fabricação proposta e demonstra que a antena mantém seu desempenho característico mesmo após a

aplicação da camada de proteção ambiental, garantindo sua viabilidade para uso em ambientes úmidos.

A Figura 30 apresenta o desempenho do ganho e do padrão de diretividade da antenna proposta. Note que, na Figura 30(a), o ganho é reportado a partir de 475 MHz, respeitando a frequência mínima de operação das antenas UHF de referência. Embora o ganho experimental apresente uma atenuação em relação ao modelo ideal em frequências mais elevadas, a antenna mantém um desempenho funcional adequado para o nicho de aplicação proposto, confirmando a viabilidade de sistemas baseados em substratos flexíveis para comunicações de curto alcance. Já a Figura 30(b) exibe o padrão de irradiação na frequência de ressonância, em que a alta concordância entre a curva experimental (preta) e a teórica (vermelha) comprova a manutenção da característica omnidirecional do projeto. As pequenas divergências observadas nas amplitudes laterais do padrão de diretividade são atribuídas a reflexões no ambiente de medição de grandes dimensões e à precisão do alinhamento mecânico entre a antenna em teste e a antenna receptora. Ainda assim, a concordância entre os perfis medido e simulado indica consistência do comportamento de radiação nas condições avaliadas. Esses resultados sugerem que o *design* proposto é adequado para aplicações em que a orientação do dispositivo pode variar, mantendo características de cobertura compatíveis com o uso em ambientes *indoor*.

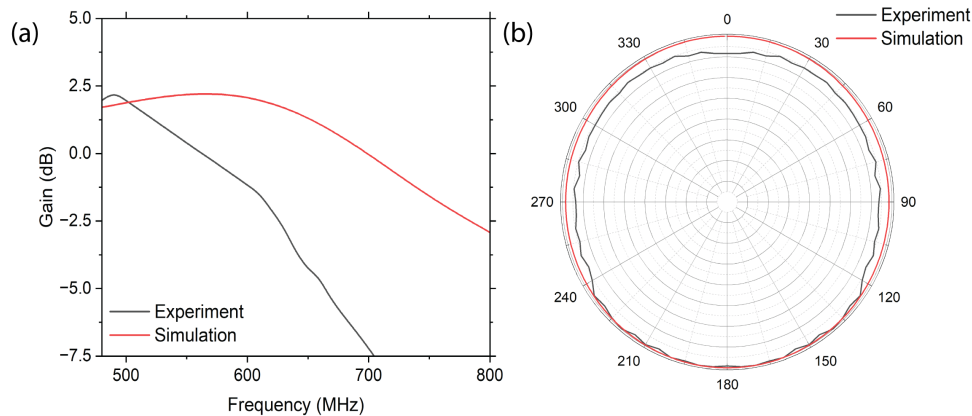


Figura 30: Curvas do (a) ganho da antenna proposta e seu (b) diagrama de irradiação.

Em suma, a convergência entre os perfis medidos e simulados valida a eficácia da metodologia proposta, confirmando que o *design* alcança o equilíbrio pretendido entre compacidade, flexibilidade e estabilidade de irradiação, mesmo em condições de fabricação manual e operação em ambientes reais.

5 Conclusão

Esta segunda parte do relatório apresentou a continuidade das atividades de desenvolvimento, integração e validação tecnológica da rede de acesso no âmbito da Atividade 4.2 da Fase III do Projeto Brasil 6G. Os resultados descritos evidenciam avanços relevantes na consolidação da plataforma experimental, especialmente no que se refere à operação integrada com banco de dados de TVWS, ao aprimoramento da camada física, ao aumento da robustez do enlace e ao desenvolvimento de soluções de antenas compatíveis com diferentes cenários de uso.

As atualizações realizadas na comunicação da rede de acesso com o banco de dados de TVWS contribuem para tornar a operação da plataforma mais aderente ao uso oportunístico do espectro. A otimização das camadas física e de enlace, juntamente com o desenvolvimento da interface de rádio, fortalece a capacidade da rede de operar em canais disponíveis, respeitando as condições de uso do espectro e ampliando sua aplicabilidade em cenários remotos e rurais.

No âmbito da camada física, os avanços em sincronismo, ajuste temporal de transmissão pelos terminais UE e sensoriamento espectral cooperativo representam melhorias importantes para a operação prática da rede. Em especial, o desenvolvimento do centro de fusão de sensoriamento espectral contribui para uma avaliação mais confiável da ocupação dos canais, combinando informações de diferentes pontos da rede e reduzindo limitações associadas a decisões baseadas em medições isoladas. A definição do período de execução do centro de fusão também constitui uma etapa relevante para equilibrar atualização das informações espectrais, complexidade operacional e resposta da rede.

Os mecanismos de entrelaçamento de dados apresentados nesta etapa contribuem para aumentar a robustez do enlace de comunicação. O entrelaçador em bloco, aplicado no domínio de bits ou bytes, atua na redução da concentração de erros em rajada, favorecendo a atuação dos códigos corretores de erro. O entrelaçador no domínio da frequência, por sua vez, busca distribuir os símbolos transmitidos ao longo dos recursos espectrais disponíveis, reduzindo o impacto de interferências localizadas e desvanecimento seletivo. De forma conjunta, esses mecanismos representam uma evolução importante da camada física, pois tornam os erros residuais menos correlacionados e mais tratáveis pelo decodificador.

Também foram apresentados avanços significativos na pesquisa e implementação de antenas, contemplando diferentes soluções para operação em faixas e cenários variados. O desenvolvimento de antenas planares, antenas na faixa de UHF, configurações voltadas a MIMO 2×2 e antenas flexíveis amplia o conjunto de alternativas tecnológicas disponíveis para a plataforma. Essas atividades são essenciais para aproximar os desenvolvimentos da rede de acesso de condições reais de implantação, considerando requisitos de integração, desempenho eletromagnético, portabilidade, flexibilidade de uso e adequação a diferentes aplicações.

De modo geral, os desenvolvimentos apresentados nesta parte do relatório reforçam a evolução da plataforma Brasil 6G como ambiente de pesquisa, prototipação e validação de tecnologias para redes futuras. Os avanços obtidos contribuem para consolidar uma rede de acesso experimental com foco em conectividade para áreas remotas e rurais, integrando mecanismos de uso oportunístico do espectro, sensoriamento, aprimoramentos de camada física, robustez de enlace e soluções de antenas. Assim, esta etapa fortalece a base tecnológica necessária para a continuidade dos testes, integração com aplicações e avaliação da plataforma em cenários cada vez mais próximos das condições reais de operação.

Referências

- [1] M. Shahid, T. Ul Islam, K. Das, S. Babu, D. Qiao, A. Ahmad, J. Song, Z. Zhu, Y. Guan, T. Chakraborty, S. Jog, R. Chandra, and H. Zhang, “Revisiting TVWS for Rural Broadband: Policy Insights from Nationwide Availability Analysis and ARA Field Validation,” in *2026 IEEE International Symposium on Spectrum Innovation (DySPAN)*, 2026, pp. 1–9.
- [2] M. S. B. Cunha, J. d. C. Matos, J. S. Ferreira, A. R. R. Marins, G. Zorello, and L. L. Mendes, “Coexistence Analysis of DTV Signals With 4G, 5G and 5G-RANGE Signals in TVWS,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 75, no. 4, pp. 6705–6716, 2026.
- [3] M. Rahman and A. Saifullah, “A comprehensive survey on networking over tv white spaces,” *Pervasive Mob. Comput.*, vol. 59, p. 101072, 2019.
- [4] Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) Inatel, “Atividade 4.2 - Implementação de tecnologias para testes de campo - Parte 1,” *Projeto Brasil 6G*, Jul. 2025.
- [5] V. Chen, S. Das, L. Zhu, J. Malyar, and P. McCann, “Protocol to Access White-Space (PAWS) Databases,” RFC 7545, May 2015. [Online]. Available: <https://www.rfc-editor.org/info/rfc7545>
- [6] Grupo de Pesquisa em Telecomunicações sem Fio (GTEL), “Grupo de pesquisa em telecomunicações sem fio – universidade federal do ceará,” 2026, acesso em: 22 jul. 2026. [Online]. Available: <https://gtel.ufc.br/>
- [7] Núcleo de Informação e Coordenação do Ponto BR (NIC.br), “Nic.br – quem somos,” 2026, acesso em: 22 jul. 2026. [Online]. Available: <https://www.nic.br/quem-somos/>
- [8] Y. Arjoune and N. Kaabouch, “A comprehensive survey on spectrum sensing in cognitive radio networks: Recent advances, new challenges, and future research directions,” *Sensors*, vol. 19, no. 1, p. 126, 2019.
- [9] D. A. Guimarães, “Spectrum sensing: A tutorial,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 37, no. 1, p. 10–29, Feb. 2022. [Online]. Available: <https://jcis.sbrt.org.br/jcis/article/view/811>
- [10] S. Khamayseh and A. Halawani, “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey on machine learning-based methods,” *Journal of Telecommunications and Information Technology*, vol. 81, no. 3, pp. 36–46, 2020.
- [11] R. G. Nair and K. Narayanan, “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks using machine learning techniques,” *Applied Nanoscience*, vol. 13, pp. 2353–2363, 2023.
- [12] Federal Communications Commission, “47 CFR Part 15, Subpart H – White Space Devices,” Legal Information Institute, Cornell Law School, 2015, source: 80 FR 73070, Nov. 23, 2015. Accessed: 2026-07-03. [Online]. Available: <https://www.law.cornell.edu/cfr/text/47/part-15/subpart-H>
- [13] —, “47 CFR §15.717 – TVBDs that rely on spectrum sensing,” Code of Federal Regulations, Title 47, Chapter I, Part 15, Section 15.717, 2011, accessed: 2026-07-02. [Online]. Available: <https://www.govinfo.gov/content/pkg/CFR-2011-title47-vol1/pdf/CFR-2011-title47-vol1-sec15-717.pdf>

- [14] IEEE, “IEEE Std 802.22-2011: IEEE Standard for Wireless Regional Area Networks—Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications,” IEEE Standards Association, 2011. [Online]. Available: <https://standards.ieee.org/ieee/802.22/4742/>
- [15] J. Lebesse and T. O. Olwal, “Hybrid prediction of TVWS channel occupancy for cognitive radio systems,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, 2025, pp. 140–144.
- [16] H. Kim and K. G. Shin, “In-band spectrum sensing in IEEE 802.22 WRANs for incumbent protection,” *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 9, no. 12, pp. 1766–1782, 2010.
- [17] S. J. Shellhammer, “Spectrum sensing in IEEE 802.22,” in *Proc. Int. Conf. on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM)*, 2008.
- [18] S. Atapattu, C. Tellambura, and H. Jiang, “Spectrum sensing via energy detector in low snr,” in *2011 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. IEEE, 2011, pp. 1–5.
- [19] Z. Li, F. R. Yu, and M. Huang, “A cognitive radio cloud network in TV white spaces,” in *Proc. IEEE INFOCOM Workshops*, 2012.
- [20] W. Zhang, J. Yang, G. Zhang, L. Yang, and C. Kiat Yeo, “TV white space and its applications in future wireless networks and communications: A survey,” *IET Communications*, vol. 12, no. 20, pp. 2521–2532, 2018.
- [21] J. J. A. Arnez, L. da Silva Mello, R. C. Rodriguez, C. A. Medina, and C. P. Gonzalez, “Real time sdr cognitive radio system for cooperative spectrum sensing in the 700 mhz brazilian digital tv band,” in *2018 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*. IEEE, 2018, pp. 791–794.
- [22] C.-H. Liu, A. Azarfar, J.-F. Frigon, B. Sansò, and D. Cabric, “Robust cooperative spectrum sensing scheduling optimization in multi-channel dynamic spectrum access networks,” *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 15, no. 8, pp. 2094–2108, 2016.
- [23] W. Hong, K.-H. Baek, and S. Ko, “Millimeter-wave 5G antennas for smartphones: Overview and experimental demonstration,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6250–6261, 2017.
- [24] W. Hong, K. Baek, Y. Lee, and Y. G. Kim, “Design and analysis of a low-profile 28 GHz beam steering antenna solution for future 5G cellular applications,” in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, Tampa, FL, USA, Jun. 2014, pp. 1–4.
- [25] I. Dioum, M. Clemente, A. Diallo, C. Luxey, J. P. Rossi, and S. M. Farssi, “Meandered monopoles for 700 MHz LTE handsets and improved MIMO channel capacity performance,” *Radioengineering*, vol. 20, no. 4, pp. 726–732, 2011. [Online]. Available: https://www.radioeng.cz/fulltexts/2011/11_04_726_732.pdf
- [26] J. Rajendran, R. Peter, and K. P. Soman, “Design of trapezoidal monopole antenna with truncated ground plane for 2.5 GHz band,” *Procedia Technol.*, vol. 6, pp. 650–657, 2012, international Conference on Communication Computing and Security.

- [27] I. H. Abdelaziem, A. A. Ibrahim, and M. A. Abdalla, “A high gain antenna utilizing mu-near-zero metasurface structures for 5G applications,” *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 15, no. 2, pp. 338–346, 2023.
- [28] M. Alibakhshikenari, B. S. Virdee, D. Mariyanayagam, V. Vadalà, M. Naser-Moghadasi, C. H. See, I. Dayoub, S. Aïssa, P. Livreri, S. N. Burokur, A. Pietrenko-Dabrowska, F. Falcone, S. Koziel, and E. Limiti, “High gain/bandwidth off-chip antenna loaded with metamaterial unit-cell impedance matching circuit for sub-terahertz near-field electronic systems,” *Sc. Rep.*, vol. 12, p. 17893, 2022.
- [29] M. U. Khan, M. S. Sharawi, and R. Mittra, “Microstrip patch antenna miniaturisation techniques: a review,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 9, no. 9, pp. 913–922, 2015.
- [30] W. J. Lee, W.-S. Yoon, D. Ahn, and S.-M. Han, “Compact design method for planar antennas with defected ground structures,” *Electronics*, vol. 12, no. 10, p. 2226, 2023.
- [31] D. Tran-Huy, C. Do-Manh, H. Pham-Duy, N. Tran-Viet-Duc, H. Tran, D. Nguyen-Tien, and N. Hussain, “Compact four-port MIMO antenna using dual-polarized patch and defected ground structure for IoT devices,” *Sensors*, vol. 25, no. 14, p. 4254, 2025.
- [32] P. Kim-Thi, T. Nguyen-Van, D. Nguyen-Tien, and T. Bui-Thanh, “A compact design of MIMO patch antenna with high gain and symmetrical radiation pattern,” *PLOS ONE*, vol. 20, no. 7, p. e0325282, 2025.
- [33] M. B. Perotoni, M. S. Vieira, and G. G. B. dos Santos, “A broadband ultra high frequency (UHF) fat-dipole antenna for digital TV applications,” *Appl. Sci.*, vol. 14, no. 24, p. 11679, 2024.
- [34] K. A. Abdalmalak, A. El Yousfi, and D. Segovia Vargas, “Massive MIMO antenna arrays for low-frequency bands,” in *Innovation in MIMO Technologies, Systems, and Antennas*, A. Sabban, Ed. IntechOpen, 2024.
- [35] N. Ou, X. Wu, K. Xu, F. Sun, T. Yu, and Y. Luan, “Wideband, dual-polarized patch antenna array fed by novel, differentially fed structure,” *Electronics*, vol. 13, no. 7, p. 1382, 2024.
- [36] D. Tran-Huy, C. Do-Manh, H. Pham-Duy, N. Tran-Viet-Duc, H. Tran, D. Nguyen-Tien, and N. Hussain, “Compact four-port MIMO antenna using dual-polarized patch and defected ground structure for IoT devices,” *Sensors*, vol. 25, no. 14, p. 4254, 2025.
- [37] Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel), “Resolução Anatel nº 747, de 05 de outubro de 2021,” Legislação Anatel, 2021, atribui e destina faixas de radiofrequências em VHF e UHF e aprova o regulamento sobre condições de uso por dispositivos de espectro ocioso. Acesso em 28 maio 2026. [Online]. Available: <https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2021/1593-resolucao-747>
- [38] A. Soussi, E. Zero, R. Sacile, D. Trincherro, and M. Fossa, “Smart sensors and smart data for precision agriculture: A review,” *Sensors*, vol. 24, no. 8, 2024. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/24/8/2647>

- [39] M. A. Alsultan, J. Melià-Seguí, J. Parrón-Granados, and S. López-Soriano, “A battery-less uhf rfid sensor for soil moisture monitoring,” *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, vol. 9, pp. 286–294, 2025.
- [40] L. Vassiliou, A. Nadeem, D. Chatzichristodoulou, P. Vryonides, and S. Nikolaou, “Novel technologies towards the implementation and exploitation of “green” wireless agriculture sensors,” *Sensors*, vol. 24, no. 11, 2024. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/24/11/3465>
- [41] W. Yang, X. Cheng, Z. Guo, Q. Sun, J. Wang, and C. Wang, “Design, fabrication and applications of flexible rfid antennas based on printed electronic materials and technologies,” *J. Mater. Chem. C*, vol. 11, pp. 406–425, 2023. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1039/D2TC03736J>
- [42] A. Pogačar, I. Bolanča-Mirković, and D. Gregor-Svetec, “Print durability and recyclability of label paper equipped with printed rfid antenna,” *Sustainability*, vol. 16, no. 1, 2024. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2071-1050/16/1/129>
- [43] H. Othmani, J. Smida, and M. K. Azizi, “Flexible meandered uhf rfid tag antenna on a paper-backed substrate: Impact of chip placement and material proximity for industrial applications,” *Sensors*, vol. 26, no. 9, 2026. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/26/9/2598>
- [44] Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) Inatel, “Atividade 4.4 - Demonstrações das soluções desenvolvidas no projeto,” *Projeto Brasil 6G*, Jul. 2026.