

Simulação de um sistema 5G NR em mmWave utilizando um modelo de propagação estatístico 3-D

Luiz Fernando Nunes Veríssimo e Claudio José Bordin Jr.

Resumo—Avalia-se neste artigo o desempenho de um sistema 5G NR operando ondas milimétricas (mmWave) na banda de 28GHz num ambiente urbano com propagação em multipercurso simulada de acordo com o modelo estatístico proposto por Samimi *et al.* O cenário simulado implementa um modelo MIMO massivo e opera em TDD (*time-division duplexing*). As simulações empregam pré-equalizadores lineares, sendo considerados casos com interferência intercelular e parâmetros de canal estimados. Resultados de simulações mostram que a interferência intercelular é o principal fator limitante de desempenho em tais sistemas.

Palavras-Chave—5G NR, Pré-codificação, Formatação de Feixe, Modelos de Propagação.

Abstract—In this paper, we evaluate the performance of a 5G NR system operating in millimeter waves (mmWave) around 28GHz in an urban environment with multipath propagation simulated according to the statistical model proposed by Samimi *et al.* The simulated scenario deploys a massive MIMO model and operates in TDD (*time-division duplexing*). Simulations employ linear pre-equalizers and consider cases with inter-cell interference and estimated channel parameters. Simulation results indicate that inter-cell interference is the main limitation factor for the performance of such systems.

Keywords—5G NR, Precoding, Beamforming, Propagation Models.

I. INTRODUÇÃO

O recém-proposto sistema 5G NR tem como objetivo, entre outros, prover taxas de dados da ordem de 1 Gbps por usuário. Para tanto, faz-se uso de modulações de ordem elevada (até 256 QAM), divisão espacial entre usuários através de técnicas de formatação de feixe, empregando arranjos com múltiplas antenas, e fatias largas de espectro (até 400MHz), somente disponíveis atualmente em frequências acima de 6GHz. O uso de tais frequências gera desafios relacionados às elevadas atenuações observadas em situações de propagação sem visada direta ou sob intempéries [1].

Neste trabalho, avalia-se o desempenho do *downlink*, i.e., o enlace da estação base (BS - *base station*) para o equipamento de usuário (UE - *user equipment*), de um sistema 5G NR operando na faixa de 28GHz. As simulações contemplam múltiplas células, sendo os canais de propagação obtidos de acordo com o modelo estatístico proposto em [1]. Apesar de se tratar de tema bastante em voga, este trabalho inova em relação a trabalhos semelhantes, e.g., [2], [3], ao considerar os efeitos do uso de parâmetros de canal inexatos na formatação de feixes e de avaliar os efeitos de interferências intercelulares.

Luiz Fernando Nunes Veríssimo e Claudio José Bordin Jr., Universidade Federal do ABC, Santo André - SP, E-mails: luiz.verissimo@aluno.ufabc.edu.br, claudio.bordin@ufabc.edu.br. O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

O conteúdo a seguir está organizado da seguinte forma: na Seção II descrevem-se o modelo de propagação e o modelo de sinal considerados neste trabalho. Na Seção III, por sua vez, apresentam-se os métodos utilizados para o cálculo das matrizes de formatação de feixe. Em seguida, as configurações das simulações e seus resultados são detalhados na Seção IV. Finalmente, as conclusões do trabalho se encontram na Seção V.

II. SISTEMAS 5G NR

Os sistemas 5G NR [4] utilizam modulação OFDM [5] tanto com *uplink*, i.e., na transmissão para a BS, como no *downlink*. A multiplexação dos sinais dos diversos usuários se dá no domínio do tempo e das subportadoras: para cada usuário, são alocados blocos de recursos (*resource blocks*) [4], que consistem de um bloco de subportadoras contíguas, ocupados durante um ou mais símbolos OFDM. A duplexação em sistemas 5G NR pode se dar no domínio da frequência (FDD - *frequency-division duplexing*) ou do tempo (TDD - *time-division duplexing*).

Neste trabalho, considera-se um sistema 5G NR operando na faixa de 28GHz em TDD com N_{BS} antenas na BS e N_{UE} antenas em cada UE. O modelamento do canal de propagação é descrito na Seção II-A e o do sinal recebido na Seção II-B.

A. Modelo de Propagação em Ondas Milimétricas

Neste trabalho, adotou-se o modelo estatístico de [1] para a caracterização de canais de propagação. Este modelo caracteriza canais para sistemas celulares em ambientes urbanos operando com e sem visada direta nas bandas de 28 e 73GHz, tendo sido obtido através do ajuste de medidas empíricas realizadas na cidade de Nova Iorque utilizando conjuntos de antenas direcionais.

O modelo de [1] representa o canal de propagação como uma sobreposição de ondas planas, que dá origem a uma resposta ao impulso espaço-temporal da forma

$$h_{omni}(t, \vec{\Theta}, \vec{\Phi}) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_n} a_{m,n} e^{j\varphi_{m,n}} \cdot \delta(t - \tau_{m,n}) \cdot \delta(\vec{\Theta} - \vec{\Theta}_{m,n}) \cdot \delta(\vec{\Phi} - \vec{\Phi}_{m,n}), \quad (1)$$

em que t denota o tempo de propagação, $\vec{\Theta}$ e $\vec{\Phi}$ são vetores que contêm os ângulos de azimute e elevação de partida (AODs) e de chegada (AOAs) das frentes de onda, respectivamente, e $\delta(t)$ representa o delta de Dirac.

O número total de raios é NM_n , em que N representa o número de *time clusters*, cada um dos quais agrupa M_n *cluster*

subpaths, que consistem de raios com tempos de propagação semelhantes.

Cada um dos raios é caracterizado pelos parâmetros de magnitude $a_{m,n}$, fase $\varphi_{m,n}$, atraso $\tau_{m,n}$ e pelos ângulos de partida $\vec{\Theta}_{m,n}$ e chegada $\vec{\Phi}_{m,n}$. Na sistemática adotada em [1], essas variáveis foram modeladas como aleatórias e os parâmetros das suas distribuições foram ajustados empiricamente de acordo com o cenário de propagação considerado. Por exemplo, os parâmetros N e M_n são dotados de distribuições uniformes discretas e $\tau_{m,n}$ de distribuição exponencial. Para mais detalhes, convida-se o leitor a consultar [1].

Supondo que a i -ésima antena da BS tenha o ganho descrito pela função $g_{BS}(\vec{\Theta} - \vec{\Theta}^i)$ e a j -ésima antena do UE de índice u pela função $g_{UE}^u(\vec{\Phi} - \vec{\Phi}^{j,u})$, em que os vetores $\vec{\Theta}^i$ e $\vec{\Phi}^{j,u}$ contêm os ângulos de apontamento das respectivas antenas, o modelo da Eq. 1 resulta na resposta ao impulso temporal para o canal de *downlink* dada por

$$h^{i,j,u}(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_n} h_{n,m}^{i,j,u} \delta(t - \tau_{m,n}), \quad (2)$$

em que $h_{n,m}^{i,j,u} \triangleq a_{m,n} e^{j\varphi_{m,n}} \cdot g_{BS}(\vec{\Theta}^i - \vec{\Theta}_{m,n}) \cdot g_{UE}^u(\vec{\Phi}^{j,u} - \vec{\Phi}_{m,n})$.

Observe que, como consequência do princípio da reciprocidade [6] e do uso de TDD, ou seja, os sinais em ambas as direções trefegam pela mesma banda, o canal do *uplink* tem resposta ao impulso idêntica ao do *downlink*.

B. Sistema MIMO OFDM

Um receptor OFDM pode ser implementado filtrando-se o sinal recebido por cada antena, em banda-base, através de um filtro passa-baixas e amostrando-se o sinal resultante na taxa de Nyquist [7]. Supondo que o UE esteja perfeitamente sincronizado com a BS, i.e., que a portadora de rádio-frequência seja regenerada perfeitamente e que a amostragem no UE ocorra exatamente na mesma taxa em que as amostras são geradas na BS, pode-se determinar a partir de (2) a resposta equivalente em tempo discreto [8]

$$\begin{aligned} h^{i,j,u}[l] &\triangleq [h^{i,j,u}(t) \otimes g(t)]_{t=lT_s} \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_n} h_{n,m}^{i,j,u} g(lT_s - \tau_{m,n}^u), \end{aligned} \quad (3)$$

em que T_s é o período de amostragem, \otimes a operação de convolução em tempo contínuo e $g(\cdot)$ é a resposta ao impulso combinada dos filtros passa-baixas analógicos de transmissão e recepção. Observe que, no modelo equivalente em tempo discreto, o número de termos não-nulos da resposta do canal $h^{i,j,u}[l]$ depende da duração de $g(\cdot)$, e não só do máximo atraso dos raios.

Reunindo-se as amostras do sinal recebido no instante l por cada antena do UE de índice u no vetor $\mathbf{r}^u[l]$, pode-se escrever

$$\mathbf{r}^u[l] = \left\{ \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \mathbf{H}^u[l'] \mathbf{s}[l-l'] \right\} + \mathbf{w}^u[l] + \mathbf{v}^u[l], \quad (4)$$

em que $\mathbf{r}^u[l] \triangleq [r^{1,u}[l] \dots r^{N_{UE},u}[l]]^T$, $\mathbf{H}^u[m] \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{BS}}$ é uma sequência de matrizes cujo elemento de índices j, i é dado por $h^{i,j,u}[l]$, $\mathbf{s}[l] \triangleq [s^1[l] \dots s^{N_{BS}}[l]]^T$ as amostras transmitidas pela BS, $\mathbf{w}^u[l]$ representa a contribuição do ruído aditivo, modelada¹ como um vetor aleatório Gaussiano complexo circular de média nula, tal que $E[\mathbf{w}^u[l] \mathbf{w}^u[l']^*] = \sigma^2 \mathbf{I} \delta[l - l']$, em que $\delta[\cdot]$ indica o delta de Kronecker, $*$ denota a operação de conjugação e transposição, $\sigma^2 > 0$ e \mathbf{I} denota a matriz identidade, e, finalmente, $\mathbf{v}^u[l]$ representa a contribuição da interferência, i.e., sinais provenientes de outros UEs e BSs, recebida pelo UE de interesse.

A Equação 4 descreve um canal MIMO seletivo em frequência. Se o suporte da resposta ao impulso do canal for tal que $\mathbf{H}^u[l] = 0$, $l \notin [0, N_{CP}]$, em que N_{CP} denota a duração do *prefixo cíclico*, pode-se escrever [8]²,

$$\mathbf{r}_{k,b}^u = \mathbf{H}_k^u \mathbf{s}_{k,b}^u + \mathbf{w}_{k,b}^u + \mathbf{v}_{k,b}^u, \quad (5)$$

em que b denota o índice do símbolo OFDM, $k \in [0, N_{FFT}]$ o índice da subportadora OFDM, N_{FFT} é o tamanho da FFT da configuração considerada,

$$\mathbf{H}_k^u \triangleq \sum_{l=0}^{N_{FFT}-1} \mathbf{H}^u[l] e^{-\frac{-2\pi k l}{N_{FFT}}}, \quad (6)$$

é o canal equivalente para a subportadora k , $\mathbf{r}_{k,b}^u \triangleq [r_{k,b}^{1,u} \dots r_{k,b}^{N_{UE},u}]^T$ o sinal recebido, $\mathbf{s}_{k,b}^u \triangleq [s_{k,b}^{1,u} \dots s_{k,b}^{N_{BS},u}]^T$ o sinal transmitido³, $\mathbf{w}_{k,b}^u$ é a contribuição do ruído aditivo na subportadora k , a qual verifica-se ser um vetor aleatório Gaussiano complexo com entradas descorrelacionadas, e $\mathbf{v}_{k,b}^u$ é a contribuição da interferência na subportadora k .

C. Formação de feixe e Pré-codificação

Nos sistemas celulares 5G é comum utilizar-se um número elevado de antenas na BS (da ordem de centenas), na configuração conhecida como MIMO massivo [9]. Tal configuração tem alegadamente inúmeras vantagens, advindas principalmente da possibilidade de se explorar a separação espacial dos usuários através de formação de feixes (*beamforming*). O processo de formação de feixe se dá determinando⁴ $\mathbf{s}_{k,b}^u$ como

$$\mathbf{s}_{k,b}^u = \mathbf{G}_k^u \mathbf{x}_{k,b}^u, \quad (7)$$

em que o vetor $\mathbf{x}_{k,b}^u \in \mathbb{C}^{N_L \times 1}$ reúne os símbolos transmitidos para usuário u na subportadora k no instante b , N_L é o número

¹Verifica-se que $\mathbf{w}^u[l]$ satisfaz tais propriedades caso $g(\cdot)$ satisfaça o critério de Nyquist e o ruído na entrada do receptor seja branco.

²Se a resposta $g(\cdot)$ for infinita, $\mathbf{H}^u[m]$ pode possuir duração infinita, o que viola essa condição e provoca o aparecimento de termos de interferência intersimbólica e entre subportadoras, cujas expressões completas podem ser encontradas em [8]. Na prática, no entanto, basta que a resposta $\mathbf{H}^u[m]$ seja suficientemente pequena para m maior que a duração do intervalo de guarda para que um sistema OFDM possa operar de modo satisfatório.

³Como se discute na Seção II-C, as subportadoras transmitidas para cada usuário recebem um processamento específico e, daí, a dependência no índice u . Note, no entanto, que o sinal transmitido, no domínio do tempo, é o mesmo para todos os usuários.

⁴Note que, como os sistema 5G multiplexam os usuários em frequência, cada subportadora k só pode estar associada, num instante b , a um único usuário.

de *layers* (igual a N_{UE} no *downlink*), $\mathbf{G}_k^u \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times N_{UE}}$ é a matriz de formatação de feixe.

Na literatura são propostas diversas arquiteturas para formatação de feixe [10]. Considera-se neste trabalho o uso de formatação de feixe em banda base, do que resulta que \mathbf{G}_k^u pode ser uma matriz arbitrária. Outras arquiteturas de formatação de feixe (híbrida [10], p.ex.), realizam a combinação linear expressa por (7) através de um produto de matrizes, sendo uma delas (a que representa a combinação do sinal no domínio de rádio-frequência) igual para todas as subportadoras, do que resultam matrizes \mathbf{G}_k^u estruturadas.

Finalmente, observe que os conceitos de formatação de feixe (em banda base) e pré-codificação são semelhantes, de modo que tais termos são utilizados intercambiavelmente na literatura.

III. EQUALIZAÇÃO NO DOWNLINK DE SISTEMAS 5G

O processo de equalização, de forma geral, consiste em estimar os sinais transmitidos a partir do sinal recebido. Em virtude da elevada complexidade computacional advinda das taxas de dados transmitidas por sistemas 5G, consideram-se para tais sistemas quase que exclusivamente técnicas de equalização linear [9], que se valem de estimativas dos parâmetros do canal obtidas através de sinais de referência (*pilotos*).

Em sistemas 5G operando em TDD, em particular, o fato de os parâmetros do canal do *downlink* serem idênticos [6] aos do *uplink*, permite que a equalização dos canais, em ambas as direções, seja processada na BS. Especificamente, a BS estima os parâmetros \mathbf{H}_k^u utilizando os sinais de piloto recebidos do usuário u no *uplink*, os emprega para o cálculo do equalizador para os sinais recebidos no *uplink* e para a formatação do feixe do *downlink*. Nesta linha, suponha que o UE do usuário u determine o vetor de símbolos recebidos como⁵ $\hat{\mathbf{x}}_{k,b}^u \triangleq (\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{r}_{k,b}^u$, em que κ_k^u é uma constante que ajusta a potência do sinal ao nível adequado.

De (5) e (7), segue que

$$\hat{\mathbf{x}}_{k,b}^u = (\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{H}_k^u \mathbf{G}_k^u \mathbf{x}_{k,b}^u + (\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{w}_{k,b}^u + (\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{v}_{k,b}^u. \quad (8)$$

Neste trabalho, considera-se somente o cenário em que as eventuais múltiplas BS não cooperam para o cálculo da matriz de formatação de feixe \mathbf{G}_k^u . Em tal cenário, as formulações mais usuais para o cálculo de tal matriz são as seguintes [11]:

1) *Formatação de Feixe ZF (Zero-Forcing)*: O formador de feixe ZF é definido como [12]

$$\mathbf{G}_k^{ZF,u} = \kappa_k^u (\mathbf{H}_k^u)^\#, \quad (9)$$

em que $(\cdot)^\#$ denota a operação de pseudo-inversão. Caso \mathbf{H}_k^u tenha posto completo, vale que $(\mathbf{H}_k^u)^\# = (\mathbf{H}_k^u)^* [\mathbf{H}_k^u (\mathbf{H}_k^u)^*]^{-1}$.

Verifica-se que $\mathbf{G}_k^{ZF,u}$ leva à máxima sinal-ruído [11] no UE em sistemas não sujeitos a interferência.

⁵Ou seja, supõe-se que o UE não realize equalização. Note, porém, que o padrão 5G NR não determina explicitamente como os receptores devem ser implementados e que o sinal transmitido no *downlink* contém sinais de referência (*pilotos*), o que permite ao UE estimar os parâmetros do canal do *downlink* e utilizá-los num equalizador adicional.

2) *Formatação de Feixe MF (Matched Filter)*: O formador de feixe MF [11] é definido pela expressão

$$\mathbf{G}_k^{MF,u} = \kappa_k^u (\mathbf{H}_k^u)^* \text{diag} \{1/[\mathbf{H}_k^u (\mathbf{H}_k^u)^*]_{ii}\}, \quad (10)$$

em que $\text{diag}\{\cdot\}$ denota o operador de construção de uma matriz diagonal cuja i -ésima entrada é dada pelo argumento, e $[\cdot]_{ii}$ denota o elemento da matriz com os índices sub-escritos.

Diferentemente de (9), o cálculo de (10) não demanda uma inversão de matriz, sendo portanto menos complexo computacionalmente. Além disso, sob a hipótese de que as entradas de \mathbf{H}_k^u sejam variáveis aleatórias decorrelacionadas e de média nula, segue, pela Lei dos Grandes Números, que

$$\begin{aligned} \left[(\kappa_k^u)^{-1} \mathbf{H}_k^u \mathbf{G}_k^{MF,u} \right]_{ij} &= \frac{\sum_{l=1}^{N_{BS}} [\mathbf{H}_k^u]_{il} [(\mathbf{H}_k^u)^*]_{lj}}{\sum_{l=1}^{N_{BS}} |[\mathbf{H}_k^u]_{il}|^2} \\ &\xrightarrow[N_{BS} \rightarrow \infty]{P} \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}, \end{aligned} \quad (11)$$

ou seja, o produto tende em probabilidade à matriz identidade.

A. Identificação dos parâmetros do canal

O cálculo das matrizes de formatação de feixe requer o conhecimento das matrizes de parâmetros do canal \mathbf{H}_k^u . Tais variáveis podem ser estimadas pela BS utilizando os sinais de referência transmitidos no *uplink*; em virtude da reciprocidade entre os canais no *downlink* e no *uplink* [6], no instante b e na subportadora k que o UE de índice u transmite, o sinal recebido pela BS no *uplink* pode ser descrito como

$$\tilde{\mathbf{r}}_{k,b} = (\mathbf{H}_k^u)^T \tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u + \tilde{\mathbf{w}}_{k,b} + \tilde{\mathbf{v}}_{k,b}, \quad (12)$$

em que $(\cdot)^T$ denota a operação de transposição de matrizes, $\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u$ o sinal transmitido pelo UE de índice u , e $\tilde{\mathbf{w}}_{k,b}$ e $\tilde{\mathbf{v}}_{k,b}$ representam, respectivamente, as contribuições do ruído e da interferência na BS.

Supondo que $\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u$, $\tilde{\mathbf{w}}_{k,b}$ e $\tilde{\mathbf{v}}_{k,b}$ sejam conjuntamente independentes e tenham média nula, segue de (12) que

$$E[\tilde{\mathbf{r}}_{k,b}^u (\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*] = (\mathbf{H}_k^u)^T E[\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u (\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*]. \quad (13)$$

Para se determinar \mathbf{H}_k^u a partir de (13), as esperanças nesta equação podem ser estimadas como

$$E[\tilde{\mathbf{r}}_{k,b}^u (\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*] \approx \frac{1}{|B_k^u|} \sum_{b \in B_k^u} \tilde{\mathbf{r}}_{k,b}^u (\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*, \quad (14)$$

$$E[\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u (\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*] \approx \frac{1}{|B_k^u|} \sum_{b \in B_k^u} \tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u (\tilde{\mathbf{s}}_{k,b}^u)^*, \quad (15)$$

em que B_k^u denota o conjunto dos instantes b que o usuário u transmite sinais conhecidos (*pilotos*) pela subportadora k e $|\cdot|$ a cardinalidade de um conjunto.

Em situações práticas, o estimador implícito em (13)-(15) pode ser substituído por um filtro adaptativo [13]. Vale notar ainda que, no *uplink* do padrão 5G NR, nem todas as subportadoras transmitem piloto periodicamente, sendo necessária a utilização de algum método de interpolação no domínio da frequência [14] para permitir a estimação dos parâmetros referentes a todas as subportadoras.

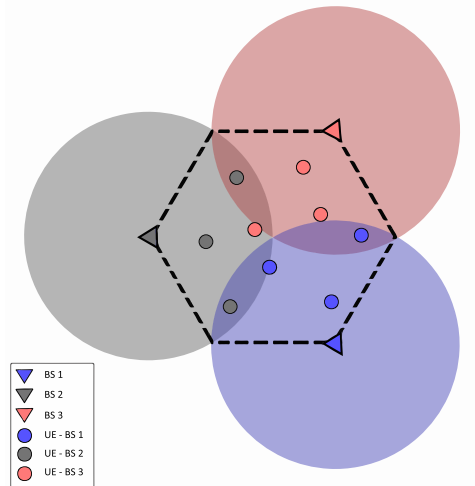


Fig. 1. Configuração das células no sistema considerado.

IV. SIMULAÇÕES

Nas simulações descritas a seguir, considerou-se um sistema 5G NR operando com banda de 400MHz, $N_{BS} = 128$ e $N_{UE} = N_L$. A configuração considerada opera com 3300 subportadoras OFDM espaçadas de 120kHz, $N_{FFT} = 4096$ e prefixo cíclico de duração de $N_{CP} = 288$ amostras. O potência total radiada pelas BSs foi fixada em 38dBm. O nível de ruído nos UEs foi fixado em -88,5dBm [15].

A configuração considerada contempla células com setorização de 120° (Figura 1) e fator de reuso de frequência unitário. Para fins de avaliação dos efeitos de interferência, consideraram-se apenas as células imediatamente vizinhas. Para a avaliação de desempenho, considerou-se um único UE utilizando todos os blocos de recurso disponíveis no *downlink*, tanto na célula de interesse (BS 1) como nas células interferentes (BS 2 e BS 3). Em cada realização, os UEs ocupam posições aleatórias, distribuídas uniformemente dentro das respectivas células. Os parâmetros de propagação (Eq. 1) entre o UE de interesse e todas as BSs consideradas foram gerados conjuntamente utilizando as rotinas fornecidas em [16]⁶; os parâmetros referentes aos canais entre as BSs interferentes e seus UEs são gerados independentemente. Na determinação dos canais equivalentes em tempo discreto (Eq. 3), utilizou-se um filtro com resposta $g(\cdot)$ passa-baixas ideal com banda de 400MHz truncada, com duração total de 201 amostras de sinal recebido.

As simulações a seguir empregaram os parâmetros exatos dos canais equivalentes (Eq. 6) no cálculo dos formadores de feixe. A Figura 2 ilustra o desempenho medido ao longo de 500 realizações independentes, com células de 200m de raio, utilizando modulação 64 QAM e formatação de feixe MF e ZF. Como se pode observar, o formador de feixe MF não produz resultados satisfatórios para $N_L > 1$, pois as probabilidades de funcionamento dos enlaces, dadas pelo cruzamento das curvas com os limiares relacionados a cada taxa do código corretor

⁶Os seguintes parâmetros foram alterados em relação aos pré-definidos em [16]: cenário UMa (*urban macrocell*), sem linha de visada, antenas copolarizadas, umidade de 50%, pressão atmosférica de 940hPa e temperatura de 30°C.

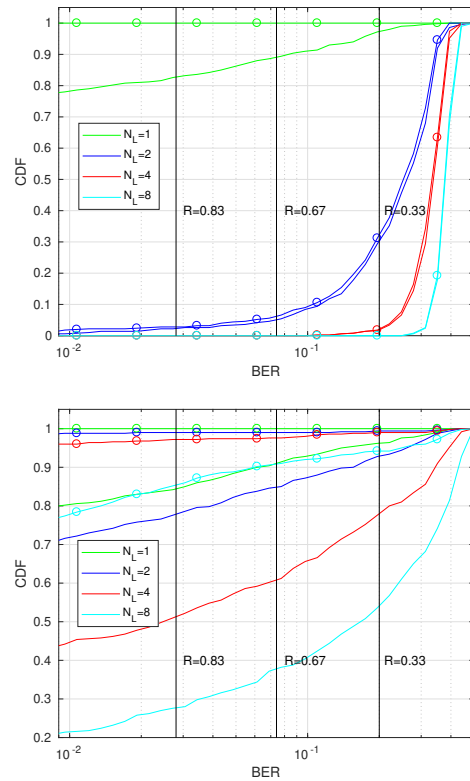


Fig. 2. Função distribuição de probabilidade acumulada da BER observada em função do número de *layers* (N_L) para modulação 64 QAM utilizando formatação de feixe MF (cima) e ZF (baixo) calculadas com parâmetros exatos do canal. As linhas destacadas com o se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa R em PER (*Packet Error Rate*) de 10^{-5} .

de erro LDPC (linhas verticais) [17] definidas no padrão, se mostram muito baixas. Por outro lado, o formador ZF exibe melhor desempenho, mas o mesmo se degrada acentuadamente sob interferência.

A Figura 3 mostra o desempenho observado para o formador de feixe ZF com $N_L = 2$ para diferentes modulações, com células de raio 100 e 200m. O desempenho em ambos os casos foi bastante semelhante, com ligeira vantagem para células de 200m devido a menor interferência causada pela maior distância entre as BSs.

Na Figura 4, por sua vez, comparam-se os desempenhos obtidos calculando-se o formador de feixe ZF com parâmetros exatos e estimados através de símbolos de referência via (13)-(15), utilizando $|B_S| = 5$ e 10, para células de 200m de raio, 64 QAM e $N_L = 2$. Como se pode notar, o uso de parâmetros estimados provoca uma degradação bastante significativa de desempenho.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo, inferiu-se através de simulações numéricas o desempenho do *downlink* de um sistema 5G NR operando na banda de 28 GHz num ambiente urbano sem linha de visada. Em tais condições, as configurações do sistema que operam a taxas de dados elevadas se mostraram pouco

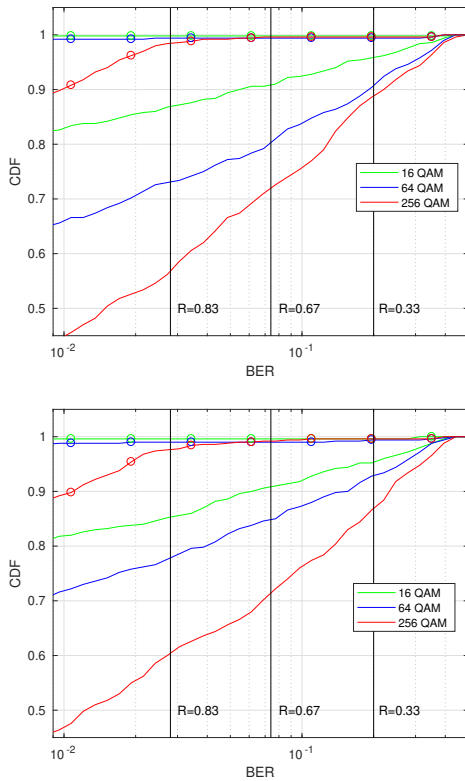


Fig. 3. Função distribuição de probabilidade acumulada da BER observada para $N_L = 2$, para células de raio 100m (cima) e 200m (baixo), utilizando formatação de feixe ZF calculada com parâmetros exatos do canal, para as modulações 16, 64 e 256 QAM. As linhas destacadas com o se referem à situação sem interferência, e as linhas sólidas, com interferência. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa R em PER de 10^{-5} .

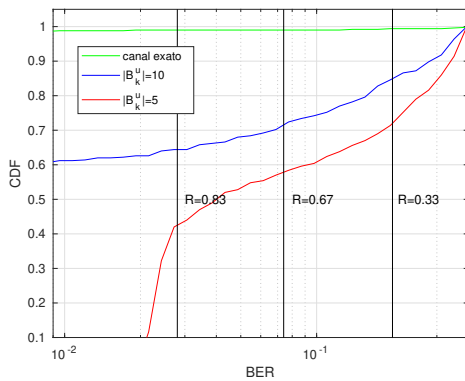


Fig. 4. Função distribuição de probabilidade acumulada da BER observada para $N_L = 2$ sem considerar interferências para células de raio 200 m e modulação 64 QAM utilizando formatação de feixe ZF calculada com parâmetros de canal exatos e estimados usando $|B_k^u| = 5$ e 10 símbolos conhecidos. As linhas pretas verticais indicam os valores de BER bruta mapeados pelos códigos LDPC de taxa R em PER de 10^{-5} .

confiáveis, levando a taxas de erro de bit adequadas para funcionamento apenas numa pequena fração das realizações de canal simuladas. Verificou-se ainda que, apesar do uso de um arranjo com grande número de antenas na BS, o esquema de formatação de feixe não elimina a interferência inter-celular, que constitui o principal fator de limitação do

desempenho, apesar de afirmações em contrário na literatura (vide [18]). Além disso, para a configuração considerada, o algoritmo de formatação de feixes baseado em MF não exibiu um desempenho satisfatório para $N_L > 1$.

As limitações observadas neste artigo talvez possam ser revertidas através da utilização de técnicas de formatação de feixe cooperativas [11] ou de BSs com maior número de antenas, fatores que pretendemos considerar em trabalhos futuros.

REFERENCES

- [1] M. K. Samimi and T. S. Rappaport, "3-D millimeter-wave statistical channel model for 5G wireless system design," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 7, pp. 2207–2225, 2016.
- [2] M. El Hassan, A. El Falou, and C. Langlais, "Performance assessment of linear precoding for multi-user massive MIMO systems on a realistic 5G mmWave channel," in *2018 IEEE Middle East and North Africa Communications Conference (MENACOMM)*, 2018, pp. 1–5.
- [3] M. Rebato, L. Rose, and M. Zorzi, "Performance Assessment of MIMO Precoding on Realistic mmWave Channels," *arXiv preprint arXiv:1903.11330*, 2019.
- [4] X. Lin, J. Li, R. Baldemair, T. Cheng, S. Parkvall, D. Larsson, H. Koorapaty, M. Frenne, S. Falahati, A. Grövlén *et al.*, "5G new radio: Unveiling the essentials of the next generation wireless access technology," *arXiv preprint arXiv:1806.06898*, 2018.
- [5] S.-Y. Lien, S.-L. Shieh, Y. Huang, B. Su, Y.-L. Hsu, and H.-Y. Wei, "5G New Radio: Waveform, frame structure, multiple access, and initial access," *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 6, pp. 64–71, 2017.
- [6] J.-C. Guey and L. D. Larsson, "Modeling and evaluation of MIMO systems exploiting channel reciprocity in TDD mode," in *IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004*, vol. 6, 2004, pp. 4265–4269.
- [7] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, no. 1, pp. 89–101, 2002.
- [8] W. Lee, "On explicit expressions of transfer function of OFDM systems in time-dispersive multipath channels," in *2004 IEEE Intl. Conf. on Communications*, vol. 4, 2004, pp. 2492–2496.
- [9] E. Björnson, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO: Ten myths and one critical question," *arXiv preprint arXiv:1503.06854*, 2015.
- [10] S. Sun, T. S. Rappaport, and M. Shaft, "Hybrid beamforming for 5G millimeter-wave multi-cell networks," in *IEEE INFOCOM 2018-IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS)*, 2018, pp. 589–596.
- [11] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, "An overview of massive MIMO: Benefits and challenges," *IEEE J. Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 742–758, 2014.
- [12] A. Wiesel, Y. C. Eldar, and S. Shamai, "Zero-Forcing Precoding and Generalized Inverses," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 56, no. 9, pp. 4409–4418, 2008.
- [13] P. Diniz, *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*, ser. Kluwer international series in engineering and computer science. Springer US, 2008.
- [14] M.-H. Hsieh and C.-H. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 217–225, 1998.
- [15] T. 38.101-2. (2019, Mar) User Equipment (UE) radio transmission and reception. Acessado em 06-04-2019. [Online]. Available: https://www.3gpp.org/ftp/specs/archive/38_series/38.101-2/38101-2-f50.zip
- [16] N. WIRELESS. (2018, Nov) NYUSIM Application Version 1.6.1. Acessado em 17-02-2019. [Online]. Available: <https://wireless.engineering.nyu.edu/nyusim/>
- [17] T. Richardson and S. Kudekar, "Design of low-density parity check codes for 5G new radio," *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 3, pp. 28–34, 2018.
- [18] A. Thornburg, T. Bai, and R. W. Heath, "Interference statistics in a random mmWave ad hoc network," in *2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2015, pp. 2904–2908.