

Comunicações Móveis

Redes Cell-Free

Prof: Higo Thaian Pereira da Silva¹
higo.silva@unb.br

¹Universidade de Brasília
UnB

1 de dezembro de 2025



Universidade de Brasília

Sumário

1. Redes de MIMO Massivo

- Modelo de Sistema
- Transmissão de dados em *downlink*
- Precodificadores Lineares
- Propagação Favorável e Endurecimento do Canal

2. Redes *Cell-Free*

- Modelo de Sistema
- Fase de Estimação
- Fase de Transmissão de Dados (*Downlink*)

3. Simulação das Redes *Cell-free*

- Parâmetros Básicos
- Distribuição dos APs e dos UEs
- Coeficientes de Canal
- Estimação do Canal
- Fase de Transmissão de Dados (*Downlink*)



Redes de MIMO Massivo

Redes de MIMO Massivo

- Sistemas baseados em ***multiple-input multiple-output (MIMO)*** utilizam **transmissores e receptores com múltiplas antenas** para explorar ganhos de diversidade e multiplexação
- O **MIMO tradicional** normalmente emprega **estações bases** (*base stations – BS*) e **equipamentos de usuário** (*user equipment – UE*) com **um número limitado de antenas** (tipicamente até 8×8)
- O **MIMO massivo** estende o MIMO tradicional ao equipar as **BSs com dezenas ou até centenas de antenas**, permitindo ganhos significativos de capacidade e robustez
- No MIMO massivo, o **número de antenas na BS é substancialmente maior que o número de usuários atendidos**, o que possibilita uma melhor separação espacial dos sinais

Redes de MIMO Massivo

- Um **grande número de antenas** permite à BS formar padrões de *beamforming* extremamente estreitos, concentrando a energia radiada em uma região espacial reduzida onde o UE está localizado
- O MIMO massivo opera sob o princípio da **propagação favorável**, que ocorre quando os vetores de canal entre a BS e os UEs tornam-se **aproximadamente ortogonais à medida que o número de antenas aumenta**
- A propagação favorável viabiliza o uso de **esquemas de precodificação linear** mais simples e eficientes
- Com o aumento do número de antenas, a **potência transmitida por elemento pode ser reduzida**, melhorando a eficiência energética do sistema

Redes de MIMO Massivo

- Para **estimar os canais** em MIMO massivo, utiliza-se a **duplexação por divisão de tempo** (*Time Division Duplexing – TDD*), na qual **sequências piloto** de enlace reverso permitem que a estação base estime os canais recíprocos dos enlaces direto e reverso
- Para a estimativa de canal, cada MS em uma célula recebe uma **sequência piloto distinta**, garantindo que os pilotos transmitidos pelos MSs da mesma célula sejam **ortogonais no tempo e na frequência**
- A **transposta conjugada das estimativas de canal** é então utilizada para **pré-codificação linear** no enlace direto e para combinação no enlace reverso

Modelo de Sistema

- Vamos considerar um **sistema MIMO massivo de célula única**
- A BS atende simultaneamente K usuários e é **equipada com M antenas**
- Cada um dos K UEs é **equipado com uma única antena**
- O **coeficiente de canal** entre a m -ésima antena da BS e o k -ésimo usuário é denotado como $g_{m,k} = \sqrt{\Omega_k} h_{m,k}$, em que Ω_k e $h_{m,k}$ representam os **desvanecimentos de larga escala e de pequena escala**, respectivamente

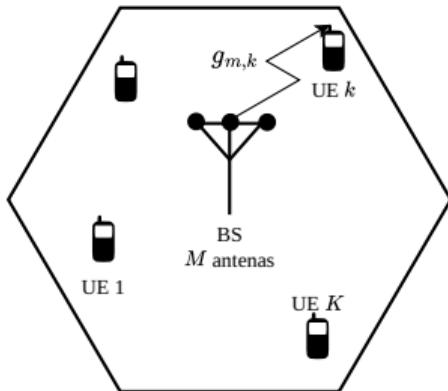


Figura 1: Modelo de MIMO massivo de célula única

Modelo de Sistema

Matriz do canal – $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times K}$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{1,1} & \cdots & g_{1,K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{M,1} & \cdots & g_{M,K} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\Omega_1} h_{1,1} & \cdots & \sqrt{\Omega_K} h_{1,K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\Omega_1} h_{M,1} & \cdots & \sqrt{\Omega_K} h_{M,K} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Sabendo que os coeficientes de larga escala Ω_k não dependem do índice da antena, a matriz do canal pode ser escrita como

$$\mathbf{G} = \mathbf{H} \boldsymbol{\Omega}^{1/2}, \quad (2)$$

em que $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ possui elementos $[\mathbf{H}]_{m,k} = h_{m,k}$, e $\boldsymbol{\Omega} \in \mathbb{R}^{K \times K}$ é uma matriz diagonal cujos elementos são $[\boldsymbol{\Omega}]_{k,k} = \Omega_k$. Os termos Ω_k representam as perdas de percurso e o sombreamento, enquanto os coeficientes $h_{m,k}$ correspondem ao desvanecimento em pequena escala. Assumimos ainda que os coeficientes de canal possuem envoltória Rayleigh e são independentes.

Transmissão de dados em *downlink*

- Na fase de **transmissão de dados em *downlink***, as M antenas da BS enviam simultaneamente informações para os usuários
- O modelo de **sinal recebido** é descrito por:

Modelo de sinal recebido

$$y_k = \sqrt{P_{\text{dl}}} \mathbf{g}_k^T \mathbf{x} + w_k, \quad (3)$$

em que P_{dl} é a potência de transmissão em *downlink*, $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ representa o vetor de canal entre a BS e o k -ésimo usuário, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ é o vetor de sinal transmitido pelo arranjo da BS, e $w_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ é o termo de ruído no respectivo UE. Assume-se ainda que $\mathbf{E}\{\|\mathbf{x}\|^2\} \leq 1$, de modo a limitar a potência total irradiada pelas antenas da BS.

Transmissão de dados em *downlink*

- Ao aplicar técnicas de **precodificação linear** no *downlink*, o sinal transmitido pelas M antenas da BS, \mathbf{x} , torna-se uma **combinação linear dos símbolos** destinados aos K usuários
- Em um dado instante de transmissão, o **símbolo destinado ao k -ésimo usuário** é denotado por q_k , assumindo-se uma constelação normalizada, isto é, $E\{|q_k|^2\} = 1$
- Nesse contexto, o **vetor de sinal após a precodificação linear** é expresso como

Vetor de sinal (precodificação linear)

$$\mathbf{x} = \sqrt{\alpha} \mathbf{A} \mathbf{q}, \quad (4)$$

em que $\mathbf{q} = [q_1, q_2, \dots, q_K]^T$, $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ representa a matriz de precodificação, e α é uma constante de normalização empregada para garantir que a restrição de potência $E\{\|\mathbf{x}\|^2\} \leq 1$ seja satisfeita.

Transmissão de dados em *downlink*

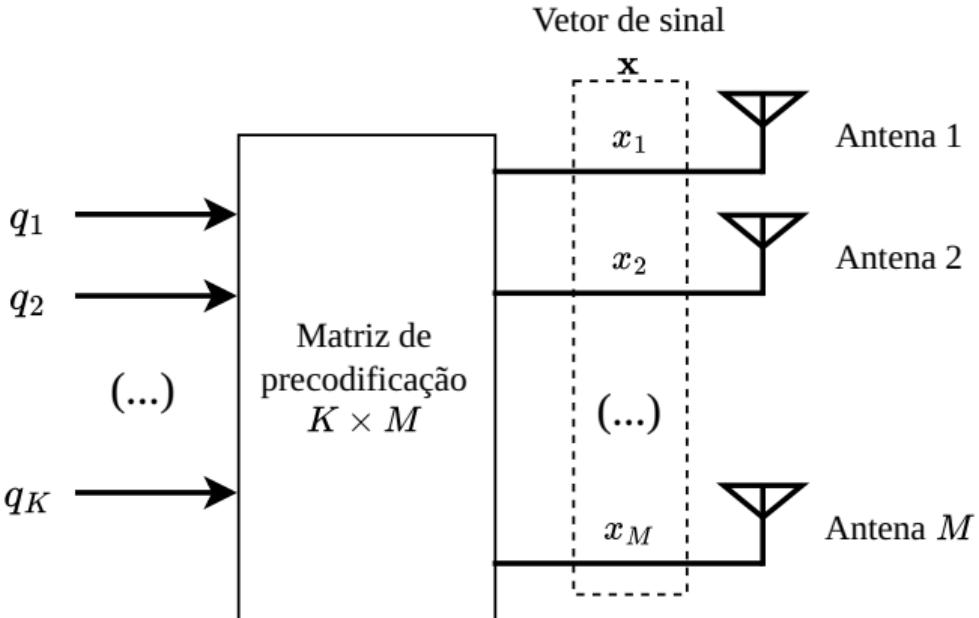


Figura 2: Diagrama de blocos da precodificação linear na BS.

Transmissão de dados em *downlink*

- Considerando a expressão do vetor de sinal \mathbf{x} , o **sinal recebido pelo k -ésimo usuário** é dado por

Modelo de sinal recebido

$$\begin{aligned}
 y_k &= \sqrt{P_{\text{dl}}} \mathbf{g}_k^T \mathbf{x} + w_k \\
 &= \sqrt{\alpha P_{\text{dl}}} \mathbf{g}_k^T \mathbf{A} \mathbf{q} + w_k \\
 &= \underbrace{\sqrt{\alpha P_{\text{dl}}} \mathbf{g}_k^T \mathbf{a}_k q_k}_{\text{Sinal desejado}} + \underbrace{\sqrt{\alpha P_{\text{dl}}} \sum_{k' \neq k}^K \mathbf{g}_k^T \mathbf{a}_{k'} q_{k'}}_{\text{Interferência}} + w_k,
 \end{aligned} \tag{5}$$

em que \mathbf{a}_k representa a k -ésima coluna da matriz \mathbf{A} . Dessa forma, observa-se que o sinal recebido consiste da soma entre o sinal desejado e a interferência multiusuário.

Transmissão de dados em *downlink*

- A relação sinal-ruído mais interferência (SINR) experimentada pelo k -ésimo usuário é expressa por:

SINR no k -ésimo usuário

$$\text{SINR}_k = \frac{\alpha P_{\text{dl}} \left| \mathbf{g}_k^T \mathbf{a}_k \right|^2}{\alpha P_{\text{dl}} \sum_{k' \neq k}^K \left| \mathbf{g}_k^T \mathbf{a}_{k'} \right|^2 + \sigma_w^2}. \quad (6)$$

Precodificadores Lineares

Precodificador *Maximum Ratio Transmission (MRT)*

$$\mathbf{A} = \mathbf{G}^*. \quad (7)$$

O precodificador MRT tem como objetivo maximizar a SNR em cada enlace, desconsiderando explicitamente a interferência multiusuário. Seu processamento é bastante simples: a BS utiliza a transposta conjugada da matriz de canal para gerar os vetores de transmissão e, em seguida, cada fluxo é tratado de forma independente. Contudo, por ignorar a interferência entre usuários, o MRT apresenta desempenho limitado em cenários onde a interferência é significativa.

Precodificadores Lineares

Precodificador *Zero Forcing* (ZF)

$$\mathbf{A} = \mathbf{G}^* (\mathbf{G}^T \mathbf{G}^*)^{-1}. \quad (8)$$

Este precodificador leva em conta a interferência entre usuários, mas desconsidera o efeito do ruído. No ZF, a interferência multiusuário é completamente eliminada ao projetar cada fluxo no complemento ortogonal dos demais usuários. O processamento de sinal é simples e o ZF apresenta bom desempenho em cenários onde a interferência é o fator limitante. No entanto, por ignorar o ruído, seu desempenho se deteriora em regimes de baixa SNR, tornando-o ineficaz em cenários dominados pelo ruído.

Precodificadores Lineares

Precodificador *Minimum Mean-Square Error* (MMSE)

$$\mathbf{A} = \mathbf{G}^* \left(\mathbf{G}^T \mathbf{G}^* + \frac{K}{P_{\text{dl}}} \mathbf{I}_K \right)^{-1}, \quad (9)$$

em que \mathbf{I}_K é a matriz identidade de dimensão $K \times K$. O precodificador MMSE busca um compromisso entre redução de interferência e robustez ao ruído, maximizando a SINR resultante. Dessa forma, entre os esquemas MMSE, ZF e MRC, o MMSE apresenta o melhor desempenho geral. Em regimes de SNR elevada, o ZF se aproxima do desempenho do MMSE, enquanto em baixas SNRs o MRC tende a um comportamento semelhante ao MMSE.

Propagação Favorável e Endurecimento do Canal

- Considere os vetores $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_N]^T$ e $\mathbf{q} = [q_1, q_2, \dots, q_N]^T$, mutuamente independentes, cujos elementos são variáveis aleatórias i.i.d. de média nula e variâncias $E\{|p_i|^2\} = \sigma_p^2$ e $E\{|q_i|^2\} = \sigma_q^2, \forall i = 1, \dots, n$

Resultado assintótico para vetores aleatórios grandes

De acordo com a lei dos grandes números, temos:

$$\frac{1}{n} \mathbf{p}^H \mathbf{p} \rightarrow \sigma_p^2 \quad \text{e} \quad \frac{1}{n} \mathbf{p}^H \mathbf{q} \rightarrow 0, \quad \text{quando } n \rightarrow \infty. \quad (10)$$

Esse resultado mostra que a norma de um vetor aleatório tende a um valor determinístico (σ_p^2) à medida que $n \rightarrow \infty$. Além disso, vetores aleatórios independentes tendem à ortogonalidade quando sua dimensão cresce indefinidamente.

Propagação Favorável e Endurecimento do Canal

- Aplicando o resultado anterior ao **cenário de MIMO massivo**, temos que:

Propagação Favorável e Endurecimento do Canal

Como consequência da lei dos grandes números, obtém-se que

$$\frac{1}{M} \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_k \rightarrow \Omega_k \text{ e } \frac{1}{M} \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_{k'} \rightarrow 0, \text{ quando } M \rightarrow \infty. \quad (11)$$

Esse resultado mostra que a norma do vetor de canal converge para o ganho de larga escala Ω_k à medida que $M \rightarrow \infty$. Além disso, vetores de canal distintos tornam-se assintoticamente ortogonais. Quando as relações em (11) são atendidas, diz-se que o sistema MIMO massivo opera sob condições de propagação favorável e de endurecimento de canal. Embora, na prática, o número de antenas não seja infinito, esse comportamento assintótico é bem aproximado quando a BS possui um grande número de antenas.



Redes *Cell-Free*

Redes Cell-Free

- A arquitetura de MIMO massivo vista anteriormente é **colocalizada**, ou seja, o conjunto de M antenas está **concentrado em uma única estação-base (BS)**
- O conceito de **Cell-free rompe esse paradigma** ao considerar uma **rede distribuída** para atender os usuários
- No Cell-free, um **grande número de antenas de serviço**, chamadas **pontos de acesso** (Access Points – APs), atende um número menor de usuários distribuídos ao longo de uma **grande área**
- Todos os **APs cooperam de forma síncrona** para servir todos os usuários, utilizando os **mesmos recursos de tempo-frequência por meio de operação TDD**
- Nesse sistema **não há limites celulares**, razão pela qual ele é denominado **Cell-free**

Redes Cell-Free

- O Cell-free combina as **vantagens do MIMO distribuído e do MIMO massivo colocalizado**
- Devido à distribuição massiva de antenas, há **grande probabilidade de os usuários estarem próximos de um AP**, o que aumenta significativamente a **probabilidade de cobertura**
- A **precodificação por conjugate beamforming** é aplicada tanto no *uplink* quanto no *downlink*
- No Cell-free, uma **unidade de processamento central** (CPU) troca informações de dados com os APs
- **Não há troca de CSI instantâneo entre os APs**, e os canais são estimados por meio de **transmissão de pilotos**
- As **estimativas de canal** são usadas para **precodificar os símbolos transmitidos**

Modelo de Sistema

- Considere um sistema *Cell-free* com M APs e K usuários, onde $M \gg K$
- Os **APs e os UEs possuem uma única antena** e estão **distribuídos aleatoriamente em uma ampla região**
- Vamos assumir que a região de estudo tem uma **área** denotada por $A_{\text{re}} = L_x \times L_y$
- Todos os **APs são conectados à CPU**
- Assume-se que todos os M APs atendem aos K usuários utilizando os **mesmos recursos de tempo e frequência**

Canal entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE

$$g_{m,k} = \sqrt{\Omega_{m,k}} h_{m,k} = \sqrt{\Omega_{m,k}} \beta_{m,k} e^{j\varphi_{m,k}}, \quad (12)$$

em que $h_{m,k} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ representa o desvanecimento em pequena escala, com envoltória $\beta_{m,k}$ Rayleigh, e $\Omega_{m,k}$ representa o desvanecimento em larga escala. Assume-se que as variáveis $h_{m,k}$ são mutuamente independentes.

Modelo de Sistema

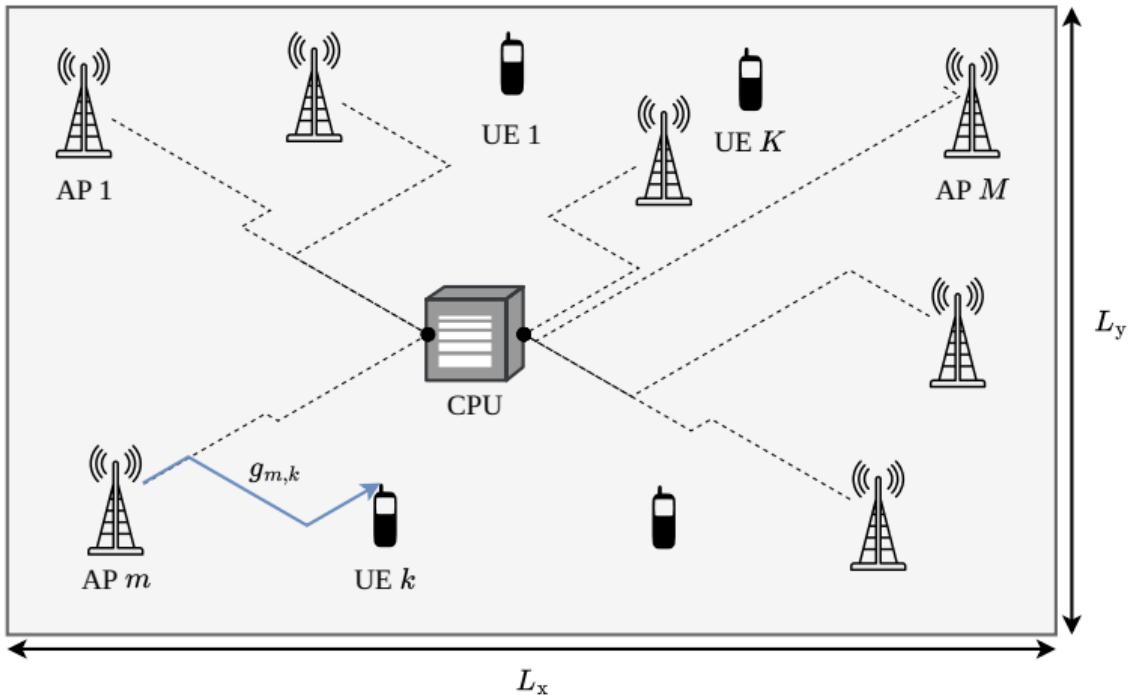


Figura 3: Modelo de sistema do Cell-free.

Modelo de Sistema

- Cada **intervalo de coerência** é dividido em **duas fases**: treinamento e transmissão de dados em *downlink*
- Na fase de treinamento, os usuários **transmitem sequências piloto** para os APs e cada AP estima os canais de todos os K usuários
- As **estimativas de canal são utilizadas para a precodificação** dos sinais transmitidos em *downlink*
- Aplica-se uma **precodificação por conjugate beamforming** nos dados em *downlink*

Modelo de Sistema

- Vamos assumir que **todos os canais** estão sujeitos aos mesmos valores de **tempo e banda de coerência**, denotados por T_c e B_c
- O **número de usos de canal** possíveis dentro de um intervalo de coerência é dado por $\tau_c = T_c B_c$
- Assim, τ_c representa o **número de amostras ou símbolos** que podem ser transmitidos dentro de um intervalo de coerência
- Neste contexto, o **bloco TDD**, com um total de τ_c amostras, é dividido em **duas fases**: estimativa e transmissão de dados:
 - Fase de estimativa com τ_{cf} amostras
 - Fase de transmissão de dados com $\tau_{dl} = \tau_c - \tau_{cf}$ amostras
- Assume-se que os **coeficientes de canal** são **constantes durante um bloco de coerência**

Fase de Estimação

- Durante a fase de estimação, todos os K usuários transmitem simultaneamente sequências piloto de comprimento τ_{cf} amostras para os APs
- A sequência piloto transmitida pelo k -ésimo usuário é dada por $\sqrt{\tau_{\text{cf}}} \varphi_k \in \mathbb{C}^{\tau_{\text{cf}} \times 1}$, em que $\|\varphi_k\|^2 = 1$

Sinal recebido no m -ésimo AP

$$\mathbf{y}_{\text{p},m} = \sqrt{\tau_{\text{cf}} P_{\text{p}}} \sum_{k=1}^K g_{m,k} \varphi_k + \mathbf{w}_{\text{p},m}, \quad (13)$$

em que P_{p} é a potência transmitida na fase de estimação e $\mathbf{w}_{\text{p},m}$ é o vetor de ruído, cujos elementos seguem distribuição $\mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$

Fase de Estimação

- Com base no vetor piloto recebido ($\mathbf{y}_{\text{p},m}$), o m -ésimo AP estima o canal $g_{m,k}$ para todos os usuários ($k = 1, \dots, K$)
- Para isso, é utilizada a projeção de $\mathbf{y}_{\text{p},m}$ na sequência piloto φ_k :

Projeção de $\mathbf{y}_{\text{p},m}$ em φ_k

$$\begin{aligned} \check{y}_{\text{p};m,k} &= \varphi_k^H \mathbf{y}_{\text{p},m} \\ &= \underbrace{\sqrt{\tau_{\text{cf}} P_{\text{p}}} g_{m,k}}_{\text{Canal}} + \underbrace{\sqrt{\tau_{\text{cf}} P_{\text{p}}} \sum_{k' \neq k}^K g_{m,k'} \varphi_k^H \varphi_{k'}}_{\text{Contaminação Piloto}} + \underbrace{\varphi_k^H \mathbf{w}_{\text{p},m}}_{\text{Ruído}}. \end{aligned} \quad (14)$$

Note que $\check{y}_{\text{p};m,k}$ é um escalar

- A partir de $\check{y}_{\text{p};m,k}$, o m -ésimo AP estima o canal do k -ésimo usuário ($g_{m,k}$)
- O que ocorre com a expressão (33) caso as sequências piloto de usuários diferentes sejam ortogonais?

Fase de Estimação

- Os APs realizam uma estimativa por minimização do erro quadrático médio (MMSE) utilizando $\check{y}_{\text{p};m,k}$

Canal estimado (MMSE)

$$\hat{g}_{m,k} = \frac{\mathbf{E}\{\check{y}_{\text{p};m,k}^* g_{m,k}\}}{\mathbf{E}\{|\check{y}_{\text{p};m,k}|^2\}} \check{y}_{\text{p};m,k} = c_{m,k} \check{y}_{\text{p};m,k}, \quad (15)$$

em que

$$c_{m,k} = \frac{\sqrt{\tau_{\text{cf}} P_{\text{p}}} \Omega_{m,k}}{\tau_{\text{cf}} P_{\text{p}} \sum_{k'=1}^K \Omega_{m,k'} \left| \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_{k'} \right|^2 + \sigma_w^2}. \quad (16)$$

- O que ocorre com a expressão (35) se as sequências piloto de usuários diferentes forem ortogonais?

Fase de Estimação

- Se $\tau_{cf} \geq K$, é possível alocar K vetores piloto **mutuamente ortogonais**
- Nessa condição, a **contaminação piloto é completamente eliminada**, pois $\varphi_k^H \varphi_{k'} = 0, \forall k \neq k'$
- Contudo, o valor de τ_{cf} é limitado pela **coerência do canal** e, portanto, **nem sempre é possível alocar sequências piloto ortogonais** para todos os usuários
- Quando não há dimensão suficiente para pilotos ortogonais, o sistema opera sob **reuso de pilotos**, em que diferentes usuários utilizam a mesma sequência piloto na fase de estimação

Fase de Transmissão de Dados (*Downlink*)

Sinal transmitido pelo m -ésimo AP

Os APs utilizam os canais estimados com a precodificação *conjugate beam-forming* para transmitir sinais para os K usuários. O sinal transmitido pelo m -ésimo AP é expresso por

$$x_m = \sqrt{P_d} \sum_{k=1}^K \sqrt{\eta_{m,k}} \hat{g}_{m,k}^* q_k, \quad (17)$$

em que P_d é a potência de transmissão em *downlink*, q_k é o símbolo destinado ao k -ésimo usuário, com $\mathbf{E}\{|q_k|^2\} = 1$, e $\eta_{m,k}$ são os coeficientes de controle de potência, determinados de forma a satisfazer

$$\mathbf{E}\{|x_m|^2\} \leq P_d \text{ ou } \sum_{k=1}^K \eta_{m,k} \gamma_{m,k} \leq 1, \quad (18)$$

em que $\gamma_{m,k} = \mathbf{E}\{|\hat{g}_{m,k}|^2\} = \sqrt{P_d \tau_{\text{cf}}} \Omega_{m,k} c_{m,k}$.

Fase de Transmissão de Dados (*Downlink*)

Sinal recebido pelo k -ésimo UE

O sinal recebido pelo k -ésimo usuário é dado por

$$\begin{aligned}
 r_{d,k} &= \sum_{m=1}^M g_{m,k} x_m + w_{d,k} \\
 &= \sqrt{P_d} \sum_{m=1}^M \sum_{k'=1}^K \sqrt{\eta_{m,k}} g_{m,k} \hat{g}_{m,k}^* q_{k'} + w_{d,k} \\
 &= \underbrace{\sqrt{P_d} \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{m,k}} g_{m,k} \hat{g}_{m,k}^* q_k}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sqrt{P_d} \sum_{m=1}^M \sum_{k' \neq k}^K \sqrt{\eta_{m,k'}} g_{m,k} \hat{g}_{m,k'}^* q_{k'}}_{\text{Interferência Multusuário}} + w_{d,k},
 \end{aligned} \tag{19}$$

em que $w_{d,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ é o ruído no k -ésimo UE.

Fase de Transmissão de Dados (Downlink)

- Vamos analisar o **desempenho do Cell-free** em termos da SINR sob **duas condições**:
 - O usuário conhece as realizações do canal durante a decodificação
 - O usuário conhece apenas as estatísticas do canal durante a decodificação
- Vimos que, quando o **usuário possui conhecimento do canal**, ele **equaliza a constelação de referência na detecção** e o símbolo recebido é obtido por

$$\hat{\mathbf{q}} = \underset{\mathbf{s}_i}{\operatorname{argmin}} \| \mathbf{r} - C \mathbf{q}_i \|^2, \quad (20)$$

em que C representa um termo qualquer do canal

- Nesse caso, o **usuário consegue compensar o canal e não há perda adicional decorrente de incerteza na detecção**

Fase de Transmissão de Dados (Downlink)

- Entretanto, quando o **usuário só conhece as estatísticas** de C , a minimização de distância com equalização não pode ser feita, dado que **não se conhece o valor exato de C na detecção**
- O que se pode fazer é **utilizar as estatísticas de C na detecção**
- Nesta situação, **parte da potência de sinal se perde como incerteza do canal**
- A **SNR ou SINR são necessariamente menores** do que no caso perfeito

SINR no k -ésimo usuário com conhecimento instantâneo do canal

A SINR experimentada pelo k -ésimo usuário quando este possui conhecimento perfeito do canal instantâneo é expressa por

$$\text{SINR}_k = \frac{P_d \left| \sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{m,k}} g_{m,k} \hat{g}_{m,k}^* \right|^2}{P_d \sum_{m=1}^M \left| \sum_{k' \neq k}^K \sqrt{\eta_{m,k'}} g_{m,k'} \hat{g}_{m,k'}^* \right|^2 + \sigma_w^2}. \quad (21)$$

SINR no k -ésimo usuário com conhecimento estatístico do canal

A SINR experimentada pelo k -ésimo usuário quando este possui conhecimento estatístico do canal é expressa por

$$\text{SINR}_k =$$

$$\frac{P_d \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{m,k}} \gamma_{m,k} \right)^2}{P_d \sum_{k' \neq k}^K \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{m,k'}} \gamma_{m,k'} \frac{\Omega_{m,k}}{\Omega_{m,k'}} \right)^2 \left| \varphi_{k'}^H \varphi_k \right|^2 + P_d \sum_{k'=1}^K \sum_{m=1}^M \eta_{m,k'} \gamma_{m,k'} \Omega_{m,k} + \sigma_w^2}. \quad (22)$$

Taxa Alcançável

- A **capacidade de Shannon** é a **taxa máxima teórica** (em bit/s/Hz) que pode ser transmitida com **erro arbitrariamente pequeno assumindo:**
 - Conhecimento perfeito do canal
 - Codificação ótima
 - Ausência de limitações práticas
 - Processamento ótimo com cancelamento perfeito de interferência
- A **taxa alcançável** é a **taxa garantida por um sistema realista**, considerando modelos práticos de:
 - Estimativa imperfeita do canal
 - Interferência residual entre usuários
 - Precodificação ou detecção subótima
 - Conhecimento estatístico do canal

Taxa Alcançável

- Para calcular a taxa alcançável nos cenários que estamos considerando, utilizamos:

Taxa alcançável (usuário com conhecimento instantâneo do canal)

$$R_k = \mathbb{E} \{ \log_2(1 + \text{SINR}_k) \}, \quad (23)$$

em que a SINR é calculada de acordo com a expressão (21). Neste caso, a média é obtida em múltiplos usos do canal.

Taxa alcançável (usuário com conhecimento estatístico do canal)

$$R_k = \log_2(1 + \text{SINR}_k), \quad (24)$$

em que a SINR é calculada de acordo com a expressão (22).



Simulação das Redes *Cell-free*

Parâmetros Básicos

- Primeiramente, devemos definir alguns **parâmetros básicos** para realizar a simulação:
 - **Frequência da portadora** - f_c : 3.0 GHz
 - **Largura de banda** - B_w : 20 MHz
 - **Figura de ruído** - F_n : 9 dB ou 8 (linear)
 - **Altura dos APs** - h_{AP} : 15 m
 - **Alturas dos UEs** - h_{UE} : 1.65 m
 - **Temperatura local** - T : 296.15 K
 - **Tamanho da área** - L_x, L_y : 1000 m × 1000 m

Potência do ruído - σ_w^2

$$\sigma_w^2 = k_0 T B_w F_n, \quad (25)$$

em que $k_0 = 1.381 \times 10^{-23}$ J/K é a constante de Boltzmann.

Distribuição dos APs e dos UEs

Distribuição dos APs e UEs

A posição do m -ésimo AP é descrita por

$$\mathbf{p}_{AP,m} = [x_{AP,m}, y_{AP,m}, h_{AP}]^T, \quad (26)$$

em que $x_{AP,m}$ é uma variável aleatória uniforme no intervalo $[-L_x/2, L_x/2]$ e $y_{AP,m}$ é uma variável aleatória uniforme no intervalo $[-L_y/2, L_y/2]$. Assim, devem ser gerados M vetores aleatórios $\mathbf{p}_{AP,m}$ para definir todas as posições dos APs.

A posição do k -ésimo usuário é descrita por

$$\mathbf{p}_{UE,k} = [x_{UE,k}, y_{UE,k}, h_{UE}]^T, \quad (27)$$

em que $x_{UE,k}$ é uma variável aleatória uniforme no intervalo $[-L_x/2, L_x/2]$ e $y_{UE,k}$ é uma variável aleatória uniforme no intervalo $[-L_y/2, L_y/2]$. Assim, devem ser gerados K vetores aleatórios $\mathbf{p}_{UE,k}$ para definir todas as posições dos UEs.

Distribuição dos APs e dos UEs

Distâncias entre os APs e os UEs

A distância entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE é dada por

$$d_{m,k} = \|\mathbf{p}_{\text{AP},m} - \mathbf{p}_{\text{UE},k}\|. \quad (28)$$

Em cada passo de simulação, ao considerar todos os enlaces, obtém-se $M \times K$ valores de distância.

Coeficientes de Canal

Desvanecimento em Larga Escala

Para determinar o desvanecimento em larga escala, aplicamos o modelo *Close-In Free-Space* (CI) com termo de sombreamento. Assim, $\Omega_{m,k}$, expresso em dB, é dado por

$$\Omega_{\text{dB};m,k} = \text{PL}_{\text{FS}}(1 \text{ m}, f_c) + 28 \log_{10}(d_{m,k}) + \chi_{\text{sf}}, \quad (29)$$

em que $\text{PL}_{\text{FS}}(1 \text{ m}, f_c)$ representa as perdas em espaço livre a 1 m na frequência da portadora f_c , e χ_{sf} é uma variável aleatória Gaussiana de média zero e desvio padrão de 8 dB. A conversão para escala linear é dada por

$$\Omega_{m,k} = 10^{\frac{\Omega_{\text{dB};m,k}}{10}}. \quad (30)$$

Note que o cálculo de $\Omega_{m,k}$ depende diretamente das distâncias $d_{m,k}$.

Coeficientes de Canal

Desvanecimento em Pequena Escala

Vamos assumir que o canal está sujeito ao desvanecimento Rayleigh. Logo, o termo de desvanecimento de pequena escala entre o m -ésimo AP e o k -ésimo usuário é calculado por

$$h_{m,k} = h_{l;m,k} + j h_{Q;m,k}, \quad (31)$$

em que $h_{l;m,k} \sim \mathcal{N}(0, 1/2)$ e $h_{Q;m,k} \sim \mathcal{N}(0, 1/2)$. Deve-se gerar $M \times K$ termos $h_{m,k}$, contemplando todos os canais individuais.

Coeficientes de Canal

A partir da geração de $\Omega_{m,k}$ e $h_{m,k}$, os coeficientes de canal em todos os enlaces são determinados por

$$g_{m,k} = \sqrt{\Omega_{m,k}} h_{m,k}. \quad (32)$$

Pode-se representar todos os coeficientes na a matriz de canal $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times K}$.

Estimação do Canal

- Em nossas simulações, vamos assumir que o bloco de coerência é grande o suficiente para que $\tau_{\text{cf}} \geq K$ seja satisfeito
- Nestas condições, é possível alocar sequências piloto mutuamente ortogonais entre os usuários
- Logo, $\varphi_k^H \varphi_{k'} = 0, \forall k \neq k'$ e os termos de contaminação piloto são eliminados das expressões

Estimação do Canal

Projeção de $\mathbf{y}_{\text{p},m}$ em φ_k

Eliminando o termo de contaminação piloto, temos que o sinal de projeção é expresso por

$$\begin{aligned}
 \check{y}_{\text{p};m,k} &= \varphi_k^H \mathbf{y}_{\text{p},m} \\
 &= \underbrace{\sqrt{\tau_{\text{cf}} P_{\text{p}}} g_{m,k}}_{\text{Canal}} + \underbrace{\varphi_k^H \mathbf{w}_{\text{p},m}}_{\text{Ruído}} \\
 &= \sqrt{\tau_{\text{cf}} P_{\text{p}}} g_{m,k} + v_{m,k},
 \end{aligned} \tag{33}$$

em que $v_{m,k} = \varphi_k^H \mathbf{w}_{\text{p},m} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ é o ruído equivalente.

Fase de Estimação

Canal estimado (MMSE)

Eliminando o termo de contaminação piloto, o canal estimado é calculado por

$$\hat{g}_{m,k} = c_{m,k} \check{y}_{p;m,k}, \quad (34)$$

em que

$$c_{m,k} = \frac{\sqrt{\tau_{\text{cf}} P_p} \Omega_{m,k}}{\tau_{\text{cf}} P_p \Omega_{m,k} + \sigma_w^2}. \quad (35)$$

A partir da expressão acima, podemos calcular todos $M \times K$ valores de canal estimado.

Fase de Transmissão de Dados (Downlink)

- Para facilitar a análise, vamos assumir que os APs transmitem com potência total e uniformemente para todos os usuários

Coeficientes de controle de potência

Assumindo transmissão com potência máxima e uniforme para todos os usuários, os coeficientes de controle de potência do m -ésimo AP é calculado por

$$\eta_{m,k} = \left(\sum_{k'=1}^K \gamma_{m,k'} \right)^{-1} = \eta_m, \forall k = 1, \dots, K \quad (36)$$

em que $\gamma_{m,k} = \mathbf{E}\{|\hat{g}_{m,k}|^2\} = \sqrt{P_d \tau_{\text{cf}}} \Omega_{m,k} c_{m,k}$.

Fase de Transmissão de Dados (Downlink)

- Considerando todos os parâmetros calculados, somos capazes de calcular as SINRs do Cell-free utilizando as Eqs. (21) e (22)
- Lembrando que estamos assumindo **pilotos ortogonais**, logo a SINR em (22), para o caso de conhecimento estatístico do canal, é reduzida para

$$\text{SINR}_k = \frac{P_d \left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\eta_{m,k}} \gamma_{m,k} \right)^2}{P_d \sum_{k'=1}^K \sum_{m=1}^M \eta_{m,k'} \gamma_{m,k'} \Omega_{m,k} + \sigma_w^2}. \quad (37)$$

Fase de Transmissão de Dados (Downlink)

- Utilizaremos **dois loops Monte Carlo** nesta simulação
- O **loop interno** representa a **variação instantânea dos coeficientes de pequena escala** em diferentes blocos de coerência
- Neste caso, **somente os parâmetros de pequena escala (e suas dependências) variam**
- Em cada passo desse *loop*, os **coeficientes de pequena escala $h_{m,k}$ são gerados novamente**, mantendo as posições dos APs e UEs fixas
- Com isso, $\Omega_{m,k}$ não precisa ser calculado novamente
- No **loop externo, novas posições serão geradas** e, com isso, os **parâmetros de larga escala devem ser recalculados**
- Serão considerados $N_{bc} = 100$ blocos de coerência, com $N_{cf} = 300$ redes diferentes

Fase de Transmissão de Dados (Downlink)

- Para calcular a **taxa alcançável com conhecimento instantâneo do canal**, devemos **calcular a média considerando as N_{bc} amostras geradas ao longo dos múltiplos blocos de coerência**
- Ao longo das simulações, **devemos armazenar os valores calculados de SINR e taxa alcançável** para plotar suas CDFs

Resultados Numéricos

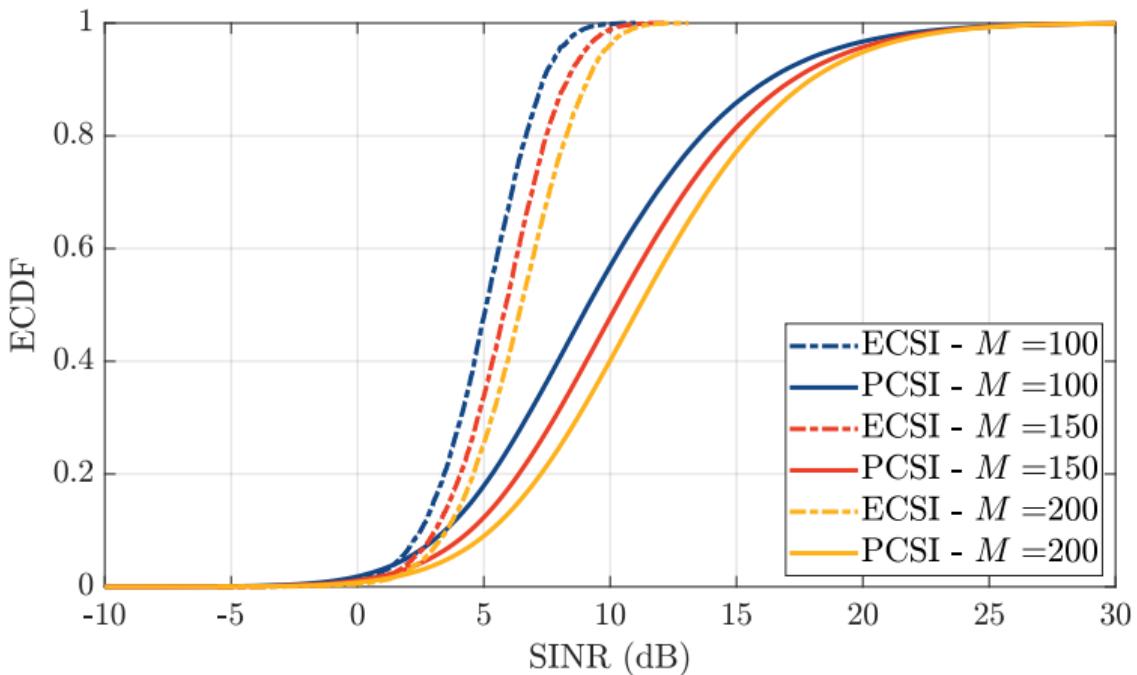


Figura 4: CDFs empíricas da SINR considerando diferentes valores do número de APs na rede.

Resultados Numéricos

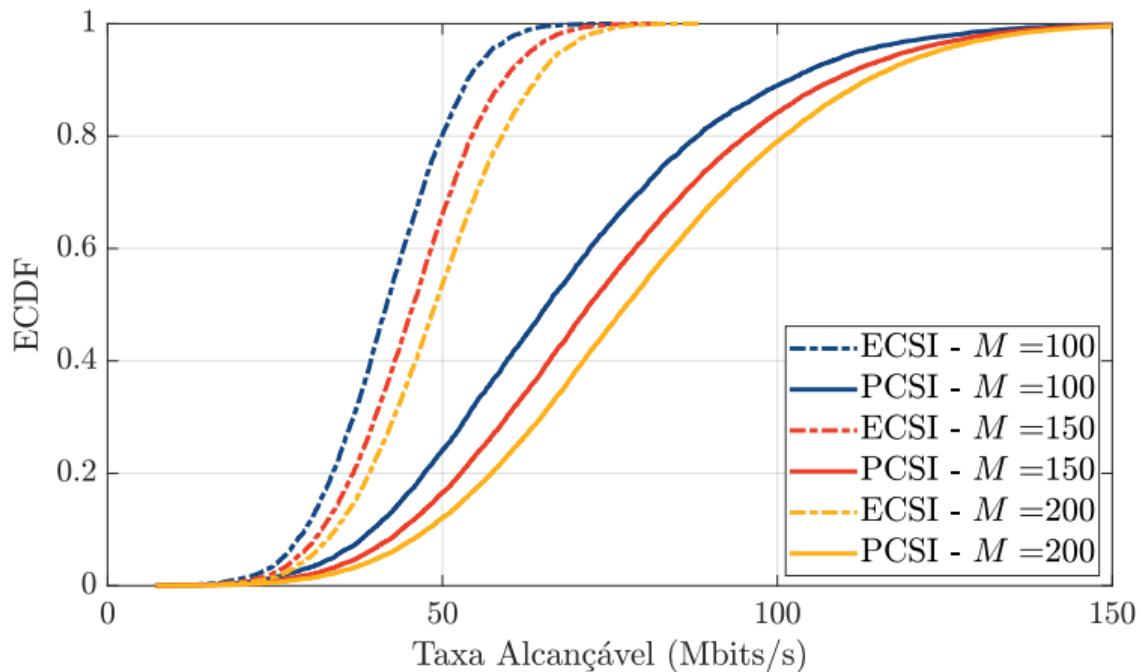


Figura 5: CDFs empíricas da taxa alcançável considerando diferentes valores do número de APs na rede.

Resultados Numéricos

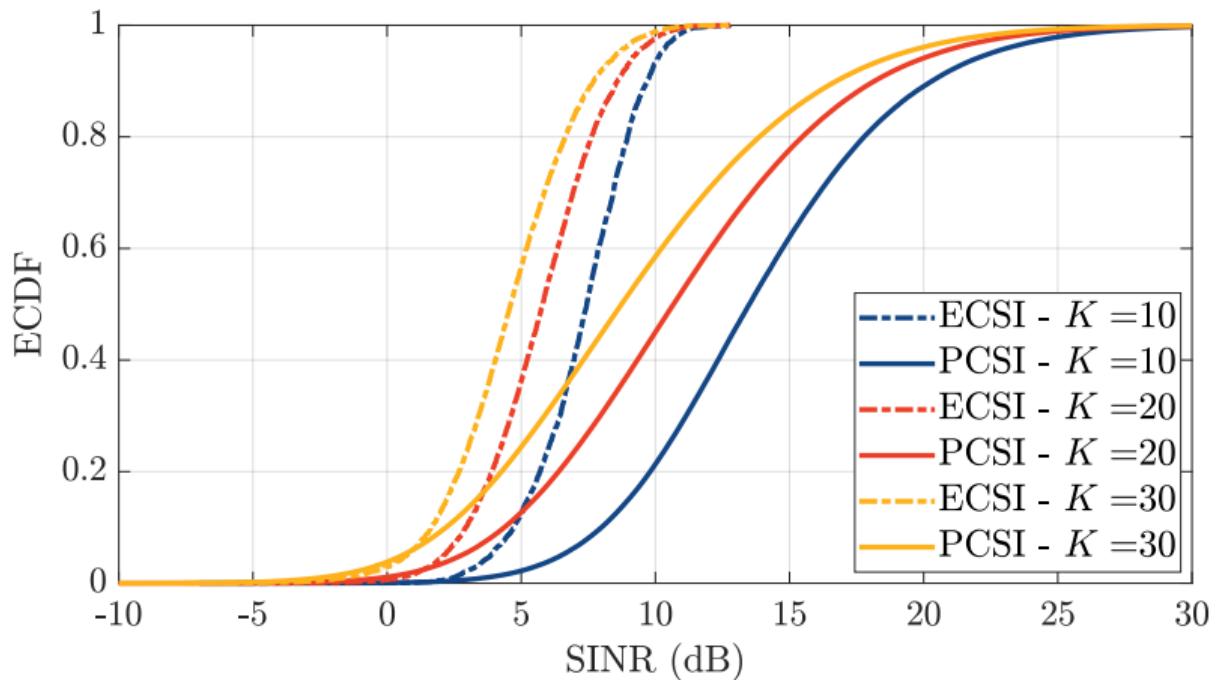


Figura 6: CDFs empíricas da SINR considerando diferentes valores do número de UEs na rede.

Resultados Numéricos

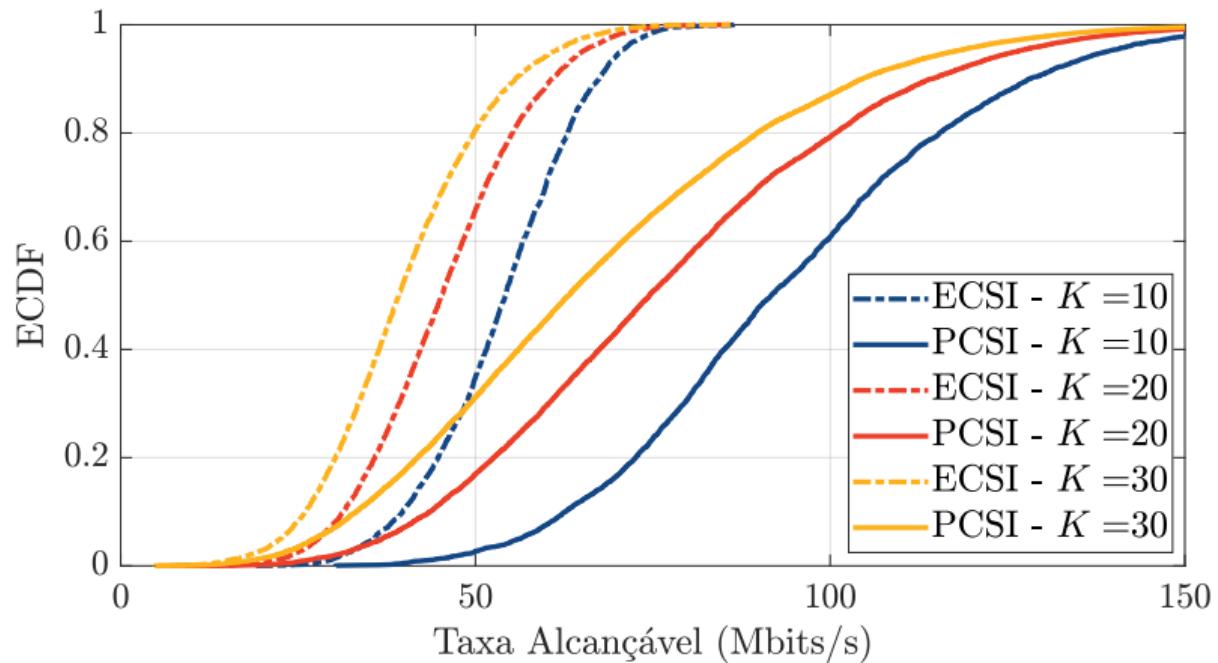


Figura 7: CDFs empíricas da taxa alcançável considerando diferentes valores do número de UEs na rede.

Comunicações Móveis

Redes *Cell-Free*

Prof: Higo Thaian Pereira da Silva¹
higo.silva@unb.br

¹Universidade de Brasília
UnB

1 de dezembro de 2025



Universidade de Brasília