

Receptor OCDM Híbrido Assistido por Rede BiLSTM para Mitigação de Ruído de Fase em Comunicações 6G Terahertz

Glecia O. Pereira, Renato P. B. de Carvalho, Daniel M. Neves, Alex F. dos Santos,
José V. dos Reis Junior, Thiago R. Raddo e Anderson L. Sanches

Resumo— Este artigo apresenta um novo receptor híbrido para sistemas de multiplexação por divisão de *chirp* ortogonal (OCDM) em comunicações 6G terahertz, no qual uma rede neural recorrente bidirecional de memória longa de curto prazo (BiLSTM) atua como compensador residual após a recepção analítica, explorando a estrutura sequencial das distorções estocásticas de erro de fase comum (CPE) e interferência inter-*chirp* (ICI) que escapam à modelagem determinística. Operando a 237,7 GHz e 4-QAM, sem pilotos adicionais, a arquitetura reduz a BER de $6,74 \times 10^{-7}$ para $7,31 \times 10^{-8}$ em $E_b/N_0 = 30$ dB, deslocando o patamar de erro em uma ordem de grandeza e consolidando a complementaridade entre modelagem física e aprendizado de máquina.

Palavras-Chave— 6G; Aprendizado profundo; BER; BiLSTM; OCDM; Ruído de fase; Terahertz.

Abstract— This paper presents a novel hybrid receiver for Orthogonal Chirp Division Multiplexing (OCDM) systems in 6G terahertz communications, in which a Bidirectional Long Short-Term Memory (BiLSTM) network acts as a residual compensator after analytical reception, exploiting the sequential structure of the stochastic distortions of common phase error (CPE) and inter-*chirp* interference (ICI) that escape deterministic modeling. Operating at 237.7 GHz with 4-QAM and no additional pilots, the architecture reduces the BER from 6.74×10^{-7} to 7.31×10^{-8} at $E_b/N_0 = 30$ dB, shifting the error floor by one order of magnitude and consolidating the complementarity between physical modeling and machine learning.

Keywords— 6G; Deep learning; BER; BiLSTM; OCDM; Phase noise; Terahertz.

I. INTRODUÇÃO

A sexta geração de redes móveis (6G) tem entre suas metas centrais a oferta de serviços com taxas de transmissão da ordem de terabits por segundo, latência ultrabaixa e conectividade massiva [1], [2]. Para sustentar enlaces de altíssima capacidade, a faixa de frequências terahertz (THz), compreendida entre 0,1 e 10 THz, desponta como candidata estratégica em virtude da ampla largura de banda disponível [1], [2]. Essa oportunidade, contudo, vem acompanhada de desafios severos: o projeto de circuitos de radiofrequência, as perdas por absorção molecular e, sobretudo, a degradação imposta

por imperfeições dos dispositivos físicos [1], [3]. Dentre estas, o ruído de fase (PN) dos osciladores locais é amplamente reconhecido como um dos fatores mais críticos, uma vez que, em arquiteturas baseadas em malhas de captura de fase (PLLs), o aumento da frequência de portadora amplifica proporcionalmente a potência do PN observado no receptor [1], [7].

No que tange ao projeto de forma de onda, a multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) permanece como referência das gerações atuais. Entretanto, a multiplexação por divisão de *chirp* ortogonal (OCDM), introduzida por Ouyang e Zhao [5], tem despertado interesse crescente por substituir a Transformada de Fourier pela Transformada Discreta de Fresnel (DFnT) e, com isso, espalhar a energia de cada símbolo por todo o bloco tempo-frequência. Tal espalhamento confere ao OCDM ganho de diversidade superior ao do OFDM em canais dispersivos, maior resiliência ao desvanecimento seletivo e ao espalhamento Doppler, mantendo a mesma razão entre potência de pico e potência média (PAPR) [5], [6]. Em função dessas propriedades, estudos recentes consolidaram o OCDM como forma de onda promissora para a faixa THz [1], [6].

A mitigação do PN em sistemas multiportadora foi tradicionalmente abordada por técnicas analíticas/determinísticas. Esquemas de auto-cancelamento de interferência, como a pré-codificação conjugada de Ryu *et al.* [4], e os procedimentos de pré- e pós-codificação adotados por CuoZZo *et al.* [1] reduzem as componentes estruturadas do erro de fase comum (CPE) e da interferência inter-*chirp* (ICI), às custas de uma redução da taxa efetiva de símbolos. Modelos espectrais detalhados do PN em sub-THz [3] confirmam, todavia, que parcela significativa da degradação origina-se de um processo gaussiano decorrelacionado, intrinsecamente intratável por modelos fechados. Como consequência, a recepção puramente analítica tende a exibir um patamar de erro em altas relações sinal-ruído, associado a componentes residuais e estocásticas de ICI não completamente capturadas.

Paralelamente, técnicas orientadas a dados têm sido investigadas como alternativa ou complemento ao processamento de sinais convencional na camada física [8]. Equalizadores baseados em redes neurais recorrentes foram demonstrados em enlaces ópticos coerentes, superando a retropropagação digital com menor complexidade [10], e arquiteturas de memória longa de curto prazo (LSTM) [9] e suas versões bidirecionais (BiLSTM) [11] mostraram-se particularmente eficazes na recuperação de sinais corrompidos por distorções com memória. Especificamente para o PN em sistemas sub-THz, Seo *et al.* [2] propuseram um mecanismo de aprendizado

Glecia O. Pereira, Renato P. B. de Carvalho e Anderson L. Sanches, Universidade Federal do ABC (UFABC), Santo André-SP, e-mail: glecia.oliveira@ufabc.edu.br; Daniel M. Neves, Centro de Tecnologia da Informação Renato Archer; Alex F. dos Santos, Universidade Estadual de Feira de Santana/ Universidade Federal do Recôncavo da Bahia; José V. dos Reis Junior, Universidade Federal do Piauí; Thiago R. Raddo, Universidade de Málaga. Este trabalho foi parcialmente financiado pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) – Código de Financiamento 001. Agradecemos também o apoio do Programa Interno de Auxílio Financeiro aos Programas de Pós-Graduação Stricto Sensu (AUXPPG) da UEFS e da UFABC, bem como do Programa de Apoio à Pós-Graduação (PROAP) da CAPES.

sequencial de características capaz de capturar tanto a invariância ao deslocamento de subportadora, própria do CPE, quanto a dependência de subportadora da ICI. A capacidade de processamento bidirecional, que integra estados passados e futuros da sequência recebida, torna a BiLSTM especialmente adequada para rastrear as flutuações dinâmicas do PN [2], [11].

A literatura existente, no entanto, concentra-se majoritariamente em sistemas OFDM e em tarefas de estimação de canal, deixando em aberto a investigação de um compensador neural residual operando após a cadeia analítica de um receptor OCDM sob PN severo na faixa THz. É precisamente essa lacuna que o presente trabalho aborda. A ideia central é explorar a complementaridade entre modelagem física e inteligência de dados: o estágio analítico mitiga os efeitos estruturados do PN, enquanto a BiLSTM aprende as dependências sequenciais associadas às distorções residuais que escapam aos modelos simplificados. As principais contribuições deste artigo são:

- a formulação de um receptor OCDM híbrido (Sistema B), no qual uma rede BiLSTM atua como compensador residual sobre os símbolos estimados pelo receptor convencional, descrita em detalhe na Seção III-B;
- uma comparação justa, sob idênticas condições de canal, estrutura sistêmica OCDM e parâmetros de PN, entre o receptor analítico convencional (Sistema A) e o receptor híbrido proposto;
- a avaliação numérica do desempenho em termos de BER para um sistema OCDM operando em 237,7 GHz, evidenciando a redução do patamar de erro e discutindo o compromisso entre ganho de desempenho e complexidade computacional.

O restante do artigo organiza-se como segue. A Seção II descreve o modelo de sistema e a modulação OCDM. A Seção III apresenta os dois receptores em comparação, com ênfase no receptor assistido por BiLSTM. A Seção IV reúne os resultados numéricos e a Seção V conclui o trabalho.

II. MODELO DE SISTEMA E MODULAÇÃO OCDM

O princípio fundamental do OCDM é a transmissão simultânea de um conjunto de *chirps* lineares mutuamente ortogonais, com espectros sobrepostos, cada um modulado por um símbolo de uma constelação M -QAM [1], [5]. Enquanto o OFDM emprega a Transformada de Fourier como núcleo, o OCDM fundamenta-se na Transformada de Fresnel, que descreve a propagação de ondas eletromagnéticas no campo próximo [5].

A. Conjunto de Chirps Ortogonais

A envoltória complexa de um sinal OCDM, em um intervalo de símbolo de duração T , é construída de um conjunto $\Lambda = \{\psi_k(t)\}_{k=0}^{N-1}$ de N *chirps* ortogonais, definidos por [1], [5]

$$\psi_k(t) = e^{j\frac{\pi}{4}} e^{-j\pi\frac{B}{T}\left(t-\frac{k}{B}\right)^2}, \quad B \triangleq \frac{N}{T}, \quad (1)$$

onde B é o intervalo de varredura em frequência e k indexa o *chirp*. A frequência instantânea do k -ésimo *chirp*,

$$\Delta f_k(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_k(t)}{dt} = \frac{k}{T} - \frac{B}{T} t, \quad (2)$$

varre linearmente um intervalo de largura B no período $[0, T)$, o que evidencia o caráter de *chirp* (varredura linear

de frequência) de cada forma de onda. A ortogonalidade do conjunto Λ no domínio de Fresnel garante que a integral do produto de dois pulsos distintos, ao longo de T , seja nula, propriedade que constitui a base da robustez do OCDM ao desvanecimento seletivo em frequência.

Nesse ponto, vale a pena descrever as formas de ondas características dos pulsos OCDM modulados e suas implicações na distinção entre os sinais. Cada pulso exibe uma envoltória consistente, porém uma estrutura interna de portadora única, decorrente da varredura linear de frequência (*chirp*) a ele atribuída. Essa trajetória de frequência distinta é o que assegura a ortogonalidade no domínio de Fresnel: a integral do produto de quaisquer duas funções de pulso distintas, sobre a duração do símbolo T , resulta nula, conferindo robustez ao desvanecimento seletivo em frequência. A variação da trajetória de frequência produz diferentes densidades de cruzamento por zero e, notavelmente, uma rotação de fase de π no instante em que a varredura cruza a frequência nula. Tais propriedades, embora visualmente evidentes, não comprometem o desempenho do sistema, pois a demodulação baseada na Transformada de Fresnel restaura corretamente a ortogonalidade entre os *chirps* [5].

B. Geração do Sinal via IDFnT

Digitalmente, o sinal OCDM é sintetizado pela Transformada Discreta Inversa de Fresnel (IDFnT), que mapeia um bloco de N símbolos de modulação $\mathbf{x} = [x(0), \dots, x(N-1)]^T$ em um sinal no domínio do tempo discreto. Para N par, as amostras são obtidas por [1], [5]

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\frac{\pi}{4}} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j\frac{\pi}{N}(n-k)^2}, \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (3)$$

Em notação matricial, (3) escreve-se como

$$\mathbf{s} = \mathbf{\Phi}^H \mathbf{x}, \quad (4)$$

onde $\mathbf{\Phi}$ é a matriz da DFNT, cujas entradas (m, n) são [1], [6]

$$\Phi(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{N}(m-n)^2}. \quad (5)$$

A matriz $\mathbf{\Phi}$ é unitária e circulante, o que permite recuperar o sinal no receptor pela aplicação direta da operação inversa (DFnT) sobre o sinal recebido [5].

C. Implementação Eficiente Baseada em FFT

Uma vantagem relevante do OCDM é sua compatibilidade com a infraestrutura baseada em OFDM. A matriz $\mathbf{\Phi}$ admite a decomposição em três etapas [1], [5]

$$\mathbf{\Phi} = \mathbf{\Theta}_2 \mathbf{F} \mathbf{\Theta}_1, \quad (6)$$

em que $\mathbf{F}$ é a matriz DFT normalizada e $\mathbf{\Theta}_1, \mathbf{\Theta}_2$ são matrizes diagonais de rotação de fase com termos quadráticos. Essa fatoração viabiliza a execução do OCDM por meio do algoritmo de transformada rápida de Fourier (FFT), adicionando apenas duas rotações de fase por símbolo e mantendo a complexidade aritmética próxima à do OFDM [1], [5].

D. Transmissão, Prefixo Cíclico e Canal THz com Ruído de Fase

Para mitigar a interferência intersimbólica (ISI) decorrente da dispersão do canal e preservar a estrutura circular do bloco, anexa-se um prefixo cíclico (CP) de comprimento L ao vetor s [5]. Após a conversão paralelo-série, o sinal é transmitido pelo canal THz. Assumindo sincronismo perfeito de tempo e frequência, a amostra recebida no instante p é dada por [1]

$$y_p = i'_p e^{j\varphi_p} + n_p, \quad (7)$$

onde i'_p é a envoltória complexa na saída do canal, n_p é o ruído aditivo (térmico e molecular) e φ_p é a flutuação de fase do oscilador. Em conformidade com a referência [1], φ_p é modelado como a superposição de um processo de Wiener correlacionado e um processo gaussiano desconcorrelacionado,

$$\varphi_p = \varphi_{w,p} + \varphi_{g,p}, \quad \begin{cases} \varphi_{g,p} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_g^2), & \sigma_g^2 = K_0 B, \\ \varphi_{w,p} = \varphi_{w,p-1} + \delta_p, & \delta_p \sim \mathcal{N}(0, \sigma_w^2), \end{cases} \quad (8)$$

com $\sigma_w^2 = 4\pi^2 K_2 T_s$, onde K_0 e K_2 caracterizam, respectivamente, a inclinação da densidade espectral de potência da parcela desconcorrelacionada do espectro e a inclinação lorentziana ($1/f^2$) da densidade espectral de potência do PN, e a frequência de canto $f_c = \sqrt{K_2/K_0}$ separa os dois regimes [1], [3]. Os parâmetros adotados tomam como referência um sintetizador PLL real operando na frequência de 237,7 GHz [7]. A escolha dessa frequência não é arbitrária: ela se situa na segunda janela atmosférica sub-terahertz prevista para o 6G — centrada em torno de 220–240 GHz, posterior à primeira janela em 120–140 GHz —, região em que a atenuação por absorção molecular é relativamente baixa e existe suporte crescente de *hardware* e padronização (IEEE 802.15.3d). O mesmo valor de 237,7 GHz foi adotado em Cuzzo *et al.* [1], o que permite uma comparação cruzada direta com aquele trabalho de referência.

No receptor, após a remoção do CP, aplica-se a DFNT ao bloco recebido. Inserindo (3) e (7) na definição da DFNT, a l -ésima saída pode ser escrita, após manipulações, como [1]

$$x_l'' = x_l \underbrace{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\varphi_k}}_{\text{CPE}} + \underbrace{\frac{1}{N} \sum_{\substack{r=0 \\ r \neq l}}^{N-1} x_r \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\varphi_k} \eta_{r,l,k}}_{\text{ICI}} + w_l, \quad (9)$$

onde $\eta_{r,l,k} = e^{-j\frac{\pi}{N}(r-l)(r+l-2k)}$ e w_l é a contribuição da DFNT do ruído aditivo. A expressão (9) explicita os dois efeitos do PN: o primeiro termo descreve uma rotação de fase comum a todos os símbolos do bloco — o CPE; o segundo termo descreve a perda de ortogonalidade entre *chirps*, que faz símbolos associados a *chirps* distintos interferirem entre si — a ICI. É justamente o caráter parcialmente estocástico e não estruturado desses termos, sob PN severo, que motiva o emprego de um compensador orientado a dados, conforme detalhado a seguir.

III. RECEPTORES EM COMPARAÇÃO

Esta seção descreve as duas arquiteturas de receptores OCDM avaliadas. Para garantir uma comparação justa, ambas operam sob idênticas condições de canal THz e sinais

oscilando a 237,7 GHz, a mesma estrutura sistêmica OCDM, prefixo cíclico de 16 amostras e os mesmos parâmetros de PN [1], [7]. A única diferença reside na etapa posterior à pós-codificação: enquanto o Sistema A realiza diretamente a decisão QAM, o Sistema B incorpora uma rede BiLSTM como compensador residual antes da decisão. A Fig. 1 resume ambas as cadeias.

A. Sistema A: Receptor OCDM Convencional

O Sistema A corresponde ao receptor OCDM convencional, adotado como linha de base. A mitigação do PN é realizada por etapas determinísticas de pré- e pós-codificação, seguindo a estrutura de Cuzzo *et al.* [1] e o princípio de auto-cancelamento de ICI de Ryu *et al.* [4]. A pré-codificação impõe uma relação estrutural (do tipo conjugada/repetida) entre símbolos vizinhos do bloco, de modo que a pós-codificação, ao combiná-los, cancela a rotação de fase comum (CPE) e atenua os termos dominantes de ICI presentes em (9). Esse ganho de robustez é obtido ao custo de reduzir à metade a taxa efetiva de símbolos, duplicando, em contrapartida, a energia por símbolo. Embora eficaz na supressão das componentes estruturadas da distorção de fase, esse processamento não elimina as componentes residuais e estocásticas do PN — em particular, a parcela associada ao processo gaussiano desconcorrelacionado [3] —, que permanecem após a recepção e produzem um patamar de erro em altas relações E_b/N_0 . Vale ressaltar que as curvas obtidas para o Sistema A reproduzem com excelente concordância os resultados reportados por Cuzzo *et al.* [1] para idênticas configurações de canal e PN, o que serve como validação independente da cadeia de simulação aqui empregada.

B. Sistema B: Receptor OCDM Assistido por BiLSTM

O Sistema B preserva integralmente a cadeia de recepção do Sistema A e acrescenta, após a pós-codificação, uma rede neural recorrente bidirecional de memória longa de curto prazo (BiLSTM) que opera como compensador residual sobre os símbolos complexos estimados pelo receptor convencional. O raciocínio que fundamenta essa escolha decorre diretamente de (9): ao pós-processar um bloco OCDM, os resíduos de ICI deixados pelo estágio analítico não são independentes entre símbolos, mas exibem forte correlação ao longo do índice de *chirp*. O termo de CPE, por sua vez, é comum a todo o bloco e, portanto, invariante ao deslocamento de *chirp*, enquanto a ICI é dependente do *chirp* [2]. Modelos fechados simplificados capturam apenas parcialmente essa estrutura; uma rede recorrente, treinada de ponta a ponta, pode aprendê-la a partir dos dados, sem a necessidade de pilotos adicionais ou de realimentação dos parâmetros do canal [8], [10].

1) *Por que uma arquitetura recorrente bidirecional:* A unidade LSTM [9] foi concebida para modelar dependências de longo alcance em sequências, contornando os problemas de desvanecimento e explosão de gradiente das redes recorrentes simples por meio de um estado de célula regulado por portas multiplicativas. Em uma camada bidirecional [11], dois ramos LSTM percorrem a sequência em sentidos opostos, de modo que a representação de cada posição agrega informação tanto dos *chirps* anteriores quanto dos posteriores. Essa visão

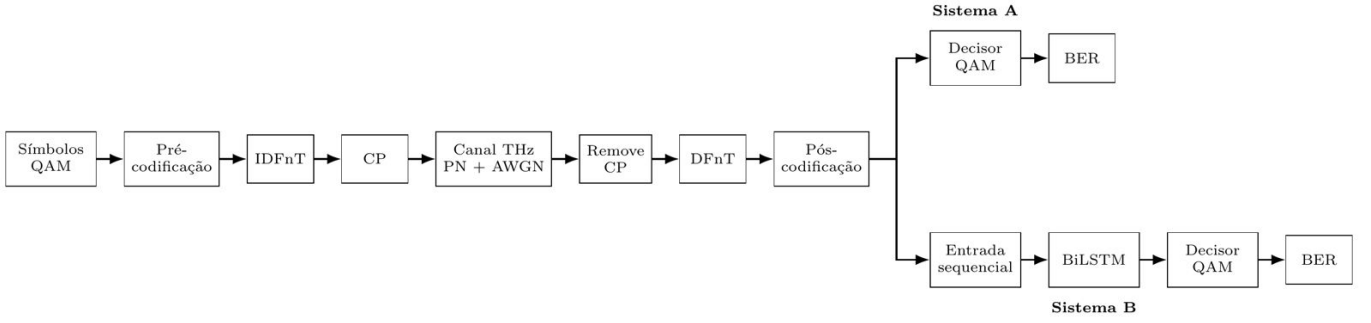


Fig. 1. Arquitetura comparativa dos receptores OCDM avaliados. O Sistema A realiza a decisão QAM diretamente após a pós-codificação, ao passo que o Sistema B organiza os símbolos estimados em uma sequência e os processa por meio da rede BiLSTM para compensação residual antes da decisão.

de contexto completo é desejável no presente cenário, pois a contribuição de ICI sobre o l -ésimo símbolo em (9) envolve símbolos r em ambos os lados de l . A adoção de modelos sequenciais para a compensação de PN e a equalização não linear tem precedentes consolidados: equalizadores BiLSTM superaram a retropropagação digital em enlaces ópticos coerentes com menor complexidade [10], e arquiteturas recorrentes mostraram-se eficazes em rastrear flutuações de fase com memória em sistemas sub-THz [2].

2) *Formulação da célula LSTM*: Os símbolos complexos estimados x_t''' são organizados em uma sequência de vetores de características $\mathbf{u}_t = [\Re\{x_t'''\}, \Im\{x_t'''\}]^T \in \mathbb{R}^2$, com $t = 1, \dots, N_s$. Para cada passo, uma célula LSTM com H unidades ocultas atualiza seu estado segundo

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_t &= \sigma(\mathbf{W}_i \mathbf{u}_t + \mathbf{R}_i \mathbf{h}_{t-1} + \mathbf{b}_i), \\ \mathbf{f}_t &= \sigma(\mathbf{W}_f \mathbf{u}_t + \mathbf{R}_f \mathbf{h}_{t-1} + \mathbf{b}_f), \\ \mathbf{o}_t &= \sigma(\mathbf{W}_o \mathbf{u}_t + \mathbf{R}_o \mathbf{h}_{t-1} + \mathbf{b}_o), \\ \tilde{\mathbf{c}}_t &= \tanh(\mathbf{W}_c \mathbf{u}_t + \mathbf{R}_c \mathbf{h}_{t-1} + \mathbf{b}_c), \\ \mathbf{c}_t &= \mathbf{f}_t \odot \mathbf{c}_{t-1} + \mathbf{i}_t \odot \tilde{\mathbf{c}}_t, \\ \mathbf{h}_t &= \mathbf{o}_t \odot \tanh(\mathbf{c}_t), \end{aligned} \quad (10)$$

onde $\sigma(\cdot)$ é a função logística, $\odot$ denota o produto de Hadamard, e $\mathbf{i}_t, \mathbf{f}_t, \mathbf{o}_t$ são as comportas de entrada, esquecimento e saída. A comporta de esquecimento controla qual fração do estado de célula $\mathbf{c}_{t-1}$ é retida, permitindo à rede preservar, ao longo de todo o bloco, a memória da fase comum (CPE) e, simultaneamente, ajustar localmente a estimativa em função da ICI dependente de *chirp*.

3) *Camada bidirecional e mapeamento de saída*: Em cada posição, a saída bidirecional resulta da concatenação dos estados ocultos progressivo $\vec{\mathbf{h}}_t$ e regressivo $\overleftarrow{\mathbf{h}}_t$,

$$\mathbf{h}_t = [\vec{\mathbf{h}}_t; \overleftarrow{\mathbf{h}}_t] \in \mathbb{R}^{2H}, \quad (11)$$

de modo que a representação de cada *chirp* reúne o contexto sequencial completo. A arquitetura empregada é composta por duas camadas BiLSTM com $H = 128$ unidades ocultas cada, seguidas por uma camada linear de saída. Como $2H = 256$, a camada final realiza o mapeamento

$$\hat{\mathbf{x}}_t = \mathbf{W}_{\text{out}} \mathbf{h}_t^{(2)} + \mathbf{b}_{\text{out}}, \quad \mathbf{W}_{\text{out}} \in \mathbb{R}^{2 \times 256}, \quad (12)$$

produzindo duas componentes de saída, correspondentes às partes real e imaginária do símbolo compensado. A rede opera, assim, como um compensador residual: sua entrada é o sinal

já parcialmente recuperado pelo estágio analítico, e seu papel é aprender a estrutura sequencial das distorções remanescentes que aquele estágio não foi capaz de modelar. Após essa etapa, os símbolos compensados $\hat{\mathbf{x}}_t$ são encaminhados ao decisor QAM para o cálculo da taxa de erro de bits (BER).

4) *Metodologia de treinamento*: Os dados de treinamento foram gerados pela simulação completa do enlace OCDM, contemplando símbolos QAM normalizados, pré-codificação, IDFnT, inserção de CP, canal sob PN e ruído gaussiano branco aditivo (AWGN), remoção de CP, DFnT e pós-codificação. Foram produzidas 320.000 sequências, organizadas em 5.000 lotes de 64 sequências, considerando $N = 1024$, $N/2 = 512$ *chirps* ativos após a pré-codificação, CP de 16 amostras e valores de E_b/N_0 uniformemente distribuídos entre 5 e 30 dB. O treinamento dispensou pilotos adicionais e empregou o erro quadrático médio (MSE) como função de custo,

$$\mathcal{L}(\theta) = \frac{1}{N_s} \sum_{t=1}^{N_s} \|\hat{\mathbf{x}}_t - \mathbf{x}_t^{\text{ref}}\|_2^2, \quad (13)$$

onde $\mathbf{x}_t^{\text{ref}}$ é o símbolo de referência e θ reúne os parâmetros treináveis. Adotou-se o otimizador Adam [12], com 10% dos dados reservados para validação, 40 épocas, taxa de aprendizado inicial de 10^{-3} e tamanho de lote igual a 64.

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção, avalia-se o desempenho do receptor OCDM convencional (Sistema A) e do receptor OCDM assistido por BiLSTM (Sistema B) por meio de simulação de Monte Carlo. Considera-se um cenário de comunicação em terahertz com portadora de 237,7 GHz e largura de banda de 5 GHz. A figura de mérito principal é a BER em função de E_b/N_0 .

A. Análise da BER

A Fig. 2 apresenta as curvas de BER em função de E_b/N_0 para os Sistemas A e B, considerando as modulações 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM. Três regimes distintos emergem da inspeção das seis curvas e organizam a discussão a seguir.

(i) *Regime dominado por AWGN* ($E_b/N_0 \lesssim 10$ dB). Para todas as modulações, as curvas de Sistema A e Sistema B são praticamente coincidentes nesta faixa. O ruído aditivo é o fator limitante, não o PN; não há, portanto, distorção residual de fase com estrutura sequencial significativa para a BiLSTM aprender, e o ganho é marginal. Para 4-QAM, a

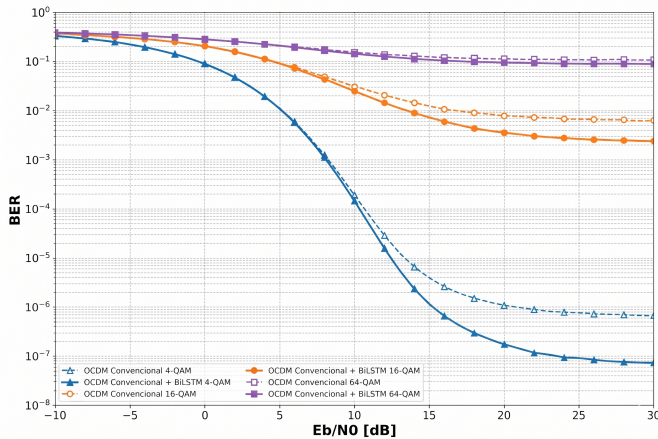


Fig. 2. BER em função de E_b/N_0 para os receptores OCDM convencional e assistido por BiLSTM, sob as modulações 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM.

separação entre as duas curvas torna-se visível apenas a partir de $E_b/N_0 \approx 12$ – 15 dB; para 16-QAM, em torno de 15 – 18 dB. Este comportamento confirma a natureza complementar da BiLSTM: ela não degrada o desempenho onde o receptor analítico já é suficiente.

(ii) *Regime dominado pelo PN, 4-QAM.* A partir de $E_b/N_0 \approx 20$ dB, a curva do Sistema A apresenta uma forte inflexão e tende a um patamar próximo a $6,7 \times 10^{-7}$. A curva do Sistema B, em contraste, mantém inclinação descendente até o final da faixa simulada, atingindo $7,3 \times 10^{-8}$ em $E_b/N_0 = 30$ dB — um ganho de quase uma ordem de grandeza. É importante observar que esse ganho *cresce com* E_b/N_0 : enquanto o erro do Sistema A satura, o do Sistema B continua a cair, de modo que o efeito da rede não é um deslocamento horizontal das curvas (ganho de SNR), mas o próprio rebaixamento do patamar de erro. Esta é a assinatura de um compensador atuando sobre componentes residuais e estocásticas, e não sobre uma penalidade de potência.

(iii) *Regime de modulações de ordem elevada.* Para 16-QAM, ambos os sistemas saturam em altas E_b/N_0 , mas o patamar do Sistema B ($\approx 2,4 \times 10^{-3}$) fica cerca de 2,7 vezes abaixo do patamar do Sistema A ($\approx 6,4 \times 10^{-3}$), confirmando que o mecanismo de compensação residual segue ativo, ainda que com margem reduzida. Para 64-QAM, ambas as curvas saturam precocemente, antes mesmo de $E_b/N_0 = 10$ dB, em torno de 10^{-1} , com diferença modesta entre os dois sistemas ($1,1 \times 10^{-1}$ contra $8,9 \times 10^{-2}$). Esse comportamento revela o limite intrínseco da abordagem: à medida que a constelação se adensa, as margens de decisão diminuem e mesmo desvios de fase de magnitude pequena, já compensados em ordens inferiores, passam a induzir erros que nenhum pós-processamento puramente baseado em símbolo pode reverter sem informação adicional do canal.

Em síntese, a Fig. 2 demonstra que o ganho do receptor proposto é estruturado: aparece justamente onde o receptor analítico falha (patamar de erro), é nulo onde não faria sentido (regime AWGN) e decresce com a ordem da modulação.

V. CONCLUSÕES

Este trabalho propôs e avaliou um receptor OCDM híbrido para comunicações terahertz operando a 237,7 GHz, no qual

uma rede neural BiLSTM atua como compensador residual de ruído de fase após a recepção analítica convencional. Partindo da decomposição analítica da saída do receptor em termos de CPE e ICI, argumentou-se que as etapas determinísticas de pré- e pós-codificação, embora eficazes contra as componentes estruturadas da distorção de fase, deixam um patamar de erro associado a componentes residuais e estocásticas, cuja estrutura sequencial é explorada pela arquitetura proposta.

Os resultados numéricos confirmaram o potencial da abordagem. Para 4-QAM, a arquitetura híbrida reduziu a BER de $6,74 \times 10^{-7}$ para $7,31 \times 10^{-8}$ em $E_b/N_0 = 30$ dB, ganho de aproximadamente uma ordem de grandeza em relação ao receptor convencional, além de aprimorar a qualidade da constelação recebida. Para 16-QAM, observou-se melhoria mais modesta, enquanto para 64-QAM os ganhos permaneceram limitados, evidenciando a maior sensibilidade das modulações de ordem elevada às distorções residuais de fase.

Em conjunto, esses achados demonstram que um estágio recorrente bidirecional, posicionado após a recepção analítica, constitui um meio eficaz de atacar precisamente a componente residual e estocástica do ruído de fase — aquela que escapa à modelagem determinística e que governa o patamar de erro em altas relações E_b/N_0 . O fato de a recuperação de uma ordem de grandeza em BER ter sido obtida sem pilotos adicionais e preservando integralmente a cadeia OCDM convencional reforça o valor prático da solução. Mais do que um ganho numérico pontual, o receptor híbrido proposto consolida a complementaridade entre modelagem física e aprendizado de máquina como uma diretriz de projeto consistente para receptores OCDM robustos ao ruído de fase em sistemas 6G.

REFERÊNCIAS

- [1] G. Cuozzo, N. Longhi, and G. Pasolini, "Characterization of Orthogonal Chirp Division Multiplexing and Performance Evaluation at THz Frequencies in the Presence of Phase Noise," *IEEE Open J. Commun. Soc.*, vol. 5, pp. 238–255, 2024.
- [2] K. Seo, J. Jeon, G. Lee, J. Lee, and S. Noh, "Deep Sequential Feature Learning for Phase Noise Compensation in Sub-THz Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 73, no. 9, pp. 7568–7583, Sep. 2025.
- [3] S. Bicaïs and J.-B. Doré, "Phase Noise Model Selection for Sub-THz Communications," in *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)*, Waikoloa, HI, USA, Dec. 2019, pp. 1–6.
- [4] H.-G. Ryu, Y. Li, and J.-S. Park, "An Improved ICI Reduction Method in OFDM Communication System," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 51, no. 3, pp. 395–400, Sep. 2005.
- [5] X. Ouyang and J. Zhao, "Orthogonal Chirp Division Multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 9, pp. 3946–3957, Sep. 2016.
- [6] M. S. Omar and X. Ma, "Performance Analysis of OCDM for Wireless Communications," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 20, no. 7, pp. 4032–4043, Jul. 2021.
- [7] X. Liu and H. C. Luong, "A Fully Integrated 0.27-THz Injection-Locked Frequency Synthesizer With Frequency-Tracking Loop in 65-nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 55, no. 4, pp. 1051–1063, Apr. 2020.
- [8] T. O'Shea and J. Hoydis, "An Introduction to Deep Learning for the Physical Layer," *IEEE Trans. Cogn. Commun. Netw.*, vol. 3, no. 4, pp. 563–575, Dec. 2017.
- [9] S. Hochreiter and J. Schmidhuber, "Long Short-Term Memory," *Neural Comput.*, vol. 9, no. 8, pp. 1735–1780, Nov. 1997.
- [10] P. J. Freire *et al.*, "Performance Versus Complexity Study of Neural Network Equalizers in Coherent Optical Systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 39, no. 19, pp. 6085–6096, Oct. 2021.
- [11] M. Schuster and K. K. Paliwal, "Bidirectional Recurrent Neural Networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 45, no. 11, pp. 2673–2681, Nov. 1997.
- [12] D. P. Kingma and J. Ba, "Adam: A Method for Stochastic Optimization," in *Proc. Int. Conf. Learn. Represent. (ICLR)*, San Diego, USA, 2015.