

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tese de Doutorado

**REDES CELL-FREE MASSIVE MIMO
AUXILIADAS POR NOMA: ESTUDO DA
NÃO-RECIPROCIDADE E DA COEXISTÊNCIA
COM OMA**

ALINE AYAKO OHASHI

TD 21/2025

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2025

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ALINE AYAKO OHASHI

**REDES CELL-FREE MASSIVE MIMO
AUXILIADAS POR NOMA: ESTUDO DA
NÃO-RECIPROCIDADE E DA COEXISTÊNCIA
COM OMA**

TD 21/2025

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2025

ALINE AYAKO OHASHI

**REDES CELL-FREE MASSIVE MIMO
AUXILIADAS POR NOMA: ESTUDO DA
NÃO-RECIPROCIDADE E DA COEXISTÊNCIA
COM OMA**

Tese de doutorado submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para obtenção do título de Doutora em Engenharia Elétrica na Área de Telecomunicações elaborada sob a orientação do Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa e coorientação do Prof. Dr. Daniel Benevides da Costa.

Orientador: João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa

Coorientador: Daniel Benevides da Costa

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2025

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

O36r Ohashi, Aline Ayako.
REDES CELL-FREE MASSIVE MIMO AUXILIADAS POR
NOMA: ESTUDO DA NÃO-RECIPROCIDADE E DA
COEXISTÊNCIA COM OMA / Aline Ayako Ohashi. — 2025.
86 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque
Costa

Coorientador(a): Prof. Dr. Daniel Benevides da Costa
Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de
Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Belém, 2025.

1. 6G. 2. Método híbrido OMA-NOMA. 3. NOMA. 4. Não
reciprocidades. 5. Sistemas cell-free massive MIMO. I. Título.

CDD 384



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“REDES CELL-FREE MASSIVE MIMO AUXILIADAS POR NOMA: ESTUDO DA
NÃO-RECIPROCIDADE E DA COEXISTÊNCIA COM OMA”**

AUTORA: ALINE AYAKO OHASHI

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTORA EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM: 03/12/2025

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa
(Orientador - PPGEE/ITEC/UFPA)

Prof. Dr. Daniel Benevides da Costa
(Coorientador - KFUPM)

Prof. Dr. Gilvan Soares Borges
(Avaliador Interno - PPGEE/ITEC/UFPA)

Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior
(Avaliador Interno - PPGEE/ITEC/UFPA)

Prof. Dr. Diogo Lobato Acatauassú Nunes
(Avaliador Externo ao Programa - CAMPUS CASTANHAL/UFPA)

Dr. André Mendes Cavalcante
(Avaliador Externo - ERICSSON)

VISTO:

Prof. Dr. Diego Lisboa Cardoso
(Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA)

Dedico para o meu eu do futuro.

Agradecimentos

Agradeço à Deus por tornar mais esta etapa da minha vida um evento concretizado, por me dar forças, porque somente ele sabe as tantas dificuldades que enfrentei para enfim estar neste momento podendo concluir meu doutorado.

Agradeço a Deus por tornar mais esta etapa da minha vida um evento concretizado; por me dar forças, porque somente Ele sabe das tantas dificuldades que enfrentei para, enfim, estar neste momento concluindo meu doutorado.

Agradeço ao meu esposo, André Fernandes, pelo apoio, paciência, por me dar forças para continuar nessa jornada e nunca desistir, e pela compreensão em tantos momentos difíceis e dias corridos.

Aos meus pais, Pedro e Marlene Ohashi, e à minha avó paterna Chiyoko Ohashi, por me incentivarem e apoiarem em cada escolha da minha vida; por compreenderem a minha ausência e a falta de convivência com eles durante o período do doutorado.

Ao professor e orientador Dr. João Weyl, por acreditar em mim, pela confiança no trabalho que me confiou e pelos conhecimentos repassados em âmbito acadêmico e pessoal. Agradeço ao meu coorientador Dr. Daniel Benevides da Costa pela confiança no trabalho, pelos ensinamentos e conhecimentos repassados. Agradeço também ao Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LEA) pela vivência e experiência acadêmica que me possibilitaram participar.

Aos professores Dr. Gilvan Soares e Dr. Diogo Acatauassu pelas muitas discussões acerca do trabalho e pelos conhecimentos repassados.

Aos demais professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia da Computação e Elétrica, com os quais tive a oportunidade de ser aluna, por terem ensinado e repassado seus vastos conhecimentos na área da forma mais adequada possível.

Agradeço aos meus colegas e amigos de profissão que fiz durante este período do doutorado.

Às instituições CAPES, CNPq, FAPESPA e Ericsson pelo suporte financeiro enquanto bolsista.

“ Se mesmo depois de muitas tentativas você não consegue mudar uma situação ruim, é preciso mudar sua forma de enxergá-la. Nada é intrinsecamente bom ou mau. Bom e mau são conceitos relativos.”

(Haemin Sunim)

Resumo

Segundo a Ericsson, espera-se que a tecnologia de acesso móvel 5G atinja 6,3 bilhões de assinaturas até 2030, representando 80% do tráfego móvel total. Esse aumento é decorrente da crescente demanda por maior capacidade de tráfego de dados, projetada para atender aos requisitos da próxima geração de redes móveis. Nesse contexto, pode-se aumentar a largura de banda utilizando frequências portadoras mais altas ou utilizar a largura de banda de forma mais eficiente por meio de técnicas como, múltiplas-entradas múltiplas-saídas massivas livres de células - *cell-free massive Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO) e acesso múltiplo não-ortogonal - *Non-Orthogonal Multiple Access* (NOMA). O *cell-free massive MIMO* utiliza antenas distribuídas para atender usuários de forma conjunta e coordenada, eliminando o conceito de células e melhorando a eficiência espectral - *Spectral Efficiency* (SE). Operando sob duplexação por divisão de tempo, exige sequências piloto ortogonais para estimativa de canal a fim de evitar interferências. Entretanto, em cenários práticos, o número de usuários excede as sequências piloto disponíveis, resultando em um problema conhecido como contaminação de pilotos, que degrada o desempenho do sistema. O NOMA pode auxiliar na mitigação desse problema, permitindo que vários usuários compartilhem os mesmos recursos. Nesse contexto, esta tese concentra-se em duas linhas principais de investigação buscando contribuir para o avanço do 6G e das redes futuras. A primeira examina as não-reciprocidades do canal efetivo devido aos descasamentos de hardware em sistemas *cell-free massive MIMO* operando com NOMA que faz com que os canais sejam percebidos como não-recíprocos. Assim, são avaliados não-reciprocidades de fase e amplitude no transmissor e do receptor considerando canais com desvanecimento lento. Ao empregar pré-codificadores de transmissão de taxa máxima - *Maximum Ratio Transmission* (MRT) normalizados pelas estatísticas de canal para pontos de acesso - *Access Points* (APs) de antena única e múltipla, o estudo revela como não-reciprocidades práticas afetam o desempenho de sistemas *cell-free massive MIMO*-NOMA. A segunda linha de investigação apresenta um método híbrido adaptativo que combina acesso múltiplo ortogonal - *Orthogonal Multiple Access* (OMA) e NOMA em sistemas *cell-free massive MIMO*, permitindo a alternância entre os modos durante as fases de estimação de *uplink* e a transmissão de *downlink*. Essa abordagem de acesso híbrido e simultâneo mitiga a contaminação de pilotos, otimiza a alocação de recursos e equilibra o número de usuários atendidos com taxas atingíveis aceitáveis. É proposta uma política de decisão em tempo real que alterna entre OMA e NOMA com base nos parâmetros de número de usuários e no número de sequências pilotos disponíveis. Em linhas gerais, a tese contribui com expressões de forma fechada para os limites inferiores da relação sinal-interferência-mais-ruído (SINR) e SE, destacando que a não-reciprocidade de fase no AP afeta significativamente o desempenho do sistema. Um modelo híbrido adaptativo eficaz é desenvolvido para melhorar a alocação de recursos e a taxa de soma de dados, fornecendo diretrizes práticas de implementação para futuras aplicações em sistemas *cell-free massive MIMO*.

Palavras-chave: 6G; método híbrido OMA-NOMA; MRT normalizado pelas estatísticas de canal; NOMA; não-reciprocidades; sistemas *cell-free massive MIMO*; taxa de soma de dados.

Abstract

According to Ericsson, 5G mobile access technology is expected to reach 6.3 billion subscriptions by 2030, accounting for 80% of total mobile traffic. This growth is driven by the increasing demand for higher data traffic capacity, projected to meet the requirements of the next generation of mobile networks. In this context, system capacity can be increased either by using higher carrier frequencies or by employing the available bandwidth more efficiently through techniques such as cell-free massive multiple-input multiple-output (MIMO) and non-orthogonal multiple access (NOMA). Cell-free massive MIMO employs geographically distributed antennas to serve users in a joint and coordinated manner, eliminating the concept of cells and improving spectral efficiency (SE). Operating under time-division duplexing (TDD), it requires orthogonal pilot sequences for channel estimation to avoid interference. However, in practical scenarios, the number of users often exceeds the available pilot sequences, resulting in a phenomenon known as pilot contamination, which degrades system performance. NOMA can help mitigate this issue by allowing multiple users to share the same resources. In this context, this thesis focuses on two main lines of investigation aimed at contributing to the advancement of 6G and future wireless networks. The first examines effective channel non-reciprocities caused by hardware mismatches in cell-free massive MIMO systems operating with NOMA, which lead to channels being perceived as non-reciprocal. Accordingly, phase and amplitude non-reciprocities at both the transmitter and the receiver are evaluated under slow-fading channel conditions. By employing maximum ratio transmission (MRT) precoders normalized by channel statistics for both single-antenna and multi-antenna access points (APs), the study reveals how practical non-reciprocities affect the performance of cell-free massive MIMO–NOMA systems. The second line of investigation introduces an adaptive hybrid method that combines orthogonal multiple access (OMA) and NOMA in cell-free massive MIMO systems, enabling mode switching between uplink channel estimation and downlink transmission phases. This hybrid and simultaneous access approach mitigates pilot contamination, optimizes resource allocation, and balances the number of served users with acceptable achievable data rates. A real-time decision policy is proposed to alternate between OMA and NOMA based on the number of users and the number of available pilot sequences. Overall, this thesis contributes closed-form expressions for lower bounds on the signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) and spectral efficiency, highlighting that phase non-reciprocity at the AP significantly impacts system performance. An effective adaptive hybrid model is developed to improve resource allocation and sum-rate performance, providing practical implementation guidelines for future applications in cell-free massive MIMO systems.

Keywords: 6G; OMA-NOMA hybrid method; MRT normalized by channel statistics; NOMA; non-reciprocities; cell-free massive MIMO systems; data sum rate.

Lista de figuras

Figura 1	Previsão da Ericsson para o tráfego global de dados móveis (EB por mês) no período de 2020 a 2030. Em 2030, é esperado um tráfego de dados móveis em torno de 303 EB por mês.	1
Figura 2	Cenários de uso de acordo com o ITU-R para 2030 e além (IMT-2030).	2
Figura 3	A figura representa o cenário CFmMIMO, consistindo de M APs servindo K UEs. A conexão entre as APs e a CPU é feita pelo <i>fronthaul</i> , enquanto a conexão entre as CPUs e/ou a rede central é realizada pelo <i>backhaul</i>	16
Figura 4	O conceito de redes CFmMIMO consiste da junção de três tecnologias: camada física do MIMO massivo celular, redes ultra-densas e transmissão conjunta em CoMP.	17
Figura 5	No plano do tempo-frequência pode ser dividido em diversos blocos de coerência, onde em cada bloco o canal é invariante no tempo e constante na frequência. Cada bloco de coerência pode ser dividido em amostras para sinalização de pilotos, transmissão de dados de UL e transmissão de dados de DL.	18
Figura 6	Esquemas de acesso múltiplo.	20
Figura 7	NOMA no domínio da potência sentido DL utilizando receptor SIC. . .	23
Figura 8	NOMA no domínio da potência utilizando receptor SIC, para UL. . . .	24
Figura 9	Canal efetivo composto pelas matrizes diagonais da resposta em frequência no AP (\mathbf{B}_m) e no UE (F_{nk}) e pelo canal físico, em ambos os sentidos <i>downlink</i> e <i>uplink</i>	27
Figura 10	CDFs da taxa de dados por UE em cenários recíprocos e com não reciprocidades no transmissor e no receptor, em termos de fase e amplitude, para SIC imperfeito devido ao EC. O estudo considera $K = 24$ UEs distribuídos em uma área de 1km^2 . A alocação de potência é igual em cada grupo n , seguindo a proporção de 0, 3:0, 7, $\forall n$ (Li; Aruma Baduge, 2018).	54

Figura 11	CDFs da taxa de dados por UE em cenários recíprocos e com não reciprocidades no transmissor e no receptor, em termos de fase e amplitude, para SIC imperfeito generalizado. O estudo considera $K = 24$ UEs distribuídos em uma área de 1km^2 . A alocação de potência é igual em cada grupo, seguindo a proporção de $0, 3:0, 7, \forall n$ (Li; Aruma Baduge, 2018).	57
Figura 12	Análise de sensibilidade do coeficiente de correlação para o modelo de SIC generalizado, considerando os percentis de 10, 50 e 90 das CDFs das taxas de dados por UE.	58
Figura 13	Análise de sensibilidade dos parâmetros de não reciprocidade de fase e amplitude, representada pelo RMSE no transmissor, em cenários com APs com uma antena e com múltiplas antenas. As Figuras 13a e 13b apresentam a variação dos ângulos de fase para APs com uma antena e com múltiplas antenas, respectivamente. As Figuras 13c e 13d ilustram a variação de amplitude para APs com uma antena e com múltiplas antenas, respectivamente.	59
Figura 14	Comparação das CDFs das taxas de dados por UE para OMA e NOMA em cenários recíprocos e com não reciprocidade de fase no transmissor. As Figuras 14a e 14b mostram os resultados para NOMA com SIC imperfeito devido ao efeito de EC nos cenários com uma antena e múltiplas antenas nas APs, respectivamente. Já as Figuras 14c e 14d apresentam os resultados para NOMA com SIC imperfeito generalizado, nos cenários com uma antena e múltiplas antenas nas APs, respectivamente.	61
Figura 15	Exemplo ilustrativo do método proposto para redes CFmMIMO.	63
Figura 16	Fluxograma do método híbrido OMA/NOMA adaptativo proposto.	67
Figura 17	Ilustração de um dos cenários simulados. Neste cenário: $K_{\text{tot}} = 100$, $K_{\text{OMA}} = 80$, $K_{\text{NOMA}} = 20$ e $N = 10$	71
Figura 18	CDFs da SE por User Equipment (UE) obtido para o cenário com número de pilotos disponíveis escasso. Neste caso, $K_{\text{tot}} = 100$	72
Figura 19	CDFs da SE por UE obtido para o cenário com baixo número de UEs. Neste caso, $K_{\text{tot}} = 40$	72
Figura 20	CDFs da SE por UE obtido para o cenário com elevado número de UEs. Neste caso, $K_{\text{tot}} = 180$	73
Figura 21	Comparação da soma de taxas alcançáveis para vários cenários. Os resultados indicam que a solução híbrida proposta supera os métodos de base.	74
Figura 22	Comparação da eficiência energética. A solução híbrida proposta iguala ou supera os esquemas de referência.	76

Figura 23	Latência adicional esperada em função do tempo médio de chegada. A latência é da ordem de $0.2\ \mu s$ nos cenários de pior caso.	77
Figura 24	Taxa de soma esperada em função do tempo médio de chegada. Tempos de chegada mais elevados beneficiam o método híbrido.	78

Lista de tabelas

Tabela 1	Principais aspectos abordados pela literatura sobre CFmMIMO e CFmMIMO-NOMA. Não Aplicável (NA).	11
Tabela 2	Parâmetros comuns nas configurações de simulação.	54
Tabela 3	Complexidade operacional das principais operações do método proposto.	66
Tabela 4	Configurações de Simulação.	70

Lista de siglas

3GPP 3rd Generation Partnership Project

4G Fourth-Generation

5G Fifth-Generation

6G Sixth-Generation

AI Artificial Intelligence

AP Access Point

AWGN Additive White Gaussian Noise

BS Base Station

CDF Cumulative Distribution Function

CDMA Code Division Multiple Access

CFmMIMO Cell-Free Massive Multiple-Input Multiple-Output

CoMP Coordinated Multipoint

CPU Central Processing Unit

CSI Channel State Information

CTMC Continuous-time Markov chain

DL Downlink

DS Desired Signal

DSP Digital Signal Processor

EC Endurecimento de Canal

eMBB Enhanced Mobile Broadband

FDMA Frequency Division Multiple Access

FFT Fast Fourier Transform

fpZF Full-Pilot Zero Forcing

GOPS Giga Operations Per Second

GPP General-Purpose Processor

ICI Inter-Cluster Interference

i.i.d. Independent and Identically Distributed

IMT International Mobile Telecommunications

IoT Internet of Things

IFFT Inverse Fast Fourier Transform

ITU-R International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector

LOS Line-Of-Sight

MA Multiple Access

MIMO Multiple-Input Multiple-Output

MMSE Minimum Mean Square Error

mMTC Massive Machine-Type Communications

MUD Multiuser Detection

MRT Maximum Ratio Transmission

mRZF Modified Regularized Zero Forcing

MSE Mean Squared Error

NA Não Aplicável

NLOS Non-Line-Of-Sight

NOMA Non-Orthogonal Multiple Access

NR New Radio

OFDM Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

OFDMA Orthogonal Frequency-Division Multiple Access

OMA Orthogonal Multiple Access

O-RAN Open Radio Access Network

RI Residual Interference

RMSE Root Mean Squared Error

RZF Regularized Zero Forcing

SC Superposition Coding

SDI Statistical Decoding Interference

SE Spectral Efficiency

SI Superposition Interference

SIC Successive Interference Cancellation

SINR Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio

SDMA Space Division Multiple Access

SDP Semidefinite Programming

SOCP Second-Order Cone Programming

TDD Time Division Duplex

TDMA Time Division Multiple Access

UatF Use-and-Then-Forget

UE User Equipment

UMi Urban Micro

UL Uplink

URLLC Ultra-Reliable Low-Latency Communications

Lista de símbolos

α_{nk}	Coefficiente de alocação de potência NOMA para o usuário k no grupo n
β_{mk}	Ganho de larga escala entre AP m e usuário OMA k
β_{mnk}	Ganho de larga escala entre AP m e usuário NOMA k no grupo n
$\mathbf{\Gamma}_{mn}$	Matriz de covariância da estimativa do canal combinado
γ_{mk}	Variância da estimativa do canal OMA
γ_{mn}	Variância da estimativa do canal combinado
γ_{mnk}	Variância da estimativa do canal NOMA
δ^{AP}	Consumo de potência por GOPS nos APs
δ^{GPP}	Carga computacional para o consumo de potência no GPP
Δ_{mnk}^{dl}	Ganho de larga escala efetivo no DL em cenário não recíproco
ϵ	RMSE da resposta em frequência
$\epsilon_{A_{\text{AP}}}$	Desvio máximo de amplitude devido à não reciprocidade no AP
$\epsilon_{A_{\text{UE}}}$	Desvio máximo de amplitude devido à não reciprocidade no UE
$\epsilon_{\theta_{\text{AP}}}$	Desvio máximo de fase devido à não reciprocidade no AP
$\epsilon_{\theta_{\text{UE}}}$	Desvio máximo de fase devido à não reciprocidade no UE
η_{mk}	Coefficiente de alocação de potência OMA no AP m
η_{mn}	Coefficiente de alocação de potência NOMA do AP m para o grupo n
η_{mnk}	Coefficiente de alocação de potência total para o usuário k do grupo n no AP m
ι	Estado intermediário da cadeia de Markov em tempo contínuo, associado ao número de usuários ativos
λ	Comprimento de onda
λ^{Markov}	Taxa média de chegada de usuários no sistema

μ_{mn}	Vetor Gaussiano auxiliar da estimação MMSE
μ	Microssegundo (μs), unidade de tempo utilizada para expressar a latência adicional
μ_ι	Taxa de saída do sistema no estado ι , definida como a razão entre o número de usuários ativos e o tempo médio de permanência
$\nu_{A_{\text{UE/AP}}}$	Nível relativo de reciprocidade em amplitude
$\nu_{\theta_{\text{UE/AP}}}$	Nível relativo de reciprocidade em fase
∂_m	Eficiência do amplificador de potência no m -ésimo AP
π_n	Probabilidade estacionária de o sistema estar no estado n na cadeia de Markov
π'_n	Probabilidade estacionária normalizada condicionada ao subconjunto de estados onde o método híbrido é executado
ϕ	Fator de pré-log
ψ_d	Potência de transmissão de downlink
ψ_u	Potência de transmissão de uplink
ρ_d	Potência de DL normalizada pela potência do ruído
ρ_u	Potência de UL normalizada pela potência do ruído
ρ_{nk}	Coefficiente de correlação entre q_{nk} e \hat{q}_{nk} no SIC
σ_A^2	Variância da não reciprocidade em amplitude
σ_{resfr}	Eficiência do sistema de resfriamento da CPU
σ_θ^2	Variância da não reciprocidade em fase
σ_n^2	Potência do ruído
$\sigma_{\text{sh}}^{\text{LOS}}$	Desvio padrão do <i>shadow fading</i> na propagação LOS
$\sigma_{\text{sh}}^{\text{NLOS}}$	Desvio padrão do <i>shadow fading</i> na propagação NLOS
τ_c	Intervalo de coerência
τ_p	Número de sequências piloto disponíveis para estimação de canal
τ_p^{OMA}	Pilotos alocados aos usuários OMA

τ_p^{NOMA}	Pilotos alocados aos grupos NOMA
θ	Resposta em fase da não reciprocidade do canal
v_k	Ganho agregado de larga escala do usuário k
A	Resposta em amplitude da não reciprocidade do canal
A^{lat}	Latência adicional média esperada introduzida pela execução do método híbrido
A^{taxa}	Taxa de soma média esperada do sistema, obtida a partir do modelo de recompensa de Markov
BW	Largura de banda
C_{metodo}	Complexidade computacional do método híbrido OMA/ NOMA proposto
C_{superpos}	Complexidade do processamento adicional de superposição requerido para o Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) em Giga Operations Per Second (GOPS)
C_{outros}	Complexidade de outras operações adicionais da CPU em GOPS
Cap^{GPP}	Capacidade de processamento da GPP
CC^{CPU}	Complexidade computacional processada pela CPU
DS	Sinal desejado
\mathbf{f}_{mn}	Canal combinado do grupo n
\hat{f}_{mn}	Estimativa MMSE do canal combinado
\mathbf{g}_{mnk}	Canal entre AP m e usuário k no grupo n
h_{AP}	Altura da antena da AP
h_{UE}	Altura da antena do UE
\mathbf{h}_{mnk}	Desvanecimento de pequena escala
ICI	Interferência entre grupos
k_B	Constante de Boltzman
K	Número de usuários por grupo NOMA
K_{OMA}	Número de usuários OMA

K_{NOMA}	Número total de usuários NOMA
K_{tot}	Número total de usuários no sistema
L	Número de antenas por AP
L_n	Latência dependente do estado n
M	Número de APs
n	Estado da cadeia de Markov correspondente ao número de usuários ativos no sistema
N	Número de grupos NOMA
N_{ativo}	Número de subportadoras ativas
N_{Dproc}	número de multiplicações complexas por AP associadas à estimação de canal MMSE
NF	Figura de ruído
q_k	Símbolo transmitido ao usuário OMA k
q_{nk}	Símbolo transmitido ao usuário NOMA k do grupo n
\hat{q}_{nk}	Símbolo estimado no SIC
P	Potência total consumida pelo sistema
P^{AP}	Consumo de potência total de todas as APs
P^{CPU}	Consumo de potência da CPU
P^{transp}	Consumo de potência da rede de transporte
$P_{0,m}^{\text{AP}}$	Consumo médio de potência fixa do m -ésimo AP
$P_{\text{cal},m}^{\text{AP}}$	Consumo de potência computacional para operação de processamento distribuído do m -ésimo AP
$P_{\text{dl},m}^{\text{AP}}$	Potência efetiva de transmissão em DL no m -ésimo AP
P_0^{GPP}	Consumo fixo de potência por unidade de GPP
P_0^{CPU}	Consumo fixo de potência por unidade de GPP na CPU
$P_{0,m}^{\text{transp}}$	Consumo fixo de potência do segmento de transporte associado ao m -ésimo AP

$P_{bt,m}^{\text{transp}}$	Custo energético por bit transmitido na rede de transporte associado ao m -ésimo AP
r_k	Sinal recebido pelo usuário OMA
r_{nk}	Sinal recebido pelo usuário NOMA
R_n	Taxa de soma alcançável no estado n da cadeia de Markov
\mathbf{R}_{mn}	Matriz de correlação do canal combinado
\mathbf{R}_{mnk}	Matriz de correlação do UE k
$R^{\text{Híbrido}}$	Taxa de soma alcançável do sistema operando sob o método híbrido OMA/NOMA
R^{sic}	Interferência residual devido ao SIC
R_{nk}^{UatF}	Taxa alcançável <i>Use-and-Then-Forget</i>
S	Espaço de estados da cadeia de Markov em tempo contínuo
S'	Subconjunto de estados da cadeia de Markov em que o método híbrido é executado
SDI	Interferência de decodificação estatística
SI	Interferência de superposição
T_0	Temperatura do ruído
t_{TR}	Período de controle em quase tempo real do sistema
T	Tempo médio de permanência de um usuário no sistema
T_s	Duração do símbolo
\mathbf{W}_m	Ruído AWGN no AP m

Notações

\mathbf{V}	Letras em negrito maiúsculo denotam matrizes
\mathbf{v}	Letras em negrito minúsculo denotam vetores coluna
$(.)^T$	Operador transposto
$(.)^H$	Operador conjugado-transposto
$(.)^*$	Operador conjugado
$\mathbb{E}\{.\}$	Operador expectativa
\mathbf{I}_N	Matriz identidade $N \times N$
$\ .\ $	Norma Euclidiana
$\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$	Variável aleatória Gaussiana complexa, com média μ e variância σ^2
$\mathcal{CN}(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\sigma}^2)$	Vetor aleatório Gaussiano complexo, com média $\boldsymbol{\mu}$ e variância $\boldsymbol{\sigma}^2$
\mathcal{O}	Big O
$\text{tr}(\cdot)$	Traço da matriz

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Trabalhos Relacionados	6
1.1.1	CFmMIMO-NOMA	6
1.1.2	Não Reciprocidades em CFmMIMO e CFmMIMO-NOMA	8
1.1.3	CFmMIMO-NOMA/OMA Híbrido	8
1.2	Objetivos	11
1.3	Propostas da Tese	12
1.3.1	Análise de Não reciprocidades em Sistemas CFmMIMO-NOMA	12
1.3.2	Método Híbrido OMA/NOMA Adaptativo para CFmMIMO	12
1.4	Contribuições	13
1.5	Organização do Documento	14
2	Referencial Teórico	16
2.1	Sistemas CFmMIMO	16
2.1.1	Propriedades em Sistemas CFmMIMO	18
2.1.1.1	Endurecimento do Canal	18
2.1.1.2	Propagação Favorável	19
2.2	Esquemas de Acesso Múltiplo	19
2.2.1	NOMA no DL Utilizando Receptor do Tipo SIC	21
2.2.2	NOMA no UL Utilizando Receptor do Tipo SIC	22
2.2.3	Esquemas de Acesso Múltiplo Híbridos em NOMA	24
3	Modelos de Sistema	26
3.1	Sistemas CFmMIMO-NOMA com não reciprocidades no canal efetivo	26
3.1.1	Modelo de Canal Efetivo	26
3.1.2	Estimação de Canal no UL	29
3.1.3	Modelagem do erro devido ao SIC	31
3.1.4	Transmissão de Dados no DL	31
3.1.5	Taxa de Soma Alcançável	33
3.2	Sistemas Híbridos OMA/NOMA em CFmMIMO	43
3.2.1	Modelo de Canal	43
3.2.2	Estimação de Canal no UL	43
3.2.3	Modelagem do erro devido ao SIC	45
3.2.4	Transmissão de Dados no DL	45
3.2.5	Soma de Taxa Alcançável	47

4	Análises de não reciprocidade para Cenários CFmMIMO-NOMA	52
4.1	Parâmetros de Simulação Gerais	52
4.2	Resultados da Análise de Não Reciprocidades	53
4.2.1	Cenário com SIC Imperfeito de EC	53
4.2.2	Cenário com SIC Imperfeito Generalizado	56
4.2.3	Análise de Sensibilidade do Coeficiente ρ	57
4.2.4	Análise de Sensibilidade das Não Reciprocidades	58
4.2.5	Comparação de Desempenho OMA e NOMA	60
5	Análise de Operação OMA/NOMA Híbrido em Sistemas CFmMIMO	62
5.1	Método Proposto	62
5.2	Modelo de Consumo de Potência	68
5.3	Avaliação de Desempenho de Taxa	69
5.3.1	Parâmetros de Simulação Gerais	69
5.3.2	Resultados de Taxa de Dados para o Método Híbrido Proposto . .	71
5.3.3	Considerações para a Análise de Eficiência Energética	75
5.3.4	Resultados da Análise de Eficiência Energética	75
5.3.5	Considerações para as Simulações da Relação entre Taxa de Soma e Latência	75
5.3.6	Resultados das Simulações da Relação entre Taxa de Soma e Latência	77
6	Considerações finais	79
	Referências	83

Lista de Publicações

Lista de publicações diretamente relacionadas ao conteúdo e às propostas da tese:

1. OHASHI, A. A.; COSTA, D. B. da; FERNANDES, A. L. P.; MONTEIRO, W.; FAILACHE, R.; CAVALCANTE, A. M. et al. **Cell-Free Massive MIMO-NOMA Systems with Imperfect SIC and Non-Reciprocal Channels**. *IEEE Wireless Communications Letters*, v. 10, n. 6, p. 1329–1333, jun. 2021. DOI: 10.1109/LWC.2021.3066042.
2. FAILACHE, R. V. P.; OHASHI, A. A.; FERNANDES, A.; RODRIGUES, R. M.; CAVALCANTE, A. M.; COSTA, J. W. **A Fair Comparison Between OMA and NOMA for Cell-Free Massive MIMO Systems**. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES E PROCESSAMENTO DE SINAIS (SBrT), 39., 2021. Anais [...] Sociedade Brasileira de Telecomunicações, 2021. DOI: 10.14209/sbrt.2021.1570724206

Lista de publicações não diretamente relacionadas ao conteúdo e às propostas da tese:

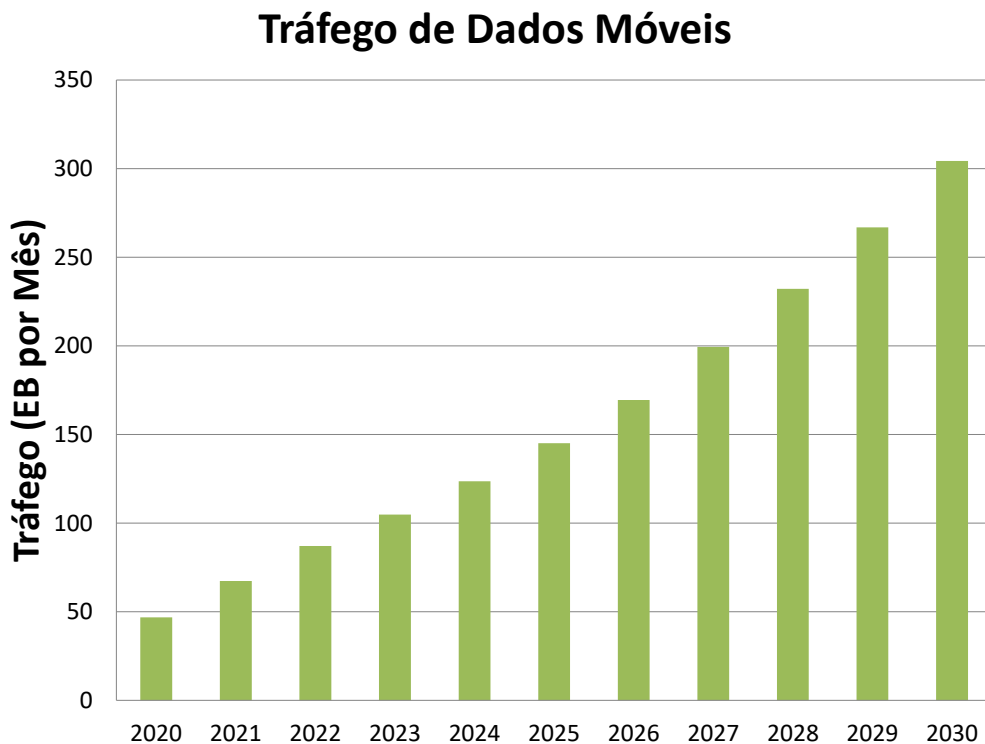
1. ACATAUASSU, D.; LICÁ, M.; OHASHI, A. A.; FERNANDES, A. L. P.; FREITAS, M. M. M.; COSTA, J. C. W. A. et al. **An Efficient Fronthaul Scheme Based on Coaxial Cables for 5G Centralized Radio Access Networks**. *IEEE Transactions on Communications*, v. 69, n. 2, p. 1343–1357, fev. 2021. DOI: 10.1109/TCOMM.2020.3039860.
2. FREITAS, M.; OHASHI, A. A.; ACATAUASSU, D.; COSTA, J.; MEDEIROS, E.; BERG, M.; CAVALCANTE, A. **Performance Evaluation of MGfast Systems Over Coaxial Cables**. *Journal of Communication and Information Systems (JCIS)*, v. 36, p. 52–61, 2021.
3. FURTADO, L. S.; FERNANDES, A. L. P.; OHASHI, A. A.; FARIAS, F. S.; CAVALCANTE, A. M.; COSTA, J. C. W. A. **Cell-Free Massive MIMO Deployments: Fronthaul Topology Options and Techno-Economic Aspects**. In: EURO-

- PEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION (EUCAP), 16., 2022, Madrid. Proceedings [...] Madrid: IEEE, 2022. p. 1–5. DOI: 10.23919/EUCAP53622.2022.9768969.
4. FERNANDES, A.; FARIAS, F. de S.; OHASHI, A. A.; OLIVEIRA, M.; COSTA, J. C. W. A. **A Techno-Economic Assessment of 5G Networks with Passive Optical Network-Based Mobile Backhaul and Hybrid Fiber-Copper Fronthaul.** In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE REDES DE COMPUTADORES E SISTEMAS DISTRIBUÍDOS (SBRC), 37., 2019. Anais [...] Porto Alegre: SBC, 2019. p. 349–362.
 5. FERNANDES, A. L. P.; OHASHI, A. A.; SOUZA, D. D.; SOUSA, B. P. T.; FREITAS, M. M. M.; FARIAS, F. S.; COSTA, J. C. W. A. **Avaliação Técnica e Econômica de Cenários Fronthaul Indoor Híbridos e Baseados em Cobre Utilizando G.fast e Modo Fantasma.** In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICRO-ONDAS E OPTOELETRÔNICA E CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO (MOMAG), 18., 2018, Santa Rita do Sapucaí – MG. Anais [...] Santa Rita do Sapucaí: SBMO/SBMag, 2018.

1 Introdução

De acordo com as projeções da Ericsson, a tecnologia de acesso móvel de quinta geração - *Fifth-Generation* (5G) atingirá 6,3 bilhões de assinaturas em 2030, correspondendo a 80% do tráfego móvel total e superando pela primeira vez o número de assinaturas de quarta geração - *Fourth-Generation* (4G). Tal fato deve ocorrer devido ao aumento da demanda por requisitos mais rigorosos, exigindo, como, por exemplo, a necessidade de elevada capacidade de tráfego de dados, os quais só podem ser atendidos por redes 5G (Ericsson, 2024). Esse crescimento na demanda pode ser visualizado pelo aumento na previsão de tráfego de dados móveis entre 2020 e 2030, mostrado na Figura 1, na qual se espera um tráfego de dados de cerca de 145 EB (exabytes) por mês no final de 2025, e 303 EB por mês em 2030, ou seja, a demanda deve mais que dobrar nos próximos 5 anos.

Figura 1 – Previsão da Ericsson para o tráfego global de dados móveis (EB por mês) no período de 2020 a 2030. Em 2030, é esperado um tráfego de dados móveis em torno de 303 EB por mês.

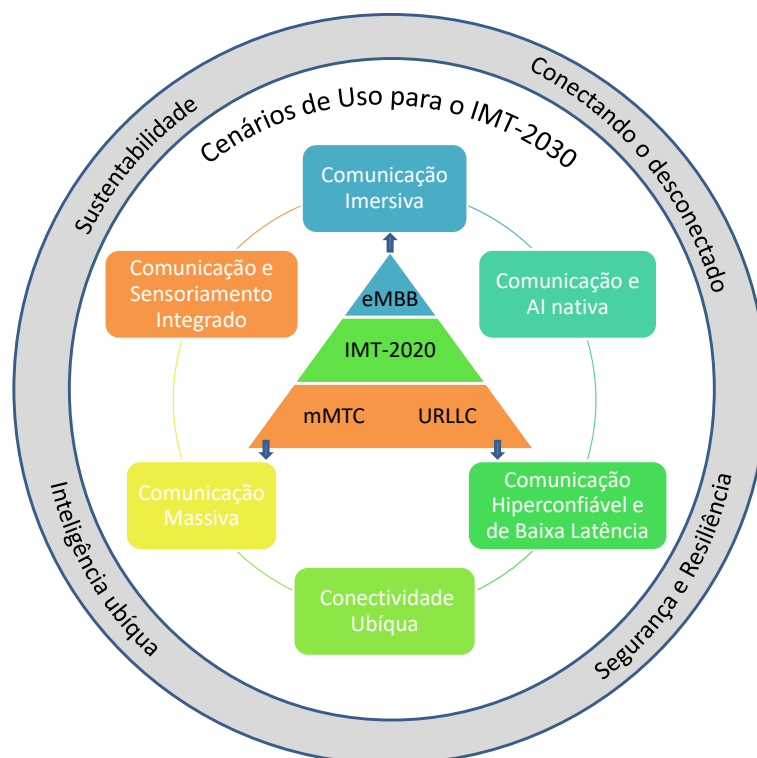


Fonte: adaptado de (Ericsson, 2024).

Com o objetivo de estabelecer os pilares para as redes de sexta geração - *Sixth-Generation* (6G), a União Internacional de Telecomunicações – Setor de Radiocomunicação - *International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector* (ITU-R) definiu

os principais requisitos nas especificações das Telecomunicações Móveis Internacionais - *International Mobile Telecommunications* (IMT)-2030. Além dos requisitos de tráfego/taxa de dados, o 6G também deve: (1) aprimorar a experiência do usuário, aumentando a qualidade dos serviços de comunicação; (2) garantir uma densidade de conexões entre 10^6 e 10^8 dispositivos por km^2 para o caso de uso de Comunicações Massivas do Tipo Máquina - *Massive Machine-Type Communications* (mMTC); (3) permitir uma mobilidade de até 1000 km/h no caso de uso de Comunicações Ultra Confiáveis e de Baixa Latência - *Ultra-Reliable Low-Latency Communications* (URLLC). Ademais, cabe destacar que as recomendações do IMT-2030 em relação ao seu antecessor, o IMT-2020, inseriram novos recursos, como melhorias em cobertura, capacidades relacionadas à detecção, inteligência artificial - *Artificial Intelligence* (AI), e interoperabilidade, além de melhorias na capacidade dos requisitos previstos nas recomendações do IMT-2020 (ITU, 2023). Por fim, é válido ressaltar que as faixas de valores para as capacidades do IMT-2030 são valores alvos estimados e estão sob pesquisa e investigação para o uso em redes 6G futuras.

Figura 2 – Cenários de uso de acordo com o ITU-R para 2030 e além (IMT-2030).



Fonte: adaptado de (ITU, 2023).

Outra consideração importante são os cenários de uso para o IMT-2030 que foram atualizados em relação às previsões do seu antecessor, de modo que os casos de uso de comunicação imersiva, comunicação massiva e comunicação hiperconfiável e de baixa latência, correspondem aos casos de uso melhorados, respectivamente, dos cenários de banda larga móvel aprimorada - *Enhanced Mobile Broadband* (eMBB), mMTC e URLLC.

Para 2030, o ITU-R inseriu novos casos de uso como comunicação e sensoriamento integrado, comunicação imersiva, conectividade ubíqua, e comunicação e AI nativa, como destacado na Figura 2 (ITU, 2023).

Para lidar com as demandas crescentes no tráfego de dados móveis devido às novas aplicações, como internet das coisas - *Internet of Things* (IoT), as redes 6G e posteriores, podem: (1) aumentar a largura de banda e (2) usar a largura de banda mais eficientemente. Uma forma de atingir o primeiro caso é aumentar a frequência de operação da portadora, onde mais banda está disponível. Entretanto, tal solução não é uma tarefa fácil, encontrando barreiras como o desenvolvimento de *hardware*, e modificações na tecnologia para ser compatível com essas frequências. Além disso, precisam licenciar essas faixas de frequência, o que pode ser proibitivo em termos de custos. Assim, o uso eficiente da largura de banda parece ser a direção mais natural. Duas maneiras de alcançar este último objetivo são o uso de múltiplas-entradas múltiplas-saídas massivas livres de células - *Cell-Free Massive Multiple-Input Multiple-Output* (CFmMIMO) e o acesso múltiplo não ortogonal - *Non-Orthogonal Multiple Access* (NOMA) (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017; Li; Aruma Baduge, 2018; Dai et al., 2018; Demir; Björnson; Sanguinetti, 2021).

Um sistema CFmMIMO é composto por um conjunto de antenas distribuídas que realizam transmissão conjunta multiponto coordenada usando uma abordagem centrada no usuário, ou seja, cada equipamento de usuário - *User Equipment* (UE) é atendido dinamicamente por um conjunto de pontos de acesso - *Access Point* (AP). Quando todos os APs servem o UE, refere-se a definição de CFmMIMO canônico, enquanto, no cenário em que somente uma parcela das APs serve o UE, definida pelas condições operacionais do UE, tem-se um sistema CFmMIMO escalável.

Em qualquer um dos casos, canônico ou escalável, da perspectiva do plano de dados do UE, elimina-se o conceito de células em redes móveis, embora, no plano de controle, o sistema continue a operar de forma celular. Dessa forma, é possível obter uma eficiência espectral - *Spectral Efficiency* (SE) mais elevada e uniforme sobre a área de cobertura devido ao ganho de macrodiversidade (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017; Interdonato et al., 2019; Ngo et al., 2024).

A operação em sistemas CFmMIMO é realizada por meio de um esquema de duplexação por divisão de tempo - *Time Division Duplex* (TDD), no qual um número limitado de amostras é disponibilizado durante o intervalo de coerência do canal, intervalo no qual o canal permanece aproximadamente constante e apresenta características de *flat fading*. Cada bloco de transmissão dentro desse período contém amostras destinadas à transmissão de dados no *Downlink* (DL), no *Uplink* (UL) e também pilotos para estimação de canal (Ngo et al., 2017; Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017).

As sequências piloto são essenciais para a estimação dos canais entre os UEs e os APs. Para garantir a ortogonalidade entre os sinais transmitidos e evitar interferência entre

UEs durante essa estimativa, cada UE deve ser alocado com uma sequência piloto ortogonal. Dessa forma, o número máximo de UEs que podem ser atendidos com estimativas livres de interferência é limitado pelo número de amostras disponíveis no tempo de coerência, ou seja, pelo número de pilotos ortogonais possíveis (Ngo et al., 2017).

Entretanto, assim como outras tecnologias, o CFmMIMO apresenta desafios importantes. Quando o número de UEs excede a quantidade de sequências piloto ortogonais disponíveis, torna-se necessário reutilizar sequências entre diferentes UEs. Essa reutilização compromete a qualidade da estimação do canal, introduzindo interferência coerente entre UEs que compartilham o mesmo piloto. Tal fenômeno é conhecido como contaminação de piloto, e constitui um dos principais entraves ao desempenho ideal dessa tecnologia (Ngo et al., 2017; Saeed; Khokhar; Ahmed, 2024).

Uma forma de combater a interferência gerada pela contaminação de pilotos em sistemas CFmMIMO é o uso da tecnologia NOMA, que permite que múltiplos UEs compartilhem o mesmo bloco de recursos como tempo ou frequência, utilizando-se de sobreposição no domínio da potência ou de assinaturas específicas de código para acesso múltiplo - *Multiple Access* (MA). A premissa básica de NOMA é agrupar UEs em grupos que compartilharão o mesmo recurso, possibilitando usar menos recursos para atender mais UEs dentro do sistema. No entanto, a quantidade de UEs no grupo NOMA indicado pela literatura mostra que idealmente esse número não deve ser muito grande, de preferência dois ou três UEs, uma vez que dependendo do algoritmo de cancelamento de interferência sucessiva - *Successive Interference Cancellation* (SIC) utilizado pode incorrer erros sequenciais, durante o procedimento de decodificação dos sinais dos UEs. No contexto de CFmMIMO o recurso compartilhado é o piloto, de forma que UEs no mesmo grupo, os quais compartilham a mesma sequência piloto, podem realizar NOMA entre si por meio de sobreposição no domínio da potência (Dai et al., 2018; Li; Aruma Baduge, 2018; Li; Amarasuriya, 2019).

Dessa forma, para melhorar a SE em sistemas 6G, o uso combinado de NOMA e CFmMIMO é de amplo interesse na literatura, especialmente devido à sinergia entre essas tecnologias entre as tecnologias, a qual permite que uma beneficie a outra (Li; Aruma Baduge, 2018; Li; Amarasuriya, 2019; Kusaladharma et al., 2019; Rezaei et al., 2020a; Rezaei et al., 2020b).

Embora a técnica NOMA seja bastante promissora em sistemas CFmMIMO, ainda existem diversos desafios. A literatura tem se concentrado principalmente no desenvolvimento de algoritmos eficientes de alocação de recursos, incluindo a otimização do agrupamento de UEs e dos coeficientes de potência no caso do NOMA no domínio da potência (Rezaei et al., 2020a; Rezaei et al., 2020b). Um aspecto menos explorado, porém relevante, refere-se às não reciprocidades de canal efetivo. Devido a descasamentos nos componentes de *hardware* das múltiplas APs e dos UEs, os sinais transmitidos e recebidos

em cada antena apresentam variações de fase e de amplitude distintas entre o UL e o DL. Como consequência, os canais efetivos, aqueles que as UEs e os APs efetivamente "enxergam", diferem dos canais físicos reais, que seriam reciprocamente válidos em um sistema TDD operando dentro de um bloco de coerência.

Considerando apenas sistemas CFmMIMO sem o uso de NOMA, esse efeito já é particularmente problemático, pois o precodificador de DL é tipicamente projetado com base nas estimativas de canal obtidas no UL. As diferenças de fase, em especial, afetam negativamente os processos de transmissão e recepção coerentes, podendo impedir a interferência construtiva entre os sinais transmitidos pelas diferentes APs (Palacios et al., 2020). Ao se considerar a aplicação de NOMA, a situação torna-se ainda mais crítica, uma vez que, em CFmMIMO-NOMA, mais de um UE compartilha o mesmo piloto, resultando em uma estimativa de canal degradada. Essa estimativa aponta em uma direção proporcional a uma combinação aproximadamente ponderada dos canais dos UEs envolvidos. Esse efeito gera interferência coerente, a qual pode ser parcialmente compensada pelo mecanismo do NOMA, mas que pode não ser totalmente mitigada. Nesse contexto, as diferenças de fase entre o canal contaminado estimado no UL e o canal real do DL podem dificultar a mitigação da interferência coerente. Além disso, as variações de amplitude impactam diretamente a análise vetorial responsável por determinar a direção do canal estimado contaminado, introduzindo desalinhamentos adicionais que, conseqüentemente, podem degradar o desempenho global do sistema.

Outro desafio, além das não reciprocidades de *hardware*, refere-se à coexistência entre NOMA e o acesso múltiplo ortogonal - *Orthogonal Multiple Access* (OMA). Atualmente, sabe-se que o NOMA nem sempre é superior ao OMA, sendo o primeiro mais vantajoso principalmente em cenários com alta densidade de UEs e escassez de pilotos (Bashar et al., 2019; Bashar et al., 2020). Na prática, é possível empregar ambos os esquemas simultaneamente, buscando explorar as vantagens de cada um. No entanto, essa coexistência introduz interferência cruzada entre UEs operando em OMA e NOMA, a qual deve ser adequadamente modelada e considerada no projeto do sistema (Sui; Wu; Zhang, 2022; Zhang et al., 2022). Dessa forma, a coexistência entre OMA e NOMA exige estratégias eficientes para a migração de UEs do modo OMA para o modo NOMA. Ainda assim, hoje em dia essa transição é realizada de maneira complexa, dificultando a viabilização de uma operação de baixa complexidade e compatível com requisitos de tempo real (Huang et al., 2023; Qin; Meng; Zhang, 2024).

1.1 Trabalhos Relacionados

1.1.1 CFmMIMO-NOMA

Desde a década passada, diversos trabalhos têm apresentado as bases do funcionamento de NOMA aplicado a redes celulares e apontado direções de pesquisas, desafios e áreas promissoras para aplicação do NOMA (Islam et al., 2017; Ding et al., 2017; Ding et al., 2018; Dai et al., 2018; Aldababsa et al., 2018; Vaezi et al., 2019). Dentre esses, destaca-se (Dai et al., 2018) que apresenta um vasto compêndio sobre NOMA, abordando os domínios da potência, do código e outros. Nos últimos anos, a literatura tem se concentrado em preencher a lacuna relacionada à integração conjunta entre NOMA e arquiteturas *cell-free*, as quais são consideradas fundamentais para redes 6G (Alsabah et al., 2021; Yuan et al., 2021).

O primeiro trabalho a abordar o cenário CFmMIMO–NOMA foi o de (Li; Aruma Baduge, 2018), o qual foram derivadas expressões em forma fechada para estimar a soma das taxas alcançáveis em sistemas *cell-free* operando com NOMA, validando-as com simulações numéricas. As análises consideraram efeitos degradantes associados a: (a) estimação imperfeita da informação de estado do canal - *Channel State Information* (CSI) nos APs; (b) SIC imperfeito; e (c) uso de CSI estatístico nos UEs. Adicionalmente, as seguintes premissas foram adotadas: uma única antena por AP e por UE; distribuição espacial uniforme de UEs e APs; utilização de pré-codificação do tipo transmissão de taxa máxima - *Maximum Ratio Transmission* (MRT) com normalização por canal instantâneo; e agrupamento de UEs com base na proximidade espacial.

Os resultados indicaram que o ganho em taxa somada proporcionado pelo NOMA supera o de sistemas baseados em OMA apenas em cenários com alta densidade de UEs, mais especificamente quando o número de UEs é maior ou igual ao número de amostras disponíveis no intervalo de coerência. Já em regimes com baixa densidade de UEs, o desempenho do NOMA é severamente limitado pela propagação de erros decorrentes do SIC imperfeito e pela contaminação de pilotos intra-grupo, dando vantagem à operação OMA.

O trabalho de (Li; Amarasuriya, 2019) expande as investigações em (Li; Aruma Baduge, 2018) ao considerar múltiplas antenas nas APs e a introdução de pilotos no DL. Essa última consideração elimina a necessidade do uso de CSI estatístico nas UEs, reduzindo os impactos das imperfeições no processo de SIC. O estudo compara os desempenhos do NOMA na presença e ausência de pilotos no DL, avaliando o impacto de diferentes níveis de imperfeição na detecção de sinais no processo de SIC. Essa avaliação é possível porque o modelo de sistema em (Li; Amarasuriya, 2019) e (Li; Aruma Baduge, 2018) considera um SIC imperfeito que também permite a modelagem de erros de estimação de símbolos relacionadas ao canal e a fatores adicionais (Li; de Lamare; Fa, 2011).

Os resultados indicam que a abordagem do uso de pilotos no DL não proporciona ganhos na soma da taxa alcançável, uma vez que o número de pilotos necessários para a estimação do canal de DL limita a quantidade de UEs que podem ser atendidas. No entanto, os autores não exploram a possibilidade de utilizar pilotos no DL apenas para os UEs em piores condições de canal estatístico, o que poderia representar uma estratégia mais eficiente. Apesar de os resultados apresentados complementarem lacunas em (Li; Aruma Baduge, 2018), aspectos importantes permaneceram em aberto, como a otimização da alocação de potência, o agrupamento eficiente dos UEs, a consideração das não reciprocidades de *hardware*, bem como o uso de pré-codificadores mais avançados, capazes de proporcionar maiores taxas de transmissão.

Em (Rezaei et al., 2020b), foi realizada uma comparação em termos de soma de taxa alcançável entre três pré-codificadores lineares: o MRT, o *zero-forcing* regularizado modificado - *Modified Regularized Zero Forcing* (mRZF) e o *zero-forcing* de piloto completo - *Full-Pilot Zero Forcing* (fpZF), considerando múltiplas antenas por APs. Devido à dificuldade em se obter uma formulação fechada para o mRZF, a taxa correspondente foi aproximada por meio de uma simplificação que envolve uma razão finita entre o número de antenas nas APs e o número de grupos. O modelo de sistema usado foi similar ao de (Li; Aruma Baduge, 2018), no entanto os pré-codificadores normalizados por estatísticas de canal foram considerados, tomando proveito do Endurecimento de Canal (EC) no sistema.

Os resultados indicam que, sob a condição de SIC perfeito, os pré-codificadores mRZF e fpZF superam o MRT em termos de soma de taxa alcançável, pois reduzem a interferência intra-grupo. Contudo, embora o aumento do número de antenas por AP aumente a soma de taxa alcançável, ao mesmo tempo acentua os efeitos negativos da contaminação de pilotos e do SIC imperfeito. Tal comportamento pode estar associado à forma como mRZF e fpZF foram implementados no artigo. Apesar da inovação ao considerar pré-codificadores pouco explorados na literatura no contexto de NOMA, o estudo não aborda estratégias de clusterização de UEs, alocação ótima de potência ou os impactos de não reciprocidades de *hardware*.

Em (Rezaei et al., 2020a), a integração entre CFmMIMO e NOMA é explorada no contexto de redes de rádio cognitivo. Apesar disso, a principal contribuição em relação aos trabalhos anteriores é uma estratégia de clusterização sub-ótima e de baixa complexidade para as UEs realizando NOMA entre si na rede cognitiva secundária. O método baseia-se na dissimilaridade dos coeficientes de distância de Jaccard, adotada como critério de pareamento entre os UEs, considerando que NOMA apresenta melhor desempenho quando os UEs possuem canais significativamente distintos. Os autores apontam que a clusterização proposta proporciona ganhos em termos de soma de taxa alcançável, tanto no cenário com SIC perfeito quanto no caso com SIC imperfeito, embora, neste último, os ganhos sejam reduzidos.

1.1.2 Não Reciprocidades em CFmMIMO e CFmMIMO-NOMA

As não reciprocidades em sistemas CFmMIMO foram inicialmente investigadas em (Minasian; Shahbazpanahi; Adve, 2018), sob o nome *distributed* Multiple-Input Multiple-Output (MIMO). Apesar do pioneirismo, esse trabalho adotou uma modelagem na qual as não reciprocidades variam de acordo com coeficientes de canal de pequena escala e de variação rápida, analisando imperfeições instantâneas de *hardware* e seus efeitos diretos sobre as estimativas de canal e o projeto de pré-codificadores. O problema dessa abordagem é que as não reciprocidades não variam no mesmo ritmo que o canal instantâneo, uma vez que estão associadas a imperfeições físicas dos circuitos de rádio frequência ao invés do canal físico. Dessa forma, o modelo adotado em (Mi et al., 2017) pode não refletir fielmente o comportamento de sistemas práticos.

Para capturar melhor o comportamento prático de não reciprocidade em CFmMIMO operando sobre OMA, o trabalho de (Palacios et al., 2020) avalia os impactos de não reciprocidade e da CSI imperfeita usando modelagem de canal de variação lenta, uma vez que as características da resposta em frequência do transceptor dependem de condições operacionais e de implementação de *hardware*, que na prática variam lentamente no canal de propagação física. Os autores utilizaram pré-codificador MRT normalizado por estatísticas de canal e mostraram que sob consideração de variação de canal lenta, as taxas de dados de DL obtidas são impactadas somente pela não reciprocidade em fase na AP. Assim, na prática somente estes devem ser calibrados quando se operando sobre OMA.

Recentemente, o trabalho de (Li et al., 2024) realizou análises em relação aos impactos de não reciprocidades em sistemas CFmMIMO operando sob NOMA, em uma pesquisa paralela à desenvolvida nesta tese, tendo até mesmo citado publicação relacionada a mesma. O trabalho propôs um esquema de calibração de reciprocidade ajustável ao intervalo de coerência e número de UEs. Além disso, as análises consideraram um algoritmo de controle de potência de máximo-mínimo para a taxa dos UEs. Uma deficiência no trabalho é que o modelo de sistema apresentado considera somente SIC imperfeito de origem do uso de canal estatístico. Essa abordagem é incompleta, já que trabalhos anteriores utilizam modelos mais completos para o SIC imperfeito, que permitem análises mais profundas, avaliando os efeitos não necessariamente relacionados somente ao canal.

1.1.3 CFmMIMO-NOMA/OMA Híbrido

Os trabalhos mencionados até então indicam que a operação de CFmMIMO com NOMA apresenta maiores benefícios em cenários com alta densidade de UEs, enquanto a operação por OMA tende a ser mais eficiente em condições mais esparsas. Nesse contexto, o trabalho de (Bashar et al., 2019) investigou em quais condições de densidade de UEs o sistema deveria migrar da operação OMA para NOMA. Apesar disso, o estudo considera dois modelos de sistema separados, um para OMA e outro para NOMA, implicando na

ausência de operação simultânea entre as tecnologias.

No modelo de sistema proposto para NOMA, as principais contribuições incluem o uso de um canal combinado para o processo de estimação e pré-codificação, onde apenas um canal estimado é obtido como combinação linear dos canais dos UEs do grupo que compartilham o mesmo piloto. Assim, o canal estimado resultante é paralelo aos canais estimados individualmente, simplificando a operação NOMA, que utiliza apenas um pré-codificador MRT normalizado para cada grupo de UEs de mesmo piloto. Além disso, diferentemente de abordagens anteriores, a imperfeição do SIC é modelada de forma simples, considerando apenas o uso de canal estatístico. O uso de canal combinado permite a adoção do processo de controle de potência igual por coeficientes, o qual é aplicado sobre cada grupo NOMA. Os resultados evidenciam a dependência de um limiar de operação com o bloco de coerência e número de UEs.

Os mesmos autores expandiram seu trabalho em (Bashar et al., 2020) avaliando três estratégias de agrupamento de UEs: (1) agrupamento de UEs com distância mais próxima entre si, (2) agrupamento os UEs com a maior distância entre si, e (3) agrupamento os UEs aleatoriamente. Ademais, o artigo apresenta as expressões de fórmula fechada considerando pré-codificadores MRT com normalização por estatísticas de canal e por canal instantâneo. Como controle de potência, propõe-se um problema de controle de potência máxima-mínima no DL para maximizar a mínima taxa de dados dos UEs, respeitando as restrições de potência do AP. Para a minimização da potência, utiliza-se o método da bissecção com programação de cone de segunda ordem - *Second-Order Cone Programming* (SOCP) e programação semidefinida - *Semidefinite Programming* (SDP), respectivamente, para os casos de pré-codificadores MRT normalizado por estatísticas de canal e MRT normalizado por canal instantâneo.

Os resultados mostram que sob o controle de potência máxima-mínima proposto o melhor desempenho de pareamento foi o pareamento distante, apesar de sua margem de ganho ter sido pequena em relação ao pareamento aleatório. O pareamento próximo sempre teve o pior desempenho, mas isso pode ser uma consequência do uso de controle de potência máxima-mínima, que embora possa fornecer justiça, no trabalho de (Björnson; Sanguinetti, 2020a) é apontado como um controle de potência inadequado para CFmMIMO. Em termos de operação com pré-codificação normalizada por estatísticas de canal e canal instantâneo, ganhos de NOMA mais significativos foram observados com estatísticas de canal.

Em (Sayyari; Pourrostan; Niya, 2021) é apresentado um sistema de comutação em sistemas CFmMIMO entre os modos NOMA e OMA, além de avaliar também o desempenho com NOMA cooperativo. A principal vantagem do método cooperativo é a possibilidade de diminuir as interferências ao possibilitar o uso de um canal de comunicação direto para os UEs com pior condição de canal. Utilizando MRT normalizado pelo canal instantâneo e SIC imperfeito modelado por meio do uso de canal estatístico, os resultados

mostraram que o uso de NOMA cooperativo fornece melhor SE que NOMA não-cooperativo quando o número de UEs é alto, enquanto OMA apresenta melhor SE em se tratando de cenários com poucos UEs. No entanto, o método proposto ainda não representa uma estratégia de acesso simultâneo OMA-NOMA.

O conceito de operação simultânea de NOMA com OMA foi analisado inicialmente no trabalho de (Sui; Wu; Zhang, 2022), o qual apresentou um modelo de sistema somente com SIC imperfeito modelado por meio do uso de canal estatístico e que da perspectiva do UE permitia operação NOMA e OMA. A principal deficiência do trabalho é que não se caracterizou uma operação simultânea de OMA-NOMA verdadeira, uma vez que o modelo de sistema proposto faz algumas APs operarem especificamente como NOMA e outras como OMA. Esse tipo de operação acaba sendo equivalente à coexistência de uma rede NOMA e OMA separadas.

Estratégias simultâneas verdadeiras de alocação de recursos OMA/NOMA foram exploradas nos trabalhos de (Huang et al., 2023) e (Qin; Meng; Zhang, 2024), abordando problemas de otimização não convexos complexos e desafiadores para resolver o problema. No entanto, as soluções fornecidas podem não ser adequadas para a tomada de decisões eficiente em tempo real sobre a operação de NOMA e OMA para diferentes UEs. No primeiro trabalho, uma solução de aprendizado profundo foi proposta, a qual pode ser impraticável e excessivamente complexa.

Enquanto isso, no segundo trabalho empregou-se um método iterativo para resolver o problema de otimização da alocação OMA e NOMA baseado na SE, que poderia ser viável para aplicações em tempo real. Ainda assim, seria preferível utilizar as métricas de rede disponíveis para definir diretamente o esquema de acesso múltiplo mais apropriado, sem perder tempo com iterações para resolver um problema de otimização para SE. É importante observar que, do ponto de vista prático, uma política de decisão de baixa complexidade para alternar entre os modos OMA e NOMA com base na contagem de UEs e na disponibilidade do piloto é desejável. Em resumo, quanto mais simples, melhor.

A Tabela 1 apresenta os principais pontos destacados dos trabalhos citados em relação ao número de antenas por AP, estratégias de alocação de potência, pareamento de UEs, pré-codificadores e outros critérios abordados interessantes. O termo SIC imperfeito de EC corresponde ao caso em que são considerados somente os efeitos devido ao conhecimento do canal estatístico pelo UE, enquanto o termo SIC generalizado corresponde ao cenário onde além de considerar os impactos do uso de canal estatístico, outros fatores de erro decorrentes da implementação do SIC, que podem propagar erros de estimação de bits durante o processo de decodificação SIC são incluídos, sendo representado na literatura pelo fator ρ (Li; de Lamare; Fa, 2011; Li; Aruma Baduge, 2018).

Tabela 1 – Principais aspectos abordados pela literatura sobre CFmMIMO e CFmMIMO-NOMA. Não Aplicável (NA).

Referência	Nº de Antenas AP	Alocação de Potência	Pareamento de UEs	pré-codificador	Tipo de Operação	Não-reciprocidade	Tipo de SIC Imperfeito
(Ngo et al., 2017)	Uma	Potência igual por coeficiente	NA	MRT normalizado por estatísticas de canal	CFmMIMO	Não	NA
(Palacios et al., 2020)	Uma	Potência igual por coeficiente	NA	MRT normalizado por estatísticas de canal	CFmMIMO	Sim	NA
(Li; Aruma Baduge, 2018)	Uma	Potência igual para SDMA fixo para NOMA	Localização espacial	MRT normalizado por canal instantâneo	CFmMIMO-NOMA	Não	SIC generalizado
(Li; Amarasuriya, 2019)	Múltiplas	Potência igual para SDMA fixo para NOMA	Localização espacial	MRT normalizado por estatísticas de canal	CFmMIMO-NOMA	Não	SIC generalizado
(Rezaei et al., 2020b)	Múltiplas	Potência igual para SDMA fixo para NOMA	Localização espacial	MRT normalizado por estatísticas de canal, mRZF, e fpZF	CFmMIMO-NOMA	Não	SIC generalizado
(Rezaei et al., 2020a)	Múltiplas	Potência igual para SDMA fixo para NOMA	Coefficiente da distância de Jaccard	MRT normalizado por estatísticas de canal	CFmMIMO-NOMA em rádio cognitivo	Não	SIC generalizado
(Li et al., 2024)	Uma	Otimização max-min	Aleatório	MRT normalizado por estatísticas de canal	CFmMIMO-NOMA	Sim	SIC de endurecimento de canal
(Bashar et al., 2019)	Múltiplas	Otimização max-min	Aleatório	MRT normalizado por estatísticas de canal	Comutação CFmMIMO-NOMA e OMA	Não	SIC de endurecimento de canal
(Bashar et al., 2020)	Múltiplas	Otimização max-min	Menor distância entre UEs, maior distância entre UEs, e aleatório	MRT normalizado por estatísticas de canal e por canal instantâneo	Comutação CFmMIMO-NOMA e OMA	Não	SIC de endurecimento de canal
(Sui; Wu; Zhang, 2022)	Múltiplas	Otimização max-min	Não especificado	MRT normalizado por estatísticas de canal	Comutação CFmMIMO-NOMA e OMA	Não	SIC de endurecimento de canal
(Huang et al., 2023)	Uma	Rede neural para maximização de taxa	Rede neural para maximização de taxa	Não especificado	Híbrido UAV-RIS-CFmMIMO-NOMA e OMA	Não	NA
(Qin; Meng; Zhang, 2024)	Múltiplas	Algoritmo de correspondência habilitado para swap	Menor distância entre UEs, mas apenas quando canal é substancialmente diferente	Não especificado	Híbrido CFmMIMO-NOMA e OMA	Não	NA
(Sayyari; Pourrostam; Niya, 2021)	Uma	Potência igual para SDMA fixo para NOMA	UEs com soma de taxa máxima	MRT normalizado por canal instantâneo	Comutação CFmMIMO-NOMA e OMA	Não	SIC de endurecimento de canal
Esta tese	Uma e Múltiplas	Potência igual para SDMA fixo para NOMA	Aleatório	MRT normalizado por estatísticas de canal	Híbrido CFmMIMO-NOMA e OMA	Sim	SIC generalizado

Fonte: Elaborado pela Autora.

1.2 Objetivos

Esta tese tem como objetivo geral avaliar os impactos de modelos de não reciprocidade de variação lenta, em termos de fase e amplitude, nos transceptores de sistemas CFmMIMO operando sob NOMA, bem como investigar a operação conjunta e verdadeiramente simultânea dos esquemas OMA e NOMA nesses sistemas.

Os objetivos específicos desta tese são:

- Investigar os efeitos de não reciprocidades de fase e amplitude de variação lenta nos transceptores de sistemas CFmMIMO operando sob NOMA, considerando cenários com uma e múltiplas antenas.
- Analisar o impacto dessas não reciprocidades no desempenho da transmissão de DL, considerando aspectos práticos como estimação de CSI imperfeito e uso de

estatísticas para decodificação.

- Avaliar os efeitos da decodificação imperfeita do SIC — decorrentes tanto do uso de estatísticas de canal na transmissão quanto de erros de estimação de símbolos introduzidos pelo algoritmo de SIC adotado.
- Investigar os desafios associados à coexistência simultânea dos esquemas OMA e NOMA em sistemas CFmMIMO, incluindo a presença de interferência cruzada entre UEs operando sob diferentes esquemas de acesso.
- Propor um método simples, prático e verdadeiramente simultâneo de operação OMA/NOMA em uma mesma AP, considerando requisitos de baixa complexidade e viabilidade de implementação em tempo real.

1.3 Propostas da Tese

Com a evolução das redes 6G e aumento contínuo das exigências em termos de eficiência espectral, escalabilidade e robustez, diversas tecnologias vêm sendo investigadas na literatura, incluindo novas arquiteturas e técnicas de acesso múltiplo. Nesse âmbito, CFmMIMO e NOMA têm se destacado como promissores candidatos para atender essas crescentes demandas. As contribuições desenvolvidas ao longo do trabalho estruturam-se em duas linhas principais de pesquisa: análise de não reciprocidade em Sistemas CFmMIMO-NOMA e método híbrido OMA/NOMA adaptativo para CFmMIMO.

1.3.1 Análise de Não reciprocidades em Sistemas CFmMIMO-NOMA

A primeira dedica-se à análise dos efeitos de não reciprocidade do canal efetivo em sistemas CFmMIMO-NOMA, considerando descasamentos de *hardware* realistas e diferentes configurações de antenas. Nesse âmbito, serão considerados diferentes tipos de não reciprocidades em termos de fase e amplitude nos lados do transmissor e do receptor, com modelagem de canal de variação lenta. Nesta tese é empregado pré-codificadores MRT normalizados por estatísticas de canal, para cenários de APs com única e múltiplas antenas. Os resultados obtidos permitem quantificar o impacto dessas imperfeições no desempenho do sistema, fornecendo subsídios relevantes para o projeto e a avaliação de redes futuras sob condições práticas.

1.3.2 Método Híbrido OMA/NOMA Adaptativo para CFmMIMO

A segunda linha de pesquisa propõe um método híbrido OMA/NOMA simples e adaptativo combinando os esquemas OMA e NOMA em sistemas CFmMIMO, permitindo a comutação entre os dois modos de acesso durante as fases de estimativa de canal no UL e

transmissão no DL. A abordagem apresentada contribui para a mitigação da contaminação de pilotos, melhora a utilização dos recursos disponíveis e estabelece um compromisso eficiente entre o número de usuários atendidos e as taxas alcançáveis. A proposta também apresenta uma política de decisão baseada no número de UEs da rede e nas sequências piloto disponíveis, possibilitando a transição dinâmica entre OMA e NOMA. Propõe-se um modelo matemático que considera interferências cruzadas entre os modos OMA e NOMA e os efeitos de SIC imperfeito, tornando as análises mais completas e realistas.

De forma geral, os resultados desta tese reforçam o potencial das soluções híbridas OMA/NOMA em arquiteturas CFmMIMO e evidenciam a importância de considerar imperfeições de *hardware* no projeto de sistemas de comunicação de próxima geração

1.4 Contribuições

As contribuições desta tese podem ser resumidas nos seguintes pontos:

- Expressões de fórmula fechada foram derivadas para o limite inferior da razão sinal-ruído mais interferência - *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio* (SINR) e da SE dos UEs, considerando contaminação de pilotos, SIC imperfeito e não reciprocidades de canal efetivo decorrentes de descasamentos de *hardware* para cenários CFmMIMO-NOMA.
- Análises de características importantes sobre o impacto das não reciprocidades em cenários CFmMIMO-NOMA com APs de única e de múltiplas antenas foram apresentadas, servindo como referência para pesquisas futuras na área.
- Propõe-se um método híbrido adaptativo OMA/NOMA simples para sistemas CFmMIMO, que permite a comutação entre as operações OMA e NOMA nas fases de estimativa de canal no UL e de transmissão no DL, de forma que ambos os métodos de acesso múltiplo sejam utilizados simultaneamente. O método proposto reduz o efeito da contaminação piloto entre os UEs, leva a uma alocação de recursos aprimorada e mais eficiente, aumenta as somas de taxas alcançáveis da rede e apresenta um bom equilíbrio entre o número de UEs atendidos e as taxas atingíveis.
- Foi estabelecida uma política de decisão para determinar qual acesso múltiplo (OMA ou NOMA) deve ser utilizado em sistemas CFmMIMO, considerando o número de UEs da rede em tempo real e a quantidade de sequências piloto disponíveis. A política considera o uso de OMA em cenários com escassez de UEs, enquanto o NOMA deve ser utilizado quando há um alto número de UEs. Além disso, a política permite a migração gradual do OMA para o NOMA à medida que mais UEs passem a ser servidos no sistema, com base nos parâmetros já mencionados.

- Descreve-se um modelo de sistema para calcular a SE e as somas de taxa alcançáveis em sistemas CFmMIMO sob condições híbridas OMA/NOMA. O modelo de sistema proposto considera os efeitos prejudiciais de interferências cruzadas (intersistemas, de OMA para NOMA e vice-versa) na SE dos UEs. Além disso, é considerado um modelo de SIC imperfeito, que considera os efeitos conjuntos do EC e do erro de estimativa de símbolo intra-grupo, decorrentes do algoritmo de SIC utilizado. O modelo proposto para SIC imperfeito ainda não foi considerado em outros trabalhos híbridos ou simultâneos de OMA/NOMA e permite resultados flexíveis e robustos, reforçando a força do método de acesso múltiplo proposto para caracterizar diversas condições operacionais.
- São discutidas diretrizes práticas sobre como operações híbridas OMA e NOMA podem ser implementadas em CFmMIMO por meio de processamento distribuído para a execução estimativa de canal e pré-codificação, o que é atraente devido à baixa complexidade associada.

1.5 Organização do Documento

Esta tese está organizada em seis capítulos, os quais abordam, de forma estruturada e sequencial, os fundamentos, as modelagens, análises e propostas associadas ao uso de esquemas de múltiplo acesso OMA/NOMA em sistemas CFmMIMO.

- O Capítulo 1 apresenta as motivações do trabalho, contextualizando o problema e destacando as demandas e necessidades dos sistemas de comunicação de próxima geração. Inclui-se uma revisão dos principais trabalhos relacionados, abordando CFmMIMO com operação NOMA e não reciprocidades, e soluções híbridas OMA/NOMA. Além disso, são apresentadas as justificativas da pesquisa, a metodologia adotada e a organização geral do documento.
- O Capítulo 2 é dedicado ao referencial teórico, no qual são abordadas as principais características e propriedades dos sistemas CFmMIMO, além de uma análise dos esquemas de acesso múltiplo, tanto ortogonais (OMA) quanto não ortogonais (NOMA), bem como o seu uso conjunto em soluções híbridas.
- O Capítulo 3 concentra-se na formulação matemática dos sistemas CFmMIMO-NOMA, considerando diferentes aspectos práticos, como a presença de não reciprocidades entre transmissor e receptor. Também é apresentada uma formulação específica para sistemas híbridos OMA/NOMA com canal combinado dentro do contexto CFmMIMO.
- O Capítulo 4 apresenta análises voltadas aos efeitos das não reciprocidades em cenários CFmMIMO-NOMA, considerando diferentes configurações de antenas e

condições de canal. Os estudos realizados visam avaliar o impacto dessas imperfeições no desempenho do sistema.

- O Capítulo 5 introduz um método híbrido de operação OMA/NOMA, aplicado a sistemas CFmMIMO. São detalhados os princípios do método proposto, os parâmetros de simulação adotados e os resultados obtidos, de forma a validar a eficácia do método sob diferentes condições.
- Por fim, o Capítulo 6 apresenta as considerações finais da tese, destacando as principais contribuições, limitações e as perspectivas de trabalhos futuros no tema abordado.

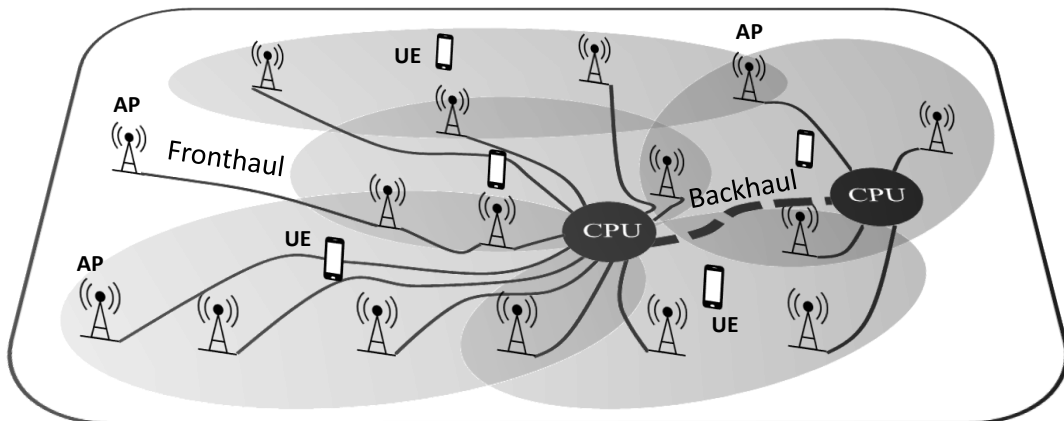
2 Referencial Teórico

Neste capítulo são apresentados os fundamentos teóricos necessários para a compreensão desta tese. No contexto de sistemas CFmMIMO, é essencial compreender conceitos como endurecimento de canal e propagação favorável. Outro tema igualmente relevante refere-se às técnicas de acesso múltiplo ortogonais e não ortogonais, também conhecidos pelas siglas em inglês, OMA e NOMA, respectivamente.

2.1 Sistemas CFmMIMO

Redes CFmMIMO são sistemas de comunicação onde um grande número de APs, M , com L antenas, distribuídos geograficamente, servem, de forma conjunta e coordenada os K UEs que se encontram na área, como apresentado na Figura 3. Nesta abordagem, o foco passa a ser centrado no UE, i.e., *user-centric*, ao invés da abordagem tradicional das redes celulares centradas na rede, i.e., *network-centric*. A conexão entre as APs e a unidade de processamento central - *Central Processing Unit* (CPU) é feita pelo *fronthaul*, enquanto a conexão entre as CPUs e/ou a rede central é realizada pelo *backhaul*. Entre as principais vantagens de redes *cell-free* destacam-se o ganho de macrodiversidade e as altas taxas de dados, quase uniformemente distribuídas na área de cobertura do sistema (Demir; Björnson; Sanguinetti, 2021).

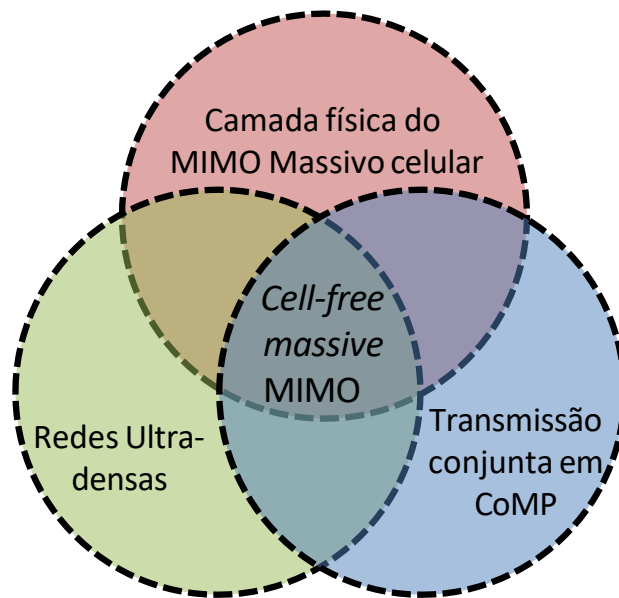
Figura 3 – A figura representa o cenário CFmMIMO, consistindo de M APs servindo K UEs. A conexão entre as APs e a CPU é feita pelo *fronthaul*, enquanto a conexão entre as CPUs e/ou a rede central é realizada pelo *backhaul*.



Fonte: elaborado pela autora.

Em síntese, redes CFmMIMO podem ser compreendidas como a convergência de três tecnologias principais: (i) os conceitos da camada física de redes MIMO massivo celular; (ii) a transmissão conjunta de APs distribuídas em cenários de múltiplos pontos coordenados - *Coordinated Multipoint* (CoMP), na qual um conjunto de APs coopera para fornecer uma transmissão coerente ao UE servido; e (iii) redes ultra-densas, caracterizadas pela presença de um número significativamente maior de APs do que de UEs no sistema. A Figura 4 ilustra essa interseção conceitual que fundamenta os sistemas CFmMIMO (Demir; Björnson; Sanguinetti, 2021).

Figura 4 – O conceito de redes CFmMIMO consiste da junção de três tecnologias: camada física do MIMO massivo celular, redes ultra-densas e transmissão conjunta em CoMP.



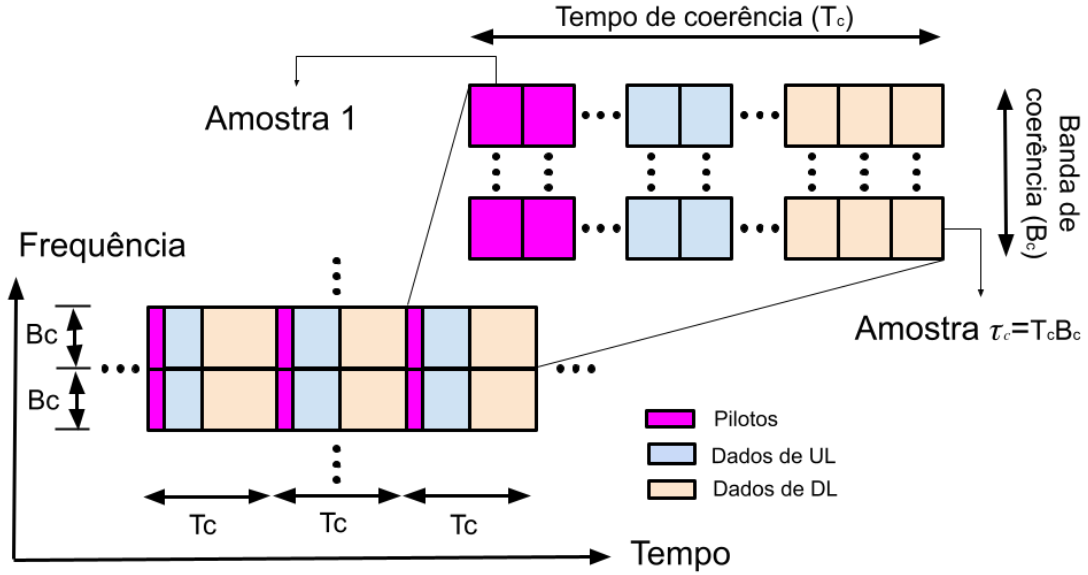
Fonte: elaborado pela autora.

A estrutura de transmissão em um sistema CFmMIMO baseia-se em uma operação TDD ocorrendo dentro de um bloco de coerência por multiplexação por divisão de frequências ortogonais - *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM). Considerando este protocolo de operação, os canais de UL e DL são transmitidos sob um mesmo espectro de frequência, mas seus sinais são separados no tempo (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017).

O bloco de coerência corresponde ao intervalo de tempo (tempo de coerência, T_c) e banda de frequência (banda de coerência, B_c), no qual a resposta do canal se mantém praticamente constante em frequência e invariante no tempo. Assim, cada bloco de coerência é formado por $\tau_c = T_c B_c$ amostras de valor complexo, como apresentado na Figura 5. Devido às propriedades de reciprocidade decorrentes do uso do protocolo TDD, dentro de um bloco de coerência, é possível considerar que as respostas de canal UL e DL são iguais (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017; Demir; Björnson; Sanguinetti, 2021).

Na prática, a determinação precisa do tamanho do bloco de coerência é uma variável difícil de mensurar, uma vez que os parâmetros T_c e B_c dependem de vários fatores

Figura 5 – No plano do tempo-frequência pode ser dividido em diversos blocos de coerência, onde em cada bloco o canal é invariante no tempo e constante na frequência. Cada bloco de coerência pode ser dividido em amostras para sinalização de pilotos, transmissão de dados de UL e transmissão de dados de DL.



Fonte: adaptado de (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017).

como, por exemplo, mobilidade do UE, frequência da portadora, e do *delay spread*. O *delay spread* corresponde ao intervalo de tempo entre o menor e maior caminho percorrido pelo sinal. Uma aproximação comum é considerar as seguintes expressões: $T_c = \lambda/(4v)$ e $B_c = 1/(2T_d)$, onde λ é o comprimento de onda, v é a velocidade da UE, e T_d é o *delay spread* (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017).

2.1.1 Propriedades em Sistemas CFmMIMO

2.1.1.1 Endurecimento do Canal

A ideia principal por trás da propriedade de EC, ou *channel hardening*, está relacionada ao fato de que, quando o número de antenas se torna muito grande, as variações no canal combinado se aproximam estatisticamente do valor médio, o que decorre da lei dos grandes números da teoria da probabilidade. Isso possibilita que o UE utilize as estatísticas do canal como uma aproximação do canal de transmissão, evitando a necessidade de estimação no lado do UE para decodificação do seu sinal. Matematicamente, essa propriedade é definida como:

$$\frac{\|\mathbf{h}_{mk}^j\|^2}{\mathbb{E}\{\|\mathbf{h}_{mk}^m\|^2\}} \rightarrow 1, \quad (2.1)$$

quase certamente quando $L \rightarrow \infty$, ou seja, com probabilidade igual a unidade, onde \mathbf{h}_{mk}^m representa o canal de propagação entre o UE k e o AP m , $\|\mathbf{h}_{mk}^m\|^2$ é o ganho do canal (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017).

2.1.1.2 Propagação Favorável

A propagação favorável está associada à ortogonalidade ou independência crescente entre os canais de comunicação à medida que o número de antenas aumenta. No contexto da teoria da probabilidade, ela ocorre devido à propriedade da distribuição normal multivariada, na qual a independência ou ortogonalidade entre as variáveis aleatórias aumenta com o aumento da dimensão das mesmas. Considere os canais de comunicação entre diferentes pares de UEs, sendo \mathbf{h}_{li}^m e \mathbf{h}_{mk}^m , a propagação favorável pode ser representada pela seguinte expressão matemática:

$$\frac{(\mathbf{h}_{li}^m)^H (\mathbf{h}_{mk}^m)}{\sqrt{\mathbb{E}\{\|\mathbf{h}_{li}^m\|^2\}\mathbb{E}\{\|\mathbf{h}_{mk}^m\|^2\}}} \rightarrow 0, \quad (2.2)$$

nota-se que a expressão acima tende a zero, quando o número de antenas é grande. Isto indica quase certamente que os canais entre diferentes UEs se tornam ortogonais (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017; Interdonato et al., 2019).

Como a propagação favorável relaciona o produto interno dos canais normalizados, a ortogonalidade se manifesta nas direções dos canais normalizados, e não necessariamente nas respostas de canal individuais, quando existe um grande número de antenas. Esta propriedade está intrinsecamente relacionada ao nível de interferência entre os UEs, pois quanto mais ortogonais as direções dos canais dos UEs, mais fácil é a transmissão e a decodificação dos sinais transmitidos (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017).

2.2 Esquemas de Acesso Múltiplo

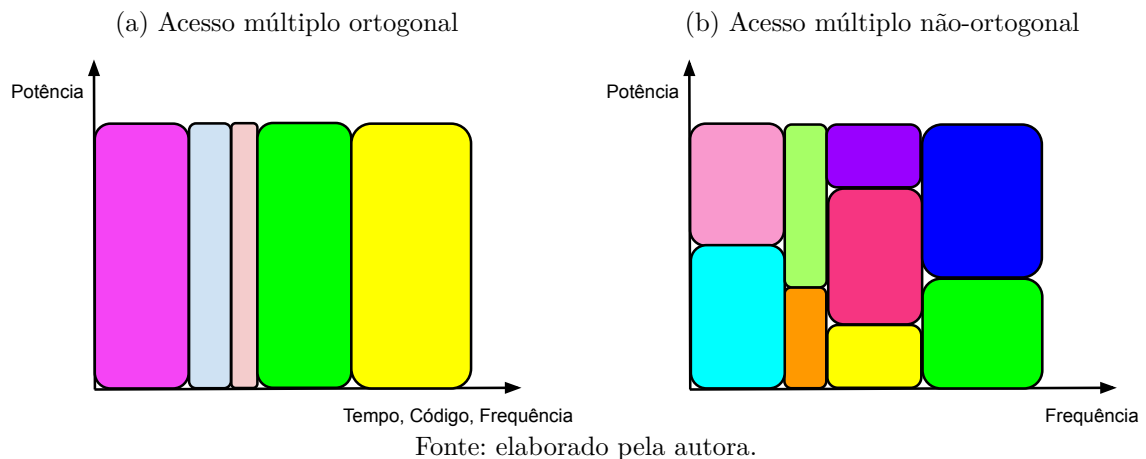
Um dos principais desafios no desenvolvimento e evolução dos sistemas de comunicação móvel é o acesso múltiplo, tanto em termos de camada física quanto da camada de acesso ao meio. A questão do acesso múltiplo está relacionada à maneira como os recursos globais do sistema (tempo, frequência e espaço, por exemplo) são distribuídos e compartilhados pelos UEs em uma rede de comunicação, garantindo que todos os UEs possam ser servidos conjuntamente.

Tradicionalmente, o acesso múltiplo tem sido realizado de forma ortogonal, ou seja, os recursos de tempo, código e frequência são exclusivos de cada UE e não compartilhados, evitando assim interferências, como pode ser observado na Figura 6a. Quando o recurso é o tempo, tem-se o acesso múltiplo por divisão no tempo - *Time Division Multiple Access* (TDMA); quando o recurso é a frequência, tem-se o acesso múltiplo por divisão na frequência - *Frequency Division Multiple Access* (FDMA); e se o recurso é o código, tem-se o acesso múltiplo por divisão no código - *Code Division Multiple Access* (CDMA).

Nas últimas gerações, 4G e 5G, utiliza-se o acesso múltiplo por divisão na frequência ortogonal - *Orthogonal Frequency-Division Multiple Access* (OFDMA). No OFDMA, a

banda de frequência é dividida em uma grande quantidade de subcanais (ou subportadoras) de banda estreita paralelos, por meio das operações de transformada de Fourier discreta e adição de prefixo cíclico. Ao dividir os recursos em blocos OFDMA, de modo que a largura de banda de cada subportadora seja menor que a banda de coerência do canal, o canal pode ser aproximado como constante em toda a largura da sub-portadora. Além disso, em sistemas 5G utiliza-se o acesso múltiplo por divisão espacial - *Space Division Multiple Access* (SDMA), no qual o recurso ortogonal partilhado entre os UEs é o espaço. Dessa forma, o sinal de cada UE na célula é separado espacialmente, permitindo que cada UE utilize simultaneamente os recursos de tempo e frequência disponíveis (Björnson; Hoydis; Sanguinetti, 2017).

Figura 6 – Esquemas de acesso múltiplo.



A técnica de NOMA consiste em fazer uso de um mesmo “bloco de recurso” para servir mais de um UE, como ilustrado na Figura 6b. Isso é realizado por meio do compartilhamento não-ortogonal dos recursos, que podem ser o intervalo de tempo, frequência, potência ou outras assinaturas de acesso múltiplo como, por exemplo, códigos de espalhamento ou *codebooks*. De forma geral, essas técnicas podem ser classificadas em dois grupos: as no domínio da potência e as no domínio do código. No entanto, nesta tese, o foco está exclusivamente na técnica de NOMA no domínio da potência, e, portanto, não serão abordadas as técnicas de NOMA no domínio do código (Vaezi et al., 2019).

Quando o acesso múltiplo não-ortogonal é realizado em relação aos níveis de potência associados aos UEs, recebe a designação de NOMA no domínio da potência. Neste esquema, diferentes UEs podem ser alocados a um mesmo “bloco de recurso”, por exemplo, uma subportadora OFDMA, e assim compartilhar o mesmo recurso. Para mitigar as interferências, o transmissor aplica diferentes coeficientes de potência aos sinais dos UEs e realiza a superposição desses sinais antes da transmissão. Dessa forma, o transmissor envia no canal o sinal superposto para cada grupo de UEs partilhando os mesmos recursos, processo denominado codificação de superposição - *Superposition Coding* (SC). No lado do receptor as informações dos UEs são detectadas por meio de algoritmos de detecção

multiusuário - *Multiuser Detection* (MUD). Posteriormente, são aplicadas técnicas de decodificação e cancelamento de interferência que exploram a diferença de potência dos sinais superpostos. O processo de decodificação mais comumente utilizado é o SIC, onde as informações dos UEs são decodificadas sucessivamente (Vanka et al., 2012; Islam et al., 2017; Dai et al., 2018; Ding et al., 2018).

Os coeficientes de potência usados na superposição dos sinais de UEs se baseiam nas condições de canal. Deste modo, os UEs com melhor canal são alocados menores coeficientes de potência, enquanto aqueles com pior canal recebem maiores coeficientes. Tal processo permite que UEs menos favoráveis, por exemplo, aqueles na fronteira da célula, possam aumentar a sua SINR. A principal limitação do NOMA reside no aumento da complexidade do receptor para decodificar as informações devido à dificuldade de separar os sinais não ortogonais, o qual impacta diretamente na complexidade do receptor (Ding et al., 2017; Dai et al., 2018).

2.2.1 NOMA no DL Utilizando Receptor do Tipo SIC

Considere um cenário DL contendo uma estação base - *Base Station* (BS) servindo K UEs, ambos com apenas uma antena. Além disso, assumimos, por simplicidade, que os canais sem fio são independentes e identicamente distribuídos - *Independent and Identically Distributed* (i.i.d.), e que o ruído é do tipo ruído branco Gaussiano aditivo - *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) (Ding; Peng; Poor, 2015; Islam et al., 2017; Dai et al., 2018). Definido o cenário base, considere que a resposta do canal associada a cada UE k é dada por h_k , onde $k \in \{1, 2, \dots, K\}$, tal que possamos ordená-los da seguinte forma:

$$0 < |h_1|^2 \leq |h_2|^2 \leq \dots \leq |h_k|^2 \leq \dots \leq |h_K|^2, \quad (2.3)$$

onde a ordenação na equação acima ocorre do menor para o maior valor de resposta do canal (que, neste caso, por se tratar de um cenário **SISO!** (**SISO!**), será um valor escalar). Esta ordenação será usada como critério para alocação das potências escaladas. Assim, os sinais dos vários UEs são escalados por diferentes coeficientes de potência, α_k , de forma que para UEs com pior condição de canal é atribuído o maior coeficiente, e sucessivamente menores coeficientes para os UEs com melhor condição de canal, deste modo:

$$\alpha_1 \geq \alpha_2 \geq \dots \geq \alpha_k \geq \dots \geq \alpha_K, \quad (2.4)$$

tal que se obedeça à seguinte restrição: $\sum_{k=1}^K \alpha_k = 1$.

Então, no DL, os sinais de vários UEs são escalados por diferentes coeficientes de potência para realização de NOMA e posteriormente são superpostos através do esquema de SC para transmissão no canal. Em suma, o sinal transmitido é a mistura de todos os sinais destinados aos K UEs. Seja o sinal transmitido representado por:

$$x = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} x_k, \quad (2.5)$$

onde, $P_k = \alpha_k P$, sendo P a potência total máxima limite de transmissão do canal. Assim, o sinal recebido no receptor é definido por:

$$y_k = h_k x + n_k, \quad (2.6)$$

onde n_k é um ruído AWGN com média zero e variância N_k . Assim, a taxa de dados alcançáveis para um determinado UE k , considerando largura de banda W , é fornecida por:

$$R_k = W \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_k P |h_k|^2}{N_k W + (\sum_{j=k+1}^K \alpha_j P) |h_k|^2} \right). \quad (2.7)$$

Ao receptor destina-se a tarefa de decodificar as informações destinadas a cada UE. Como o UE com pior condição de canal recebe coeficiente de potência maior que os coeficientes destinados aos outros UEs, a SINR associada a tal UE aumenta possibilitando o mesmo decodificar sua informação, simplesmente considerando todos os outros canais dos UEs como interferência. Porém, os outros sucessivos UEs devem realizar SIC para assim decodificar suas informações, pois a alocação de potência maior do UE mais fraco causará forte interferência intracélula aos subsequentes UEs (com canal mais forte que o primeiro) (Ding et al., 2018). Basicamente, o próximo UE decodificará a informação do UE anterior, e subtrairá tal resultado do sinal recebido.

Para ilustração, consideremos um cenário básico como apresentado na Figura 7, com NOMA no sentido do DL, onde foi assumindo uma largura de banda normalizada de 1 Hz. Para este cenário, as taxas de dados dos UEs 1 e 2, R_1 e R_2 são, respectivamente, definidas por:

$$R_1 = \log_2 \left(1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{P_2 |h_1|^2 + N_1} \right), \quad (2.8)$$

$$R_2 = \log_2 \left(1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{N_2} \right). \quad (2.9)$$

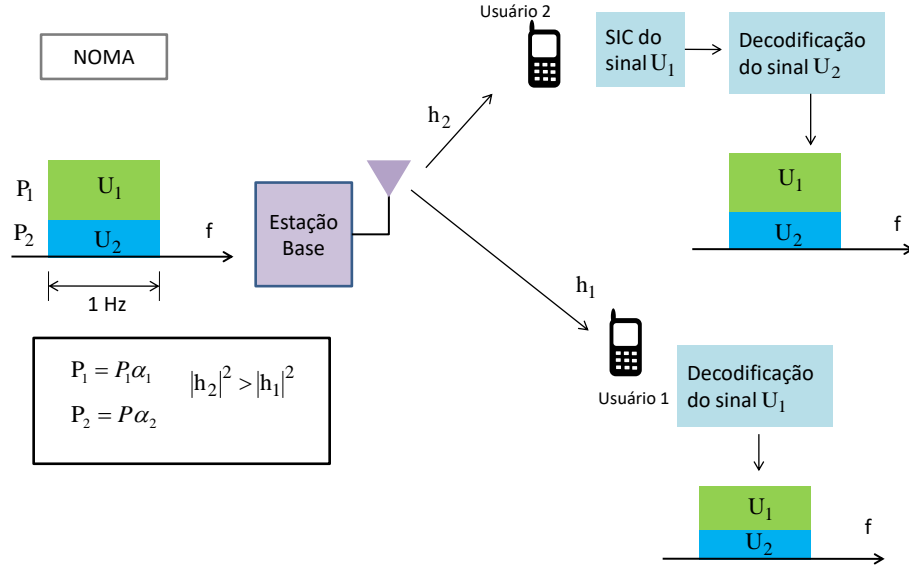
2.2.2 NOMA no UL Utilizando Receptor do Tipo SIC

Considerando o mesmo cenário base definido anteriormente, no entanto, analisando o sentido de transmissão UL, o sinal recebido na BS devido todos os UEs NOMA é fornecido por:

$$y = \sum_{k=1}^K h_k \sqrt{P_k} x_k + n, \quad (2.10)$$

onde x_k é o sinal transmitido por cada UE k e P_k é a potência associada a cada UE k . Sendo n ruído do tipo AWGN na BS com média zero e variância N_0 . Assim, a máxima

Figura 7 – NOMA no domínio da potência sentido DL utilizando receptor SIC.



Fonte: adaptado de (Islam et al., 2017).

taxa de dados alcançáveis é definida como:

$$R_k = W \log_2 \left(1 + \frac{P_k |h_k|^2}{N_0 W + \sum_{j=1}^{k-1} |h_j|^2 P_j} \right). \quad (2.11)$$

Para um cenário com dois UEs adotando largura de banda normalizada de 1 Hz, como ilustrado na Figura 8, as taxas de dados dos UEs 1 e 2, R_1 e R_2 são, respectivamente:

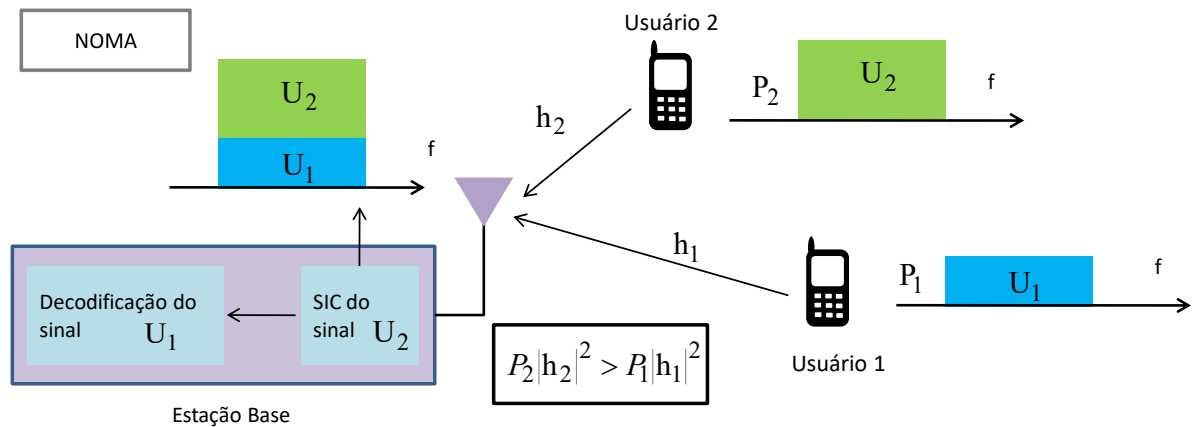
$$R_1 = \log_2 \left(1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{N_0 W} \right), \quad (2.12)$$

$$R_2 = \log_2 \left(1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{N_0 W + |h_1|^2 P_1} \right). \quad (2.13)$$

É intuitivo apontar como principal diferença entre os esquemas NOMA para DL e UL a maneira como se decodifica os sinais dos UEs. No DL, os UEs que realizam SIC são os com melhor condição de canal, o que significa que, para obter sua informação, eles precisam decodificar o sinal dos UEs mais fracos sucessivamente. Em se tratando de UL, o procedimento ocorre de maneira inversa, o que significa que a BS precisa decodificar primeiro as informações dos UEs mais fortes de maneira sucessiva para obter os sinais dos UEs mais fracos. No DL os UEs mais fortes sofrem interferência dos UEs mais fracos, enquanto no UL os UEs mais fracos são os que sofrem com a interferência devido aos sinais dos UEs mais fortes, que resulta da forma como o SIC é aplicado nos diferentes casos (Islam et al., 2017).

Uma característica importante em se tratando de sistemas NOMA aplicados em CFmMIMO é a propriedade de EC, descrita na subseção 2.1.1.1, que permite a decodificação

Figura 8 – NOMA no domínio da potência utilizando receptor SIC, para UL.



Fonte: adaptado de (Dai et al., 2018).

de dados usando aproximação estatística, ou seja, sem conhecimento instantâneo do canal, evitando a necessidade de pilotos de DL. No entanto, isso pode causar erros de decodificação, especialmente em sistemas operando sob NOMA, onde um UE mais forte decodifica primeiro as informações de um UE mais fraco. Isso pode levar ao SIC imperfeito devido ao uso das estatísticas de canal amplamente investigado na literatura de CFmMIMO com NOMA (Bashar et al., 2019; Bashar et al., 2020). No entanto, o SIC imperfeito também é influenciado por fatores como sombreamento, desvanecimento, quantização, pré-codificação, número de UEs e até mesmo o algoritmo SIC considerado, que pode ser complexo e capaz de compensar erros, ou simples e rápido (Li; de Lamare; Fa, 2011). Nesse sentido, a literatura também explora um modelo de SIC generalizado que inclui além da consideração de EC, os erros de decodificação modelados como variáveis gaussianas de acordo com um coeficiente de correlação, fornecendo uma abordagem mais detalhada dos impactos do SIC imperfeito (Li; Aruma Baduge, 2018; Li; Amarasuriya, 2019; Rezaei et al., 2020b).

2.2.3 Esquemas de Acesso Múltiplo Híbridos em NOMA

A aplicação de NOMA não implica o desaparecimento dos esquemas de acesso OMA. Diante das vantagens e desvantagens inerentes a cada esquema, é possível aproveitar apenas as vantagens de cada um: OMA (evitar a interferência entre os UEs devido à ortogonalidade dos recursos) e NOMA (possibilitar o uso mais eficiente dos recursos ao permitir que vários UEs compartilhem do mesmo recurso), em um esquema denominado NOMA híbrido. O princípio básico consiste em utilizar vários blocos de recurso de largura de banda, por exemplo, subportadoras OFDMA, e “internamente” alocar múltiplos UEs em um único bloco de recurso, através de NOMA (Ding et al., 2017; Ding et al., 2018).

Para ilustrar, considere um cenário com 50 UEs, se o acesso for feito por NOMA, o UE com melhor condição de canal terá que decodificar o sinal dos 49 UEs restantes antes

de obter a sua própria informação. No entanto, com NOMA híbrido os UEs poderiam ser distribuídos em grupos de 5 UEs, por exemplo, e a cada grupo seria alocada uma subportadora OFDMA, totalizando assim 10 grupos com subportadoras OFDMA.

Desse modo, percebe-se que essa implementação pode reduzir a complexidade de NOMA, evitar a interferência intergrupos, ao mesmo tempo que permite aumento do número de UEs. O desempenho dos esquemas de acesso híbridos depende da maneira como os UEs são agrupados, uma problemática designada como agrupamento de UEs ou pareamento de UE (*user pairing*) (Islam et al., 2017; Ding et al., 2018).

3 Modelos de Sistema

Neste capítulo, são apresentados os modelos de sistema para as duas linhas de investigação em CFmMIMO abordadas nesta tese: (1) sistemas com não reciprocidades de canal efetivo devido aos descasamentos de *hardware* nos AP e nos UE; e (2) sistemas OMA/NOMA híbridos.

3.1 Sistemas CFmMIMO-NOMA com não reciprocidades no canal efetivo

Nesta seção, é apresentada a formulação matemática para os sistemas CFmMIMO auxiliados por NOMA na presença de não reciprocidades de canal efetivo no transmissor e receptor. A modelagem das não reciprocidades segue a formulação desenvolvida em (Palacios et al., 2020), contudo, esta tese estende o trabalho de (Palacios et al., 2020) ao considerar operação com NOMA e múltiplas antenas por AP, premissas que não foram adotadas naquele estudo.

Considera-se uma transmissão DL em um cenário CFmMIMO composto por K_{tot} UEs de antena única distribuídos em uma área de cobertura, servidos por M APs com L antenas. As APs são conectadas a uma CPU por meio de um *backhaul* ideal, isto é, sem erros e com capacidade ilimitada (Ngo et al., 2017). Assume-se que K UEs sejam agrupados em N grupos para realizar NOMA, sendo atendidos no mesmo recurso de tempo-frequência, o que implica o uso da mesma sequência piloto. Assim $K_{\text{tot}} = KN$ (Li; Aruma Baduge, 2018; Bashar et al., 2019).

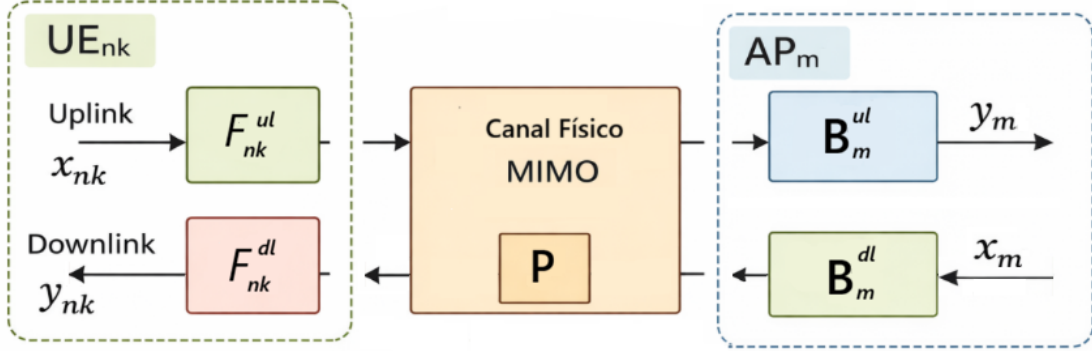
3.1.1 Modelo de Canal Efetivo

Partindo de (Palacios et al., 2020), o modelo de canal efetivo considera um canal físico de propagação, que pelas considerações do uso do protocolo TDD pode ser considerado recíproco, acrescido dos efeitos das respostas em frequência no AP e UE. Essas respostas incluem descasamentos de *hardware*, que tornam o canal efetivo não recíproco, como ilustrado na Figura 9.

O canal de propagação físico entre a m -ésima AP e o k -ésimo UE no n -ésimo grupo é modelado como $\mathbf{P}_{mnk} = \mathbf{R}_{mnk}^{1/2} \mathbf{h}_{mnk} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$, onde $\mathbf{R}_{mnk} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ e $\mathbf{h}_{mnk} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_L) \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ representam, respectivamente, a matriz de correlação de canal, que inclui os componentes de desvanecimento de larga escala, e o desvanecimento de pequena

escala, onde $m \in \{1, \dots, M\}$, $k \in \{1, \dots, K\}$ e $n \in \{1, \dots, N\}$. Como \mathbf{h}_{mnk} é Gaussiano circularmente simétrico, obtém-se um modelo de desvanecimento Rayleigh para o canal.

Figura 9 – Canal efetivo composto pelas matrizes diagonais da resposta em frequência no AP (\mathbf{B}_m) e no UE (F_{nk}) e pelo canal físico, em ambos os sentidos *downlink* e *uplink*.



Fonte: adaptado de (Palacios et al., 2020).

Assim, os canais de propagação efetivos para UL e DL são representados da seguinte forma

$$\mathbf{G}^{\text{ul}} = [\mathbf{g}_{11}^{\text{ul}}, \dots, \mathbf{g}_{1k}^{\text{ul}}, \dots, \mathbf{g}_{NK}^{\text{ul}}] = \mathbf{B}^{\text{ul}} \mathbf{P} \mathbf{F}^{\text{ul}}, \quad (3.1)$$

$$\mathbf{G}^{\text{dl}} = [\mathbf{g}_{11}^{\text{dl}}, \dots, \mathbf{g}_{1k}^{\text{dl}}, \dots, \mathbf{g}_{NK}^{\text{dl}}]^{\text{T}} = \mathbf{F}^{\text{dl}} \mathbf{P}^{\text{T}} \mathbf{B}^{\text{dl}}, \quad (3.2)$$

onde $\mathbf{G}^{\text{ul}} \in \mathbb{C}^{ML \times NK}$, $\mathbf{G}^{\text{dl}} \in \mathbb{C}^{NK \times ML}$ e $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{ML \times NK}$ são, respectivamente, as matrizes do canal efetivo de UL e DL e o canal de propagação físico. As matrizes $\mathbf{B}^{\text{ul}} \in \mathbb{C}^{ML \times ML}$ e $\mathbf{B}^{\text{dl}} \in \mathbb{C}^{ML \times ML}$ representam as matrizes diagonais da resposta em frequência no AP para UL e DL, respectivamente. Já as matrizes $\mathbf{F}^{\text{ul}} \in \mathbb{C}^{NK \times NK}$ e $\mathbf{F}^{\text{dl}} \in \mathbb{C}^{NK \times NK}$ representam as matrizes diagonais da resposta em frequência no UE para UL e DL, respectivamente. Adicionalmente, valem as seguintes relações

$$\mathbf{g}_{nk}^{\text{ul}} = [(\mathbf{g}_{1nk}^{\text{ul}})^{\text{T}}, \dots, (\mathbf{g}_{Mnk}^{\text{ul}})^{\text{T}}]^{\text{T}}, \quad \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}} = [(\mathbf{g}_{1nk}^{\text{dl}})^{\text{T}}, \dots, (\mathbf{g}_{Mnk}^{\text{dl}})^{\text{T}}]^{\text{T}},$$

onde $\mathbf{g}_{mnk} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$.

Considerando $x \in \{\text{dl}, \text{ul}\}$, as matrizes de resposta em frequência na AP e UE podem ser representadas como $\mathbf{B}^x = [\mathbf{B}_1^x, \dots, \mathbf{B}_M^x]$ e $\mathbf{F}^x = [F_{11}^x, \dots, F_{1k}^x, \dots, F_{NK}^x]$, onde os termos $\mathbf{B}_m^x = [B_{11}^x, \dots, B_{1L}^x, \dots, B_{ML}^x]^{\text{T}}$ e F_{nk}^x contêm as informações sobre a aleatoriedade da resposta em frequência na m -ésima AP e no k -ésimo UE no n -ésimo grupo NOMA.

Nesta tese, adota-se a simplificação de que a resposta em frequência induzida pelo *hardware* de qualquer antena l pertencente a uma mesma AP m , denotada por B_{ml}^x , é idêntica. Na prática, essa suposição não é estritamente válida, uma vez que o *hardware* das antenas não é perfeitamente homogêneo. Ainda assim, os efeitos de não reciprocidade entre antenas de uma mesma AP podem ser compensados de forma relativamente simples por meio de uma calibração interna *offline* (Shepard et al., 2012). Nesse procedimento, a

resposta em frequência de cada antena da AP é calibrada em relação a uma antena de referência (por exemplo, a antena 1), utilizando o canal entre as próprias antenas.

Essa abordagem não corrige a não reciprocidade entre UEs e APs, mas permite igualar as respostas em frequência das múltiplas antenas de uma mesma AP, viabilizando transmissões coerentes mesmo na presença de pequenas heterogeneidades de *hardware*. Dessa forma, assume-se que as principais divergências na resposta em frequência decorrentes de descasamentos de *hardware* ocorram predominantemente entre antenas pertencentes a APs distintas, o que permite simplificar a matriz \mathbf{B}_m^x para o escalar B_m^x .

Assim, ao modelar as respostas em fase e amplitude como variáveis aleatórias com distribuição uniforme, as não reciprocidades no AP e no UE podem ser representadas, em termos de amplitude e fase, respectivamente, por

$$B_m^x = A_{B_m}^x \exp^{j\theta_{B_m}^x}, \quad (3.3)$$

$$F_{nk}^x = A_{F_{nk}}^x \exp^{j\theta_{F_{nk}}^x}, \quad (3.4)$$

onde A representa a resposta em amplitude e θ a resposta em fase. Uma vez conhecidas as matrizes \mathbf{B} e \mathbf{F} , torna-se possível calcular os canais efetivos de UL e DL. Dessa forma, a relação de covariância entre as respostas em amplitude e fase dos transceptores no UL e no DL fornece uma medida do nível de não reciprocidade relativa do canal efetivo.

A ideia é simples: para fins ilustrativos, considere uma matriz de covariância 2×2 descrevendo a interação entre uma componente de DL e uma de UL. Se as componentes forem recíprocas, elas serão totalmente correlacionadas, e os termos fora da diagonal principal assumirão o valor da variância correspondente. Por outro lado, no caso de não reciprocidade total, os termos fora da diagonal principal serão nulos, uma vez que as componentes de DL e UL tornam-se estatisticamente independentes.

Assim, diferentes níveis de não reciprocidade podem ser representados por valores do coeficiente de correlação normalizado (ν) entre as componentes de UL e DL, os quais variam continuamente no intervalo $[0, 1]$ de acordo com as relações abaixo

$$\text{Cov}(A_{F_{nk}}^{\text{dl}}, A_{F_{nk}}^{\text{ul}}) = \nu_{A_{\text{UE}}} \sigma_A^2, \quad (3.5)$$

$$\text{Cov}(A_{B_m}^{\text{dl}}, A_{B_m}^{\text{ul}}) = \nu_{A_{\text{AP}}} \sigma_A^2, \quad (3.6)$$

$$\text{Cov}(\theta_{F_{nk}}^{\text{dl}}, \theta_{F_{nk}}^{\text{ul}}) = \nu_{\theta_{\text{UE}}} \sigma_\theta^2, \quad (3.7)$$

$$\text{Cov}(\theta_{B_m}^{\text{dl}}, \theta_{B_m}^{\text{ul}}) = \nu_{\theta_{\text{AP}}} \sigma_\theta^2, \quad (3.8)$$

onde σ_A^2 e σ_θ^2 representam, respectivamente, a variância da resposta de amplitude e fase. Seja o erro quadrático médio - *Mean Squared Error* (MSE) entre a componente de UL e DL definido como

$$\epsilon_{A_{\text{UE}}}^2 = \mathbb{E}\{|A_{F_{nk}}^{\text{dl}} - A_{F_{nk}}^{\text{ul}}|^2\}, \quad (3.9)$$

considerando variáveis reais, assim

$$\begin{aligned}\epsilon_{A_{UE}}^2 &= \mathbb{E}[(A_{F_{nk}}^{\text{dl}} - A_{F_{nk}}^{\text{ul}})^2], \\ &= \mathbb{E}[(A_{F_{nk}}^{\text{dl}})^2] + \mathbb{E}[(A_{F_{nk}}^{\text{ul}})^2] - 2\mathbb{E}[A_{F_{nk}}^{\text{dl}} A_{F_{nk}}^{\text{ul}}].\end{aligned}$$

Considerando $\mathbb{E}(A_{F_{nk}}^{\text{dl}}) = \mathbb{E}(A_{F_{nk}}^{\text{ul}}) = 1$ e $\text{var}(A_{F_{nk}}^{\text{dl}}) = \text{var}(A_{F_{nk}}^{\text{ul}}) = \sigma_A^2$ e utilizando as seguintes propriedades da covariância e variância

$$\text{Cov}(x, y) = \mathbb{E}(xy) - \mathbb{E}(x)\mathbb{E}(y), \quad (3.10)$$

$$\text{var}(x) = \mathbb{E}(x^2) - (\mathbb{E}(x))^2, \quad (3.11)$$

obtém-se a seguinte expressão

$$\begin{aligned}\epsilon_{A_{UE}}^2 &= \text{var}(A_{F_{nk}}^{\text{dl}}) + (\mathbb{E}(A_{F_{nk}}^{\text{dl}}))^2 + \text{var}(A_{F_{nk}}^{\text{ul}}) + (\mathbb{E}(A_{F_{nk}}^{\text{ul}}))^2 - 2(\text{Cov}(A_{F_{nk}}^{\text{dl}}, A_{F_{nk}}^{\text{ul}})), \\ &+ \mathbb{E}(A_{F_{nk}}^{\text{dl}})\mathbb{E}(A_{F_{nk}}^{\text{ul}}), \\ &= \sigma_A^2 + 1 + \sigma_A^2 + 1 - 2(\nu_{A_{UE}}\sigma_A^2 - 1), \\ &= 2(1 - \nu_{A_{UE}})\sigma_A^2.\end{aligned} \quad (3.12)$$

Assim, seguindo as mesmas considerações para resposta em amplitude na AP e resposta em fase no AP, UE obtêm-se as seguintes expressões

$$\epsilon_{A_{AP}}^2 = \mathbb{E}\{|A_{B_m}^{\text{dl}} - A_{B_m}^{\text{ul}}|^2\} = 2(1 - \nu_{A_{AP}})\sigma_A^2, \quad (3.13)$$

$$\epsilon_{\theta_{UE}}^2 = \mathbb{E}\{|\theta_{F_{nk}}^{\text{dl}} - \theta_{F_{nk}}^{\text{ul}}|^2\} = 2(1 - \nu_{\theta_{UE}})\sigma_\theta^2, \quad (3.14)$$

$$\epsilon_{\theta_{AP}}^2 = \mathbb{E}\{|\theta_{B_m}^{\text{dl}} - \theta_{B_m}^{\text{ul}}|^2\} = 2(1 - \nu_{\theta_{AP}})\sigma_\theta^2. \quad (3.15)$$

Observa-se que tais erros são inexistentes para $\nu_{\theta_{UE/AP}} = 1$ e atingem seus valores máximos para $\nu_{\theta_{UE/AP}} = 0$.

3.1.2 Estimação de Canal no UL

Na fase de estimação de canal, as APs estimam os canais de UL por meio de sequências piloto transmitidas pelos UEs. Para minimizar o *overhead* no processo de comunicação NOMA, assume-se que a mesma sequência piloto é atribuída aos UEs dentro de um mesmo grupo, ou seja, $\Phi = [\varphi_1, \dots, \varphi_n, \dots, \varphi_N] \in \mathbb{C}^{\tau_p \times N}$, onde $\|\varphi_n\|^2 = 1$ e τ_p é o comprimento da sequência piloto. No entanto, essa suposição acarreta uma penalidade no desempenho do sistema do sistema, devido à contaminação de pilotos.

Cada UE envia uma sequência piloto para as APs para realização da estimação do canal de UL. Devido à propriedade de reciprocidade do canal, proporcionada pelo modo de transmissão TDD, é possível obter os canais de DL a partir das estimativas de UL. Em sistemas CFmMIMO operando com NOMA, dado que todos os UEs pertencentes ao

grupo n enviam a sequência piloto $\boldsymbol{\varphi}_n$, o sinal recebido na m -ésima AP pode ser expresso como (Palacios et al., 2020)

$$\mathbf{Y}_m^p = \sqrt{\tau_p \rho_u} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mnk}^{\text{ul}} \boldsymbol{\varphi}_n^{\text{H}} + \mathbf{W}_m, \quad (3.16)$$

onde τ_p denota o comprimento da sequência piloto (em amostras), ρ_u representa a potência de UL normalizada pela potência do ruído, $\boldsymbol{\varphi}_n$ é a sequência piloto atribuída ao n -ésimo grupo. $\mathbf{W}_m \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_L) \in \mathbb{C}^{L \times \tau_p}$ representa a matriz de ruído Gaussiano aditivo, cujos elementos são variáveis aleatórias i.i.d. de média zero e variância unitária. O sinal piloto recebido da m -ésima AP no n -ésimo grupo é projetado sobre a sequência piloto $\boldsymbol{\varphi}_n$, resultando em

$$\tilde{\mathbf{y}}_{mn}^p = \mathbf{Y}_m^p \boldsymbol{\varphi}_n = \sqrt{\tau_p \rho_u} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mnk}^{\text{ul}} + \mathbf{W}_m \boldsymbol{\varphi}_n. \quad (3.17)$$

Assim, a estimação do erro quadrático médio mínimo - *Minimum Mean Square Error* (MMSE) entre o k -ésimo UE no n -ésimo grupo e a m -ésima AP é dada por (Li; Aruma Baduge, 2018; Li; Amarasuriya, 2019; Palacios et al., 2020)

$$\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} = \sqrt{\tau_p \rho_u} \boldsymbol{\Delta}_{mnk}^{\text{ul}} \boldsymbol{\Psi}_{mn}^{-1} \tilde{\mathbf{y}}_{mn}^p, \quad (3.18)$$

onde $\boldsymbol{\Delta}_{mnk}^{\text{ul}}$ e $\boldsymbol{\Psi}_{mn}$ são representados, respectivamente, por

$$\boldsymbol{\Delta}_{mnk}^{\text{ul}} \triangleq \mathbb{E}\{\mathbf{g}_{mnk}^{\text{ul}} (\mathbf{g}_{mnk}^{\text{ul}})^{\text{H}}\} = |F_{nk}^{\text{ul}}|^2 \mathbf{B}_m^{\text{ul}} \mathbf{B}_m^{\text{ul H}} \mathbf{R}_{mnk}, \quad (3.19)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{mn} = \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{y}}_{mn}^p (\tilde{\mathbf{y}}_{mn}^p)^{\text{H}}\} = \rho_u \tau_p \sum_{k=1}^K \boldsymbol{\Delta}_{mnk}^{\text{ul}} + \mathbf{I}_L. \quad (3.20)$$

onde F_{nk}^{ul} e \mathbf{B}_m^{ul} são as respostas em frequência do k -ésimo UE, pertencente ao n -ésimo grupo, e na m -ésima AP, respectivamente, com \mathbf{B}_m^{ul} sendo calculado como

$$\mathbf{B}_m^{\text{ul}} = \begin{bmatrix} B_{1+(m-1)L} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & B_{2+(m-1)L} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & B_{L+(m-1)L} \end{bmatrix}. \quad (3.21)$$

Observa-se que os termos F_{nk}^{ul} e \mathbf{B}_m^{ul} representam os efeitos das não reciprocidades no UE e no AP. Deste modo, quando o sistema é recíproco, os termos F_{nk}^{ul} e \mathbf{B}_m^{ul} resultam em $F_{nk}^{\text{ul}} = 1$ e $\mathbf{B}_m^{\text{ul}} = \mathbf{I}_L$. Logo, é possível verificar que o caso recíproco é um caso especial do cenário não recíproco.

Uma vez que a variável $\tilde{\mathbf{y}}_{mn}^p$ segue uma distribuição Gaussiana, o canal estimado de UL na Equação 3.18 pode ser reescrito como (Demir; Björnson; Sanguinetti, 2021)

$$\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} = \sqrt{\tau_p \rho_u} \boldsymbol{\Delta}_{mnk}^{\text{ul}} \boldsymbol{\Psi}_{mn}^{-1} \boldsymbol{\Psi}_{mn}^{1/2} \boldsymbol{\mu}_{mn}, \quad (3.22)$$

onde $\boldsymbol{\mu}_{mn} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_L) \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ é um vetor cujos elementos são variáveis aleatórias i.i.d. de média zero e variância unitária. Assim, a matriz de covariância da estimativa de canal UL pode ser representada por

$$\boldsymbol{\Gamma}_{mnk} = \mathbb{E}\{\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}(\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}})^{\text{H}}\} = \tau_p \rho_u (\boldsymbol{\Delta}_{mnk}^{\text{ul}})^2 \boldsymbol{\Psi}_{mn}^{-1}. \quad (3.23)$$

Neste trabalho, assume-se que os canais entre as antenas de cada AP são decorrelacionados. Sob essa hipótese, algumas simplificações podem ser adotadas, como representar a matriz de correlação por $\boldsymbol{\Delta}_{mnk}^{\text{ul}} = \mathbf{I}_L \Delta_{mnk}$. De maneira análoga, a Equação 3.23 pode ser reescrita como

$$\boldsymbol{\Gamma}_{mnk} = \mathbf{I}_L \gamma_{mnk}, \text{ onde } \gamma_{mnk} = \mathbb{E}\left\{\frac{\|\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}\|^2}{L}\right\} = \frac{\tau_p \rho_u (\Delta_{mnk}^{\text{ul}})^2}{\tau_p \rho_u \sum_{k'=1}^K \Delta_{mnk'}^{\text{ul}} + 1}. \quad (3.24)$$

3.1.3 Modelagem do erro devido ao SIC

No que se refere à modelagem do processo de decodificação por SIC imperfeito em sistemas NOMA, utiliza-se o coeficiente de correlação normalizado ρ_{nk} para caracterizar o erro associado ao processo de decodificação. Nesse contexto, seja \hat{q}_{nk} o sinal estimado de q_{nk} durante o procedimento de decodificação, a relação matemática entre q_{nk} e \hat{q}_{nk} é dada por

$$q_{nk} = \rho_{nk} \hat{q}_{nk} + e_{nk}, \quad (3.25)$$

onde q_{nk} e \hat{q}_{nk} são variáveis aleatórias conjuntamente gaussianas. Além disso, $\rho_{nk} = 1/\sqrt{1 + \sigma_{e_{nk}}^2}$ reflete a qualidade da estimação da CSI, estando diretamente relacionado à severidade da imperfeição do processo de SIC, $e_{nk} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{e_{nk}}^2 / [1 + \sigma_{e_{nk}}^2])$ representa o erro de estimação, enquanto $\hat{q}_{nk} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$. Por fim, assume-se que \hat{q}_{nk} e e_{nk} são estatisticamente independentes (Li; Aruma Baduge, 2018; Rezaei et al., 2020b).

3.1.4 Transmissão de Dados no DL

Na fase de transmissão de dados no DL, cada UE utiliza estatísticas de canal para decodificar o sinal recebido. Em sistemas CFmMIMO operando com NOMA, o sinal codificado superposto transmitido ao n -ésimo grupo é dado por

$$q_n = \sum_{k=1}^K \sqrt{\alpha_{nk}} q_{nk}, \quad (3.26)$$

onde $q_{nk} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ representa o símbolo destinado ao k -ésimo UE, pertencente ao n -ésimo grupo, sendo modelado como uma variável aleatória de média zero e variância unitária.

O coeficiente α_{nk} corresponde ao fator de alocação de potência NOMA do k -ésimo UE, pertencente ao n -ésimo grupo, respeitando a condição $\sum_{k=1}^K \alpha_{nk} = 1$ (Li; Aruma Baduge, 2018; Rezaei et al., 2020b).

Adota-se um precodificador do tipo MRT, normalizado por estatísticas de grande escala, definido como

$$\bar{\mathbf{u}}_{mnk} = \frac{(\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}})^*}{\sqrt{\mathbb{E}\{\|\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}\|^2\}}}, \quad (3.27)$$

onde $\hat{\mathbf{g}}_{mnk}$ denota a estimativa do canal entre a m -ésima AP e o k -ésimo UE no n -ésimo grupo.

Como os canais dos UEs pertencentes a um mesmo grupo são paralelos, assume-se que: $\bar{\mathbf{u}}_{mn} = \bar{\mathbf{u}}_{mnk} \forall k \in \{1, \dots, K\}$, ou seja, o precodificador dos UEs no mesmo grupo é o mesmo para todos os UEs. Desta forma, o sinal transmitido por cada AP pode ser expresso por

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_m &= \sqrt{\rho_d} \sum_{n=1}^N \eta_{mn}^{1/2} \bar{\mathbf{u}}_{mn} q_n, \\ &= \sqrt{\rho_d} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \sqrt{\alpha_{nk}} \sqrt{\eta_{mn}} \bar{\mathbf{u}}_{mn} q_{nk}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

onde ρ_d é a potência de transmissão de DL normalizada pela potência do ruído e η_{mn} é o coeficiente de alocação de potência para o n -ésimo grupo. Como $\mathbb{E}\{\|\mathbf{x}_m\|^2\} \leq 1$, tem-se a restrição $\sum_{n=1}^N \eta_{mn} \leq 1$, uma vez que toda potência de DL é limitada por ρ_d . Assim, para uma alocação de potência igual para os grupos tem-se $\eta_{mn} = 1/N$.

De forma equivalente, o sinal transmitido pode ser reescrito como

$$\mathbf{x}_m = \sqrt{\rho_d} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \mathbf{u}_{mnk} q_{nk}, \quad (3.29)$$

onde \mathbf{u}_{mnk} representa o precodificador com controle de potência por AP para o k -ésimo UE no n -ésimo grupo, definido por

$$\mathbf{u}_{mnk} = \frac{\sqrt{\eta_{mnk}} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}})^*}{\sqrt{L \gamma_{mnk}}}, \quad (3.30)$$

sendo $\eta_{mnk} = \eta_{mn} \alpha_{nk}$, de modo a incorporar tanto a alocação de potência por grupo quanto por UE no esquema NOMA. Assim, o sinal recebido pelo k -ésimo UE no n -ésimo grupo pode ser expresso como (Li; Aruma Baduge, 2018; Palacios et al., 2020)

$$\begin{aligned} r_{nk} &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{n'=1}^N \sum_{k'=1}^K \mathbf{u}_{mn'k'}^T \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}} q_{n'k'} + w_{nk}, \\ &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \mathbb{E}\{\mathbf{u}_{mnk}^T \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}}\} q_{nk} + \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \left(\mathbf{u}_{mnk}^T \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}} - \mathbb{E}\{\mathbf{u}_{mnk}^T \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}}\} \right) q_{nk} \\ &+ \sqrt{\rho_d} \sum_{k'=1}^{k-1} \sum_{m=1}^M \mathbf{u}_{mnk'}^T \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}} q_{nk'} + \sqrt{\rho_d} \sum_{n'=1, n' \neq n}^N \sum_{k'=1}^K \sum_{m=1}^M \mathbf{u}_{mn'k'}^T \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}} q_{n'k'} \\ &+ \sqrt{\rho_d} \sum_{k''=k+1}^K \sum_{m=1}^M \left(\mathbf{u}_{mnk''}^T \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}} q_{nk''} - \mathbb{E}\{\mathbf{u}_{mnk''}^T \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}}\} \hat{q}_{nk''} \right) + w_{nk}, \end{aligned} \quad (3.31)$$

onde $w_{nk} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ representa o ruído térmico no receptor, e é modelado como uma variável aleatória de média zero e variância unitária. \mathbf{u}_{mnk} e $\mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}}$ são, respectivamente, o vetor de precodificação e o canal efetivo de DL da m -ésima AP para o k -ésimo UE no n -ésimo grupo. Assim, a Equação 3.31 pode ser reescrita em termos do precodificador global, $\mathbf{u}_{nk} = [\mathbf{u}_{1nk}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{u}_{Mnk}^{\text{T}}]^{\text{T}}$, e do canal global, $\mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}} = [(\mathbf{g}_{1nk}^{\text{dl}})^{\text{T}}, \dots, (\mathbf{g}_{Mnk}^{\text{dl}})^{\text{T}}]^{\text{T}}$:

$$r_{nk} = \underbrace{\sqrt{\rho_d} \mathbb{E}\{\mathbf{u}_{nk}^{\text{T}} \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}}\}}_{\text{DS}_{nk}} q_{nk} \quad (3.32)$$

$$+ \underbrace{\sqrt{\rho_d} \left(\mathbf{u}_{nk}^{\text{T}} \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}} - \mathbb{E}\{\mathbf{u}_{nk}^{\text{T}} \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}}\} \right)}_{\text{SDI}_{nk}} q_{nk} \\ + \underbrace{\sqrt{\rho_d} \sum_{k'=1}^{k-1} \mathbf{u}_{nk'}^{\text{T}} \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}}}_{\text{SI}_{nkk'}} q_{nk'} \quad (3.33)$$

$$+ \underbrace{\sqrt{\rho_d} \sum_{n'=1, n' \neq n}^N \sum_{k'=1}^K \mathbf{u}_{n'k'}^{\text{T}} \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}}}_{\text{ICI}_{nn'k'}} q_{n'k'} \\ + \underbrace{\sqrt{\rho_d} \sum_{k'=k+1}^K \left(\mathbf{u}_{nk''}^{\text{T}} \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}} q_{nk''} - \mathbb{E}\{\mathbf{u}_{nk''}^{\text{T}} \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}}\} \hat{q}_{nk''} \right)}_{\text{RI}_{nkk'}^{\text{sic}}} + w_{nk}, \quad (3.34)$$

onde DS_{nk} , SDI_{nk} , $\text{SI}_{nkk'}$, $\text{ICI}_{nn'k'}$, e $\text{RI}_{nkk'}^{\text{sic}}$ são, respectivamente, sinal desejado - *Desired Signal* (DS), interferência de decodificação estatística - *Statistical Decoding Interference* (SDI), interferência de superposição - *Superposition Interference* (SI), interferência entre grupos - *Inter-Cluster Interference* (ICI), e interferência residual - *Residual Interference* (RI) decorrente de imperfeições no processo de SIC.

3.1.5 Taxa de Soma Alcançável

O limite inferior da soma de taxa alcançável pode ser obtido de maneira simples pelo limite do tipo use e então esqueça - *Use-and-Then-Forget* (UatF), sendo definido como (Li; Aruma Baduge, 2018; Palacios et al., 2020)

$$R_{nk}^{\text{UatF}} = \phi \log_2(1 + \text{SINR}_{nk}), \quad (3.35)$$

onde $\phi = (\tau_c - \tau_p)/\tau_c$ é o fator de pré-log, τ_c é o intervalo de coerência, e SINR_{nk} é a SINR efetiva para o k -ésimo UE no n -ésimo grupo, sendo composta pelo sinal desejado e pelos termos interferentes, i.e.,

$$\text{SINR}_{nk} = \frac{\rho_d \mathbb{E}\{|\text{DS}_{nk}|^2\}}{\rho_d \mathbb{E}\{|\text{SDI}_{nk}|^2\} + \rho_d \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nk}|^2\} + \rho_d \mathbb{E}\{|\text{ICI}_{nk}|^2\} + \rho_d \mathbb{E}\{|\text{RI}_{nk}^{\text{sic}}|^2\} + 1}, \quad (3.36)$$

onde $\mathbb{E}\{|\text{DS}_{nk}|^2\}$, $\mathbb{E}\{|\text{SDI}_{nk}|^2\}$, $\mathbb{E}\{|\text{SI}_{nk}|^2\}$, $\mathbb{E}\{|\text{ICI}_{nk}|^2\}$ e $\mathbb{E}\{|\text{RI}_{nk}^{\text{sic}}|^2\}$ correspondem, respectivamente, às potências do sinal desejado (DS), da interferência de decodificação estatística (SDI), da interferência de superposição (SI), da interferência entre grupos (ICI) e da

interferência residual (RI) decorrente de imperfeições no procedimento de SIC (Li; Aruma Baduge, 2018; Rezaei et al., 2020b).

Com base nas considerações e definições estabelecidas em (Palacios et al., 2020), que aborda a modelagem das não reciprocidades do canal efetivo em sistemas CFmMIMO operando sob OMA, o sinal desejado e os sinais interferentes em cenários caracterizados por não reciprocidade de canal, considerando sistemas CFmMIMO auxiliados por NOMA, podem ser formulados conforme apresentado a seguir. Ademais, assume-se a utilização de múltiplas antenas por AP, hipótese que difere das premissas adotadas em (Palacios et al., 2020), ampliando o escopo das hipóteses consideradas naquele trabalho.

- Sinal Desejado - DS

Seja o sinal desejado expresso por (Palacios et al., 2020)

$$DS_{nk} = \mathbb{E}\left\{\mathbf{u}_{nk}^T \mathbf{g}_{nk}^{dl}\right\}, \quad (3.37)$$

onde \mathbf{u}_{nk} representa o precodificador MRT, normalizado pelo coeficiente de grande escala por UE γ_{mnk} , definido como

$$\mathbf{u}_{nk} = \left[\frac{\eta_{1nk}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{1nk}^{ul})^H}{\sqrt{L\gamma_{1nk}}}, \dots, \frac{\eta_{Mnk}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{Mnk}^{ul})^H}{\sqrt{L\gamma_{Mnk}}} \right]^T. \quad (3.38)$$

Substituindo o vetor de precodificação \mathbf{u}_{nk} e realizando o produto interno na expressão do sinal desejado, obtém-se

$$DS_{nk} = \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} \mathbf{g}_{mnk}^{dl} \right\}. \quad (3.39)$$

Como \mathbf{g}_{mnk}^{dl} e \mathbf{g}_{mnk}^{ul} são relacionados por $\mathbf{g}_{mnk}^{dl} = \frac{F_{nk}^{dl} B_m^{dl}}{F_{nk}^{ul} B_m^{ul}} \mathbf{g}_{mnk}^{ul}$ (Palacios et al., 2020), e sabendo que $\mathbf{g}_{mnk}^{ul} = \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul} + \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{ul}$, onde $\boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{ul} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \gamma_{mnk} - \beta_{mnk})$ é o erro de estimação do canal no UL (Ngo et al., 2017), o sinal desejado pode ser expresso como

$$\begin{aligned} DS_{nk} &= \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \frac{F_{nk}^{dl} B_m^{dl}}{F_{nk}^{ul} B_m^{ul}} \frac{\eta_{mnk}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} \mathbf{g}_{mnk}^{ul} \right\}, \\ &= \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \frac{F_{nk}^{dl} B_m^{dl}}{F_{nk}^{ul} B_m^{ul}} \frac{\eta_{mnk}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul} + \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{ul}) \right\}, \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{F_{nk}^{dl} B_m^{dl}}{F_{nk}^{ul} B_m^{ul}} \frac{\eta_{mnk}^{1/2}}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} \mathbb{E}\left\{ (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul} + (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{ul} \right\}. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Como $\mathbb{E}[x + y] = \mathbb{E}[x] + \mathbb{E}[y]$ e, no estimador MMSE, $\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul}$ e $\boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{ul}$ são não correlacionados (e, sob hipótese Gaussiana conjunta, independentes), tem-se $\mathbb{E}\left\{ (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{ul} \right\} = 0$.

Logo,

$$DS_{nk} = \sum_{m=1}^M \frac{F_{nk}^{dl} B_m^{dl}}{F_{nk}^{ul} B_m^{ul}} \frac{\eta_{mnk}^{1/2}}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} \mathbb{E} \left\{ (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul} \right\}. \quad (3.41)$$

De acordo com a definição da variância da estimativa de canal obtida pelo estimador MMSE, tem-se que

$$\mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul} \right\|^2 \right\} = \text{tr} \left(\mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H \right\} \right) = \text{tr}(\mathbf{\Gamma}_{mnk}) = L\gamma_{mnk}, \quad (3.42)$$

onde $\mathbf{\Gamma}_{mnk}$ é a matriz de covariância da estimativa de canal no UL, conforme definido anteriormente.

Substituindo esse resultado na expressão do sinal desejado, obtém-se

$$DS_{nk} = \sum_{m=1}^M \frac{F_{nk}^{dl} B_m^{dl}}{F_{nk}^{ul} B_m^{ul}} \frac{\eta_{mnk}^{1/2}}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} L\gamma_{mnk}. \quad (3.43)$$

Tomando a potência do sinal desejado, obtém-se uma expressão análoga à apresentada em (Palacios et al., 2020)

$$\mathbb{E} \left\{ |DS_{nk}|^2 \right\} = \left| \sum_{m=1}^M \frac{F_{nk}^{dl} B_m^{dl}}{F_{nk}^{ul} B_m^{ul}} \eta_{mnk}^{1/2} \sqrt{L\gamma_{mnk}} \right|^2. \quad (3.44)$$

- Interferência de Decodificação Estatística - SDI

Seja a interferência decorrente do canal estatístico expressa por (Palacios et al., 2020)

$$SDI_{nk} = \left(\mathbf{u}_{nk}^T \mathbf{g}_{nk}^{dl} - \mathbb{E} \left\{ \mathbf{u}_{nk}^T \mathbf{g}_{nk}^{dl} \right\} \right). \quad (3.45)$$

Reescrevendo a expressão acima em termos de potência, tem-se

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \left\{ |SDI_{nk}|^2 \right\} &= \mathbb{E} \left\{ \left| \left(\mathbf{u}_{nk}^T \mathbf{g}_{nk}^{dl} - \mathbb{E} \left\{ \mathbf{u}_{nk}^T \mathbf{g}_{nk}^{dl} \right\} \right) \right|^2 \right\}, \\ &= \mathbb{E} \left| \sum_{m=1}^M \left\{ \frac{\eta_{mnk}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} \mathbf{g}_{mnk}^{dl} \right\} - \mathbb{E} \left\{ \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} \mathbf{g}_{mnk}^{dl} \right\} \right|^2, \\ &= \sum_{m=1}^M \mathbb{E} \left| \frac{\eta_{mnk}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} \mathbf{g}_{mnk}^{dl} \right|^2 - \underbrace{\sum_{m=1}^M \left| \mathbb{E} \left\{ \frac{\eta_{mnk}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}} \mathbf{g}_{mnk}^{dl} \right\} \right|^2}_{\frac{F_{nk}^{dl} B_m^{dl}}{F_{nk}^{ul} B_m^{ul}} \eta_{mnk}^{1/2} \sqrt{L\gamma_{mnk}}}. \end{aligned} \quad (3.46)$$

Uma vez que \mathbf{g}_{mnk}^{dl} e \mathbf{g}_{mnk}^{ul} são relacionados por $\mathbf{g}_{mnk}^{dl} = \frac{F_{nk}^{dl} B_m^{dl}}{F_{nk}^{ul} B_m^{ul}} \mathbf{g}_{mnk}^{ul}$ (Palacios et al., 2020). Sabendo que $\mathbf{g}_{mnk}^{ul} = \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{ul} + \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{ul}$, onde $\boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{ul}$ representa o erro de estimação do

canal no UL, modelado como uma variável aleatória Gaussiana de média zero. Assim, o termo de interferência de decodificação estatística pode ser expresso como

$$\mathbb{E}\{|\text{SDI}_{nk}|^2\} = \underbrace{\sum_{m=1}^M \mathbb{E}\left\{\left|\frac{\eta_{mnk}^{1/2}(\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}})^{\text{H}}}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}}\mathbf{g}_{mnk}^{\text{ul}}\frac{F_{nk}^{\text{dl}}B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}}B_m^{\text{ul}}}\right|^2\right\}}_{1^\circ \text{ termo - SDI}_1} - \underbrace{\sum_{m=1}^M \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2|B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2|B_m^{\text{ul}}|^2}\eta_{mnk}L\gamma_{mnk}}_{2^\circ \text{ termo - SDI}_2}. \quad (3.47)$$

Resolvendo o 1º termo tem-se

$$\begin{aligned} \text{SDI}_1 &= \sum_{m=1}^M \mathbb{E}\left\{\left|\frac{\eta_{mnk}^{1/2}(\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}})^{\text{H}}}{\sqrt{L\gamma_{mnk}}}\mathbf{g}_{mnk}^{\text{ul}}\frac{F_{nk}^{\text{dl}}B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}}B_m^{\text{ul}}}\right|^2\right\}, \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk}}{L\gamma_{mnk}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2|B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2|B_m^{\text{ul}}|^2} \mathbb{E}\left\{\left|(\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}})^{\text{H}}\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} + (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}})^{\text{H}}\boldsymbol{\epsilon}_{mnk}^{\text{ul}}\right|^2\right\}, \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk}}{L\gamma_{mnk}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2|B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2|B_m^{\text{ul}}|^2} \left(\mathbb{E}\left\{\left|(\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}})^{\text{H}}\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}\right|^2\right\} + \mathbb{E}\left\{\left|(\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}})^{\text{H}}\boldsymbol{\epsilon}_{mnk}^{\text{ul}}\right|^2\right\}\right). \end{aligned} \quad (3.48)$$

Das propriedades de estatística e probabilidade, tem-se (Ngo et al., 2017)

$$\mathbb{E}\left[|\mathbf{Z}^{\text{H}}\mathbf{Z}|^2\right] = (L^2 + L)\gamma_{mnk}^2 \quad \forall Z = \mathcal{CN}(0, \gamma_{mnk}\mathbf{I}_L), \quad (3.49)$$

$$\mathbb{E}\left[|\mathbf{Z}^{\text{H}}\mathbf{Y}|^2\right] = L(\Delta_{mnk}^{\text{ul}} - \gamma_{mnk})\gamma_{mnk} \begin{cases} \forall Y = \mathcal{CN}(0, (\Delta_{mnk}^{\text{ul}} - \gamma_{mnk})\mathbf{I}_L) \\ \forall Z = \mathcal{CN}(0, \gamma_{mnk}\mathbf{I}_L). \end{cases} \quad (3.50)$$

Assim, fazendo as substituições das expressões acima na equação de SDI obtem-se

$$\begin{aligned} \text{SDI}_1 &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk}}{L\gamma_{mnk}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2|B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2|B_m^{\text{ul}}|^2} \left\{(L^2 + L)\gamma_{mnk}^2 + L\Delta_{mnk}^{\text{ul}}\gamma_{mnk} - L\gamma_{mnk}^2\right\}, \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk}}{L\gamma_{mnk}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2|B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2|B_m^{\text{ul}}|^2} (L^2\gamma_{mnk}^2 + L\Delta_{mnk}^{\text{ul}}\gamma_{mnk}), \\ &= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2|B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2|B_m^{\text{ul}}|^2} (L\gamma_{mnk} + \Delta_{mnk}^{\text{ul}}). \end{aligned} \quad (3.51)$$

Substituindo 3.51 e o 2º termo (SDI₂) em 3.47 resulta na seguinte expressão

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|\text{SDI}_{nk}|^2\} &= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2|B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2|B_m^{\text{ul}}|^2} \Delta_{mnk}^{\text{ul}}, \\ &= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2|B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2|B_m^{\text{ul}}|^2} \Delta_{mnk}^{\text{ul}}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Como, por definição, $\Delta_{mnk}^{\text{ul}} = |F_{nk}^{\text{ul}}|^2|B_m^{\text{ul}}|^2\beta_{mnk}$, e $\Delta_{mnk}^{\text{dl}} = |F_{nk}^{\text{dl}}|^2|B_m^{\text{dl}}|^2\beta_{mnk}$ (Palacios et al., 2020) então

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|\text{SDI}_{nk}|^2\} &= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk} |F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2 \beta_{mnk}, \\ \mathbb{E}\{|\text{SDI}_{nk}|^2\} &= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk} \Delta_{mnk}^{\text{dl}}, \end{aligned} \quad (3.53)$$

o que completa a prova da expressão da interferência de decodificação estatística.

- Interferência Entre Grupos - ICI

A interferência dos UEs fora do grupo são interferências devido aos UEs ($k' \neq k$) de outros grupos ($\forall n' \neq n$) gerando interferência ao k -ésimo UE desejado no n -ésimo grupo, o qual pode ser representado pela seguinte expressão

$$\begin{aligned} \text{ICI}_{nn'k'} &= \mathbf{u}_{n'k'}^T \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}}, \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mn'k'}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}})^{\text{H}}}{\sqrt{L\gamma_{mn'k'}}} \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}}. \end{aligned} \quad (3.54)$$

Ao se calcular a média da interferência proveniente dos UEs fora do grupo, tem-se

$$\mathbb{E}\{\text{ICI}_{nn'k'}\} = \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mn'k'}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}})^{\text{H}}}{\sqrt{L\gamma_{mn'k'}}} \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}} \right\}. \quad (3.55)$$

Uma vez que $\mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}}$ e $\mathbf{g}_{mnk}^{\text{ul}}$ são relacionados por $\mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}} = \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \mathbf{g}_{mnk}^{\text{ul}}$ (Palacios et al., 2020). Sabendo que $\mathbf{g}_{mnk}^{\text{ul}} = \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} + \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}}$, onde $\boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}}$ representa o erro de estimação do canal, modelado como uma variável aleatória Gaussiana de média zero. Dessa forma, a expressão acima pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{\text{ICI}_{nn'k'}\} &= \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mn'k'}^{1/2}}{\sqrt{L\gamma_{mn'k'}}} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} (\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}})^{\text{H}} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} + \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}}) \right\}, \\ &= \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mn'k'}^{1/2}}{\sqrt{L\gamma_{mn'k'}}} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \left((\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}})^{\text{H}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} + (\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}})^{\text{H}} \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}} \right) \right\}, \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mn'k'}^{1/2}}{\sqrt{L\gamma_{mn'k'}}} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \left\{ \mathbb{E}\left\{ (\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}})^{\text{H}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} \right\} + \mathbb{E}\left\{ (\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}})^{\text{H}} \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}} \right\} \right\}. \end{aligned} \quad (3.56)$$

Como $\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}}$, $\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}$ e $\boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}}$ são variáveis aleatórias não correlacionadas (e, sob hipótese Gaussiana conjunta, independentes), tem-se

$$\mathbb{E}\left\{ (\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}})^{\text{H}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} \right\} = 0,$$

e

$$\mathbb{E}\left\{ (\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}})^{\text{H}} \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}} \right\} = 0.$$

Da propriedade que relaciona variância e média, $\text{Var}\{X\} = \mathbb{E}\{(X)^2\} - (\mathbb{E}\{X\})^2$, e como a média de variáveis aleatórias é zero, logo $\mathbb{E}\{\text{ICI}_{nn'k'}\} = 0$, de forma que a variância da interferência fora do grupo pode ser definida como

$$\text{Var}\{\text{ICI}_{nn'k'}\} = \mathbb{E}\{|\text{ICI}_{nn'k'}|^2\}.$$

Uma vez que a variância da soma de variáveis independentes é igual a soma das variâncias

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\left\{|\text{ICI}_{nn'k'}|^2\right\} &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mn'k'}}{L\gamma_{mn'k'}} \mathbb{E}\left\{|\left(\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}}\right)^{\text{H}} \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}}|^2\right\}, \\
&= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mn'k'}}{L\gamma_{mn'k'}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2} \mathbb{E}\left\{|\left(\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}}\right)^{\text{H}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} + \left(\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}}\right)^{\text{H}} \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}}|^2\right\}, \\
&= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mn'k'}}{L\gamma_{mn'k'}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2} \left(\mathbb{E}\left\{|\left(\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}}\right)^{\text{H}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}|^2\right\} + \mathbb{E}\left\{|\left(\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}}\right)^{\text{H}} \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}}|^2\right\} \right).
\end{aligned} \tag{3.57}$$

Como $\hat{\mathbf{g}}_{mn'k'}^{\text{ul}}$, $\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}$ e $\boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}}$ são variáveis aleatórias independentes, e $\mathbb{E}[Z^{\text{H}}Y]^2 = L \text{Var}(Y)\text{Var}(Z)$, onde $Z = \mathcal{CN}(0, \text{Var}(Z)\mathbf{I}_L)$ e $Y = \mathcal{CN}(0, \text{Var}(Y)\mathbf{I}_L)$. Portanto:

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\left\{|\text{ICI}_{nn'k'}|^2\right\} &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mn'k'}}{L\gamma_{mn'k'}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2} \left\{ L\gamma_{mn'k'}\gamma_{mnk} + L(\Delta_{mnk}^{\text{ul}} - \gamma_{mnk})\gamma_{mn'k'} \right\}, \\
&= \sum_{m=1}^M \eta_{mn'k'} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2} (\Delta_{mnk}^{\text{ul}}).
\end{aligned}$$

Por definição, como $\Delta_{mnk}^{\text{ul}} = |F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2 \beta_{mnk}$ e $\Delta_{mnk}^{\text{dl}} = |F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2 \beta_{mnk}$, resulta na seguinte expressão final

$$\mathbb{E}\left\{|\text{ICI}_{nn'k'}|^2\right\} = \sum_{m=1}^M \eta_{mn'k'} \Delta_{mnk}^{\text{dl}}. \tag{3.58}$$

A Equação 3.58 representa a interferência devido aos UEs fora do grupo n , os quais têm sequências piloto diferentes daquela relacionada ao UE de interesse, representando uma interferência não coerente.

- Interferência de Superposição - SI

A interferência de superposição é a interferência dos UEs no mesmo grupo que impacta o sinal destinado ao k -ésimo UE. Reescrevendo em termos da potência e usando a propriedade da variância e da média, onde, $\text{Var}\{X\} = \mathbb{E}\{(X)^2\} - (\mathbb{E}\{X\})^2$, assim

$$\mathbb{E}\left\{|\text{SI}_{nkk'}|^2\right\} = \text{Var}\{\text{SI}_{nkk'}\} + (\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk'}\})^2. \tag{3.59}$$

Tomando a média de $\text{SI}_{nkk'}$

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk'}\} &= \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk'}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^{\text{H}}}{\sqrt{L}\gamma_{mnk'}} \mathbf{g}_{mnk}^{\text{dl}} \right\}, \\
&= \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk'}^{1/2}}{\sqrt{L}\gamma_{mnk'}} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^{\text{H}} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} + \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}}) \right\}, \\
&= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk'}^{1/2}}{\sqrt{L}\gamma_{mnk'}} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \left(\underbrace{\mathbb{E}\left\{(\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^{\text{H}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}\right\}}_{=L\sqrt{\gamma_{mnk}\gamma_{mnk'}}} + \underbrace{\mathbb{E}\left\{(\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^{\text{H}} \boldsymbol{\varepsilon}_{mnk}^{\text{ul}}\right\}}_{=0} \right).
\end{aligned} \tag{3.60}$$

Como $\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}}$ e $\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}$ são variáveis aleatórias paralelas, e $\mathbb{E}[\mathbf{Z}^H \mathbf{Y}] = L\sqrt{\text{Var}(Z)}\sqrt{\text{Var}(Y)}$, onde $\mathbf{Z} = \mathcal{CN}(0, \text{Var}(Z)\mathbf{I}_L)$ e $\mathbf{Y} = \mathcal{CN}(0, \text{Var}(Y)\mathbf{I}_L)$, logo, a expressão pode ser reescrita a expressão da interferência de superposição tal que

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk'}\} &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk'}^{1/2}}{\sqrt{L\gamma_{mnk'}}} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} L\sqrt{\gamma_{mnk'}\gamma_{mnk}}, \\ \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk'}\} &= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk'}^{1/2} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \sqrt{L\gamma_{mnk}}.\end{aligned}\quad (3.61)$$

Desenvolvendo o termo da variância, $\text{Var}\{\text{SI}_{nkk'}\}$, tem-se que

$$\begin{aligned}\text{Var}\{\text{SI}_{nkk'}\} &= \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk'} - \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk'}\}|^2\}, \\ &= \mathbb{E}\left\{\left|\sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk'}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk'}}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{dl}} - \mathbb{E}\left\{\sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk'}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk'}}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{dl}}\right\}\right|^2\right\}, \\ &= \sum_{m=1}^M \underbrace{\mathbb{E}\left\{\left|\frac{\eta_{mnk'}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk'}}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{dl}}\right|^2\right\}}_{T_1} - \sum_{m=1}^M \left|\mathbb{E}\left\{\frac{\eta_{mnk'}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk'}}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{dl}}\right\}\right|^2, \\ &= T_1 - \sum_{m=1}^M \left|\eta_{mnk'}^{1/2} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \sqrt{L\gamma_{mnk}}\right|^2.\end{aligned}\quad (3.62)$$

Desenvolvendo o termo T_1 , resulta em

$$\begin{aligned}T_1 &= \mathbb{E}\left\{\left|\frac{\eta_{mnk'}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk'}}} \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{dl}}\right|^2\right\}, \\ &= \mathbb{E}\left\{\left|\frac{\eta_{mnk'}^{1/2} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^H}{\sqrt{L\gamma_{mnk'}}} (\hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}} + \boldsymbol{\epsilon}_{mnk}^{\text{ul}}) \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}}\right|^2\right\}, \\ &= \frac{\eta_{mnk'}}{L\gamma_{mnk'}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2} \left(\mathbb{E}\{|\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}}|^2\} + \mathbb{E}\{|\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}}|^2\} + \mathbb{E}\{|\boldsymbol{\epsilon}_{mnk}^{\text{ul}}|^2\}\right).\end{aligned}\quad (3.63)$$

Como $(\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^H$ e $\boldsymbol{\epsilon}_{mnk}^{\text{ul}}$ são variáveis aleatórias independentes

$$\mathbb{E}\{|\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}}|^2\} = L\gamma_{mnk'}(\Delta_{mnk}^{\text{ul}} - \gamma_{mnk}).$$

Sob a hipótese de que os canais estimados de UL dos UEs no mesmo grupo são paralelos, logo

$$\mathbb{E}\{|Z^H X|^2\} = (L^2 + L)\text{Var}(Z)\text{Var}(X),$$

onde $Z = \sqrt{\text{Var}(Z)}X$, $Y = \sqrt{\text{Var}(Y)}X$, e $X = \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_L)$. Tal que,

$$\mathbb{E}\left\{\left|(\hat{\mathbf{g}}_{mnk'}^{\text{ul}})^H \hat{\mathbf{g}}_{mnk}^{\text{ul}}\right|^2\right\} = (L^2 + L)\gamma_{mnk'}\gamma_{mnk}.$$

Realizando as devidas substituições no termo T_1 resulta na seguinte expressão

$$T_1 = \frac{\eta_{mnk'}}{L\gamma_{mnk'}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2} \left(L^2 \gamma_{mnk'} \gamma_{mnk} + L \gamma_{mnk'} \Delta_{mnk}^{\text{ul}} \right).$$

Portanto,

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\text{SI}_{nkk'}\} &= \sum_{m=1}^M \frac{\eta_{mnk'}}{L\gamma_{mnk'}} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2} \left(L^2 \gamma_{mnk'} \gamma_{mnk} + L \gamma_{mnk'} \Delta_{mnk}^{\text{ul}} \right) \\ &\quad - \sum_{m=1}^M \left| \eta_{mnk'}^{1/2} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \sqrt{L \gamma_{mnk}} \right|^2, \\ &= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk'} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2} \left([L \gamma_{mnk} + \Delta_{mnk}^{\text{ul}}] - L \gamma_{mnk} \right), \\ &= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk'} \frac{|F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2}{|F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2} \Delta_{mnk}^{\text{ul}}. \end{aligned} \quad (3.64)$$

Por definição, $\Delta_{mnk}^{\text{ul}} = |F_{nk}^{\text{ul}}|^2 |B_m^{\text{ul}}|^2 \beta_{mnk}$ e $\Delta_{mnk}^{\text{dl}} = |F_{nk}^{\text{dl}}|^2 |B_m^{\text{dl}}|^2 \beta_{mnk}$, assim

$$\text{Var}\{\text{SI}_{nkk'}\} = \sum_{m=1}^M \eta_{mnk'} \Delta_{mnk}^{\text{ul}},$$

o que resulta na expressão final para a interferência dos UEs no mesmo grupo

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk'}|^2\} &= \text{Var}\{\text{SI}_{nkk'}\} + (\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk'}\})^2, \\ \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk'}|^2\} &= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk'} \Delta_{mnk}^{\text{dl}} + \left| \sum_{m=1}^M \eta_{mnk'}^{1/2} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \sqrt{L \gamma_{mnk}} \right|^2. \end{aligned} \quad (3.65)$$

Equação 3.65 é a interferência devido aos UEs dentro de um mesmo grupo n com canais mais fortes que o UE k . Esses UEs compartilham a mesma sequência piloto, resultando em uma parcela coerente e outra não coerente de interferência.

- Interferência Residual - RI - Devido ao SIC Imperfeito

Seja a interferência residual devido ao SIC imperfeito RI^{sic} definido como (Ngo et al., 2017; Li; Aruma Baduge, 2018; Bashar et al., 2019)

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk'}^{\text{sic}}|^2\} &= \mathbb{E}\left\{ \left| \mathbf{u}_{nk''}^{\text{T}} \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}} q_{nk''} - \mathbb{E}\{\mathbf{u}_{nk''}^{\text{T}} \mathbf{g}_{nk}^{\text{dl}}\} \hat{q}_{nk''} \right|^2 \right\}, \\ &= \mathbb{E}\left\{ \left| \text{SI}_{nkk''} q_{nk''} - \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\} \hat{q}_{nk''} \right|^2 \right\}. \end{aligned} \quad (3.66)$$

Expandindo o módulo ao quadrado, obtém-se o produto de um número complexo e seu conjugado resulta no seu módulo ao quadrado, logo

$$\mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk''}^{\text{sic}}|^2\} = \mathbb{E}\left\{ (\text{SI}_{nkk''} q_{nk''} - \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\} \hat{q}_{nk''}) (\text{SI}_{nkk''} q_{nk''} - \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\} \hat{q}_{nk''})^* \right\}.$$

O conjugado da soma de dois termos é a soma dos conjugados, por conseguinte

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk''}^{\text{sic}}|^2\} &= \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk''}|^2 |q_{nk''}|^2 - \text{SI}_{nkk''} q_{nk''} \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}^* \hat{q}_{nk''}^* \\ &\quad - \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\} \hat{q}_{nk''} \text{SI}_{nkk''}^* q_{nk''}^* + |\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}|^2 |\hat{q}_{nk''}|^2\}. \end{aligned}$$

Como a soma da média é a média da soma dos termos, portanto

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk''}^{\text{sic}}|^2\} &= \underbrace{\mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk''}|^2 |q_{nk''}|^2\}}_{T_1} - \underbrace{\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''} q_{nk''} \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}^* \hat{q}_{nk''}^*\}}_{T_2} \\ &\quad - \underbrace{\mathbb{E}\{\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\} \text{SI}_{nkk''}^* \hat{q}_{nk''} q_{nk''}^*\}}_{T_3} + \underbrace{\mathbb{E}\{|\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}|^2 |\hat{q}_{nk''}|^2\}}_{T_4}. \end{aligned}$$

Resolvendo o primeiro termo, T_1 , como $\text{SI}_{nkk''}$ e $q_{nk''}$ são independentes, tem-se que

$$\begin{aligned} T_1 &= \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk''}|^2 |q_{nk''}|^2\}, \\ &= \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk''}|^2\} \underbrace{\mathbb{E}\{|q_{nk''}|^2\}}_{=1}, \\ &= \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk''}|^2\}. \end{aligned} \tag{3.67}$$

Resolvendo o segundo termo, T_2 , como $\text{SI}_{nkk''}$, $q_{nk''}$ e $\hat{q}_{nk''}$ são independentes, logo

$$\begin{aligned} T_2 &= \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''} q_{nk''} \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}^* \hat{q}_{nk''}^*\}, \\ &= \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''} \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}^*\} \mathbb{E}\{q_{nk''} \hat{q}_{nk''}^*\}. \end{aligned}$$

Como a expectativa de uma expectativa é o próprio termo e como por definição $\mathbb{E}\{q_{nk''} \hat{q}_{nk''}^*\} = \rho_{nk}$, então

$$\begin{aligned} T_2 &= \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}^* \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\} \rho_{nk}, \\ &= |\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}|^2 \rho_{nk}. \end{aligned} \tag{3.68}$$

Resolvendo o terceiro termo, T_3 , como $\text{SI}_{nkk''}$, $q_{nk''}$ e $\hat{q}_{nk''}$ são independentes, logo

$$\begin{aligned} T_3 &= \mathbb{E}\{\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\} \text{SI}_{nkk''}^* \hat{q}_{nk''} q_{nk''}^*\}, \\ &= \mathbb{E}\{\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\} \text{SI}_{nkk''}^*\} \mathbb{E}\{\hat{q}_{nk''} q_{nk''}^*\}, \\ &= \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\} \mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}^* \rho_{nk}, \\ &= |\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}|^2 \rho_{nk}. \end{aligned} \tag{3.69}$$

Resolvendo o quarto termo, T_4 , como $\text{SI}_{nkk''}$, $q_{nk''}$ e $\hat{q}_{nk''}$ são independentes, tem-se

$$\begin{aligned} T_4 &= \mathbb{E}\{|\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}|^2 |\hat{q}_{nk''}|^2\}, \\ &= \mathbb{E}\{|\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}|^2\} \underbrace{\mathbb{E}\{|\hat{q}_{nk''}|^2\}}_{=1}, \\ &= (\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\})^2. \end{aligned} \tag{3.70}$$

Substituindo os termos T_1 , T_2 , T_3 e T_4 , a interferência RI^{sic} pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk''}^{\text{sic}}|^2\} &= \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk''}|^2\} - |\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}|^2 \rho_{nk} - (\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\})^2 \rho_{nk} + (\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\})^2, \\
&= \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk''}|^2\} - 2|\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}|^2 \rho_{nk} + (\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\})^2, \\
&= \mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk''}|^2\} + (1 - 2\rho_{nk}) |\mathbb{E}\{\text{SI}_{nkk''}\}|^2, \\
&= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk''} \Delta_{mnk}^{\text{dl}} + \left| \sum_{m=1}^M \eta_{mnk''}^{1/2} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \sqrt{L\gamma_{mnk}} \right|^2, \\
&+ (1 - 2\rho_{nk}) \left| \sum_{m=1}^M \eta_{mnk''}^{1/2} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \sqrt{L\gamma_{mnk}} \right|^2, \\
&= \sum_{m=1}^M \eta_{mnk''} \Delta_{mnk}^{\text{dl}} + (2 - 2\rho_{nk}) \left| \sum_{m=1}^M \eta_{mnk''}^{1/2} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \sqrt{L\gamma_{mnk}} \right|^2. \tag{3.71}
\end{aligned}$$

Deste modo, as expressões finais do conjunto de equações para o cenário de CFmMIMO operando com NOMA considerando não reciprocidades do canal efetivo e APs com múltiplas antenas são

$$\mathbb{E}\{|\text{DS}_{nk}|^2\} = \left| \sum_{m=1}^M \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \eta_{mnk}^{1/2} \sqrt{L\gamma_{mnk}} \right|^2, \tag{3.72}$$

$$\mathbb{E}\{|\text{SDI}_{nk}|^2\} = \sum_{m=1}^M \eta_{mnk} \Delta_{mnk}^{\text{dl}}, \tag{3.73}$$

$$\mathbb{E}\{|\text{ICI}_{nn'k'}|^2\} = \sum_{m=1}^M \eta_{mn'k'} \Delta_{mnk}^{\text{dl}}, \tag{3.74}$$

$$\mathbb{E}\{|\text{SI}_{nkk'}|^2\} = \sum_{m=1}^M \eta_{mnk'} \Delta_{mnk}^{\text{dl}} + \left| \sum_{m=1}^M \eta_{mnk'}^{1/2} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \sqrt{L\gamma_{mnk}} \right|^2, \tag{3.75}$$

$$\mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk''}^{\text{sic}}|^2\} = \sum_{m=1}^M \eta_{mnk''} \Delta_{mnk}^{\text{dl}} + (2 - 2\rho_{nk}) \left| \sum_{m=1}^M \eta_{mnk''}^{1/2} \frac{F_{nk}^{\text{dl}} B_m^{\text{dl}}}{F_{nk}^{\text{ul}} B_m^{\text{ul}}} \sqrt{L\gamma_{mnk}} \right|^2. \tag{3.76}$$

As equações de DS, SDI e ICI obtidas para sistemas CFmMIMO auxiliados por NOMA, considerando não reciprocidades no canal efetivo, são equivalentes às apresentadas em (Palacios et al., 2020). Apesar disso, a derivação dos termos foi realizada considerando explicitamente sistemas operando sob NOMA, com as adaptações necessárias nos modelos de estimação de canal e de sinal transmitido, demonstrando analiticamente que a forma final das expressões coincide com aquela do sistema OMA, não se tratando, portanto, de uma simples conjectura dada a forma das equações de OMA. Ademais, foi considerada a presença de múltiplas antenas por AP, ampliando o escopo das hipóteses adotadas em (Palacios et al., 2020). Por fim, as expressões de SI e RI são novas e constituem uma das principais contribuições desta tese em termos de formulação matemática.

3.2 Sistemas Híbridos OMA/NOMA em CFmMIMO

Nesta seção, aborda-se a formulação matemática para sistemas CFmMIMO híbridos NOMA/OMA. Como o sistema é híbrido, cada bloco de coerência contendo as sequências pilotos deve ser distribuído entre UEs OMA e NOMA, de modo que $\tau_p = \tau_p^{\text{OMA}} + \tau_p^{\text{NOMA}}$, onde τ_p^{OMA} e τ_p^{NOMA} representam, respectivamente, o número de sequências pilotos alocadas para os UEs OMA e NOMA. Conseqüentemente, o número total de UEs no sistema é $K_{\text{tot}} = K_{\text{OMA}} + K_{\text{NOMA}}$. Sendo $K_{\text{NOMA}} = KN$ o número total de UEs NOMA no sistema e K o número de UEs por grupo NOMA. Para fins de simplicidade, nesse cenário tanto os UEs quanto as APs possuem somente uma antena.

Considera-se uma transmissão DL em um cenário CFmMIMO composto por K_{tot} UEs de antena única distribuídos em uma área de cobertura, servidos por M APs com uma antena. As APs são conectadas a uma CPU por meio de um *backhaul* ideal, isto é, sem erros e com capacidade ilimitada (Ngo et al., 2017). Assume-se que K UEs sejam agrupados em N grupos para realizar NOMA, sendo atendidos no mesmo recurso de tempo-frequência, o que implica o uso da mesma sequência piloto dentro de cada grupo; assim $K_{\text{tot}} = KN$ (Li; Aruma Baduge, 2018; Bashar et al., 2019). Enquanto, para OMA assume-se K_{OMA} UEs recebendo uma sequência piloto distinta, logo cada UE recebe um recurso de tempo-frequência único.

A estimação de canal é realizada de forma distribuída, na qual as APs estimam individualmente os canais de comunicação dos UEs (caso de OMA) e dos grupos (caso de NOMA), não ocorrendo troca de informações das estimativas de canal entre as APs.

3.2.1 Modelo de Canal

O canal de DL entre a m -ésima AP e o k -ésimo UE considerando comunicação OMA é modelado como $g_{mk} = \sqrt{\beta_{mk}}h_{mk}$, onde β_{mk} e h_{mk} representam, respectivamente, o desvanecimento de larga escala e o desvanecimento de pequena escala, onde $m \in \{1, \dots, M\}$ e $k \in \{1, \dots, K_{\text{OMA}}\}$. Enquanto, no caso NOMA, o canal de DL entre m -ésima AP e o k -ésimo UE no n -ésimo grupo pode ser modelado como $g_{mnk} = \sqrt{\beta_{mnk}}h_{mnk}$, onde β_{mnk} e h_{mnk} representam, respectivamente, os componentes de desvanecimento de larga escala, e o desvanecimento de pequena escala, onde $m \in \{1, \dots, M\}$, $k \in \{1, \dots, K\}$ e $n \in \{1, \dots, N\}$. Além disso, os componentes de h_{mk} , $h_{mnk} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, são consideradas variáveis aleatórias i.i.d. com média zero e variância unitária, sob desvanecimento Rayleigh. Desta forma, $g_{mk} \sim \mathcal{CN}(0, \beta_{mk})$ e $g_{mnk} \sim \mathcal{CN}(0, \beta_{mnk})$.

3.2.2 Estimação de Canal no UL

Pela propriedade da transmissão em TDD o canal de comunicação DL-UL pode ser considerado recíproco possibilitando estimar o canal de DL a partir das sequências

pilotos de UL. Seja $\sqrt{\tau_p}\boldsymbol{\varphi}_k^{\text{OMA}} \in \mathbb{C}^{\tau_p \times 1}$ a sequência piloto do k -ésimo UE OMA no modo híbrido tal que $\|\boldsymbol{\varphi}_k^{\text{OMA}}\|^2 = 1$, e $\sqrt{\tau_p}\boldsymbol{\varphi}_n^{\text{NOMA}} \in \mathbb{C}^{\tau_p \times 1}$, a sequência piloto adotada pelos UEs no grupo NOMA no modo híbrido tal que $\|\boldsymbol{\varphi}_n^{\text{NOMA}}\|^2 = 1$. Assim, o sinal recebido pela m -ésima AP durante a estimação de canal no UL pode ser expresso como

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_m^{\text{Híbrido}} &= \sqrt{\tau_p \rho_u} \sum_{k=1}^{K_{\text{OMA}}} g_{mk} \boldsymbol{\varphi}_k^{\text{OMA}} \\ &+ \sqrt{\tau_p \rho_u} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K g_{mnk} \boldsymbol{\varphi}_n^{\text{NOMA}} + \mathbf{w}_m^{\text{Híbrido}}, \end{aligned} \quad (3.77)$$

onde τ_p denota o comprimento da sequência piloto (em amostras), ρ_u representa a potência de UL normalizada pela potência do ruído e $\mathbf{w}_m^{\text{Híbrido}} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ representa o vetor de ruído Gaussiano aditivo. Assim, o sinal piloto recebido pela m -ésima AP durante a estimação de canal UL para estimar os n canais combinados é dado por

$$\mathbf{Y}_m^p = \sqrt{\tau_p \rho_u} \sum_{n=1}^N \mathbf{f}_{mn} \boldsymbol{\varphi}_n^{\text{H}} + \mathbf{W}_m, \quad (3.78)$$

onde τ_p denota o comprimento da sequência piloto (em amostras), ρ_u representa a potência de UL normalizada pela potência do ruído, $\boldsymbol{\varphi}_n$ é a sequência piloto atribuída ao n -ésimo grupo. A matriz $\mathbf{W}_m \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_L) \in \mathbb{C}^{L \times \tau_p}$ representa a matriz de ruído Gaussiano aditivo, cujos elementos são variáveis aleatórias i.i.d. de média zero e variância unitária. O sinal piloto recebido da m -ésima AP no n -ésimo grupo projetado sobre a sequência piloto $\boldsymbol{\varphi}_n$, resulta em

$$\tilde{\mathbf{y}}_{mn}^p = \mathbf{Y}_m^p \boldsymbol{\varphi}_n = \sqrt{\tau_p \rho_u} \mathbf{f}_{mn} + \mathbf{W}_m \boldsymbol{\varphi}_n. \quad (3.79)$$

Seja \tilde{y}_m^{OMA} a projeção de $\mathbf{y}_m^{\text{Híbrido}}$ sob $(\boldsymbol{\varphi}_k^{\text{OMA}})^{\text{H}}$, tal que $\tilde{y}_m^{\text{OMA}} = (\boldsymbol{\varphi}_k^{\text{OMA}})^{\text{H}} \mathbf{y}_m^{\text{Híbrido}}$. Dessa forma, a estimativa MMSE de g_{mk} é fornecida por

$$\hat{g}_{mk} = \frac{\sqrt{\tau_p \rho_u} \beta_{mk}}{\tau_p \rho_u \beta_{mk} + 1} \tilde{y}_m^{\text{OMA}}, \quad (3.80)$$

cuja variância da estimativa de canal é expressa por

$$\gamma_{mk} = \mathbb{E}\{|\hat{g}_{mk}|^2\} = \frac{\tau_p \rho_u (\beta_{mk})^2}{\tau_p \rho_u \beta_{mk} + 1}. \quad (3.81)$$

No caso de NOMA, o canal dos UEs é o canal combinado linear dos UEs em um mesmo grupo NOMA, \mathbf{f}_{mn} , representado por (Bashar et al., 2019; Bashar et al., 2020)

$$\mathbf{f}_{mn} = \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mnk}, \forall m, \forall n. \quad (3.82)$$

Seja $\tilde{y}_m^{\text{NOMA}}$ a projeção de $\mathbf{y}_m^{\text{Híbrido}}$ sob $(\boldsymbol{\varphi}_n^{\text{NOMA}})^{\text{H}}$, tal que $\tilde{y}_m^{\text{NOMA}} = (\boldsymbol{\varphi}_n^{\text{NOMA}})^{\text{H}} \mathbf{y}_m^{\text{Híbrido}}$. Logo, a estimativa MMSE de f_{mn} é fornecida por

$$\hat{f}_{mn} = \frac{\sqrt{\tau_p \rho_u} \sum_{k=1}^K \beta_{mnk}}{\tau_p \rho_u \sum_{k=1}^K \beta_{mnk} + 1} \tilde{y}_m^{\text{NOMA}}, \quad (3.83)$$

cuja variância da estimativa de canal é expressa por

$$\gamma_{mn} = \mathbb{E}\{|\hat{f}_{mn}|^2\} = \frac{\tau_p \rho_u \left(\sum_{k=1}^K \beta_{mnk} \right)^2}{\tau_p \rho_u \sum_{k=1}^K \beta_{mnk} + 1}. \quad (3.84)$$

3.2.3 Modelagem do erro devido ao SIC

No que se refere à modelagem do processo de decodificação por SIC imperfeito em sistemas NOMA, utiliza-se o coeficiente de correlação normalizado ρ_{nk} para caracterizar o erro associado ao processo de decodificação. Nesse contexto, seja \hat{q}_{nk} o sinal estimado de q_{nk} durante o procedimento de decodificação, a relação matemática entre q_{nk} e \hat{q}_{nk} é dada por

$$q_{nk} = \rho_{nk} \hat{q}_{nk} + e_{nk}, \quad (3.85)$$

onde q_{nk} e \hat{q}_{nk} são variáveis aleatórias conjuntamente gaussianas. Além disso, $\rho_{nk} = 1/\sqrt{1 + \sigma_{e_{nk}}^2}$ reflete a qualidade da estimação da CSI, estando diretamente relacionado à severidade da imperfeição do processo de SIC, $e_{nk} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{e_{nk}}^2 / [1 + \sigma_{e_{nk}}^2])$ representa o erro de estimação, enquanto $\hat{q}_{nk} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$. Por fim, assume-se que \hat{q}_{nk} e e_{nk} são estatisticamente independentes (Li; Aruma Baduge, 2018; Rezaei et al., 2020b).

3.2.4 Transmissão de Dados no DL

Na fase de transmissão de dados, as APs utilizam as estimativas de canal do UL para precodificar os sinais transmitidos no DL, os quais serão utilizados pelos UEs para decodificar o sinal recebido. Assim, o sinal transmitido por cada AP pode ser expresso por

$$x_m^{\text{Híbrido}} = x_m^{\text{OMA}} + x_m^{\text{NOMA}}, \quad (3.86)$$

onde o primeiro termo na Equação 3.86 representa o sinal transmitido para os UEs OMA, calculado pela seguinte expressão

$$x_m^{\text{OMA}} = \sqrt{\rho_d} \sum_{k=1}^{K_{\text{OMA}}} \sqrt{\eta_{mk}} \bar{u}_{mk} q_k, \quad (3.87)$$

onde ρ_d é a potência de DL normalizada pelo ruído e q_k é o símbolo transmitido para o k -ésimo UE OMA, tal que $\mathbb{E}\{|q_k|^2\} = 1$, sendo independente dos coeficientes de canal e do ruído.. Além disso, \bar{u}_{mk} e η_{mk} representam, respectivamente, o precodificador e o coeficiente de alocação de potência da m -ésima AP para o k -ésimo UE OMA definidos por

$$\bar{u}_{mk} = \frac{(\hat{g}_{mk})^*}{\sqrt{\mathbb{E}\{|\hat{g}_{mk}|^2\}}}, \quad (3.88)$$

$$\eta_{mk} = \frac{\gamma_{mk}}{\sum_{k'=1}^{K_{\text{OMA}}} \gamma_{mk'} + \sum_{n=1}^N \gamma_{mn}}. \quad (3.89)$$

O segundo termo na Equação 3.86 representa o sinal transmitido para os UEs NOMA sendo calculado por

$$x_m^{\text{NOMA}} = \sqrt{\rho_d} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \sqrt{\alpha_{nk}} \eta_{mn}^{1/2} \bar{u}_{mn} q_{nk}, \quad (3.90)$$

onde q_{nk} é o símbolo transmitido para o k -ésimo UE no n -ésimo grupo NOMA, tal que $\mathbb{E}\{|q_{nk}|^2\} = 1$, sendo independente dos coeficientes de canal e do ruído.. Ademais, α_{nk} representa o coeficiente de alocação de potência NOMA do k -ésimo UE, pertencente ao n -ésimo grupo, respeitando a condição $\sum_{k=1}^K \alpha_{nk} = 1$. Enquanto, \bar{u}_{mn} e η_{mn} representam, respectivamente, o precodificador e o coeficiente de alocação de potência da m -ésima AP para o k -ésimo UE no n -ésimo grupo NOMA definidos por

$$\bar{u}_{mn} = \frac{(\hat{f}_{mn})^*}{\sqrt{\mathbb{E}\{|\hat{f}_{mn}|^2\}}}, \quad (3.91)$$

$$\eta_{mn} = \frac{\gamma_{mn}}{\sum_{k=1}^{K_{\text{OMA}}} \gamma_{mk} + \sum_{n'=1}^N \gamma_{mn'}}. \quad (3.92)$$

Dessa forma, a potência transmitida é fornecida por

$$\mathbb{E}\{|x_m^{\text{Híbrido}}|^2\} = \rho_d \left(\sum_{k=1}^{K_{\text{OMA}}} \eta_{mk} + \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \eta_{mnk} \right). \quad (3.93)$$

Os coeficientes de controle de potência são projetados de maneira a satisfazer as seguintes restrições de potência em cada AP

$$\mathbb{E}\{|x_m^{\text{Híbrido}}|^2\} \leq \rho_d, \quad (3.94)$$

a qual pode ser reescrita como

$$\sum_{k=1}^{K_{\text{OMA}}} \eta_{mk} + \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \eta_{mnk} \leq 1, \forall m. \quad (3.95)$$

Portanto, o sinal recebido pelo k -ésimo UE OMA no modo híbrido é

$$r_k^{\text{OMA}} = \sum_{m=1}^M g_{mk} x_m^{\text{OMA}} + \sum_{m=1}^M g_{mnk} x_m^{\text{NOMA}} + w_k, \quad (3.96)$$

onde $w_k \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ representa o ruído aditivo. De maneira similar, o sinal recebido pelo k -ésimo UE no n -ésimo grupo NOMA no modo híbrido é

$$r_{nk}^{\text{NOMA}} = \sum_{m=1}^M g_{mnk} x_m^{\text{NOMA}} + \sum_{m=1}^M g_{mk} x_m^{\text{OMA}} + w_{nk}, \quad (3.97)$$

onde $w_{nk} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ representa o ruído aditivo.

3.2.5 Soma de Taxa Alcançável

O sinal recebido no k -ésimo UE OMA no modo híbrido pode ser reescrito como

$$\begin{aligned}
r_k^{\text{OMA}} &= \underbrace{\sqrt{\rho_d} \mathbb{E} \left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mk}} g_{mk} \bar{u}_{mk} \right\}}_{\text{DS}_k} q_k \\
&+ \underbrace{\sqrt{\rho_d} \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mk}} g_{mk} \bar{u}_{mk} - \mathbb{E} \left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mk}} g_{mk} \bar{u}_{mk} \right\} \right)}_{\text{SDI}_k} q_k \\
&+ \sum_{k'=1, k' \neq k}^{K_{\text{OMA}}} \underbrace{\sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mk'}} g_{mk'} \bar{u}_{mk'}}_{\text{IUI}_{kk'}^{\text{OMA}}} q_{k'} \\
&+ \sum_{n'=1}^N \sum_{k'=1}^K \underbrace{\sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mn'k'}} g_{mn'k'} \bar{u}_{mn'}}_{\text{IUI}_{kn'k'}^{\text{NOMA}}} q_{n'k'} + w_k, \tag{3.98}
\end{aligned}$$

onde DS_k é o sinal desejado no k -ésimo UE OMA, SDI_k é a interferência de decodificação estatística causada pela incerteza do ganho de formação do feixe devido à falta de informação sobre o canal instantâneo, $\text{IUI}_{kk'}^{\text{OMA}}$ é a interferência causada pelo k -ésimo UE OMA, $\forall k' \neq k$, e $\text{IUI}_{kn'k'}^{\text{NOMA}}$ é a interferência causada pelo k -ésimo UE no n -ésimo grupo NOMA para o k -ésimo UE OMA no modo híbrido. A consideração dos termos de interferência cruzadas na modelagem do sistema, que os UEs nos sistemas OMA causam nos UEs nos sistemas NOMA e vice-versa são contribuições desta tese.

Os termos na Equação 3.98 são mutuamente decorrelacionados e dessa forma a SE do k -ésimo UE OMA no modo híbrido é dado por

$$\text{SE}_k^{\text{OMA}} = \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c} \right) \log_2 \left(1 + \text{SINR}_k^{\text{OMA}} \right), \tag{3.99}$$

onde τ_c é o intervalo de coerência, e $\text{SINR}_k^{\text{OMA}}$ é a SINR do k -ésimo UE OMA no modo híbrido expresso por

$$\text{SINR}_k^{\text{OMA}} = \frac{\mathbb{E}\{|\text{DS}_k|^2\}}{\mathbb{E}\{|\text{SDI}_k|^2\} + \sum_{k' \neq k}^{K_{\text{OMA}}} \mathbb{E}\{|\text{IUI}_{kk'}^{\text{OMA}}|^2\} + \sum_{n'=1}^N \sum_{k'=1}^K \mathbb{E}\{|\text{IUI}_{kn'k'}^{\text{NOMA}}|^2\} + 1}. \tag{3.100}$$

Os termos $\mathbb{E}\{|\text{DS}_k|^2\}$, $\mathbb{E}\{|\text{SDI}_k|^2\}$ and $\mathbb{E}\{|\text{IUI}_{kk'}^{\text{OMA}}|^2\}$ na Equação 3.100 são calcula-

dos como (Ngo et al., 2017)

$$\mathbb{E}\{|DS_k|^2\} = \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\rho_d \eta_{mk}} \gamma_{mk} \right)^2, \quad (3.101)$$

$$\mathbb{E}\{|SDI_k|^2\} = \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mk} \beta_{mk} \gamma_{mk}, \quad (3.102)$$

$$\mathbb{E}\{|IUI_{kk'}^{\text{OMA}}|^2\} = \rho_d \sum_{m=1}^M \beta_{mk} \eta_{mk'} \gamma_{mk'}. \quad (3.103)$$

Além disso, o termo $\mathbb{E}\{|IUI_{kn'k'}^{\text{NOMA}}|^2\}$ é dado por

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|IUI_{kn'k'}^{\text{NOMA}}|^2\} &= \mathbb{E}\left\{ \left| \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mn'k'}} g_{mk} \bar{u}_{mn} \right|^2 \right\} \\ &= \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mn'k'} \beta_{mk} \gamma_{mn'}. \end{aligned} \quad (3.104)$$

Devido à contaminação de piloto intra-grupo, erros de estimativa de canal e conhecimento estatístico sobre os ganhos de canal dos UEs assumindo endurecimento de canal, o SIC perfeito não é uma consideração prática em sistemas CFmMIMO baseado em NOMA (Li; Aruma Baduge, 2018). Assim, o sinal recebido pelo k -ésimo UE no n -ésimo grupo NOMA no modo híbrido pode ser reescrito como

$$\begin{aligned} r_{nk}^{\text{NOMA}} &= \underbrace{\sqrt{\rho_d} \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk}} g_{mnk} \bar{u}_{mn} \right\}}_{DS_{nk}} q_{nk} \\ &+ \underbrace{\sqrt{\rho_d} \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk}} g_{mnk} \bar{u}_{mn} - \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk}} g_{mnk} \bar{u}_{mn} \right\} \right)}_{SDI_{nk}} q_{nk} \\ &+ \sum_{n' \neq n}^N \sum_{k'=1}^K \underbrace{\sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mn'k'}} g_{mnk} \bar{u}_{mn'}}_{ICI_{nkn'k'}} q_{n'k'} + \sum_{k'=1}^{k-1} \underbrace{\sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk'}} g_{mnk} \bar{u}_{mn}}_{SI_{nkk'}} q_{nk'} \\ &+ \sum_{k''=k+1}^K \underbrace{\sqrt{\rho_d} \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk''}} g_{mnk} \bar{u}_{mn} q_{nk''} - \mathbb{E}\left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk''}} g_{mnk} \bar{u}_{mn} \right\} \hat{q}_{nk''} \right)}_{RI_{nkk''}^{\text{sic}}} \\ &+ \sum_{k'=1}^{K_{\text{OMA}}} \underbrace{\sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mk'}} g_{mnk} \bar{u}_{mk'}}_{IUI_{nkk'}^{\text{OMA}}} q_{k'} + w_{nk}, \end{aligned} \quad (3.105)$$

onde $w_{nk} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ representa o ruído termal no receptor. Onde os termos $\mathbb{E}\{|DS_{nk}|^2\}$, $\mathbb{E}\{|SDI_{nk}|^2\}$, $\mathbb{E}\{|ICI_{nkk'}|^2\}$, $\mathbb{E}\{|SI_{nkn'k'}|^2\}$ e $\mathbb{E}\{|RI_{nkk''}^{\text{sic}}|^2\}$ são as potências do DS, SDI, ICI, SI, e RI decorrente de imperfeições no processo de SIC, respectivamente. Além disso,

$IUI_{nkk'}^{\text{OMA}}$ é a interferência causada pelo k' -ésimo UE OMA para o k -ésimo UE no grupo NOMA no modo híbrido. Os termos na Equação 3.105 são mutuamente decorrelacionados e a SE do k -ésimo UE no n -ésimo grupo NOMA no modo híbrido é fornecido por

$$SE_{nk}^{\text{NOMA}} = \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c}\right) \log_2 \left(1 + \text{SINR}_{nk}^{\text{NOMA}}\right), \quad (3.106)$$

onde $\text{SINR}_{nk}^{\text{NOMA}}$ é a SINR no k -ésimo UE no n -ésimo grupo NOMA no modo híbrido expresso por

$$\text{SINR}_{nk}^{\text{NOMA}} = \frac{\mathbb{E}\{|DS_{nk}|^2\}}{\mathbb{E}\{|SDI_{nk}|^2\} + \mathbb{E}\{|ICI_n|^2\} + \mathbb{E}\{|SI_{nk}|^2\} + \mathbb{E}\{|RI_{nk}^{\text{sic}}|^2\} + \mathbb{E}\{|IUI_{nk}^{\text{OMA}}|^2\} + 1}. \quad (3.107)$$

Os termos $\mathbb{E}\{|DS_{nk}|^2\}$, $\mathbb{E}\{|SI_{nk}|^2\}$, $\mathbb{E}\{|ICI_{nn'k'}|^2\}$ and $\mathbb{E}\{|IUI_{nkk'}|^2\}$ na Equação 3.107 são calculados como em (Bashar et al., 2020) e expressos por

$$\mathbb{E}\{|DS_{nk}|^2\} = \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\rho_d \eta_{mnk}} \gamma_{mn} \frac{\beta_{mnk}}{\sum_{k'=1}^K \beta_{mnk'}}\right)^2, \quad (3.108)$$

$$\mathbb{E}\{|SDI_{nk}|^2\} = \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mnk} \beta_{mnk} \gamma_{mn}, \quad (3.109)$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|ICI_n|^2\} &= \sum_{n' \neq n}^N \sum_{k'=1}^K \mathbb{E}\{|ICI_{nn'k'}|^2\} \\ &= \sum_{n' \neq n}^N \sum_{k'=1}^K \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mn'k'} \beta_{mnk'} \gamma_{mn'}, \end{aligned} \quad (3.110)$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|SI_{nk}|^2\} &= \sum_{k'=1}^{k-1} \mathbb{E}\{|SI_{nkk'}|^2\} \\ &= \sum_{k'=1}^{k-1} \left[\rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mnk'} \beta_{mnk'} \gamma_{mn} + \rho_d \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk'}} \gamma_{mn} \frac{\beta_{mnk}}{\sum_{k'=1}^K \beta_{mnk'}} \right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (3.111)$$

O termo $\mathbb{E}\{|RI_{nk}^{\text{sic}}|^2\}$ considerado na modelagem desta tese é mais completa por considerar além dos efeitos devido ao EC também considera outro erros durante a decodificação de bits no processo de SIC. Substituindo a Equação 3.91 no quinto termo da expressão da Equação 3.105 resulta em

$$RI_{nk}^{\text{sic}} = \sum_{k''=k+1}^K \underbrace{\sum_{m=1}^M \sqrt{\rho_d} \left(\sqrt{\eta_{mnk''}} \hat{\mathbf{f}}_{mn}^* \mathbf{g}_{mnk} q_{nk''} - \mathbb{E}\left\{ \sqrt{\eta_{mnk''}} \mathbf{g}_{mnk} \hat{\mathbf{f}}_{mn}^* \hat{q}_{nk''} \right\} \right)}_{RI_{nkk''}^{\text{sic}}}, \quad (3.112)$$

onde $\eta_{mnk''} = \frac{\alpha_{nk} \eta_{mn}}{\mathbb{E}\{\|\hat{\mathbf{f}}_{mn}\|^2\}}$. Assim,

$$\begin{aligned} RI_{nkk''}^{\text{sic}} &= \sqrt{\rho_d} \left[\underbrace{\left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk''}} \mathbf{g}_{mnk}^T \hat{\mathbf{f}}_{mn}^* \right)}_{c_{nk''}} q_{nk''} - \mathbb{E}\left\{ \underbrace{\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk''}} \mathbf{g}_{mnk}^T \hat{\mathbf{f}}_{mn}^*}_{c_{nk''}} \right\} \hat{q}_{nk''} \right], \\ RI_{nkk''}^{\text{sic}} &= \sqrt{\rho_d} [c_{nk''} q_{nk''} - \mathbb{E}\{c_{nk''}\} \hat{q}_{nk''}]. \end{aligned} \quad (3.113)$$

Obtendo a potência da interferência residual devido ao SIC tem-se

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk''}|^2\} &= \rho_d \mathbb{E}\{ |c_{nk''} q_{nk''} - \mathbb{E}\{c_{nk''}\} \hat{q}_{nk''}|^2 \}, \\
&= \rho_d \mathbb{E}\{ (c_{nk''} q_{nk''} - \mathbb{E}\{c_{nk''}\} \hat{q}_{nk''})(c_{nk''} q_{nk''} - \mathbb{E}\{c_{nk''}\} \hat{q}_{nk''})^* \}, \\
&= \rho_d \mathbb{E}\{ c_{nk''} q_{nk''} c_{nk''}^* q_{nk''}^* - c_{nk''} q_{nk''} \mathbb{E}\{c_{nk''}\}^* \hat{q}_{nk''}^* - \mathbb{E}\{c_{nk''}\} \hat{q}_{nk''} c_{nk''}^* q_{nk''}^* \\
&\quad + \mathbb{E}\{c_{nk''}\} \hat{q}_{nk''} \mathbb{E}\{c_{nk''}\}^* \hat{q}_{nk''}^* \} \\
&= \rho_d \mathbb{E}\{ |c_{nk''}|^2 |q_{nk''}|^2 - c_{nk''} q_{nk''} \mathbb{E}\{c_{nk''}\}^* \hat{q}_{nk''}^* - \mathbb{E}\{c_{nk''}\} c_{nk''}^* q_{nk''}^* \hat{q}_{nk''} \\
&\quad + |\mathbb{E}\{c_{nk''}\}|^2 \hat{q}_{nk''} \hat{q}_{nk''}^* \},
\end{aligned}$$

como a média das somas é a soma das médias, e $c_{nk''}$ é independente de ambos, $q_{nk''}$ e $\hat{q}_{nk''}$, logo

$$\begin{aligned}
&= \rho_d [\mathbb{E}\{|c_{nk''}|^2 |q_{nk''}|^2\} - \mathbb{E}\{c_{nk''}\} \mathbb{E}\{c_{nk''}\}^* q_{nk''} \hat{q}_{nk''}^*] - \mathbb{E}\{\mathbb{E}\{c_{nk''}\} c_{nk''}^* \hat{q}_{nk''} q_{nk''}^*\} \\
&\quad + \mathbb{E}\{|\mathbb{E}\{c_{nk''}\}|^2 |\hat{q}_{nk''}|^2\}, \\
&= \rho_d [\mathbb{E}\{|c_{nk''}|^2\} \mathbb{E}\{|q_{nk''}|^2\} - \mathbb{E}\{c_{nk''}\} \mathbb{E}\{c_{nk''}\}^* \mathbb{E}\{q_{nk''} \hat{q}_{nk''}^*\} - \mathbb{E}\{\mathbb{E}\{c_{nk''}\} c_{nk''}^*\} \mathbb{E}\{\hat{q}_{nk''} q_{nk''}^*\} \\
&\quad + \mathbb{E}\{|\mathbb{E}\{c_{nk''}\}|^2\} \mathbb{E}\{|\hat{q}_{nk''}|^2\}].
\end{aligned}$$

Conhecendo que

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\{|q_{nk''}|^2\} &= \mathbb{E}\{|\hat{q}_{nk''}|^2\} = 1, \\
\mathbb{E}\{|\mathbb{E}\{q_{nk''}\}|^2\} &= |\mathbb{E}\{q_{nk''}\}|^2, \\
\mathbb{E}\{q_{nk''} \mathbb{E}\{q_{nk''}\}^*\} &= \mathbb{E}\{\mathbb{E}\{q_{nk''}\} q_{nk''}^*\} = (\mathbb{E}\{q_{nk''}\})^2, \\
\mathbb{E}\{q_{nk''} \hat{q}_{nk''}^*\} &= \mathbb{E}\{q_{nk''}^* q_{nk''}\} = \rho_{nk''},
\end{aligned}$$

a expressão de $\mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk''}|^2\}$ pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk''}|^2\} &= \rho_d [\mathbb{E}\{|c_{nk''}|^2\} - \rho_{nk''} |\mathbb{E}\{c_{nk''}\}|^2 - \rho_{nk''} |\mathbb{E}\{c_{nk''}\}|^2 + |\mathbb{E}\{c_{nk''}\}|^2], \\
&= \rho_d [\mathbb{E}\{|c_{nk''}|^2\} - 2\rho_{nk''} |\mathbb{E}\{c_{nk''}\}|^2 + |\mathbb{E}\{c_{nk''}\}|^2], \\
&= \rho_d [\mathbb{E}\{|c_{nk''}|^2\} + (1 - 2\rho_{nk''}) |\mathbb{E}\{c_{nk''}\}|^2].
\end{aligned}$$

Substituindo as equações (49) e (50) da referência (Bashar et al., 2020) na expressão acima resulta em

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\{|\text{RI}_{nkk''}|^2\} &= \rho_d \left[L^2 \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk''}} \gamma_{mn} \frac{\beta_{mnk}}{\sum_{k'=1}^K \beta_{mnk'}} \right)^2 + L \sum_{m=1}^M \eta_{mnk''} \beta_{mnk} \gamma_{mn} \right. \\
&\quad \left. + (1 - 2\rho_{nk''}) \left| L \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk''}} \gamma_{mn} \frac{\beta_{mnk}}{\sum_{k'=1}^K \beta_{mnk'}} \right) \right|^2 \right], \\
&= \rho_d \left[L \sum_{m=1}^M \eta_{mnk''} \beta_{mnk} \gamma_{mn} + (2 - 2\rho_{nk''}) L^2 \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mnk''}} \gamma_{mn} \frac{\beta_{mnk}}{\sum_{k'=1}^K \beta_{mnk'}} \right)^2 \right],
\end{aligned} \tag{3.114}$$

o qual completa a prova da expressão da interferência residual devido ao SIC imperfeito. Esta expressão consiste na expansão do termo de SIC que não é comumente abordada para sistemas consideração canal combinado de transmissão.

Além disso, a interferência causada pelo k' -ésimo UE OMA no k -ésimo UE NOMA em modo híbrido é expresso por

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\{|IUI_{nk}^{\text{OMA}}|^2\} &= \sum_{k'=1}^{K_{\text{OMA}}} \mathbb{E}\{|IUI_{nkk'}^{\text{OMA}}|^2\}, \\
&= \sum_{k'=1}^{K_{\text{OMA}}} \mathbb{E}\left\{\left|\sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{mk'}} g_{mnk} \bar{u}_{mk'}\right|^2\right\}, \\
&= \sum_{k'=1}^{K_{\text{OMA}}} \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mk'} \beta_{mnk} \gamma_{mk'}.
\end{aligned} \tag{3.115}$$

Assim, a soma de taxa alcançável em uma rede CFmMIMO híbrida OMA/NOMA pode ser escrito como

$$R^{\text{Híbrido}} = \sum_{k=1}^{K_{\text{OMA}}} SE_k^{\text{OMA}} + \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K SE_{nk}^{\text{NOMA}}. \tag{3.116}$$

4 Análises de não reciprocidade para Cenários CFmMIMO-NOMA

Neste capítulo, são apresentados exemplos numéricos para avaliar os impactos da degradação da característica de reciprocidade do canal efetivo, decorrente de descasamentos de *hardware*, em sistemas CFmMIMO operando com NOMA, como modelados na seção 3.1. Os cenários analisados incluem a presença de SIC imperfeito, causado tanto pela consideração de EC quanto por um modelo generalizado de SIC imperfeito. Este último leva em consideração, além dos efeitos de EC, outros erros do sistema, os quais dependem do número de UEs e do algoritmo específico de SIC empregado (Li; de Lamare; Fa, 2011).

4.1 Parâmetros de Simulação Gerais

O cenário de análise considerado contém M APs servindo K_{tot} UEs, distribuídos de forma uniforme e independente em uma área de cobertura de 1km^2 . Os UEs são agrupados aleatoriamente, considerando dois UEs por grupo ($K = 2$). Assume-se que a alocação de potência dos UEs operando sob NOMA obedece à proporção $0,3 : 0,7$, a qual corresponde à alocação de 30% da potência total para o UE com melhor condição de canal e de 70% para o UE com pior condição de canal.

Além disso, nos resultados aqui apresentados, considera-se um coeficiente de correlação normalizado de $\rho_{nk} = 0,1$, que corresponde a uma probabilidade de erro de decodificação de aproximadamente 90% no processo de SIC, para cenários de SIC imperfeito generalizado. O modelo de propagação adotado é o modelo de perda de caminho *3rd Generation Partnership Project (3GPP) Line-Of-Sight (LOS)/Non-Line-Of-Sight (NLOS) Urban Micro (UMi)*, no qual a condição LOS utiliza as funções de probabilidade definidas na 3GPP TR 38.901 (3rd Generation Partnership Project (3GPP), 2024).

Para a obtenção das funções de distribuição cumulativa - *Cumulative Distribution Function (CDF)* da taxa de dados por UE, foram consideradas 2000 realizações de Monte Carlo para cobrir as diferentes configurações aleatórias de localização dos APs/UEs e as condições de não reciprocidade. Os parâmetros que caracterizam as não reciprocidades e outros parâmetros comuns de simulação são apresentados na Tabela 2 (Dahlman; Parkvall; Skold, 2018; Palacios et al., 2020).

As distribuições para a modelagem das não reciprocidades de UL e DL das repostas em frequência são aquelas apresentadas em (Palacios et al., 2020), que considera

distribuições uniformes aleatórias em termos de amplitude e fase, respectivamente, cujos valores variam nas seguintes faixas

$$\begin{aligned} & \left[1 - \epsilon < A < 1 + \epsilon \right], \\ & \left[-\pi < \theta < \pi \right], \end{aligned}$$

onde ϵ representa o desvio máximo de amplitude devido à não reciprocidade. Assim, as variáveis aleatórias associadas às não reciprocidades apresentam variância $\sigma_A^2 = (2\epsilon)^2/12$ para a amplitude e $\sigma_\theta^2 = (2\pi)^2/12 \text{ rad}^2$ para a fase, ambas derivadas da expressão padrão da variância de uma distribuição uniforme. A partir do nível de correlação entre as amplitudes e as fases nos enlaces de UL e DL ($\nu_{\theta_{\text{UE/AP}}}$), que variam entre 0 e 1, é possível empregar as Equações 3.9–3.15 do Capítulo 3 para obter os valores da raiz do erro quadrático médio — *Root Mean Squared Error* (RMSE) de amplitude e de fase associados às não reciprocidades. Observa-se que tais erros são inexistentes para $\nu_{\theta_{\text{UE/AP}}} = 1$ e máximos para $\nu_{\theta_{\text{UE/AP}}} = 0$. Dessa forma, as equações a seguir calculam o valor de RMSE na fase devido às não reciprocidades para o caso máximo

$$\begin{aligned} \epsilon_{\theta_{\text{UE/AP}}}^2 &= (2 - 2\nu_{\theta_{\text{UE/AP}}})\sigma_\theta^2, \\ \epsilon_{\theta_{\text{UE/AP}}}^2 &= (2 - 0)(2 \times 180)^2/12, \\ \epsilon_{\theta_{\text{UE/AP}}}^2 &= 2 \times 10800, \\ \epsilon_{\theta_{\text{UE/AP}}} &= \sqrt{2 \times 10800}, \\ \epsilon_{\theta_{\text{UE/AP}}} &= 147^\circ \text{ (Canais totalmente não-recíprocos)}. \end{aligned}$$

Em relação ao RMSE da amplitude no UE e no AP, assume-se que a variância é igual a 0,01, conforme (Palacios et al., 2020), o que resulta em $\epsilon = 0,1732$, indicando que as amplitudes podem variar aproximadamente 17% em relação ao valor nominal. Dessa forma, o RMSE da amplitude devido às não reciprocidades, no caso máximo, é calculado por

$$\begin{aligned} \epsilon_{A_{\text{UE/AP}}}^2 &= (2 - 2\nu_{A_{\text{UE/AP}}})\sigma_A^2, \\ \epsilon_{A_{\text{UE/AP}}}^2 &= (2 - 0)\sigma_A^2, \\ \epsilon_{A_{\text{UE/AP}}} &= \sqrt{2 \times 0,01}, \\ \epsilon_{A_{\text{UE/AP}}} &= 0,14 \text{ (Canais totalmente não-recíprocos)}. \end{aligned}$$

4.2 Resultados da Análise de Não Reciprocidades

4.2.1 Cenário com SIC Imperfeito de EC

A Figura 10 analisa os impactos das não reciprocidades em sistemas CFmMIMO operando sob NOMA com SIC imperfeito resultante da consideração de EC. Para esse fim,

Tabela 2 – Parâmetros comuns nas configurações de simulação.

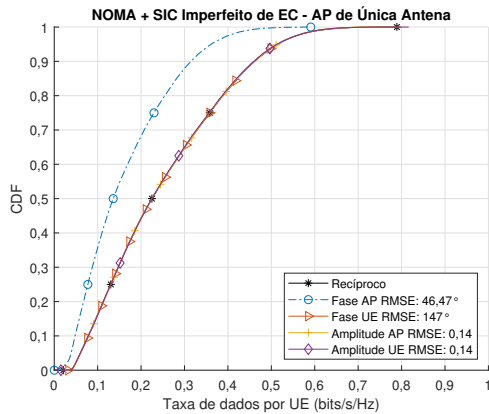
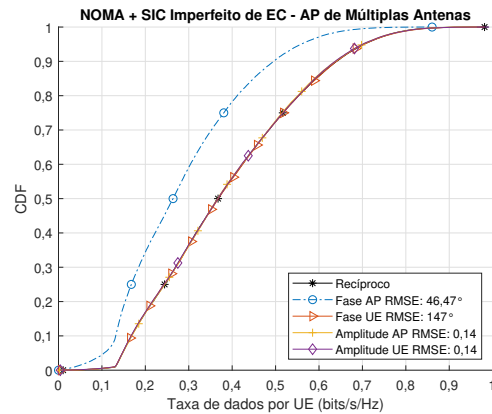
Parâmetro	Valor
Frequência portadora	3,5 GHz*
Largura de banda	100 MHz*
Figura de ruído RX	8 dB
Fase RMSE - AP	46,47°
Fase RMSE - UE	147°
Amplitude RMSE - AP	0,14
Amplitude RMSE - UE	0,14
Potência de transmissão - UL	100 mW
Potência de transmissão - DL	200 mW
Intervalo de coerência, τ_c	200 amostras
Altura da antena - UE	1,65 m
Altura da antena - AP	10 m
Número de UEs	24**
Número de APs	100 ($L = 1$)**
Número de APs	25 ($L = 4$)**

* Valores comumente referenciados na literatura para cenários 5G sub-6 GHz *New Radio* (NR) (Dahlman; Parkvall; Skold, 2018).

** Valores baseados nas configurações adotadas em (Björnson; Sanguinetti, 2020b) em escala reduzida. Estes valores são compatíveis com o cenário apresentado em (EARTH, 2010) para uma área suburbana, considerando uma cota de mercado de 25%.

são apresentadas as CDFs da SE, considerando diferentes cenários de não reciprocidade no UE e no AP, tanto em termos de amplitude quanto de fase. Avaliam-se dois cenários distintos, com 100 e 25 APs, representados nas Figuras 10a e 10b, respectivamente.

Figura 10 – CDFs da taxa de dados por UE em cenários recíprocos e com não reciprocidades no transmissor e no receptor, em termos de fase e amplitude, para SIC imperfeito devido ao EC. O estudo considera $K = 24$ UEs distribuídos em uma área de 1km^2 . A alocação de potência é igual em cada grupo n , seguindo a proporção de 0,3:0,7, $\forall n$ (Li; Aruma Baduge, 2018).

(a) $M = 100$ APs com uma antena.(b) $M = 25$ APs com múltiplas antenas ($L = 4$).

Fonte: elaborado pela autora.

Observa-se que, em ambos os cenários analisados, a única fonte de não reciprocidade

que impacta de forma significativa a SE é aquela associada à fase no AP. Isso ocorre porque tal imperfeição compromete a capacidade de múltiplos APs transmitirem de maneira coerente ao UE, ao alterar as fases relativas entre os sinais transmitidos dos diferentes APs. Em contrapartida, as não reciprocidades no UE, sejam de amplitude ou de fase, não afetam a SE. Tal comportamento se deve ao fato de que a parcela da resposta em frequência do UE que compõe o canal efetivo é idêntica para todas as APs, atuando como um fator multiplicativo comum nos enlaces AP–UE. Como consequência, os sinais transmitidos das diferentes APs chegam ao UE mantendo a mesma fase relativa e são combinados de forma coerente, embora não necessariamente com a fase zero esperada no esquema de MRT na ausência de não reciprocidades.

Por esse motivo, a SINR obtida a partir do *hardening bound*, que é insensível a rotações globais de fase, permanece elevada. Na prática, contudo, torna-se necessário o uso de um compensador de fase adequado para garantir baixas taxas de erro de bits. Ainda assim, a implementação desse compensador é viável. Em (Shepard et al., 2012), mostra-se que, no contexto de *beamforming* multiUE com precodificação linear, para preservar o padrão de feixe enquanto se compensam as não reciprocidades, é suficiente que o CSI estimado de cada antena difira do CSI real apenas por um fator multiplicativo.

Em relação à não reciprocidade de amplitude no AP, observa-se que ela também não provoca alterações significativas no padrão de feixe. De modo geral, variações de amplitude podem introduzir desvios nos canais estimados em função da contaminação por piloto. No entanto, quando dois UEs que compartilham o mesmo piloto possuem canais semelhantes, tipicamente se encontram em localizações próximas, as direções dos canais estimados, paralelos e contaminados, tendem a ser quase idênticas, o que mitiga os efeitos e os possíveis desvios causados por variações de amplitude. Por outro lado, quando os canais são distintos, as diferenças de magnitude asseguram que o canal forte permaneça dominante e o canal fraco permaneça atenuado. Nesse caso, embora os canais estimados paralelos contaminados possam sofrer pequenas alterações devido à não reciprocidade de amplitude, tais efeitos permanecem limitados e não impactam de forma significativa o desempenho do sistema.

Ressalta-se que os resultados apresentados foram obtidos considerando o precodificador MRT. Para esquemas mais avançados, como *zero forcing* regularizado - *Regularized Zero Forcing* (RZF) e MMSE, é razoável supor que as não reciprocidades reduzam a ortogonalidade espacial entre UEs associados a diferentes pilotos, já que os desvios de fase e amplitude podem introduzir interferência adicional durante a construção do precodificador. Ainda assim, conforme discutido em (Shepard et al., 2012), para qualquer forma de processamento linear, o impacto das não reciprocidades tende a não ser significativo. Em particular, embora os precodificadores RZF e MMSE possam sofrer uma degradação de desempenho maior que MRT. Isso também pode ocorrer no caso de não reciprocidade de

amplitude no AP, cujos desvios no canal estimado podem resultar em efeitos mais pronunciados na taxa. Em síntese, como RZF e MMSE normalmente alcançam desempenhos substancialmente superiores ao MRT, eles dispõem de maior margem para absorver os impactos decorrentes das não reciprocidades.

Ainda em relação à Figura 10, ao avaliar o desempenho excluindo os valores abaixo do 5º percentil e acima do 95º percentil, é possível observar que a redução de SE devido às não reciprocidades pode atingir valores de até 0,15 bits/s/Hz e 0,14 bits/s/Hz, respectivamente, nos cenários com uma antena e com múltiplas antenas.

Além disso, com base nos resultados obtidos, pode-se inferir que em ambos os cenários (uma antena e múltiplas antenas) o impacto da não reciprocidade é mais notável quando se tem mais antenas na AP, a redução média da taxa é cerca de 15% maior no cenário com APs de múltiplas antenas em comparação ao cenário com uma antena. Mesmo com maior impacto de não reciprocidade no cenário com múltiplas antenas, esse fato não é suficiente para torná-lo pior em desempenho do que o cenário de uma antena. Esse comportamento ocorre porque, no caso com múltiplas antenas locais, o precodificador distribuído pode mitigar melhor as interferências no sistema. Assim, mesmo com a queda de macrodiversidade devido ao número reduzido de APs e os maiores impactos de não reciprocidades, esses fatores não são suficientes para eliminar os ganhos obtidos pela melhoria na pré-codificação devido ao aumento no número de antenas por AP.

É importante destacar que os valores de desvio de amplitude RMSE adotados nas simulações são relativamente pequenos e baseiam-se nas referências da literatura (Palacios et al., 2020). No entanto, em termos físicos, esse parâmetro pode assumir valores significativamente maiores, dependendo das condições do sistema.

4.2.2 Cenário com SIC Imperfeito Generalizado

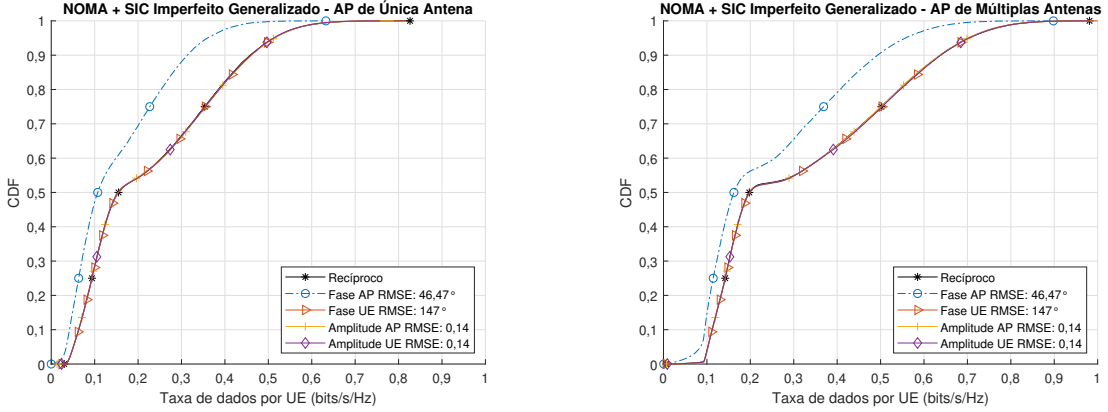
Considerando o mesmo cenário analisado na Figura 10, porém com SIC imperfeito generalizado, a Figura 11 também avalia o impacto das não reciprocidades por meio das CDFs das taxas de dados por UE. Observa-se que a inclusão do modelo de SIC imperfeito generalizado não altera o fato de que a única não reciprocidade que impacta significativamente a SE é a de fase no AP. Além disso, em comparação com o cenário de SIC de EC, o SIC generalizado resulta em uma diminuição das taxas de dados no intervalo de 0º a 50º percentil, tanto no caso com uma antena quanto no com múltiplas antenas, conforme ilustrado nas Figuras 11a e 11b, respectivamente, com a formação de um “joelho” nas curvas entre o 50º e 60º percentil. Este comportamento é explicado pelo tamanho de grupo selecionado, igual a dois, o que faz com que metade dos UEs receba coeficientes de potência menores enquanto realizam o procedimento de SIC com imperfeições, gerando interferências. Por fim, uma observação importante é que, ao comparar as duas figuras com os resultados anteriores, nota-se que, a partir do 70º percentil da CDF, as taxas de

dados se aproximam às do cenário de SIC imperfeito de EC.

Figura 11 – CDFs da taxa de dados por UE em cenários recíprocos e com não reciprocidades no transmissor e no receptor, em termos de fase e amplitude, para SIC imperfeito generalizado. O estudo considera $K = 24$ UEs distribuídos em uma área de 1km^2 . A alocação de potência é igual em cada grupo, seguindo a proporção de $0,3:0,7$, $\forall n$ (Li; Aruma Baduge, 2018).

(a) $M = 100$ APs com uma antena.

(b) $M = 25$ APs com múltiplas antenas ($L = 4$).



Fonte: elaborado pela autora.

Apesar disso, é importante destacar que para as análises nesta tese considerou-se uma probabilidade de erro de decodificação de 90% durante o processo de decodificação (SIC), valor frequentemente empregado na literatura. No entanto, na prática, sistemas com erros nessa faixa não são realistas, o que sugere que NOMA tenha um melhor desempenho quando se consideram menores erros.

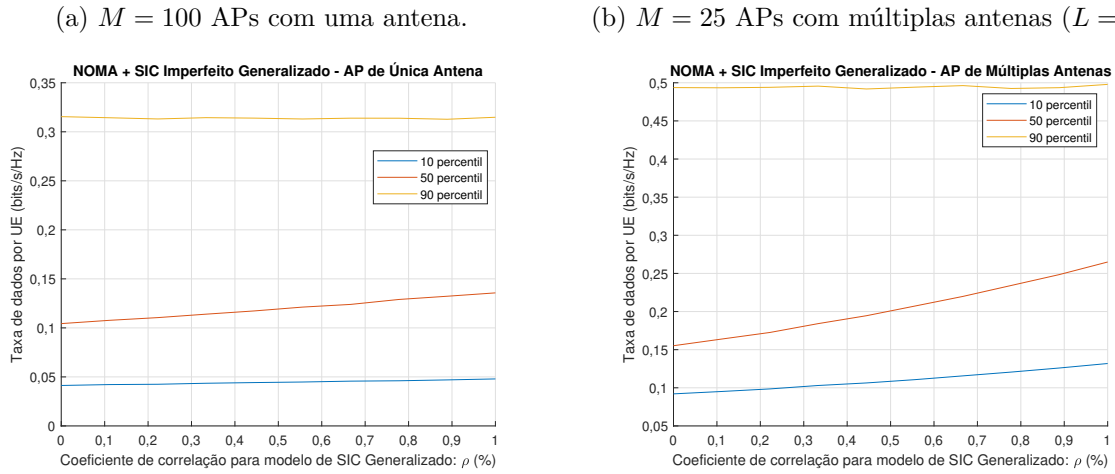
4.2.3 Análise de Sensibilidade do Coeficiente ρ

Com o objetivo de avaliar os impactos do nível de SIC imperfeito generalizado, a Figura 12 apresenta os resultados da taxa de dados por UE, considerando o cenário de não reciprocidade de fase RMSE no AP, com RMSE igual a $46,47^\circ$ para os percentis 10° , 50° e 90° , em função da variação do coeficiente de correlação do sinal, ρ . Esse coeficiente caracteriza o nível de erro associado ao processo de decodificação de SIC. Avaliam-se dois cenários distintos, com 100 e 25 APs, representados nas Figuras 12a e 12b, respectivamente.

Observa-se que, no caso com uma antena, em média, a variação do coeficiente de correlação não apresenta impacto aparente nas taxas de dados para os percentis de 10° e 90° , com valores de $0,31$ bits/s/Hz e $0,04$ bits/s/Hz, respectivamente. Além disso, a diminuição do erro de decodificação beneficia o percentil 50° , em que, em um cenário sem erro, a taxa de dados atinge $0,13$ bits/s/Hz, conforme mostrado na Figura 12a.

No cenário com múltiplas antenas, as taxas de dados para o percentil de 90° seguem o mesmo comportamento observado no caso com uma antena, atingindo $0,49$ bits/s/Hz.

Figura 12 – Análise de sensibilidade do coeficiente de correlação para o modelo de SIC generalizado, considerando os percentis de 10, 50 e 90 das CDFs das taxas de dados por UE.



Fonte: elaborado pela autora.

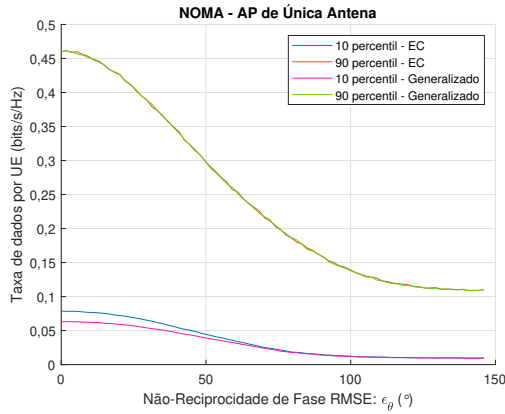
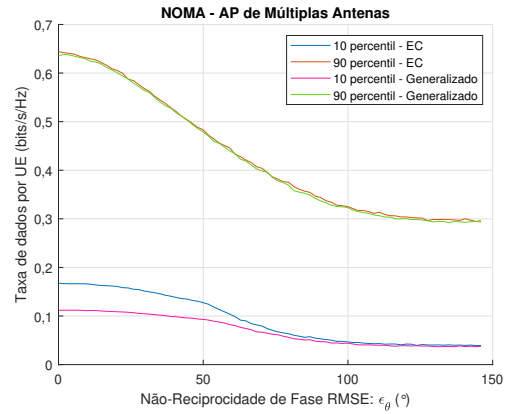
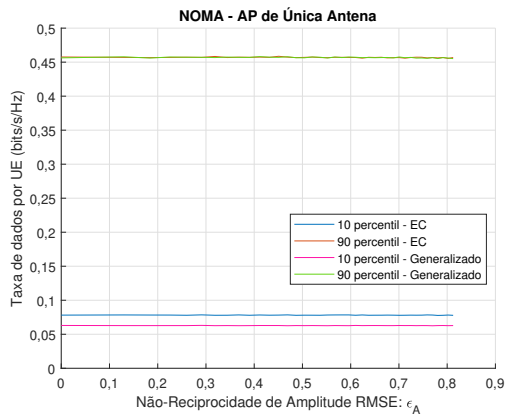
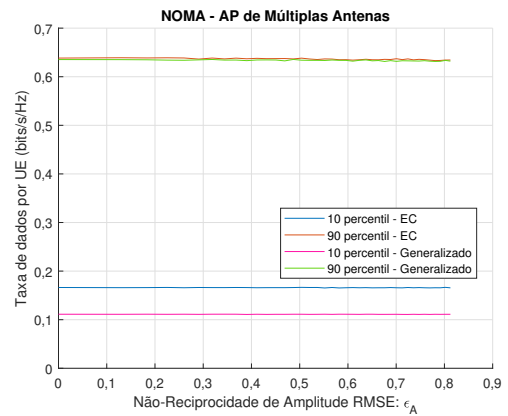
Para os percentis de 10° e 50° , verifica-se que a redução dos erros de SIC aumenta as taxas de dados dos UEs, alcançando 0,13 e 0,26 bits/s/Hz, respectivamente, em um cenário sem erros de decodificação, conforme ilustrado na Figura 12b.

Esse comportamento corrobora os resultados observados nas Figuras 10 e 11, que representam, respectivamente, os cenários sem erro de decodificação por SIC ($\rho = 1$) e com erro de decodificação de 90% ($\rho = 0.1$). Dessa forma, o erro de decodificação afeta principalmente os UEs que recebem os menores coeficientes de potência e realizam o procedimento de SIC, impactando significativamente os UEs nos percentis mais baixos.

4.2.4 Análise de Sensibilidade das Não Reciprocidades

Para investigar o impacto das não reciprocidades no sistema, a Figura 13 apresenta uma análise de sensibilidade nos parâmetros de fase e amplitude. Ao avaliar a variação de fase no transmissor, observa-se que, no 90º percentil, tanto nos cenários de APs com uma antena quanto com múltiplas antenas, o SIC imperfeito de EC e o generalizado exibem o mesmo comportamento. À medida que o ângulo de não reciprocidade do AP aumenta, a taxa de dados apresenta um decaimento. O mesmo padrão é visto no 10º percentil, mas com uma leve variação na taxa de dados para o AP com uma antena entre os modelos de SIC de EC e generalizado em ângulos menores que 68° , conforme mostrado na Figura 13a. No caso com múltiplas antenas, os valores correspondentes ao percentil 10º convergem para o mesmo valor a partir de 100° , como ilustrado na Figura 13b. Para o percentil 90º, o decaimento da taxa de dados é de aproximadamente 0,36 bits/s/Hz e 0,33 bits/s/Hz, respectivamente, para cenários com uma antena e com múltiplas antenas. Já para o 10º percentil, o impacto é menor para APs com uma antena. Para APs com múltiplas antenas, sobretudo com SIC generalizado, observa-se um decaimento mais acentuado.

Figura 13 – Análise de sensibilidade dos parâmetros de não reciprocidade de fase e amplitude, representada pelo RMSE no transmissor, em cenários com APs com uma antena e com múltiplas antenas. As Figuras 13a e 13b apresentam a variação dos ângulos de fase para APs com uma antena e com múltiplas antenas, respectivamente. As Figuras 13c e 13d ilustram a variação de amplitude para APs com uma antena e com múltiplas antenas, respectivamente.

 (a) $M = 100$ APs com uma antena.

 (b) $M = 25$ APs com múltiplas antenas ($L = 4$).

 (c) $M = 100$ APs com uma antena.

 (d) $M = 25$ APs com múltiplas antenas ($L = 4$).


Fonte: elaborado pela autora.

Em relação à variação de amplitude no transmissor, observa-se que ela não impacta a taxa de dados em nenhum dos cenários analisados: SIC imperfeito de EC, SIC imperfeito generalizado, APs com uma antena ou múltiplas antenas. Além disso, tanto para uma antena quanto para múltiplas antenas, os cenários de SIC imperfeito de EC e generalizado se aproximam, atingindo taxas de até 0,45 e 0,63 bits/s/Hz, respectivamente. Nota-se ainda que a diferença nas taxas de dados entre o SIC de EC e o generalizado é mais pronunciada no cenário com múltiplas antenas, com uma diferença de 0,055 bits/s/Hz. Esses resultados confirmam o comportamento observado nas CDFs anteriores e reforçam a conclusão de que a única não reciprocidade que impacta significativamente o sistema é a de fase no AP.

4.2.5 Comparação de Desempenho OMA e NOMA

As análises apresentadas até o momento concentraram-se no cenário isolado de NOMA, avaliando o desempenho nos casos de SIC imperfeito de EC e de SIC generalizado, tanto para APs com uma antena quanto para aquelas com múltiplas antenas, considerando a presença de não reciprocidades. Entretanto, é importante comparar esses resultados com o cenário de OMA. Na literatura, é comum realizar essa comparação entre o desempenho de NOMA e cenários de OMA sem contaminação de pilotos, nos quais se assume que os sistemas OMA podem atender apenas um UE por sequência piloto, conforme ilustrado nos trabalhos de (Li; Aruma Baduge, 2018; Bashar et al., 2019; Rezaei et al., 2020a). Embora tais comparações sejam úteis, podem ser inadequadas, pois o sistema OMA pode atender tantos UEs quanto o NOMA, quando opera em um ambiente contaminado, situação que se espera ocorrer na prática.

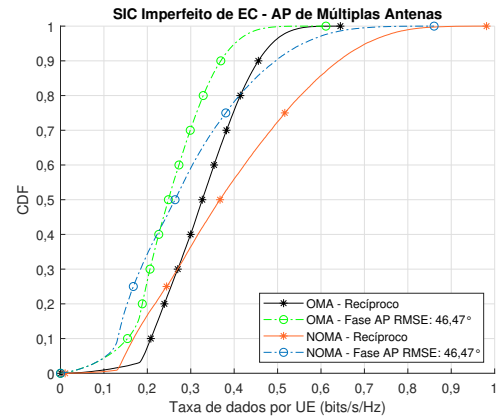
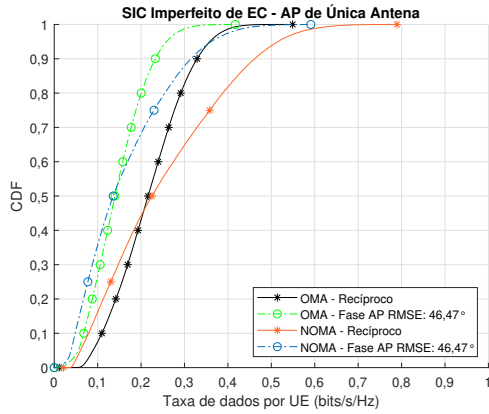
Dessa forma, os resultados apresentados na Figura 14 buscam realizar uma comparação mais justa entre OMA contaminado e NOMA, proporcionando uma avaliação realista dos ganhos fornecidos por NOMA na mitigação da contaminação de pilotos. Assim, o comprimento mínimo da sequência piloto é igual ao número de grupos N , resultando em um fator de pre-log definido como $\phi_{\text{NOMA}} = \phi_{\text{OMA}} = (\tau_c - N)/\tau_c$.

É possível observar que, em todos os cenários abordados, NOMA apresenta melhor SE nos percentis mais altos. No caso de SIC imperfeito de EC, ressalta-se que, aproximadamente a partir dos percentis 50° e 40°, NOMA passa a apresentar melhor SE, respectivamente, para AP com uma antena e com múltiplas antenas, como mostrado nas Figuras 14a e 14b. Além disso, observa-se que os desempenhos de OMA e NOMA são bastante semelhantes nos percentis mais baixos; ainda assim, nessas faixas, OMA é ligeiramente superior, tanto no caso com uma antena quanto no com múltiplas antenas. No cenário de SIC generalizado, nota-se que, até o 60° percentil, OMA apresenta desempenho melhor que NOMA no caso com uma antena e principalmente no cenário com múltiplas antenas, enquanto, para percentis mais altos, NOMA passa a ter desempenho superior para ambos os cenários de SIC generalizado. Esses resultados, mais uma vez, comprovam que o erro de decodificação afeta principalmente os UEs que recebem os menores coeficientes de potência e realizam o procedimento de SIC.

Figura 14 – Comparação das CDFs das taxas de dados por UE para OMA e NOMA em cenários recíprocos e com não reciprocidade de fase no transmissor. As Figuras 14a e 14b mostram os resultados para NOMA com SIC imperfeito devido ao efeito de EC nos cenários com uma antena e múltiplas antenas nas APs, respectivamente. Já as Figuras 14c e 14d apresentam os resultados para NOMA com SIC imperfeito generalizado, nos cenários com uma antena e múltiplas antenas nas APs, respectivamente.

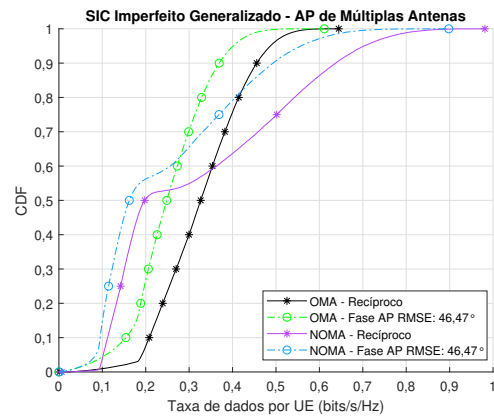
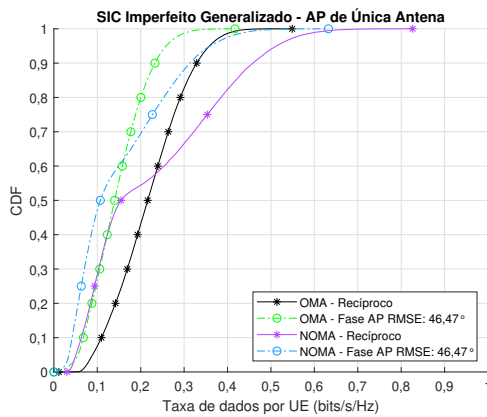
(a) $M = 100$ APs com uma antena.

(b) $M = 25$ APs com múltiplas antenas ($L = 4$).



(c) $M = 100$ APs com uma antena.

(d) $M = 25$ APs com múltiplas antenas ($L = 4$).



Fonte: elaborado pela autora.

5 Análise de Operação OMA/NOMA Híbrido em Sistemas CFmMIMO

Neste capítulo, são apresentados exemplos numéricos para avaliar o método híbrido OMA/NOMA em sistemas CFmMIMO, conforme modelado na seção 3.2. Os cenários analisados incluem a presença de SIC imperfeito generalizado, que considera além dos efeitos de EC, outros erros do sistema, os quais dependem do número de UEs e do algoritmo específico de SIC empregado (Li; de Lamare; Fa, 2011).

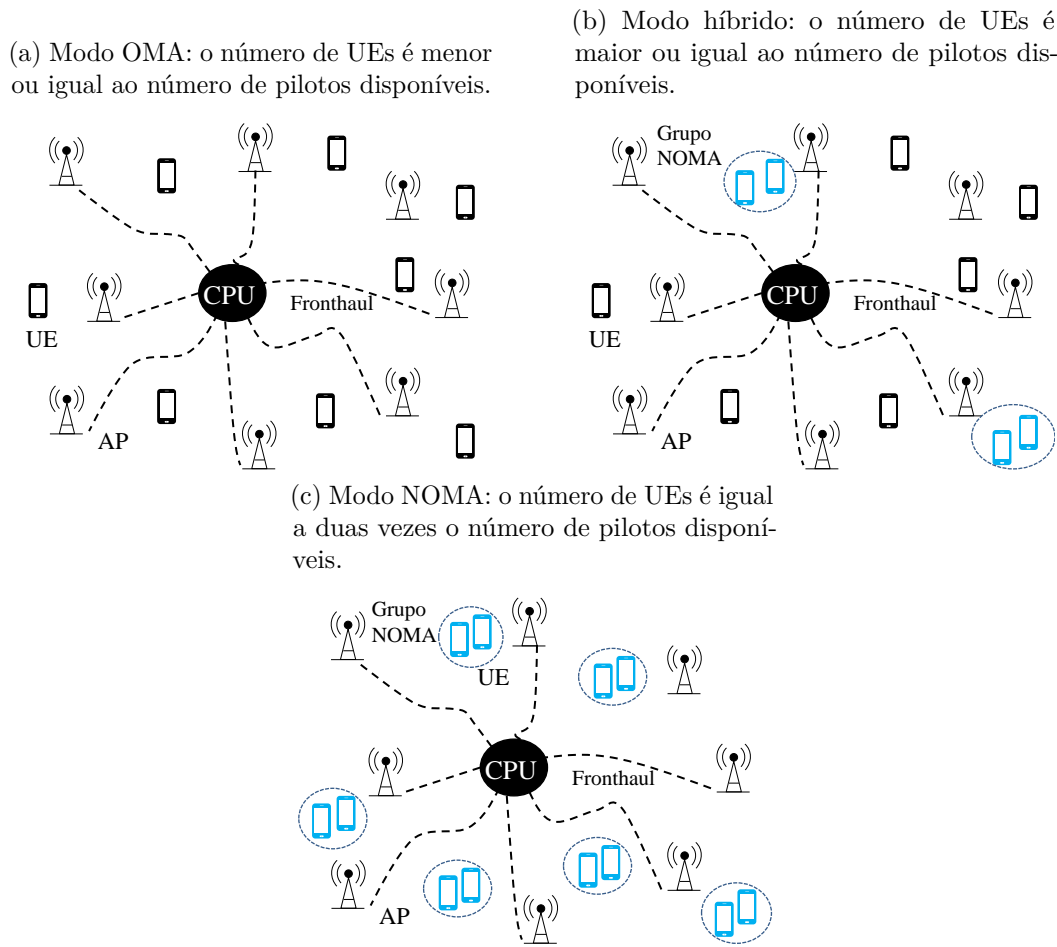
5.1 Método Proposto

O método proposto consiste em uma estratégia para realização de acesso múltiplo adaptativo em redes CFmMIMO como ilustrado na Figura 15. O objetivo principal deste método é fazer um melhor uso dos recursos disponíveis no sistema ao mesmo tempo em que reduz a contaminação de pilotos entre os UEs. Com base no perfil dinâmico da rede e no uso de estimação de canal e pré-codificação descentralizados, para diminuir a carga no *fronthaul*, é possível se beneficiar de ambos os esquemas OMA e NOMA (Interdonato, 2022).

O método abrange três cenários/modos distintos definidos pela relação da quantidade de UEs e número de pilotos disponíveis.

- Inicialmente, no regime de baixo número de UEs, todos os UEs e APs são configurados para usar OMA na estimação de canal e transmissão DL. Este modo deve ser adotado quando o número de UEs é menor ou igual ao número de sequências pilotos disponíveis, como apresentado na Figura 15a. Adotando OMA nesse cenário, as somas de taxa de dados alcançáveis são superiores e os efeitos da contaminação são mitigados, quando comparado a um cenário puramente NOMA sob as mesmas condições. A superioridade de OMA sob NOMA no contexto de baixo número de UEs já foi comprovada em vários trabalhos existentes na literatura (Li; Aruma Baduge, 2018; Rezaei et al., 2020b) e inspirou o estabelecimento deste *benchmark*.
- Quando o número de pilotos se torna escasso, ou seja, quando o número de UEs é maior que o número de pilotos disponíveis, em vez de continuar com OMA e gerar contaminação de pilotos e interferência coerente, o método adaptativamente agrupa os UEs adicionais em grupos NOMA e reutiliza um único piloto dentro de um mesmo

Figura 15 – Exemplo ilustrativo do método proposto para redes CFmMIMO.



Fonte: elaborado pela autora.

grupo. Assim, minimizando os efeitos adversos da contaminação. Em resumo, uma vez que o número de pilotos disponíveis acaba, alguns UEs são selecionados, pareados e então configurados para usar NOMA. Desta forma, a operação se torna híbrida, pois alguns UEs adotam o acesso OMA enquanto outros simultaneamente empregam NOMA, como ilustrado na Figura 15b. O número de grupos é calculado como $N = K_{\text{tot}} - \tau_p, \forall K_{\text{tot}} > \tau_p$. Então, $K_{\text{NOMA}} = K \times N$ and $K_{\text{OMA}} = K_{\text{tot}} - K_{\text{NOMA}}$.

- Por fim, no regime com elevado número de UEs, quando o número de UEs iguala a duas vezes o número de pilotos, o sistema passa a operar totalmente com NOMA, como apresentado na Figura 15c, aproveitando-se do desempenho de NOMA com o ordenamento dos UEs. A superioridade de NOMA sob OMA em cenários com muitos UEs comprovada em vários trabalhos existentes na literatura (Li; Aruma Baduge, 2018; Rezaei et al., 2020b) inspirou o estabelecimento deste *benchmark*.

Atribuir mais que dois UEs por grupo NOMA pode não ser viável, uma vez que isto aumenta a complexidade no processo de SIC e latência para os UEs realizando SIC. Além

disso, aumentar o número de UEs em NOMA não faz com que a SE aumente linearmente, pois aumenta as interferências inerentes ao processo de SIC imperfeito. Desta forma, é assumido que somente dois UEs são agrupados em cada grupo NOMA (Bashar et al., 2020; Sayyari; Pourrostan; Niya, 2021). Embora, seja estabelecido a consideração de dois UEs realizando NOMA, o método proposto é capaz de operar com três ou mais UEs por grupo NOMA. As expressões para avaliação nesses casos seguem a formulação já estabelecida para os sistemas CFmMIMO auxiliados por NOMA.

O método proposto utiliza estimação de canal e pré-codificação descentralizadas, o que reduz a sobrecarga no *fronthaul*. Além disso, essa abordagem, baseada na estimação de MMSE, minimiza a carga do *fronthaul*, ao reduzir a sinalização, já que apenas estatísticas de canal pré-computadas são necessárias (Ngo et al., 2017). Da mesma forma, a pré-codificação do sinal de DL é realizada por meio de MRT nos APs, sem exigir qualquer troca de informação pelo *fronthaul*.

Adicionalmente, a seleção de UEs e o emparelhamento NOMA dependem da dinâmica da rede e não precisam ser atualizados a cada bloco de coerência. A entrada e a saída de UEs no sistema ocorrem na escala de tempo do desvanecimento em larga escala, isto é, em uma escala de tempo macroscópica quando comparada à janela de transmissão de um bloco de coerência. Os coeficientes de desvanecimento em larga escala são trocados entre a CPU e os APs a uma taxa significativamente menor, por exemplo, a cada algumas dezenas ou centenas de blocos de coerência (Li; Aruma Baduge, 2018; Ngo et al., 2024). Isso permite que o sistema utilize essas informações para reajustar periodicamente os grupos NOMA e determinar quais UEs operarão no modo OMA. Portanto, a estratégia proposta apresenta potencial de implementação em enlaces de *fronthaul* com capacidade ideal ou limitada, por ser totalmente distribuída e de baixa complexidade.

O algoritmo proposto é composto por três operações principais: seleção, pareamento e ordenação de UEs nos modos OMA e NOMA. O pareamento de UEs é baseado nos coeficientes de desvanecimento em larga escala. Assume-se que a CPU possui conhecimento do vetor $\mathbf{v} = [v_1, \dots, v_K]^T \in \mathbb{R}^{K \times 1}$, no qual cada elemento é definido como $v_k \triangleq \sum_{m=1}^M \beta_{mk}^2$, representando o ganho de desvanecimento agregado entre o k -ésimo UE e as M APs. Em um cenário no qual $K > \tau_p$, os valores de L e K_{NOMA} são calculados, e os elementos v_k são organizados em ordem decrescente. Os K_{NOMA} UEs com menores ganhos são selecionados para formar os pares NOMA. Por exemplo, quando $L = 1$ e $K_{\text{NOMA}} = 2$, o UE mais fraco, $k'' = \arg \min_{k \in 1, \dots, K} v_k$, é pareado com o segundo UE mais fraco entre os remanescentes, representado por $k' = \arg \min_{k \in 1, \dots, K \setminus k''} v_k$, formando o primeiro grupo NOMA, em que k'' é o UE mais fraco e k' é o UE mais forte dentro do grupo. O processo é repetido para os grupos subsequentes. O pareamento é atualizado dinamicamente a cada múltiplos blocos de coerência e sempre que um novo UE entra no sistema; nesse caso, o vetor \mathbf{v} é recalculado para manter a estrutura. Para mais detalhes, ver Algoritmo 1, o qual fornece

uma explicação mais detalhada do algoritmo proposto.

O algoritmo proposto considera, como critério de seleção dos pares NOMA, aqueles UEs com os menores ganhos de desvanecimento dentro do vetor \mathbf{v} . No entanto, essa é apenas uma das possíveis estratégias de pareamento. Outras formas de agrupamento de UEs NOMA podem incluir pareamento aleatório, o agrupamento dos UEs com melhores ganhos de canal ou ainda daqueles que apresentam maiores diferenças de ganho dentro do vetor \mathbf{v} . Diferentes critérios de pareamento e de escolha dos UEs NOMA podem resultar em desempenhos superiores ou inferiores, e tal análise será abordada em trabalhos futuros.

Algoritmo 1: Seleção, Pareamento e Ordenação de UEs para OMA/NOMA Híbrido Baseado nos Coeficientes de Desvanecimento em Grande Escala

Entrada: Número de UEs K_{tot} , número de APs M , coeficientes de desvanecimento β_{mk} , restrição de pilotos τ_p , número de UEs por grupo K

Saída: grupos NOMA com UEs pareados e ordenados

- 1 Calcular os ganhos de desvanecimento agregados para cada UE;
 - 2 **Para** $k = 1$ **até** K_{tot} **faça**
 - 3 $v_k \leftarrow \sum_{m=1}^M \beta_{mk}^2$;
 - 4 **fim**
 - 5 Construir o vetor $\mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_K]^T$;
 - 6 **Se** $K_{\text{tot}} \leq \tau_p$ **então**
 - 7 Calcular o número de UEs OMA: $K_{\text{OMA}} \leftarrow K_{\text{tot}}$;
 - 8 **Encerrar** (nenhum pareamento NOMA necessário);
 - 9 **fim**
 - 10 Calcular o número de grupos: $N \leftarrow K_{\text{tot}} - \tau_p$;
 - 11 Calcular o número de UEs NOMA: $K_{\text{NOMA}} \leftarrow K \times N$;
 - 12 Ordenar \mathbf{v} em ordem decrescente;
 - 13 Selecionar os K_{NOMA} UEs com menores valores de v_k ;
 - 14 **Para** $n = 1$ **até** N **faça**
 - 15 $k'' \leftarrow \arg \min_{k \in \{1, \dots, K\}} v_k$;
 - 16 Remover k'' do conjunto de candidatos;
 - 17 $k' \leftarrow \arg \min_{k \in \{1, \dots, K\} \setminus \{k''\}} v_k$;
 - 18 Remover k' do conjunto de candidatos;
 - 19 Formar o grupo NOMA n com os UEs k'' (mais fraco) e k' (mais forte);
 - 20 **fim**
 - 21 Calcular o número de UEs OMA: $K_{\text{OMA}} \leftarrow K_{\text{tot}} - K_{\text{NOMA}}$;
 - 22 Repetir as etapas com a chegada de novos UEs ou em múltiplos blocos de coerência;
-

Em termos de complexidade computacional do algoritmo proposto, apresentado no Algoritmo 1, as três operações principais mais custosas durante a execução do método estão relacionadas ao cálculo do ganho de desvanecimento, à ordenação descendente dos UEs e ao processo de pareamento nominal dos UEs. A primeira operação está associada ao cálculo do ganho de desvanecimento agregado entre os K_{tot} UEs e as M APs com

complexidade $\mathcal{O}(K_{\text{tot}}M)$. A segunda operação consiste na ordenação descendente do vetor de ganhos de desvanecimento agregado com complexidade $\mathcal{O}(K_{\text{tot}} \log K_{\text{tot}})$. A última operação é de pareamento dos UEs em cada iteração N que resulta em uma complexidade da ordem de $\mathcal{O}(NK_{\text{tot}})$. As complexidades computacionais das principais operações do método proposto são listados na Tabela 3. Assim, a complexidade global do método é dada por $\mathcal{O}(K_{\text{tot}}M + K_{\text{tot}} \log K_{\text{tot}} + NK_{\text{tot}})$.

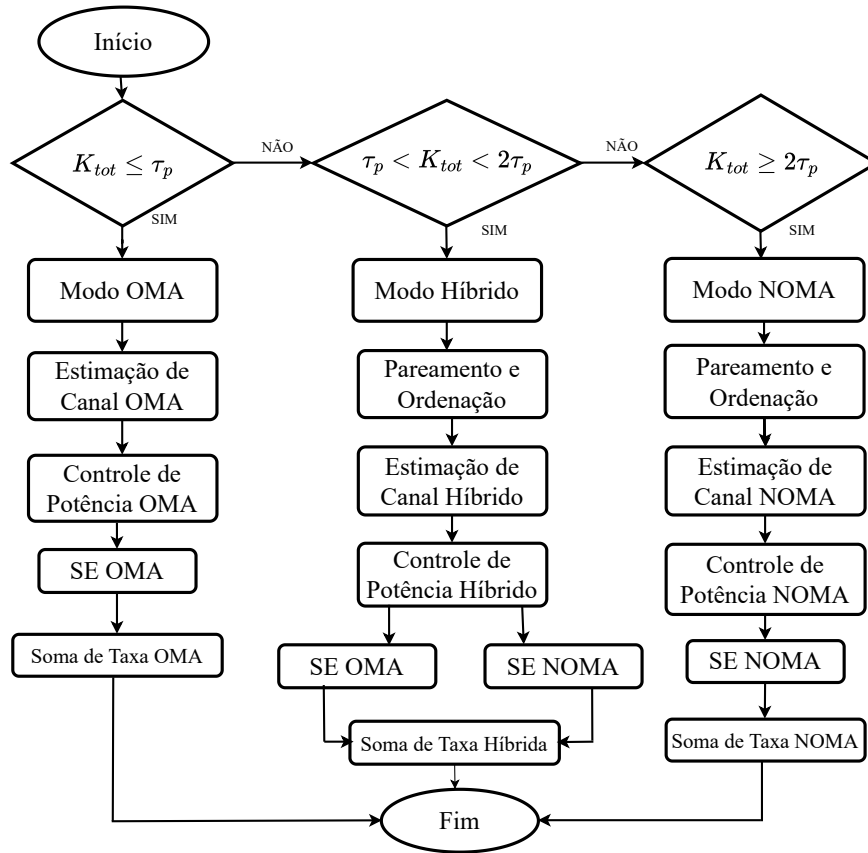
Tabela 3 – Complexidade operacional das principais operações do método proposto.

Operação	Complexidade Computacional
Cálculo do ganho de desvanecimento	$\mathcal{O}(K_{\text{tot}}M)$
Ordenação descendente do ganho de desvanecimento	$\mathcal{O}(K_{\text{tot}} \log K_{\text{tot}})$
Pareamento dos UEs	$\mathcal{O}(NK_{\text{tot}})$

O fluxograma do método adaptativo proposto é apresentado na Figura 16. A política que define como a operação de acesso múltiplo da rede deve ser alternada, com base no número de UEs, nas sequências piloto disponíveis e nas operações correspondentes, é descrita da seguinte maneira:

- Regime com baixo número de UEs ($K_{\text{tot}} \leq \tau_p$)
 1. A rede opera usando OMA (modo OMA) como em (Ngo et al., 2017).
 2. A estimativa do canal de UL é realizada utilizando pilotos ortogonais.
 3. Utilizando os canais estimados, todos os APs realizam alocação de potência e transmissão de DL, conforme expresso em (3.87).
 4. Por fim, as SEs e a soma das taxas de dados da rede são calculados.
- Regime com escassez de pilotos ($\tau_p < K_{\text{tot}} < 2\tau_p$)
 1. A rede opera usando simultaneamente OMA e NOMA (modo híbrido). Alguns UEs são pareados, formando N grupos NOMA. É assumido, por simplicidade, que no modo híbrido, os UEs são pareados com base na soma das informações de desvanecimento em larga escala, que apresenta baixa complexidade, e é adequado para implementação em tempo real (Zhang et al., 2022), enquanto os outros UEs continuam usando OMA.
 2. A mesma sequência piloto é adotada para UEs dentro de um mesmo grupo durante a estimação de canal UL, enquanto os pilotos alocados para outros UEs/grupos são mutuamente ortogonais, conforme expresso em (3.77).
 3. Usando os canais estimados, todas os APs realizam alocação de potência para transmissão DL como mostrado em (3.86).

Figura 16 – Fluxograma do método híbrido OMA/NOMA adaptativo proposto.



Fonte: elaborado pela autora.

4. Por fim, as SEs e soma de taxa de dados da rede são calculados usando (3.99), (3.106), e (3.116).
- Regime com elevado número de UEs ($K_{tot} \geq 2\tau_p$)
 1. A rede opera usando NOMA (modo NOMA), como em (Bashar et al., 2020). Todos os UEs são agrupados em grupos NOMA.
 2. A mesma sequência piloto é adotada para UEs dentro de um mesmo grupo durante a estimação de canal UL, enquanto os pilotos alocados para outros grupos são mutuamente ortogonais.
 3. Usando os canais estimados, todos os APs realizam a alocação de potência e transmissão DL como expresso em (3.90).
 4. Por fim, as SEs e soma de taxa de dados da rede são calculados.

5.2 Modelo de Consumo de Potência

Para avaliar a eficiência energética do sistema operando sob o método proposto, apresenta-se nesta seção um modelo de consumo de potência que depende do consumo esperado dos diferentes equipamentos presentes na rede, sendo dado por

$$P = P^{\text{AP}} + P^{\text{CPU}} + P^{\text{transp}}, \quad (5.1)$$

onde P^{AP} representa o consumo total de potência de todos os APs, P^{CPU} denota o consumo de potência da CPU, e P^{transp} corresponde ao consumo de potência da rede de transporte, incluindo os componentes de *fronthaul* e *backhaul*.

Os modelos de consumo de potência dos APs e da CPU variam na literatura e, tipicamente, consistem em um consumo médio de potência fixa associado ao processamento em estado ocioso e à circuitaria, além de um componente variável que depende da carga computacional (Demir et al., 2024; Fernandes et al., 2024; Ngo et al., 2018). Assim, o consumo total de potência de todos os APs é expresso como

$$P^{\text{AP}} = \sum_{m=1}^M \left(\frac{\tau_c - \tau_p}{\tau_c} P_{\text{dl},m}^{\text{AP}} + P_{0,m}^{\text{AP}} + P_{\text{cal},m}^{\text{AP}} \right), \quad (5.2)$$

onde $P_{\text{dl},m}^{\text{AP}}$ é a potência efetiva de transmissão no DL no m -ésimo AP, $P_{0,m}^{\text{AP}}$ é o consumo médio de potência fixa associada ao processamento em estado ocioso e à circuitaria por antena no m -ésimo AP, e $P_{\text{cal},m}^{\text{AP}}$ representa o consumo de potência computacional necessário para a operação de processamento distribuído no m -ésimo AP. A potência efetiva de transmissão em DL no m -ésimo AP é dada por

$$P_{\text{dl},m}^{\text{AP}} = \frac{\psi_d}{\partial_m} \left(\sum_{k=1}^{K_{\text{OMA}}} \eta_{mk} \gamma_{mk} + \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \eta_{mlk} \gamma_{ml} \right), \quad (5.3)$$

onde ∂_m é a eficiência do amplificador de potência no m -ésimo AP e ψ_d é a potência de transmissão em DL. O consumo de potência computacional no m -ésimo AP é modelado como

$$P_{\text{cal},m}^{\text{AP}} = \delta^{\text{AP}} \frac{N_{\text{ativo}} N_{\text{Dproc}}}{\tau_c T_s 10^9}, \quad (5.4)$$

onde δ^{AP} denota a potência por giga operações por segundo - *Giga Operations Per Second* (GOPS) nos APs, N_{ativo} é o número de subportadoras ativas, T_s é a duração do símbolo, e N_{Dproc} denota o número de multiplicações complexas por AP associadas à estimação de canal MMSE (Demir; Björnson; Sanguinetti, 2021), bem como às operações de pré-codificação, calibração de reciprocidade, filtragem e transformada rápida de Fourier - *Fast Fourier Transform* (FFT)/ transformada rápida inversa de Fourier *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) (Demir et al., 2024).

O consumo de potência da CPU é dado por

$$P^{\text{CPU}} = \frac{1}{\sigma_{\text{resfr}}} \left(\left[\frac{CC^{\text{CPU}}}{Cap^{\text{GPP}}} \right] P_0^{\text{GPP}} + \delta^{\text{GPP}} \frac{CC^{\text{CPU}}}{Cap^{\text{GPP}}} \right), \quad (5.5)$$

onde σ_{resfr} é a eficiência do sistema de resfriamento, CC^{CPU} é a complexidade computacional processada pela CPU, Cap^{GPP} denota a capacidade de processamento do processador de propósito geral - *General-Purpose Processor* (GPP), na CPU, P_0^{GPP} representa o consumo fixo de potência por unidade de GPP, e δ^{GPP} mapeia a carga computacional para o consumo de potência no GPP. A complexidade computacional processada pela CPU é calculada como

$$CC^{\text{CPU}} = (t_{\text{TR}})^{-1} \times C_{\text{metodo}} + C_{\text{superpos}} + C_{\text{outros}}, \quad (5.6)$$

onde t_{TR} é o período de controle em quase tempo real, C_{metodo} é a complexidade computacional do método híbrido OMA/NOMA proposto (discutida na Seção 5.1), C_{superpos} representa a complexidade de processamento adicional de superposição requerido para o NOMA em GOPS, sendo calculado como $4N_{\text{ativo}}(\tau_c - \tau_p)L/(\tau_c T_s 10^9)$, e C_{outros} contabiliza operações adicionais da CPU em GOPS, tais como funções de rede e controle em camadas superiores, modulação, mapeamento/desmapeamento e codificação de canal, calculadas de acordo com (Fernandes et al., 2024). Finalmente, o consumo de potência da rede de transporte segue (Ngo et al., 2018) e é dado por

$$P^{\text{transp}} = \sum_{m=1}^M P_{0,m}^{\text{transp}} + \left(\sum_{m=1}^M P_{\text{bt},m}^{\text{transp}} \right) \times BW \times R^{\text{Hybrid}}, \quad (5.7)$$

onde $P_{0,m}^{\text{transp}}$ é o consumo fixo de potência do segmento de transporte associado ao m -ésimo AP, BW é a largura de banda total disponível no domínio da frequência, e $P_{\text{bt},m}^{\text{transp}}$ é o coeficiente de potência no m -ésimo AP que representa o custo energético por bit transmitido através da rede de transporte.

5.3 Avaliação de Desempenho de Taxa

Para avaliar os benefícios do método proposto, simulações de Monte Carlo são realizadas para estimar as CDFs das SEs correspondentes e a soma das taxas atingíveis da rede. Os resultados são comparados com diferentes métodos de referência (*baselines*). Os valores dos parâmetros de simulação são escolhidos para refletir cenários de 6G (Wang et al., 2023; Ngo et al., 2024), e estão de acordo com valores adotados na literatura sobre redes CFmMIMO.

5.3.1 Parâmetros de Simulação Gerais

No cenário simulado, 100 APs com uma única antena e um número variável de UEs com uma única antena são distribuídos independentemente e uniformemente em uma área de cobertura de 1km^2 , operando na frequência de 3,5GHz. Para simular uma rede com implementação contínua, os UEs foram distribuídos uniformemente dentro de um círculo inscrito em um polígono externo, onde se espalham APs, diminuindo substancialmente os efeitos de borda no cenário (Interdonato; Frenger; Larsson, 2019).

Os coeficientes de desvanecimento em larga escala β_{mk} e β_{mnk} são modelados seguindo o modelo *Street Canyon* UMi em condições LOS/ NLOS (3rd Generation Partnership Project (3GPP), 2024), o qual é utilizado para caracterizar tanto o *path loss* quanto o *shadow fading* em um ambiente urbano típico. O modelo adota $h_{AP} = 10$ m para altura da antena da AP, $h_{UE} = 1,65$ para altura da antena do UE, $\sigma_{sh}^{LOS} = 4$ dB para o desvio padrão do *shadow fading* na propagação LOS e $\sigma_{sh}^{NLOS} = 7,82$ dB para o desvio padrão do *shadow fading* na propagação NLOS. Além disso, o intervalo de coerência do canal é definido como $\tau_c = 196$ amostras (Li; Aruma Baduge, 2018; Sayyari; Pourrostan; Niya, 2021).

A potência do ruído é dada por $\sigma_n^2 = BW \times k_B \times T_0 \times 10^{\frac{NF}{10}}$, no qual $BW = 20$ MHz é a largura de banda, $k_B = 1,381 \times 10^{-23}$ J/K é a constante de Boltzmann, $T_0 = 290$ K é a temperatura do ruído, e $NF = 9$ dB é a figura de ruído. Para gerar as CDFs da SE por UE, 500 realizações de Monte Carlo cobrindo diversas configurações de localizações aleatórias de AP/UE são consideradas. Esta abordagem garante a convergência dos resultados e está alinhada com a literatura de CFmMIMO (Interdonato et al., 2020).

No caso do método proposto, para fins de validação, é assumido que o número máximo de pilotos disponíveis é $\tau_p = 90$, tal que $\tau_p \leq \frac{\tau_c}{2}$ (Interdonato, 2022). Para sistemas inteiramente OMA ou NOMA, é assumido que o número de pilotos é variável, tal que $\tau_p^{OMA} = \min(K, \tau_c)$ e $\tau_p^{NOMA} = \min(N, \tau_c)$. Então, a carga útil máxima que pode ser usada pelos pilotos é $\tau_p^{OMA} = \tau_c$ e $\tau_p^{NOMA} = \tau_c$, o que está alinhado com as políticas de alocação de pilotos empregadas na literatura (Li; Aruma Baduge, 2018; Bashar et al., 2020; Rezaei et al., 2020a). Para o sistema baseado em NOMA, é adotado um coeficiente de correlação de SIC imperfeito de 0,1, isto é, $\rho_{nk} = 0,1$, implicando em um erro de 90% no processo SIC (Li; Aruma Baduge, 2018; Rezaei et al., 2020a; Rezaei et al., 2020b). Além disso, os UEs são pareados com base nos seus ganhos de canal (Zhang et al., 2022). Os parâmetros utilizados nas simulações estão resumidos na Tabela 4.

Tabela 4 – Configurações de Simulação.

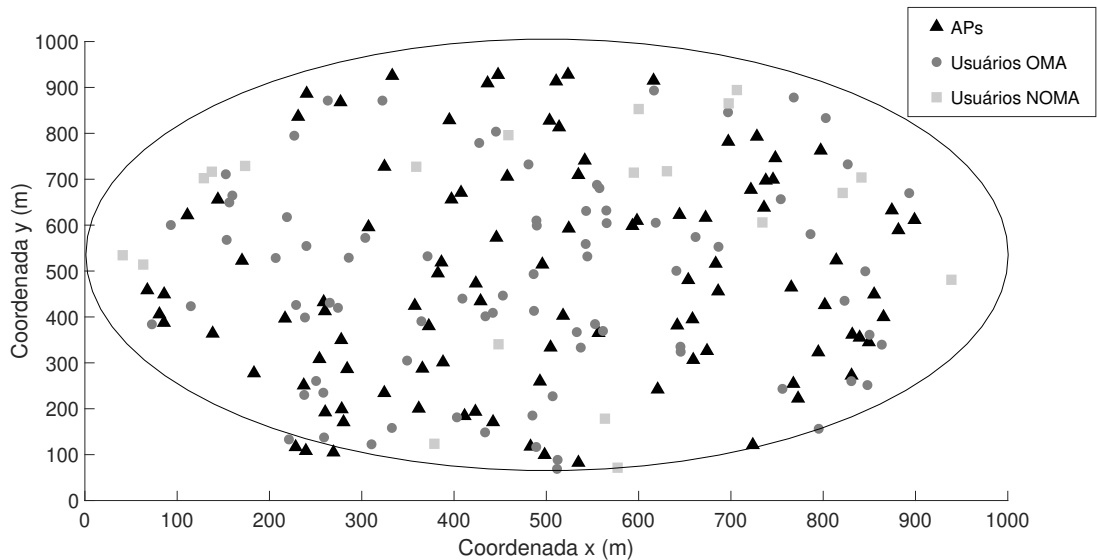
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Realizações	500	σ_{sh}^{NLOS}	7,82 dB
M	100	τ_c	196 amostras
Frequência da Portadora	3,5 GHz	ψ_u	100 mW
BW	20 MHz	ψ_d	200 mW
NF	9 dB	α_{n1}	0,3
h_{AP}	10 m	α_{n2}	0,7
h_{UE}	1,65 m	τ_p	90 amostras
ρ_{nk}	0,1	τ_p^{OMA}	$\min(K, \tau_c)$ amostras
σ_{sh}^{LOS}	4 dB	τ_p^{NOMA}	$\min(N, \tau_c)$ amostras

Por simplicidade, todas as APs são assumidas transmitir a mesma potência usando um esquema de coeficientes de potência iguais (Interdonato, 2022), onde os coeficientes

de controle de potência para todos os grupos de UEs em OMA e NOMA são iguais. Para implementar com sucesso NOMA no domínio da potência, os coeficientes de alocação de potência intra-grupo obedecem a proporção 3 : 7 para $\forall n$, tal que $\alpha_{n1} = 0,3$ e $\alpha_{n2} = 0,7$ (Li; Aruma Baduge, 2018; Zhang et al., 2022). A restrição de potência dada em (3.94) é mantida com igualdade ao empregar a política de alocação de potência descrita; assim, cada AP aloca toda a potência de transmissão disponível (Ngo et al., 2017; Nayebi et al., 2017).

A Figura 17 ilustra um exemplo de cenário simulado, em que 100 UEs são distribuídos aleatoriamente em uma área de cobertura. Neste exemplo, $N = 10$, $K_{\text{NOMA}} = 20$ e $K_{\text{OMA}} = 80$.

Figura 17 – Ilustração de um dos cenários simulados. Neste cenário: $K_{\text{tot}} = 100$, $K_{\text{OMA}} = 80$, $K_{\text{NOMA}} = 20$ e $N = 10$.



Fonte: elaborado pela autora.

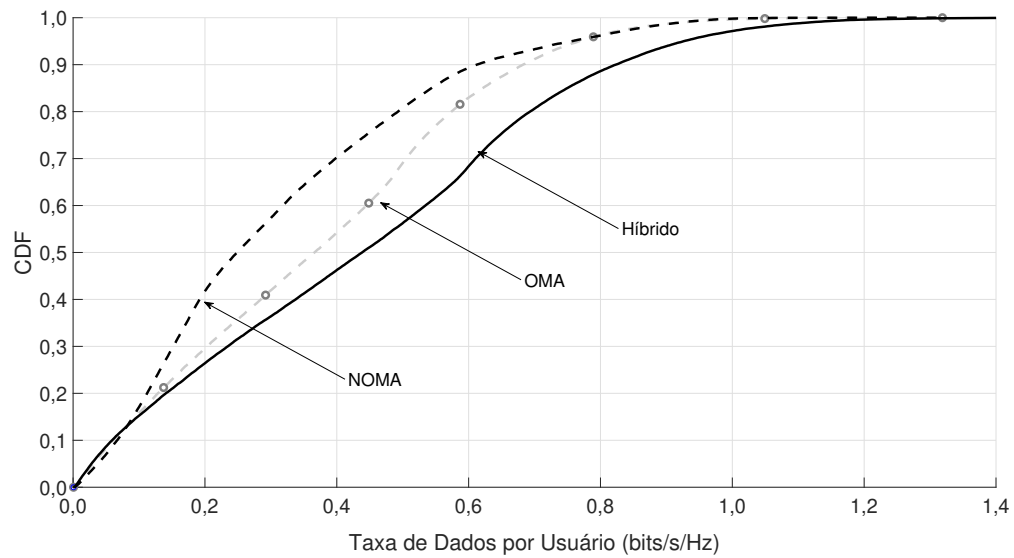
5.3.2 Resultados de Taxa de Dados para o Método Híbrido Proposto

Na Figura 18, a CDF da SE por UE usando o método proposto é comparada com os resultados de soluções que utilizam somente OMA ou NOMA. Observa-se a partir das CDFs que o método proposto supera os outros *baselines*. Este resultado indica que quando o número de pilotos disponíveis é escasso ($\tau_p < K_{\text{tot}} < 2\tau_p$), usar o esquema híbrido proposto pode potencialmente aumentar a SE em sistemas CFmMIMO. O desempenho da solução proposta é também avaliado em regime de baixo número de UEs ($K_{\text{tot}} \leq \tau_p$) e elevado número de UEs ($K_{\text{tot}} = 2\tau_p$).

Nesta tese, foram considerados os valores de $K_{\text{tot}} = 40$ e $K_{\text{tot}} = 180$ para os regimes de baixo e elevado número de UEs, respectivamente, e seus resultados são apresentados

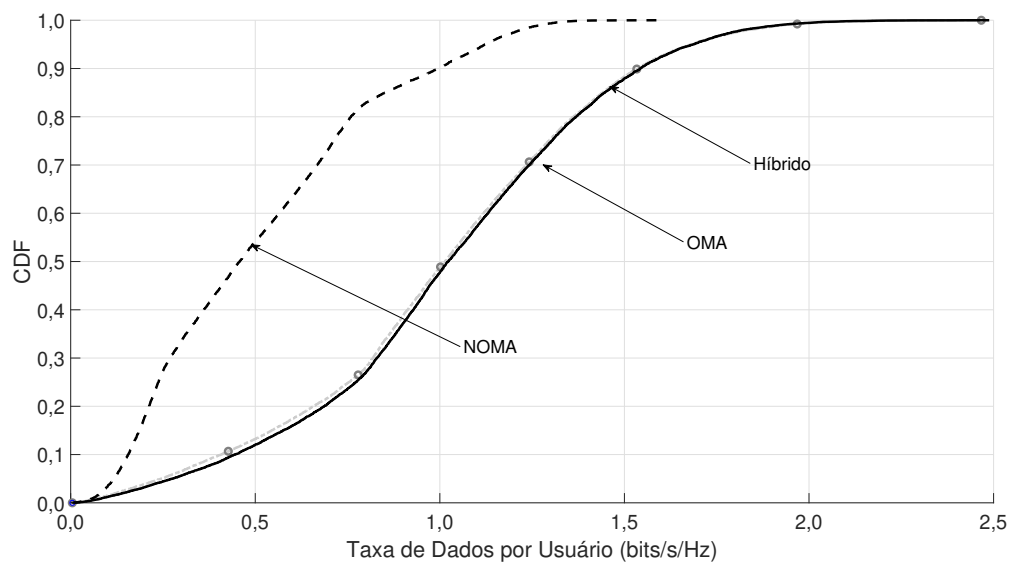
nas Figuras 19 e 20. As curvas mostram as características adaptativas da solução proposta, a qual pode trocar para somente OMA ou somente NOMA dependendo do número de UEs ativos na rede, bem como do número de sequências pilotos disponíveis para estimação do canal. Observa-se ainda que em cada cenário avaliado, isto é, baixo número de UEs e elevado número de UEs, o método proposto tende ao mesmo desempenho das soluções com o uso de OMA e NOMA, respectivamente.

Figura 18 – CDFs da SE por UE obtido para o cenário com número de pilotos disponíveis escasso. Neste caso, $K_{\text{tot}} = 100$.

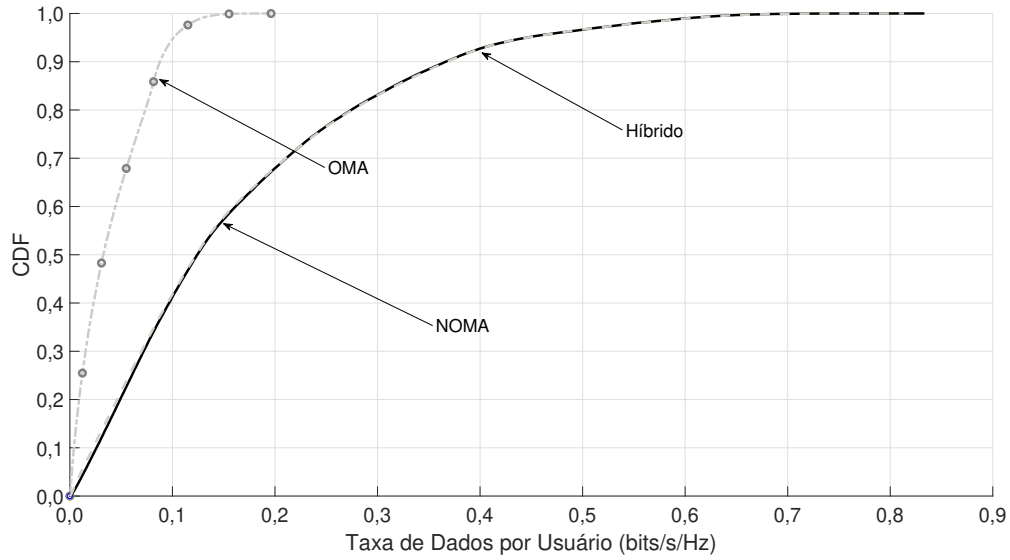


Fonte: elaborado pela autora.

Figura 19 – CDFs da SE por UE obtido para o cenário com baixo número de UEs. Neste caso, $K_{\text{tot}} = 40$.



Fonte: elaborado pela autora.

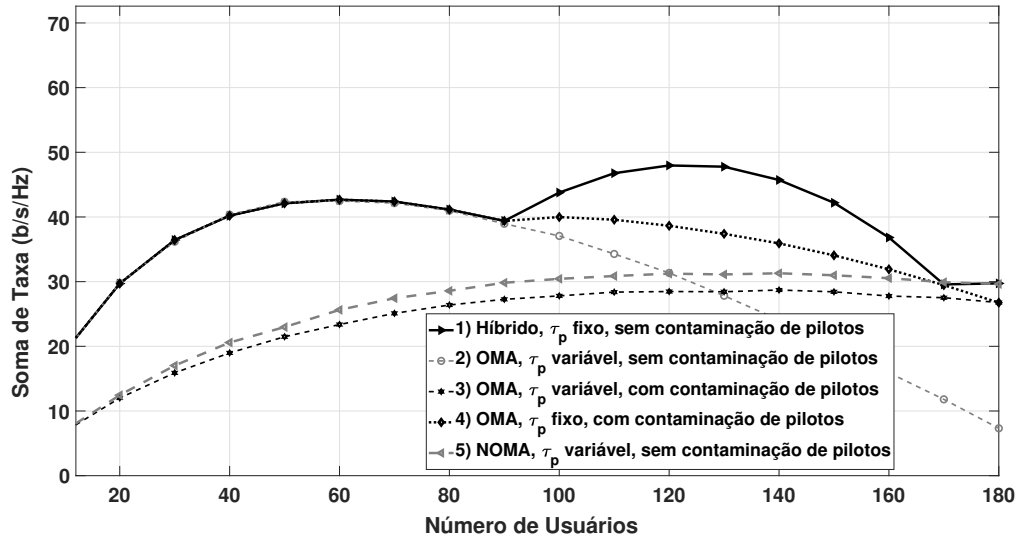
Figura 20 – CDFs da SE por UE obtido para o cenário com elevado número de UEs. Neste caso, $K_{\text{tot}} = 180$.

Fonte: elaborado pela autora.

Na Figura 21, o desempenho do método proposto é comparado com outros quatro *baselines* em termos de soma de taxa alcançável. A legenda na Figura 21 significa:

1. Método de acesso múltiplo OMA/NOMA híbrido adaptativo proposto, com $\tau_p = 90$.
2. Método puramente OMA, como em (Ngo et al., 2017), com número variável de pilotos e sem contaminação de pilotos. Neste caso, $\tau_p^{\text{OMA}} = \min(K, \tau_c)$, a carga total pode ser usada para os pilotos, e cada UE tem seu próprio piloto.
3. Método puramente OMA com número variável de pilotos e contaminação de pilotos. Neste caso, a carga total pode ser usada para os pilotos, entretanto, os UEs OMA são agrupados em pares, de forma que os UEs dentro de um mesmo grupo geram interferência entre os mesmos.
4. Método puramente OMA com número fixo de pilotos e consideração de contaminação de pilotos. Neste caso, τ_p^{OMA} é restrita, tal que $\tau_p^{\text{OMA}} = 90$, e quando $K > \tau_p^{\text{OMA}}$ os novos UEs se conectando a rede são pareados com os UEs OMA já conectados, compartilhando o mesmo piloto ortogonal.
5. Método puramente NOMA sem contaminação de pilotos entre os grupos e com número variável de pilotos. Neste caso, $\tau_p^{\text{NOMA}} = \min(N, \tau_c)$, a carga total pode ser usada para os pilotos, e os UEs são agrupados em grupos NOMA. A mesma sequência piloto é utilizada para UEs dentro de um mesmo grupo enquanto os pilotos alocados para outros grupos são mutuamente ortogonais, como em (Bashar et al., 2020).

Figura 21 – Comparação da soma de taxas alcançáveis para vários cenários. Os resultados indicam que a solução híbrida proposta supera os métodos de base.



Fonte: elaborado pela autora.

Os resultados indicam que quando o número de pilotos é escasso (quando $K > 90$), mudar alguns UEs para NOMA, em vez de continuar usando OMA, ou seja, usando o método adaptativo proposto em 1) em vez do método em 4) ajuda a evitar efeitos de contaminação piloto nos UEs OMA já conectados a rede, melhorando, assim, a soma de taxa alcançável. Isto pode ser observado comparando as curvas em 1) e 4) na Figura 21. Além disso, mudar os UEs para NOMA somente quando o número de sequências piloto é escasso (em vez de quando $\tau_p > K$) evitando usar NOMA no regime de baixo número de UEs quando seu desempenho é notavelmente pior que em OMA. Isto pode ser observado comparando as curvas 1) e 5) no regime com baixo número de UEs, ou seja, quando $K < 90$. Portanto, o modelo proposto permite a utilização do OMA quando poucos UEs estão conectados, maximizando as somas de taxa.

A estratégia proposta também oferece um bom compromisso entre o número de UEs servidos e somas de taxa alcançáveis decentes na transição entre o regime de baixo número de UEs e o regime de elevado número de UEs ($\tau_p < K_{\text{tot}} < 2\tau_p$). Isto pode ser inferido pela comparação das curvas 1), 2), 3), e 5) quando $90 < K_{\text{tot}} < 180$ na Figura 21. Os resultados confirmam o bom desempenho do método proposto, o qual alcança melhor soma de taxa que soluções usando somente OMA ou NOMA. Além disso, no regime de elevado número de UEs, o sistema é inteiramente mudado para NOMA, beneficiando-se das vantagens do desempenho de NOMA no domínio da potência com ordenamento de UEs. Esta vantagem pode ser comprovada pela superposição das curvas 1) e 5) na Figura 21, quando $K_{\text{tot}} = 2\tau_p$. Por fim, em termos da desvantagem de usar o método híbrido em relação a um sistema puramente OMA é que alguns UEs precisarão realizar decodificação

SIC, a qual insere mais complexidade e latência na cadeia de recepção dos UEs.

5.3.3 Considerações para a Análise de Eficiência Energética

A eficiência energética é obtida dividindo-se a taxa de soma na largura de banda de operação ($BW \times R^{\text{Híbrido}}$) pela potência total P , conforme calculada na Seção 5.2. Os parâmetros adotados são os seguintes: δ^{GPP} é igual a 0,41 W, $P_0^{\text{GPP}} = 20,8$ W, $T_s = 71,4 \times 10^{-6}$ s, $N_{\text{ativo}} = 1200$, e $Cap^{\text{GPP}} = 180$ GOPS (Demir et al., 2024). Além disso, ∂_m é igual a 0,4, $P_{0,m}^{\text{transp}}$ é 0,825 W, $P_{\text{bt},m}^{\text{transp}}$ é 0,25 W/Gb/s, e σ_{resfr} é 0,9 (Ngo et al., 2018). Os parâmetros relacionados ao consumo dos APs são obtidos de acordo com o modelo de AP apresentado em (Fernandes et al., 2024), assumindo uma configuração com um processador de sinal digital - *Digital Signal Processor* (DSP) de 20GOPS e uma antena, resultando em $P_{0,m}^{\text{AP}} = 9,12$ W e $\delta^{\text{AP}} = 0,0491$ W/GOPS. Por fim, $t_{\text{TR}} = 0,010$ s para emular a periodicidade de controle em tempo real de uma rede de acesso rádio aberta - *Open Radio Access Network* (O-RAN).

5.3.4 Resultados da Análise de Eficiência Energética

Na Figura 22, a eficiência energética associada ao método proposto é comparada àquela alcançada pelos métodos de referência descritos na Subseção 5.3, para 60, 120 e 180 UEs. Os resultados indicam que a abordagem híbrida explora as situações em que OMA e NOMA são vantajosos, apresentando a mesma eficiência energética que esses esquemas considerando 60 e 180 UEs, respectivamente. Para 120 UEs, a abordagem híbrida alcança a maior eficiência energética entre todos os esquemas considerados. Isso ocorre mesmo considerando o processamento adicional necessário para operar parcialmente em NOMA e para executar o método que alterna entre os modos OMA e NOMA em relação a diferentes grupos de UEs.

A razão para esse comportamento é que o esquema híbrido combina uma maior taxa alcançável em comparação tanto com NOMA quanto com OMA, além de apresentar uma vantagem computacional em relação ao OMA. Este último não requer processamento adicional para superposição ou alternância de modos; entretanto, sua complexidade de estimação de canal por AP aumenta com o número de UEs. Em contraste, nos esquemas híbrido e NOMA, a complexidade computacional cresce apenas com o número de pilotos, o que implica uma complexidade maior para o OMA quando o número de UEs é elevado.

5.3.5 Considerações para as Simulações da Relação entre Taxa de Soma e Latência

Para as simulações de latência, assume-se uma rede dinâmica na qual as chegadas de UEs seguem um processo de Poisson homogêneo e cada UE permanece no sistema

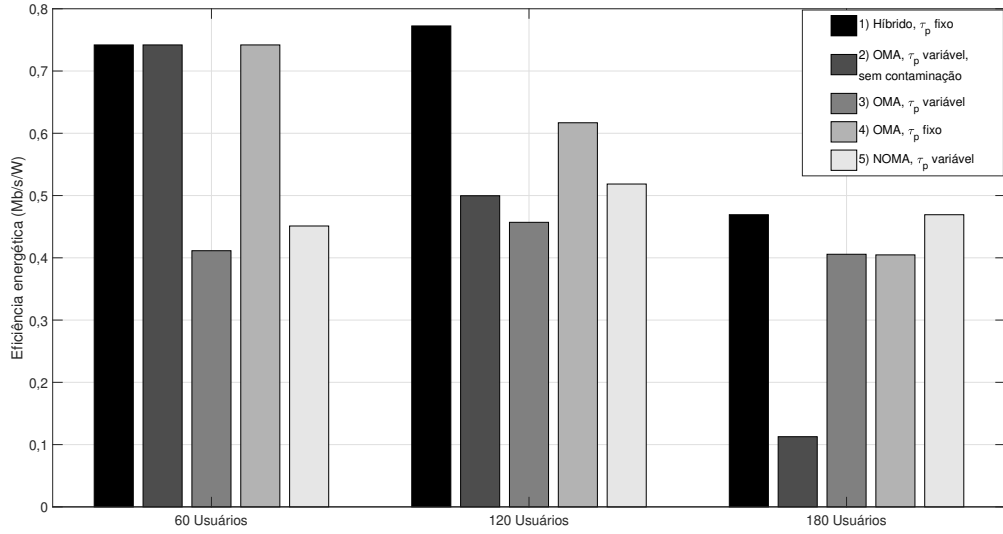


Figura 22 – Comparação da eficiência energética. A solução híbrida proposta iguala ou supera os esquemas de referência.

por um tempo de vida independente, distribuído exponencialmente, de tal forma que o número máximo de UEs suportados é $2\tau_p$. O processo resultante é uma cadeia de Markov em tempo contínuo - *Continuous-time Markov chain* (CTMC) com uma estrutura de nascimento–morte muito semelhante ao exemplo de centrais telefônicas apresentado em (Kelly, 1979). A cadeia possui um espaço de estados $S = \{0, 1, 2, \dots, 2\tau_p\}$, onde cada estado ι corresponde ao número de UEs ativos no sistema. As transições do estado ι para $\iota + 1$ ocorrem com taxa de chegada λ^{Markov} , enquanto as transições do estado ι para $\iota - 1$ ocorrem com taxa de saída $\mu_\iota = \frac{\iota}{T}$, onde T é o tempo médio de permanência. Com base nisso, a probabilidade em regime estacionário de estar no estado n é dada por (Kelly, 1979)

$$\pi_n = \frac{1}{1 + \sum_{n'=1}^{2\tau_p} \prod_{\iota=1}^{n'} \frac{\lambda^{\text{Markov}}}{\mu_\iota}} \prod_{\iota=1}^n \frac{\lambda^{\text{Markov}}}{\mu_\iota}. \quad (5.8)$$

Utiliza-se um modelo de recompensa de Markov (Mo, 2010) para avaliar duas métricas de desempenho: (i) a taxa de soma média esperada e (ii) a latência adicional introduzida pela execução do método. A taxa de soma média esperada é dada por $A^{\text{taxa}} = \sum_{n=0}^{2\tau_p} \pi_n R_n$, onde R_n denota a taxa de soma alcançável no estado n , obtida a partir dos dados apresentados na Figura 21. Para a latência adicional esperada, é importante considerar que o método é executado apenas em um subconjunto de estados $S' = \{n : \tau_p < n < 2\tau_p\}$. Para isso, normaliza-se condicionalmente sobre S definindo

$$\pi'_n = \begin{cases} \frac{\pi_n}{\sum_{\iota=\tau_p+1}^{2\tau_p-1} \pi_\iota}, & n \in S', \\ 0, & n \notin S'. \end{cases} \quad (5.9)$$

Assim, a latência adicional esperada é $A^{\text{lat}} = \sum_{n=0}^{2\tau_p} \pi'_n L_n$, onde L_n é a latência

dependente do estado, determinada pela complexidade computacional do método detalhada na Seção 5.1 e pela capacidade de processamento de 180 GOPS (Demir et al., 2024). Os resultados são obtidos considerando tempos médios de chegada variando de 10 a 180 s e tempos médios de permanência variando de 60 a 180 min. Essa abordagem permite a análise de tendências gerais do sistema sem se restringir a valores numéricos específicos.

5.3.6 Resultados das Simulações da Relação entre Taxa de Soma e Latência

A Figura 23 ilustra a latência adicional introduzida pelo método proposto em relação à sua ausência, para diferentes tempos médios de chegada de UEs. Os resultados mostram que a latência adicional varia de aproximadamente de $0,05 \mu\text{s}$ a $0,2 \mu\text{s}$, apresentando impacto praticamente nulo no desempenho global do sistema. Considerando todos os tempos médios de permanência, taxas médias de chegada superiores a 1 UE por minuto (equivalentes a tempos médios de chegada inferiores a 1 min) são necessárias para que a latência adicional do sistema se aproxime de seu valor máximo.

Para um tempo de permanência de 1 h, são necessários tempos de chegada inferiores a 30 s para que a latência atinja seu valor máximo. Embora um tempo médio de chegada de 30 s possa parecer modesto, redes sem fio práticas apresentam comportamento em rajadas, e os UEs alternam entre estados ativos e inativos em sessões de tráfego curtas. Consequentemente, o número efetivo de UEs pode crescer de forma significativamente mais rápida do que o número de UEs simultaneamente ativos. Assim, os resultados indicam que a latência adicional se aproxima de seu valor máximo apenas sob condições de carga elevada, quando a população de UEs ativos cresce rapidamente e os UEs permanecem na área de cobertura por uma fração significativa do tempo.

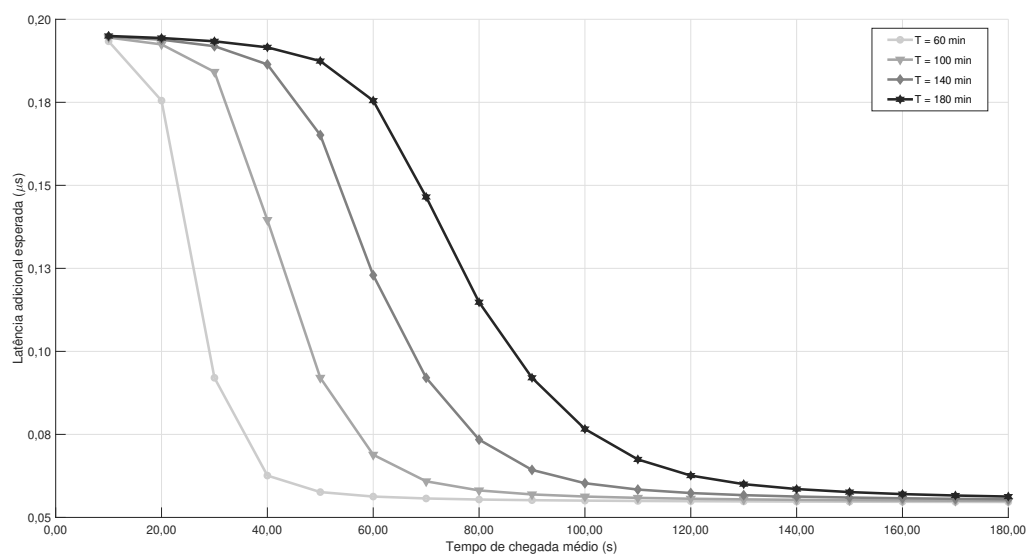


Figura 23 – Latência adicional esperada em função do tempo médio de chegada. A latência é da ordem de $0,2 \mu\text{s}$ nos cenários de pior caso.

A Figura 24 apresenta a taxa de soma esperada para diferentes tempos médios de chegada e de permanência dos UEs. As curvas indicam a existência de uma janela ótima de operação. Para um tempo de permanência de 1 h, essa janela corresponde a um aumento esperado no número de UEs ativos a cada 25 s a 40 s. Esse fenômeno é atribuído aos ganhos de desempenho observados durante a operação híbrida para faixas de UEs compreendidas entre τ_p e $2\tau_p$, conforme ilustrado na Figura 21.

Quando o tempo de permanência aumenta para 3 h, a janela desloca-se para aproximadamente 70 s a 120 s, tornando-se cerca de 35 s mais ampla. Esses resultados indicam que o método proposto é particularmente adequado para redes nas quais os UEs tendem a permanecer sob cobertura por períodos prolongados. Uma observação importante é que, dentro da janela ótima de operação, a latência adicional introduzida pelo método é da ordem de $0.1 \mu\text{s}$ e, tipicamente, permanece abaixo desse valor mesmo para o maior tempo médio de permanência considerado, de 3 h.

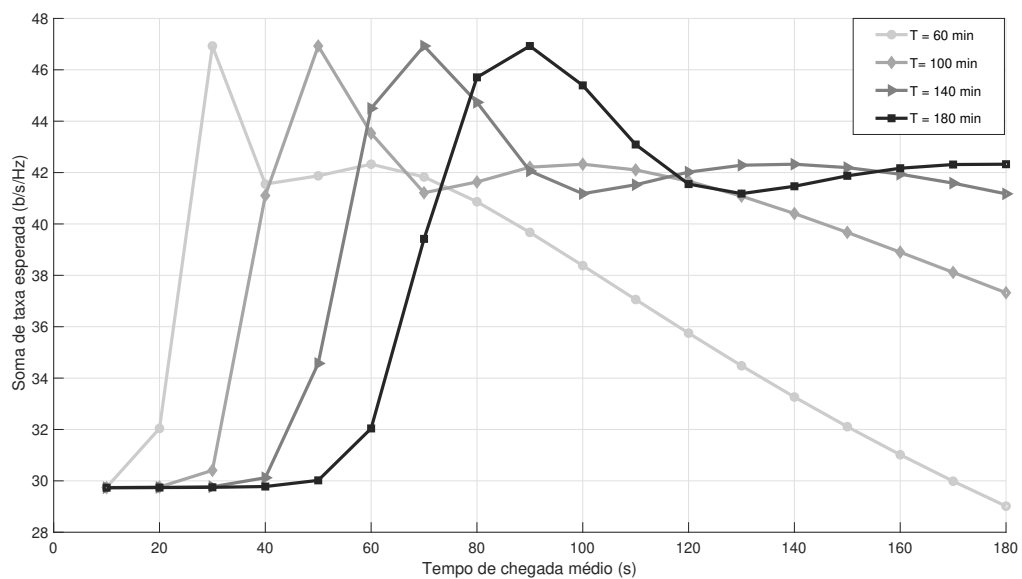


Figura 24 – Taxa de soma esperada em função do tempo médio de chegada. Tempos de chegada mais elevados beneficiam o método híbrido.

6 Considerações finais

Nesta tese, foram abordados aspectos operacionais relevantes de sistemas CFmMIMO auxiliados por NOMA no domínio da potência: não reciprocidade na estimação na estimação do canal efetivo, decorrentes de imperfeições de hardware, e a coexistência com sistemas baseados em OMA. Essas duas condições foram os principais focos de análise da investigação realizada, sendo, em outras palavras, as duas linhas de pesquisa desta tese. Para tal fim, no Capítulo 3 foram desenvolvidos e apresentados os seguintes modelos de sistemas: (1) CFmMIMO-NOMA considerando não reciprocidades do canal efetivo no transmissor e receptor e (2) um modelo híbrido OMA/NOMA com canal combinado, que considera as interferências cruzadas (intersistemas, de OMA para NOMA e vice-versa).

Dessa forma, em relação à primeira proposta abordada no Capítulo 4 foi apresentado o estudo de não reciprocidades em sistemas CFmMIMO-NOMA considerando SIC imperfeito devido aos efeitos de endurecimento de canal e o SIC generalizado. Com base nas análises realizadas, os resultados evidenciam que a não reciprocidade de fase no AP é o principal fator responsável pela degradação da SE, uma vez que ela altera as fases relativas entre os sinais transmitidos por diferentes APs, comprometendo a coerência do *beamforming*. Em contraste, as não reciprocidades no UE, tanto de fase quanto de amplitude, não afetam a SE, pois a resposta em frequência do UE atua como um fator multiplicativo comum em todos os enlaces AP-UE, preservando a soma coerente dos sinais. De modo semelhante, a não reciprocidade de amplitude no AP apresenta impacto limitado, já que, mesmo na presença de contaminação por piloto, UEs com canais semelhantes possuem direções estimadas quase paralelas, enquanto UEs com canais distintos mantêm a dominância do canal mais forte. Adicionalmente, sistemas com múltiplas antenas nos APs, embora mais sensíveis a erros de SIC, ainda conseguem manter desempenho superior ao de sistemas com antena única, graças à capacidade aprimorada de cancelamento de interferência proporcionada pelo precodificador distribuído.

As análises também evidenciam que os erros de SIC impactam de forma mais pronunciada os UEs que recebem os menores coeficientes de potência, refletindo-se em quedas de desempenho nos percentis mais baixos das distribuições de taxa de dados. Mesmo em cenários com elevado nível de erro na decodificação (90%), os sistemas NOMA continuam a superar o desempenho de sistemas OMA contaminados nos percentis mais altos, o que evidencia a resiliência do NOMA frente a cenários realistas de operação. A comparação com OMA, quando feita de forma justa e considerando a contaminação de pilotos, revela que o NOMA é especialmente eficaz na mitigação desses efeitos, demonstrando ganhos

consistentes em SE nos percentis médios e altos. Dessa forma, os resultados obtidos não apenas validam o potencial do NOMA em sistemas distribuídos com múltiplas antenas, como também destacam a importância de tratar adequadamente os erros de SIC e as imperfeições de reciprocidade de fase para garantir o desempenho ideal do sistema. É importante ressaltar que os resultados não são apenas novos, mas também podem servir como referência para trabalhos futuros.

Com os resultados apresentados no Capítulo 4, o objetivo da primeira linha de pesquisa é atendido, ao mostrar que somente a não reciprocidade de fase no AP impacta o desempenho de sistemas CFmMIMO. Além disso, é quantificado através de exemplos numéricos como os impactos das não reciprocidades afetam os cenários com modelos de SIC imperfeito por endurecimento de canal e com SIC generalizado. Análises de sensibilidade corroboram com os resultados apresentados, além de confirmar que apesar dos impactos de não reciprocidades considerados, o NOMA apresenta melhor desempenho nos percentis mais altos, enquanto OMA ainda consegue prover um desempenho melhor em percentis mais baixos.

Em relação à segunda linha de investigação, no Capítulo 5 foi apresentado um método de acesso múltiplo baseado em política de decisão para sistemas CFmMIMO distribuídos operando sob esquema OMA/NOMA híbrido para redução dos efeitos de contaminação de pilotos entre os UEs. Este tipo de solução de acesso múltiplo dinâmico é essencial em sistemas de comunicação móvel 6G, pois permite o suporte a um grande número de UEs, ao mesmo tempo em que alcança taxas de dados adequadas e baixa latência. Um modelo de sistema capaz de descrever a solução híbrida foi proposto, considerando aspectos como a flexibilidade na caracterização da modelagem de SIC imperfeito na operação NOMA.

O método proposto melhorou efetivamente as somas de taxa alcançáveis na rede. Simulações em cenários controlados mostraram que, quando o número de pilotos era escasso, a mudança de alguns UEs para NOMA evitou os efeitos de contaminação do piloto sobre os UEs OMA já conectados à rede, melhorando, assim, as somas de taxa alcançáveis. Além disso, a mudança de UEs para NOMA apenas quando o número de sequências piloto era escasso (em vez de sempre) evitou o uso de NOMA no regime de baixo número de UEs, onde seu desempenho é notavelmente pior do que o de OMA. Portanto, este método promove uma alocação de recursos aprimorada e mais eficiente. Finalmente, a estratégia OMA/NOMA híbrida adaptativa proposta exibiu um bom compromisso entre o número de UEs atendidos e soma de taxas alcançáveis decentes na transição do regime de baixo número de UEs para o regime de alto número de UEs, produzindo melhores resultados do que usar sistemas inteiramente baseados em OMA ou NOMA.

Para uma avaliação mais abrangente do método proposto, analisaram-se a latência e a eficiência energética do sistema. Os resultados indicam que a latência adicional

introduzida pelo método híbrido OMA/NOMA é desprezível, atingindo aproximadamente $0,2, \mu\text{s}$ mesmo sob condições de carga elevada, caracterizadas por altas taxas de chegada e longos tempos de permanência dos UEs. Além disso, identifica-se a existência de uma janela ótima de operação, associada aos tempos médios de chegada e de permanência. Para um tempo de permanência esperado de uma hora, essa janela situa-se entre tempos de chegada de 15 s e 35 s. Observa-se ainda que o aumento do tempo de permanência desloca essa janela para valores mais elevados de tempo de chegada e amplia sua largura.

Em termos de eficiência energética, a abordagem híbrida alcança o melhor desempenho ao explorar o regime de operação mais vantajoso entre OMA e NOMA, especialmente em cenários com número intermediário de UEs, caracterizados por escassez de sequências piloto, mas sem que o número de usuários atinja o dobro do número de pilotos disponíveis. Esse comportamento decorre do fato de que o custo computacional associado à alternância de modos é significativamente menor do que o processamento de superposição, o qual, por sua vez, é menos custoso do que o custo da estimação de canal. Em comparação ao NOMA, que não envolve alternância de modos, o esquema híbrido apresenta menor custo de superposição, uma vez que apenas uma parcela dos UEs opera sob NOMA. Em relação ao OMA, a complexidade computacional da estimação de canal cresce com o número de UEs, enquanto, no esquema híbrido, esse crescimento ocorre apenas com o número de sequências piloto disponíveis.

Deste modo, com os resultados apresentados no Capítulo 5 o objetivo da segunda linha de pesquisa é atendido, ao mostrar um método que combina o acesso OMA e NOMA simultâneo de maneira simples, fornecendo ganhos expressivos em cenários específicos nos quais o uso exclusivo de OMA ou de NOMA não resulta no melhor desempenho.

Como trabalhos futuros, propõe-se a investigação do uso de precodificadores mais avançados para verificar o impacto das não reciprocidades de amplitude e fase no AP e no UE. Além disso, outra linha de investigação é a implantação e análises em sistemas CFmMIMO escaláveis como o modelo proposto em (Interdonato; Frenger; Larsson, 2019). Na linha de investigação do método híbrido OMA NOMA proposto vislumbra-se como trabalhos futuros:

- Investigar métodos de pareamento NOMA otimizados no contexto do esquema híbrido, explorando diferentes critérios de formação de pares, tais como pareamento aleatório, agrupamento de UEs com melhores ganhos de canal ou ainda daqueles com maiores diferenças de ganho dentro do vetor v .
- Avaliar o impacto do uso de esquemas de pré-codificação mais avançados, além do clássico MRT, sob esses diferentes critérios de pareamento.
- Avaliar o uso de múltiplas antenas por AP para verificar o desempenho e os ganhos do método híbrido proposto;

- Investigar a otimização da alocação de potência, de forma a propiciar ganhos de SE, eficiência energética ou um equilíbrio entre as métricas citadas;
- Investigar a extrapolação do método de gerenciamento de recursos proposto para cenários com alta densidade de UEs, em que $K > 2\tau_p$ é uma possibilidade. Nesses cenários, uma solução seria a formação de grupos de UEs realizando NOMA com tamanhos diversos, os quais podem conter dois UEs quando taxas elevadas forem o objetivo ou mais UEs, quando o objetivo for a conectividade massiva sem preocupação com a taxa de dados;
- Explorar o método híbrido considerando outros valores para o tamanho do bloco de coerência para simular redes com mobilidade mais alta, bem como variar o número de amostras/símbolos destinados à estimação de canal, abordando, por exemplo, valores menores que $\tau_p = 90$ amostras;
- Por fim, analisar o método proposto considerando as não reciprocidades de canal efetivo decorrentes de descasamentos no transmissor e no receptor.

Referências

- 3rd Generation Partnership Project (3GPP). 3GPP Technical Report, *Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz*. 2024. <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3173>. Release 18. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 70.
- Aldababsa, M. et al. A Tutorial on Nonorthogonal Multiple Access for 5G and Beyond. *Wireless Communications and Mobile Computing*, Hindawi Limited, v. 2018, p. 1–24, Junho 2018. ISSN 1530-8677. Citado na página 6.
- Alsabah, M. et al. 6G Wireless Communications Networks: A Comprehensive Survey. *IEEE Access*, v. 9, p. 148191–148243, 2021. Citado na página 6.
- Bashar, M. et al. NOMA/OMA Mode Selection-Based Cell-Free Massive MIMO. *ICC 2019-2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, p. 1–6, 2019. Citado 9 vezes nas páginas 5, 8, 11, 24, 26, 40, 43, 44 e 60.
- Bashar, M. et al. On the Performance of Cell-Free Massive MIMO Relying on Adaptive NOMA/OMA Mode-Switching. *IEEE Transactions on Communications*, v. 68, n. 2, p. 792–810, 2020. Citado 11 vezes nas páginas 5, 9, 11, 24, 44, 49, 50, 64, 67, 70 e 73.
- Björnson, E.; Hoydis, J.; Sanguinetti, L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency. *Foundations and Trends® in Signal Processing*, v. 11, n. 3-4, p. 154–655, 2017. ISSN 1932-8346. Citado 5 vezes nas páginas 3, 17, 18, 19 e 20.
- Björnson, E.; Sanguinetti, L. Making Cell-Free Massive MIMO Competitive With MMSE Processing and Centralized Implementation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 19, n. 1, p. 77–90, 2020. Citado na página 9.
- Björnson, E.; Sanguinetti, L. Scalable Cell-free Massive MIMO Systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 68, n. 7, p. 4247–4261, 2020. Citado na página 54.
- Dahlman, E.; Parkvall, S.; Skold, J. *5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology*. [S.l.]: Elsevier Science, 2018. <https://books.google.com.br/books?id=1cSLswEACAAJ>. ISBN 9780128143230. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 54.
- Dai, L. et al. A Survey of Non-Orthogonal Multiple Access for 5G. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 20, n. 3, p. 2294–2323, 2018. Citado 5 vezes nas páginas 3, 4, 6, 21 e 24.
- Demir, O. T.; Björnson, E.; Sanguinetti, L. Foundations of User-Centric Cell-Free Massive MIMO. *Foundations and Trends® in Signal Processing*, v. 14, n. 3-4, p. 162–472, 2021. ISSN 1932-8346. Citado 5 vezes nas páginas 3, 16, 17, 30 e 68.
- Demir, O. T. et al. Cell-Free Massive MIMO in O-RAN: Energy-Aware Joint Orchestration of Cloud, Fronthaul, and Radio Resources. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 42, n. 2, p. 356–372, fevereiro 2024. Citado 3 vezes nas páginas 68, 75 e 77.

- Ding, Z. et al. A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 35, n. 10, p. 2181–2195, Outubro 2017. Citado 3 vezes nas páginas 6, 21 e 24.
- Ding, Z.; Peng, M.; Poor, H. V. Cooperative Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems. *IEEE Communications Letters*, v. 19, n. 8, p. 1462–1465, Agosto 2015. Citado na página 21.
- Ding, Z. et al. Embracing Non-Orthogonal Multiple Access in Future Wireless Networks. *Frontiers of Information Technology and Electronic Engineering*, v. 19, n. 3, p. 322–339, Março 2018. ISSN 2095-9230. Citado 5 vezes nas páginas 6, 21, 22, 24 e 25.
- EARTH. *Deliverable D2.3: Energy efficiency analysis of the reference systems, areas of improvements and target breakdown*. [S.l.], 2010. Citado na página 54.
- Ericsson. *Ericsson Mobility Report*. 2024. <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/mobility-report/reports>. Acessado em: 27-04-2025. Citado na página 1.
- Fernandes, A. L. P. et al. A Cost Assessment Methodology for User-Centric Distributed Massive MIMO Architectures. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, v. 5, p. 3517–3543, 2024. Citado 3 vezes nas páginas 68, 69 e 75.
- Huang, C. et al. Deep Learning-Based Resource Allocation in UAV-RIS-Aided Cell-Free Hybrid NOMA/OMA Networks. In: *GLOBECOM 2023 - 2023 IEEE Global Communications Conference*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 5641–5646. Citado 3 vezes nas páginas 5, 10 e 11.
- Interdonato, G. *Cell-free massive MIMO: Scalability, signal processing and power control*. Tese (Doutorado) — Linköping University, Linköping, Suécia, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 70.
- Interdonato, G. et al. Ubiquitous cell-free Massive MIMO communications. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, v. 2019, n. 197, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 19.
- Interdonato, G.; Frenger, P.; Larsson, E. G. Scalability Aspects of Cell-Free Massive MIMO. In: *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 69 e 81.
- Interdonato, G. et al. Local Partial Zero-Forcing Precoding for Cell-Free Massive MIMO. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 19, n. 7, p. 4758–4774, 2020. Citado na página 70.
- Islam, S. M. R. et al. Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 19, n. 2, p. 721–742, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 6, 21, 23 e 25.
- ITU. *IMT, Vision – Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2030 and Beyond, M series - Mobile, radiodetermination, amateur and related satellites services*. Geneva, 2023. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 3.
- Kelly, F. P. Markov Processes and Reversibility. In: *Reversibility and Stochastic Networks*. Chichester: John Wiley & Sons, 1979. cap. 1, p. 1–33. Citado na página 76.

- Kusaladharma, S. et al. Achievable Rate Analysis of NOMA in Cell-Free Massive MIMO: A Stochastic Geometry Approach. In: *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado na página 4.
- Li, P.; de Lamare, R. C.; Fa, R. Multiple Feedback Successive Interference Cancellation Detection for Multiuser MIMO Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 10, n. 8, p. 2434–2439, 2011. Citado 5 vezes nas páginas 6, 10, 24, 52 e 62.
- Li, S. et al. Cell-Free Massive MIMO-NOMA Systems With Nonreciprocal Channels: Performance Analysis and Calibration Method Design. *IEEE Systems Journal*, v. 18, n. 3, p. 1729–1740, 2024. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 11.
- Li, Y.; Amarasuriya, G. NOMA-Aided Massive MIMO Downlink With Distributed Antenna Arrays. *ICC 2019-2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, p. 1–7, 2019. Citado 5 vezes nas páginas 4, 6, 11, 24 e 30.
- Li, Y.; Aruma Baduge, G. A. NOMA-Aided Cell-Free Massive MIMO Systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, IEEE, v. 7, n. 6, p. 950–953, 2018. Citado 26 vezes nas páginas 9, 10, 3, 4, 6, 7, 11, 24, 26, 30, 31, 32, 33, 34, 40, 43, 45, 48, 54, 57, 60, 62, 63, 64, 70 e 71.
- Mi, D. et al. Massive MIMO Performance With Imperfect Channel Reciprocity and Channel Estimation Error. *IEEE Transactions on Communications*, v. 65, n. 9, p. 3734–3749, 2017. Citado na página 8.
- Minasian, A.; Shahbazpanahi, S.; Adve, R. S. Distributed Massive MIMO Systems With Non-Reciprocal Channels: Impacts and Robust Beamforming. *IEEE Transactions on Communications*, v. 66, n. 11, p. 5261–5277, 2018. Citado na página 8.
- Mo, J. Markov Chain Modeling. In: RAFAEL, S.; MORGAN, C.; CLAYPOOL, A. (Ed.). *Performance Modeling of Communication Networks with Markov Chains*. [S.l.]: Morgan & Claypool, 2010, (Synthesis Lectures on Communication Networks, v. 5). p. 13–32. Citado na página 76.
- Nayebi, E. et al. Precoding and Power Optimization in Cell-Free Massive MIMO Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 16, n. 7, p. 4445–4459, 2017. Citado na página 71.
- Ngo, H. Q. et al. Cell-Free Massive MIMO Versus Small Cells. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 16, n. 3, p. 1834–1850, Março 2017. ISSN 1558-2248. Citado 13 vezes nas páginas 3, 4, 11, 26, 34, 36, 40, 43, 48, 64, 66, 71 e 73.
- Ngo, H. Q. et al. Ultradense Cell-Free Massive MIMO for 6G: Technical Overview and Open Questions. *Proceedings of the IEEE*, v. 112, n. 7, p. 805–831, 2024. Citado 3 vezes nas páginas 3, 64 e 69.
- Ngo, H. Q. et al. On the Total Energy Efficiency of Cell-Free Massive MIMO. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, v. 2, n. 1, p. 25–39, março 2018. Citado 3 vezes nas páginas 68, 69 e 75.
- Palacios, J. M. et al. Impact of Channel Non-Reciprocity in Cell-Free Massive MIMO. *IEEE Wireless Communications Letters*, v. 9, n. 3, p. 344–348, 2020. Citado 16 vezes nas páginas 5, 8, 11, 26, 27, 30, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 42, 52, 53 e 56.

- Qin, W.; Meng, Y.; Zhang, Z. Cost-Aware Resource Allocation for Hybrid Multiple Access in Cell-Free MIMO System. *IEEE Communications Letters*, p. 1–1, 2024. Citado 3 vezes nas páginas 5, 10 e 11.
- Rezaei, F. et al. Underlaid Spectrum Sharing for Cell-Free Massive MIMO-NOMA. *IEEE Communications Letters*, IEEE, 2020. Citado 5 vezes nas páginas 4, 7, 11, 60 e 70.
- Rezaei, F. et al. Rate Analysis of Cell-Free Massive MIMO-NOMA With Three Linear Precoders. *IEEE Transactions on Communications*, v. 68, n. 6, p. 3480–3494, 2020. Citado 10 vezes nas páginas 4, 7, 11, 24, 31, 34, 45, 62, 63 e 70.
- Saeed, M. K.; Khokhar, A.; Ahmed, S. Pilot Contamination in Massive MIMO Systems: Challenges and Future Prospects. *CoRR*, abs/2404.19238, 2024. Citado na página 4.
- Sayyari, R.; Pourrostam, J.; Niya, M. J. M. Cell-Free Massive MIMO System With an Adaptive Switching Algorithm Between Cooperative NOMA, Non-Cooperative NOMA, and OMA Modes. *IEEE Access*, v. 9, p. 149227–149239, 2021. Citado 4 vezes nas páginas 9, 11, 64 e 70.
- Shepard, C. et al. Argos: Practical Many-Antenna Base Stations. In: *Proceedings of the 18th annual international conference on Mobile computing and networking*. [S.l.]: ACM, 2012. (Mobicom'12), p. 53–64. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 55.
- Sui, Q.; Wu, S.; Zhang, H. A Novel Combining Method for NOMA and OMA in Cell-Free Massive MIMO System. In: GUO, Q. et al. (Ed.). *Wireless and Satellite Systems*. Cham: Springer International Publishing, 2022. p. 802–812. Citado 3 vezes nas páginas 5, 10 e 11.
- Vaezi, M. et al. Interplay Between NOMA and Other Emerging Technologies: A Survey. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, v. 5, n. 4, p. 900–919, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 20.
- Vanka, S. et al. Superposition Coding Strategies: Design and Experimental Evaluation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 11, n. 7, p. 2628–2639, julho 2012. ISSN 1558-2248. Citado na página 21.
- Wang, C. X. et al. On the Road to 6G: Visions, Requirements, Key Technologies, and Testbeds. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 25, n. 2, p. 905–974, 2023. Citado na página 69.
- Yuan, Y. et al. NOMA for Next-Generation Massive IoT: Performance Potential and Technology Directions. *IEEE Communications Magazine*, v. 59, n. 7, p. 115–121, 2021. Citado na página 6.
- Zhang, J. et al. Performance Analysis and Optimization of NOMA-Based Cell-Free Massive MIMO for IoT. *IEEE Internet of Things Journal*, v. 9, n. 12, p. 9625–9639, 2022. Citado 4 vezes nas páginas 5, 66, 70 e 71.