

# Redução de dimensões usando transformada de Karhunen–Loève em sistemas MIMO massivo distribuído com fronthaul limitado

Ricardo de Souza Cerqueira e André Noll Barreto

**Resumo**—MIMO massivo distribuído é amplamente considerado como uma das principais tecnologias para sistemas de comunicação sem fio 5G. No entanto, um dos aspectos limitantes desta técnica é a capacidade dos enlaces de *fronthaul*, que transmitem a informação de cada arranjo de antenas a uma unidade de processamento centralizado. Este artigo propõe o uso da transformada Karhunen–Loève para reduzir o número de dimensões do sinal recebido no *uplink* com múltiplas antenas, e assim, reduzir os requisitos de taxa de dados do *fronthaul* com pequena perda no desempenho da transmissão.

**Palavras-Chave**—Transformada de Karhunen–Loève, KLT, MIMO massivo distribuído, *fronthaul* limitado.

**Abstract**—Distributed Massive MIMO is widely regarded as one of the key technologies for 5G wireless communications systems. However, one of the limiting aspects of this technique is the capacity of the fronthaul links that convey the information from each individual antenna array to a centralized processing unit. In this paper, we propose the use of the Karhunen–Loève transform to reduce the number of dimensions of the received multi-antenna uplink signal, and, thus, reduce the fronthaul data-rate requirements, with little loss in the performance.

**Keywords**—Karhunen–Loève Transform, KLT, Distributed Massive MIMO, Limited Fronthaul.

## I. INTRODUÇÃO

Dentre as várias tecnologias atualmente consideradas para redes 5G, o *massive multiple-input multiple-output* (MIMO), ou MIMO massivo, é amplamente considerado como um dos mais promissores, permitindo aumentos substanciais de alcance e de taxa de dados [1]. Sistemas *massive* MIMO são arranjos com grande número de antenas que têm, pelo menos, várias dezenas ou centenas de antenas. Estas antenas podem também ser distribuídas em diferentes painéis em locais diferentes, chamados de *remote radio heads* (RRH), com cada painel ligado a uma unidade central de processamento, ou *base band unit* (BBU) através de um enlace de *fronthaul*, que pode ser implementado tanto com fibras ópticas, como com enlaces sem fio, seja por radiofrequência (RF) ou *free-space optics* (FSO), conforme ilustrado na Fig. 1 Tais sistemas são conhecidos como sistemas de antenas distribuídas (*Distributed Antenna Systems* – DAS) [2], e proporcionam não só multiplexação espacial e micro-diversidade, mas também ganhos de macro-diversidade, já que as respostas de canal de diferentes antenas têm diferentes fatores de somreamento e são tipicamente decorrelacionadas.

No entanto, a maioria dos artigos sobre MIMO distribuído considera um *fronthaul* ideal, sem limitações de capacidade [3], mas o *fronthaul* com limitações é um problema

fundamental nas redes sem fio futuras [4], particularmente se o número de antenas em cada painel for grande.

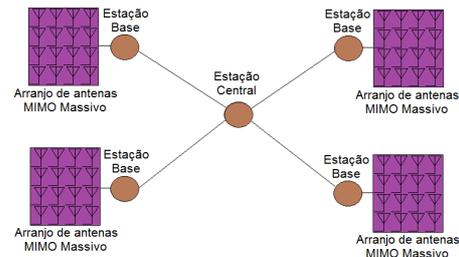


Fig. 1. Topologia de um sistema MIMO massivo distribuído.

Nós investigamos o *uplink* de um DAS para um usuário MIMO, em que um equipamento de usuário (*user equipment* – UE), transmite feixes espaciais para um conjunto de painéis de antenas, que por sua vez são conectados a uma unidade central de processamento por enlaces *fronthaul*. Devido às limitações de capacidade, esses enlaces podem não ser capazes de transmitir todas as informações de cada antena para a unidade de processamento, e esta informação deve ser comprimida em cada painel antes de ser enviada. Neste contexto, alguns autores propuseram diferentes técnicas de compressão, por exemplo, o uso da compressão distribuída com perdas Wyner–Ziv [5] [6] para lidar com o *fronthaul* com restrições de capacidade.

Nesta contribuição, propomos a utilização de uma técnica linear, a transformada Karhunen–Loève (KLT), que realiza uma fatorização da matriz para reduzir a quantidade de informação a ser transmitida nos enlaces de *fronthaul*. A KLT baseia-se na matriz de covariância da antena de longo prazo, na qual separa o sinal em componentes decorrelacionados.

O uso da KLT em sistemas de múltiplas antenas foi sugerido em [7], na qual propõe que alguns dos componentes de maior energia sejam selecionados após a KLT para redução de dimensões do sinal. A KLT também foi empregada em um sistema MIMO em [8], mas para reduzir a informação de estado de canal (*channel state information* – CSI), no canal de retorno e não nos dados em si.

Sugerimos a extensão do proposto em [7] a um sistema com antenas distribuídas, em que uma KLT é realizada em cada arranjo e somente os componentes de maior potência são enviados ao nó central, pois consideramos uma restrição na capacidade do enlace do *fronthaul*. Isto é semelhante à KLT distribuída proposto em [9], mas que foi aplicada a outras tarefas de processamento de sinal.

O trabalho está organizado da seguinte forma. Na Seção II apresentamos o modelo do sistema e suas equações. A Seção III apresenta a maneira como as dimensões são

Ricardo de Souza Cerqueira e André Noll Barreto, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília-DF, Brasil, E-mails: rcerque.unb@gmail.com, andrebarreto@ene.unb.br.

reduzidas usando a transformação KLT e na Seção IV, a detecção de sinal MIMO é descrita. Na Seção V os resultados das simulações com e sem redução de dimensões são mostradas e, finalmente, na Seção VI algumas conclusões e estudos futuros são apresentados.

## II. MODELO DO SISTEMA

Neste trabalho consideramos o *uplink* de um sistema sem fio em um cenário de propagação urbano com multipercursos na qual os UEs transmitem para os painéis de antenas. Consideramos um cenário de usuário único, em que o UE está localizado no ponto médio entre dois painéis de antenas, distante 100 m de cada painel. Também foi considerado que cada UE possui 4 antenas de transmissão, e que cada painel de antenas tem 25 antenas de recepção, em um arranjo linear de antenas. Estas configurações podem ser facilmente modificadas para outros cenários com diferentes números de painéis de antenas e usuários, ou para outros modelos de propagação, distâncias, configurações de antena e formatos de painel.

Conforme mostrado na Fig. 2 cada painel realiza uma compressão com perdas no sinal multidimensional recebido e transmite esta informação reduzida a um servidor central, que tenta detectar o sinal transmitido baseado na combinação da informação, com perdas, de todos os painéis.

Como as simulações são relacionadas com o desempenho na camada de enlace, o modelo de perda por percurso não é crítico, e foram consideradas somente as perdas de percurso por espaço livre (*free-space path loss* – FSPL), baseada na lei de Friis [10]

$$\text{FSPL} = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2, \quad (1)$$

em que  $d$  é a distância entre o transmissor e o receptor, e  $\lambda$  é o comprimento de onda. Foi considerada a frequência portadora de 60 GHz.

A cada intervalo de símbolo foi considerada a transmissão de um vetor  $\mathbf{x}$ , que consiste em  $M$  diferentes símbolos QAM/PSK, mapeados em  $M$  diferentes antenas de transmissão e feixes espaciais.

No lado do receptor, tem-se  $k$  sinais recebidos, um para cada um dos  $K$  painéis de antenas, que são definidos como

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x} + \mathbf{n}_k, \quad (2)$$

onde  $\mathbf{y}_k$  é o vetor do sinal recebido pelo painel  $k$ ,  $\mathbf{H}_k$  é a matriz de canal com dimensões  $N \times M$ , sendo  $N$  o número de antenas de recepção em cada painel,  $M$  o número de antenas de transmissão,  $\mathbf{x}$  é o vetor do sinal transmitido, e  $\mathbf{n}_k$  é o vetor de ruído gaussiano branco aditivo (AWGN).

Os sinais dos  $K$  painéis são enviados ao servidor central, onde os sinais recebidos por cada painel são concatenados em um vetor global

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_0 \\ \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{K-1} \end{bmatrix} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{K-1} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_0 \\ \mathbf{n}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{K-1} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Foi considerado inicialmente um cenário sem linha de visada (*non-line-of-sight* – NLOS), em que a matriz do canal é modelada como variáveis aleatórias de desvanecimento Rayleigh. Também consideramos que as matrizes de canal em diferentes painéis de antenas são descorrelacionadas. Porém, especialmente considerando o grande número de antenas em um painel de tamanho limitado, é muito provável que o sinal em diferentes elementos de antena sejam correlacionados.

Em cenários NLOS típicos e para tamanhos de matriz moderados, a matriz de covariância do canal  $\mathbf{R}_H$  pode ser bem aproximada pelo produto de Kronecker das matrizes de

covariância no lado do transmissor e do receptor, respectivamente [11]

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_{T_x} \otimes \mathbf{R}_{R_x}, \quad (4)$$

onde  $\otimes$  denota o produto de Kronecker,  $\mathbf{R}_{T_x}$  é a matriz de covariância do canal lado do transmissor, com dimensões  $M \times M$ , e  $\mathbf{R}_{R_x}$  é a matriz de covariância do canal do lado do receptor, com dimensões  $N \times N$ .

Considerando as matrizes de correlação de antena dadas, a correlação de antena de (4) pode ser modelada na matriz de canal de cada painel, fazendo [12]

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{R}_{R_x}^{1/2} \mathbf{H}_{w_k} \left( \mathbf{R}_{T_x}^{1/2} \right)^T, \quad (5)$$

onde  $\mathbf{H}_{w_k}$  é uma matriz de canal com elementos independentes de desvanecimento Rayleigh, com dimensões  $N \times M$ , e  $(\cdot)^T$  é a matriz transposta.

### A. Matriz de Covariância da Antena

Considerando que as antenas vizinhas provavelmente têm uma grande correlação, tanto as matrizes de covariância da antena de recepção e de transmissão,  $\mathbf{R}_{R_x}$  e  $\mathbf{R}_{T_x}$ , foram implementadas fazendo-se  $R_{ij} = \alpha^{|i-j|}$ , onde  $i$  e  $j$  são os índices da linha e da coluna, respectivamente, e conseqüentemente,  $|i-j|$  representa a distância da antena, ou seja, a correlação da antena diminui com a distância.

Esta abordagem também foi feita em [9], resultando na seguinte matriz covariância circulante de recepção:

$$\mathbf{R}_{R_x} = \begin{bmatrix} \alpha^0 & \alpha^1 & \alpha^2 & \dots & \alpha^{N-1} \\ \alpha^1 & \alpha^0 & \alpha^1 & \alpha^2 & \vdots \\ \alpha^2 & \alpha^1 & \alpha^0 & \alpha^1 & \alpha^2 \\ \vdots & \alpha^2 & \alpha^1 & \ddots & \alpha^1 \\ \alpha^{N-1} & \dots & \alpha^2 & \alpha^1 & \alpha^0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

O nível de correlação depende do valor do parâmetro  $\alpha$ . Por exemplo, temos correlação total entre os sinais recebidos quando  $\alpha = 1$ , e sinais completamente descorrelacionados quando  $\alpha = 0$ .

A matriz de correlação de transmissão  $\mathbf{R}_{T_x}$  é criada da mesma forma que do lado de recepção, porém com dimensões  $M \times M$ .

## III. REDUÇÃO DE DIMENSÕES

Considerando o grande número de antenas receptoras e limitações de espaço nos painéis é muito provável que os sinais recebidos sejam altamente correlacionados entre antenas diferentes. Isto é o que permite o uso de técnicas de redução de dimensões com pouca perda de informação. Neste artigo, foi empregada a transformada Karhunen–Loève para comprimir o sinal a partir da redução do número de dimensões que contém informações relevantes, assumindo o perfeito conhecimento da matriz de covariância da antena de recepção. Como se trata de uma métrica estatística de longo prazo aplicado a um receptor fixo, pode-se considerar que esta seja uma suposição razoável.

Adotamos o termo transformada Karhunen–Loève em vez de decomposição em valores singulares (*single value decomposition* – SVD). Ambos são intercambiáveis e usados na literatura. Em [13] tanto a KLT e a análise de componentes principais, ou *principal component analysis* (PCA), são descritos e pode-se ver que, no cenário de desvanecimento Rayleigh considerado neste trabalho, ambas as abordagens são equivalentes já que os ganhos de canal têm uma média nula.

Após a execução da KLT é realizada uma seleção dos  $D$  componentes mais fortes, cuja quantidade de componentes selecionados depende da capacidade dos enlaces de *fronthaul*. Isto equivale a uma compressão com perdas, já que é descartada informação dos componentes mais fracos, mas, por

outro lado, também é descartado o ruído contido nestes componentes [7].

Como foi considerado um sistema com painéis de antenas distribuídas, foi utilizada a KLT distribuída [9]. Ela difere da KLT pois os dados são divididos em subgrupos. A KLT é realizada em cada subconjunto individual, e, em seguida, o sinal é reconstruído em uma unidade de processamento central pela união de cada subconjunto processado. Neste trabalho, os subconjuntos representam os diferentes painéis de antenas, tal como mostrado na Fig. 2.

A KLT é realizada com base na decomposição em valores singulares da matriz de covariância, cuja saída são valores singulares em ordem decrescente de energia e seus correspondentes vetores singulares. Se a SVD for aplicada em uma matriz de covariância  $\mathbf{R}$ , os vetores singulares esquerdos e direitos serão os mesmos. No caso deste trabalho, a matriz de covariância das antenas de recepção foi decomposta, tal que

$$\mathbf{R}_{\text{Rx}} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H, \quad (7)$$

onde  $\mathbf{U}$  é uma matriz unitária com dimensões  $N \times N$ , cujas colunas representam os vetores singulares esquerdos,  $\mathbf{\Lambda}$  é uma matriz diagonal com valores singulares  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$  em ordem decrescente, e  $(\cdot)^H$  é transposta Hermitiana.

Com o conhecimento da matriz de covariância, a KLT efetua uma transformação linear do sinal de entrada, de tal modo que as saídas são descorrelacionadas. Isto é feito pela aplicação da seguinte transformação em cada painel antena

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{U}^H \mathbf{y}_k, \quad (8)$$

resultando em um vetor  $\mathbf{z}_k$  de  $N$  sinais descorrelacionados, com valores em ordem decrescente de potência e correspondentes aos valores singulares  $\lambda_i$ .

Dependendo do nível de correlação, a potência estará concentrada em alguns poucos componentes e pode-se realizar a seleção de dimensões pela remoção de alguns destes componentes que não têm contribuição relevante para a reconstrução do sinal. Enquanto o número de dimensões for maior ou igual ao número de feixes espaciais, a detecção dos sinais espacialmente multiplexados ainda será possível.

Na etapa de seleção de dimensões o tamanho do sinal é reduzido de  $N$  para  $D$  dimensões, onde  $D \leq N$ , conforme mostrado na Fig. 2.

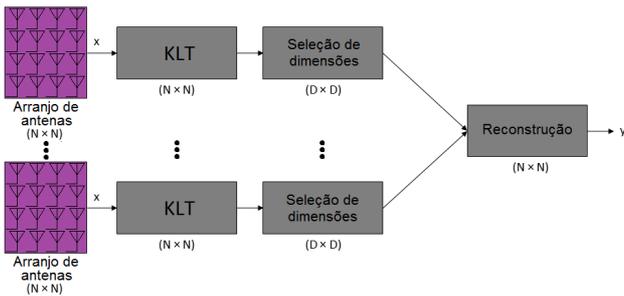


Fig. 2. Redução de dimensões no massive MIMO distribuído.

Para representar essa seleção de dimensões é necessário criar uma matriz de transformação de redução

$$\mathbf{T} = [\mathbf{I}_D \mathbf{0}_{D \times (N-D)}]_{D \times N}, \quad (9)$$

onde  $\mathbf{I}_D$  é uma matriz identidade com dimensões  $D \times D$  e  $\mathbf{0}_{D \times (N-D)}$  é uma matriz nula com dimensões  $D \times (N-D)$ .

A seleção de dimensões pode ser representada como

$$\mathbf{y}_{\text{KLT},k} = \mathbf{T} \mathbf{z}_k. \quad (10)$$

Esta redução de dimensões permite a diminuição da capacidade dos enlaces de *fronthaul* entre os painéis de antenas e a unidade de processamento central. Ela também ajuda a

reduzir o processamento na estação central, ou *central station* (CS), porque o número de dimensões é significativamente menor do que o sinal original, porém, ao custo da execução da KLT nos painéis de antenas.

Pela substituição de (8) em (10), temos

$$\mathbf{y}_{\text{KLT},k} = \mathbf{T} \mathbf{U}^H \mathbf{y}_k. \quad (11)$$

e, substituindo (2) em (11), temos

$$\mathbf{y}_{\text{KLT},k} = \mathbf{T} \mathbf{U}^H \mathbf{H}_k \mathbf{x} + \mathbf{T} \mathbf{U}^H \mathbf{n}_k = \mathbf{H}_{\text{KLT},k} \mathbf{x} + \mathbf{n}_{\text{KLT},k}, \quad (12)$$

onde  $\mathbf{H}_{\text{KLT},k}$  é a matriz de canal com dimensões reduzidas pela KLT e  $\mathbf{n}_{\text{KLT},k}$  é o vetor de ruído após a transformação, que, em razão de  $\mathbf{U}$  ser unitário, tem amostras de ruído com a mesma potência do vetor de ruído original  $\mathbf{n}$ .

#### IV. DETECÇÃO DE SINAL

Após reduzirmos as dimensões, todos os sinais com dimensões reduzidas são concatenados na unidade central de processamento, tal que, em vez de (3), tem-se o sinal composto

$$\mathbf{y}_{\text{KLT}} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{\text{KLT},0} \\ \mathbf{y}_{\text{KLT},1} \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{\text{KLT},k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{KLT},0} \\ \mathbf{H}_{\text{KLT},1} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{\text{KLT},k-1} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{\text{KLT},0} \\ \mathbf{n}_{\text{KLT},1} \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{\text{KLT},k-1} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{\text{KLT}} \mathbf{x} + \mathbf{n}_{\text{KLT}}, \quad (13)$$

que representa um canal MIMO para  $D$  antenas receptoras descorrelacionadas.

O sinal transmitido pode então ser detectado usando-se esquemas padrão de detecção de multiplexação espacial. Nesta contribuição foi considerada apenas a detecção linear, isto é, o sinal de transmissão pode ser estimado como

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{y}_{\text{KLT}}. \quad (14)$$

Neste estudo, foi investigado o equalizador *Zero Forcing* (ZF), tal que

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{ZF}} = \mathbf{H}_{\text{KLT}}^\dagger \mathbf{z}_{\text{KLT}}, \quad (15)$$

onde  $\hat{\mathbf{x}}_{\text{ZF}}$  é o sinal estimado pelo método ZF e  $(\cdot)^\dagger$ , a pseudo-inversa de Moore–Penrose e  $\mathbf{z}_{\text{KLT}}$  é a

Também foi considerado o método *minimum mean square error* (MMSE) que pode ser calculado como

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}} = \left[ \left( \mathbf{H}_{\text{KLT}}^{-1} \mathbf{H}_{\text{KLT}} + \frac{1}{E_s/N_0} \right)^{-1} \mathbf{H}_{\text{KLT}}^{-1} \right] \mathbf{z}_{\text{KLT}}, \quad (16)$$

onde  $\hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}}$  é o sinal estimado pelo método MMSE,  $E_s/N_0$  é a razão entre a energia de símbolo e a densidade espectral da potência do ruído, e  $(\cdot)^{-1}$  é a matriz inversa.

#### V. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

A fim de avaliar o desempenho da redução de dimensões de sistemas MIMO distribuído foram realizadas simulações tanto sem compressão, quanto com redução de dimensões baseadas na KLT. Simulações também foram realizadas com painéis lineares de antenas e com painéis de antenas quadrados, em um arranjo  $5 \times 5$ , na recepção.

Nos resultados apresentados neste trabalho, foi considerado um layout com um UE contendo 4 antenas transmite para dois painéis de antenas igualmente distantes do UE, cada um com 25 antenas receptoras. Isto representa um sistema equivalente com 4 antenas de transmissão e um total de 50 antenas de recepção.

Nas simulações foi considerado um cenário NLOS com desvanecimento Rayleigh e AWGN, multiplexação espacial e modulação BPSK, para os métodos de estimação ZF e MMSE.

Foram realizadas diversas simulações utilizando diferentes parâmetros covariância  $\alpha$ , com valores de  $\alpha = 1/4$ ,  $\alpha = 1/2$  e  $\alpha = 3/4$ , tanto para painéis lineares quanto para painéis quadrados. Nas Figs. 3 a 5 são apresentados os resultados de simulações de um cenário com um UE transmissor e dois painéis lineares de antenas.

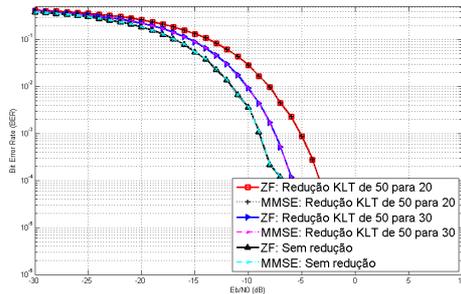


Fig. 3. BER para arranjo linear com  $\alpha=1/4$ .

As curvas de taxa de erro de bit, ou *bit error rate* (BER), para um canal com o parâmetro covariância  $\alpha = 1/4$  são mostradas na Fig. 3 e, como esperado, o desempenho se deteriora quando se reduz o número de dimensões a ser transmitido pelos enlaces de *fronthaul*. No entanto, a deterioração do desempenho é aceitável, mesmo com uma redução razoavelmente grande, como no caso de 50 para 20 antenas, e que constitui em uma enorme redução comparada ao *fronthaul* sem compressão. No caso da redução de 50 para 30 dimensões, o desempenho é próximo ao sistema sem redução.

Nas Figs. 4 e 5 foram realizadas as mesmas simulações, para um arranjo linear de antenas, mas considerando um sistema com maior correlação entre as antenas, isto é,  $\alpha = 1/2$  e  $\alpha = 3/4$ .

As simulações, conforme apresentado nas Figs. 3 a 5, comprovam que, quanto menor o fator de correlação das antenas, melhor o desempenho, pois significa que há uma maior diversidade. Também pode ser observado que, como esperado, a redução de dimensões apresenta menores perdas de desempenho quando a correlação das antenas é alta, pois neste caso, há uma maior redundância, que resulta numa compressão mais eficaz.

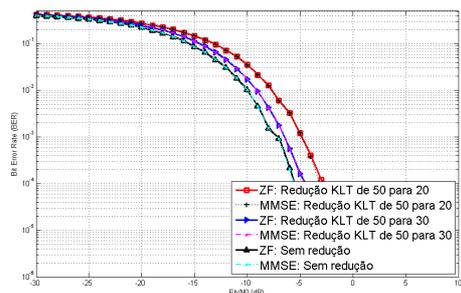


Fig. 4. BER para arranjo linear com  $\alpha=1/2$ .

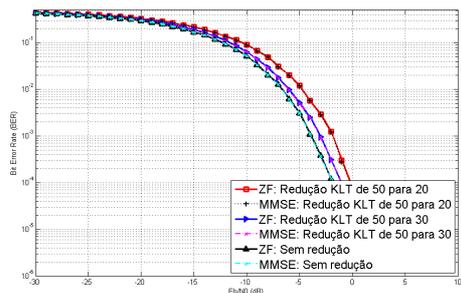


Fig. 5. BER para arranjo linear com  $\alpha=3/4$ .

Da mesma forma que as simulações para um sistema com arranjo linear de antenas e diferentes covariâncias, as simulações para um arranjo quadrado de antenas, isto é dois painéis de 25 antenas de recepção em um arranjo  $5 \times 5$ , onde a matriz de correlação é modificada, pode-se verificar que o comportamento é semelhante, conforme mostrado nas Figs. 6 a 8.

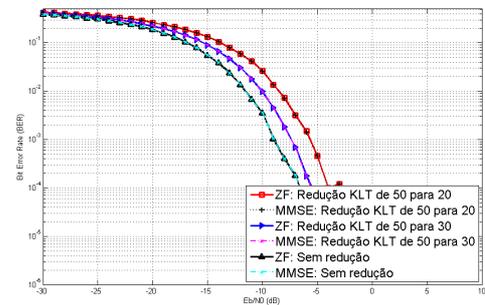


Fig. 6. BER para painel quadrado com  $\alpha=1/4$ .

Assim como o sistema com arranjo linear, o arranjo com painel quadrado de antenas apresenta um desempenho um pouco melhor quando o fator de covariância é menor.

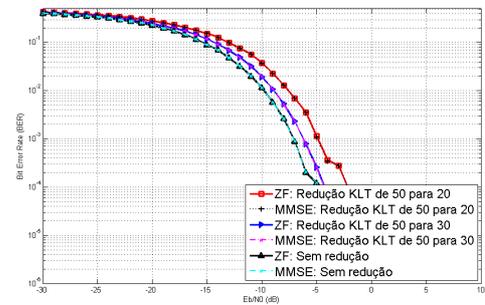


Fig. 7. BER para painel quadrado com  $\alpha=1/2$ .

Quando a correlação das antenas é alta, assim como no arranjo linear, o desempenho do sistema é pior que um sistema com menor correlação.

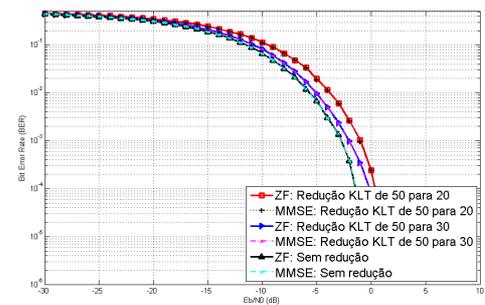


Fig. 8. BER para painel quadrado com  $\alpha=3/4$ .

Ao se comparar três cenários com a mesma covariância ( $\alpha$ ), ou seja, sem redução, com redução de 50 para 30 dimensões e com redução de 50 para 20, pode-se verificar que o sistema de antenas distribuídas e compressão por KLT permite a obtenção de desempenho semelhante ao sistema sem compressão. Como esperado, com mais antenas de recepção, a redução de dimensões pode selecionar os sinais mais fortes que chegam a cada painel e reduzir significativamente a quantidade de sinais requeridos, resultando na necessidade de um enlace de menor capacidade.

O número de dimensões que pode ser reduzido sem grande perda de desempenho dependerá da matriz de covariância de canal e da relação sinal-ruído, ou *signal-to-noise ratio* (SNR), do sistema.

Na Fig. 9 pode-se verificar o desempenho de cada arranjo linear com 25 antenas, pois mostra a BER para diferentes fatores de redução de dimensões para valores fixos, tanto de SNR, quanto de covariância. Neste cenário selecionado pode-se observar que o desempenho se deteriora quando se reduz o número de dimensões, e também que a partir de um número de dimensões, o desempenho é bruscamente melhorado. Este ponto é facilmente visualizado para SNRs altas e, para os cenários simulados, foi de 10 dimensões para a SNR=5 dB.

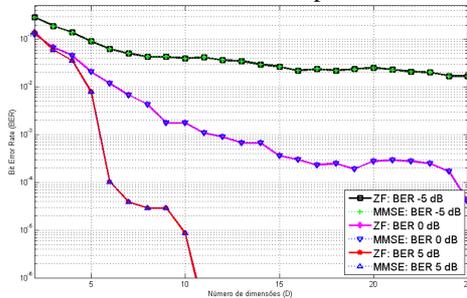


Fig. 9. BER para arranjo linear de antenas com  $\alpha=1/2$  e diversos fatores de redução, para  $E_b/N_0$  fixos.

A Fig. 10 apresenta o mesmo que a Fig. 9, mas para um painel quadrado de antenas com arranjo 5x5. É possível verificar que a partir de 10 dimensões, assim como no arranjo linear, o desempenho é repentinamente melhorado.

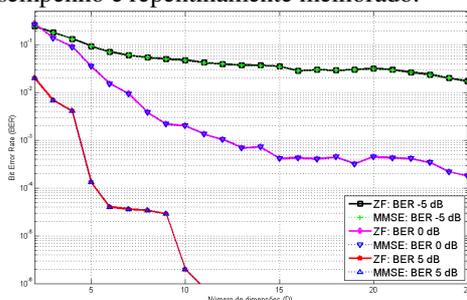


Fig. 10. BER para painel de antenas com  $\alpha=1/2$  e diversos fatores de redução, para  $E_b/N_0$  fixos.

Caso se tenha um enlace de *fronthaul* com capacidade limitada, podemos questionar se se deve simplesmente usar o número exato de antenas suportadas ou se deve acrescentar um grande número de antenas e comprimir esse sinal. Tal situação é abordada nos resultados de simulação mostrados nas Figs. 9 e 10. Pode ser observado que a partir destes resultados uma redução de dimensões baseada na KLT, dependendo da SNR, permite um desempenho BER similar ao de um sistema sem compressão.

Em outras palavras, nestas simulações tem-se que a utilização da redução de dimensões baseadas na KLT requer cerca de metade da taxa necessária para o mesmo enlace de *fronthaul* sem compressão.

A partir das simulações realizadas, pode-se questionar caso se tenha um enlace de *fronthaul* com restrição de capacidade, qual é o fator de redução de dimensão que se tem a melhor relação custo-benefício. Para estas simulações o fator de compressão se aproxima à metade da taxa original.

## VI. CONCLUSÕES E ESTUDOS FUTUROS

Nesta contribuição verificou-se a viabilidade de um esquema de redução de dimensões em sistemas MIMO massivo distribuído por meio de uma transformação linear, a

KLT, do sinal multidimensional recebido. Também foi observado que, dependendo da correlação entre as antenas, a compressão resulta em pouca perda de desempenho dos enlaces de *fronthaul*. No cenário simulado foi possível reduzir a cerca de metade da taxa original.

Esta abordagem pode ajudar na transmissão de dados relacionada a operação de *fronthaul* com limitação de capacidade, pois representa economia nas despesas operacionais das operadoras de telecomunicações.

Os resultados obtidos são promissores, mas entre diferentes questões a serem consideradas em trabalhos futuros, será necessário considerar um modelo de propagação mais realista para ondas milimétricas (mmWave) e uma matriz de antena covariância realista, de acordo com o ambiente considerado. Um modelo de propagação para linha de visada, ou *line-of-sight* (LOS), e NLOS, incluindo cenários *indoor* e *outdoor*, em mmWave e outras frequências, permitirá encontrar uma compreensão mais adequada sobre estas questões.

A estimativa da matriz de covariância também é uma questão importante a ser investigada, pois neste trabalho foi pressuposto o seu perfeito conhecimento. Será necessário executar medições e estabelecer as matrizes de covariância mais viáveis.

Este trabalho avança em uma técnica promissora que pode ter um papel fundamental no futuro da 5G, mas mais estudos e investigações ainda são necessários.

## REFERÊNCIAS

- [1] F. Boccardi, R. W. Heath Jr., A. Lozano, T. L. Marzetta, and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, pp. 74-80, Feb. 2014.
- [2] J. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, "What will 5G be?," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, Jun. 2014.
- [3] D. Wang, J. Wang, X. You, Y. Wang, M. Chen, and X. Hou, "Spectral Efficiency of Distributed MIMO Systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 31, no. 10, pp. 2112-2127, Oct. 2013.
- [4] P. Marsch, and G. Fettweis, "A framework for optimizing the uplink performance of distributed antenna systems under a constrained backhaul," *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, pp. 975-979, Jun. 2007.
- [5] A. del Coso, and S. Simoens, "Distributed compression for MIMO coordinated networks with a backhaul constraint," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 8, no. 9, pp. 4698-4709, Sep. 2009.
- [6] Y. Zhou, and W. Yu, "Optimized backhaul compression for uplink cloud radio access network," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1295-1307, Jun. 2014.
- [7] J. Jelitto, and G. Fettweis, "Reduced dimension space-time processing for multi-antenna wireless systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 9, no. 6, pp. 18-25, Dec. 2002.
- [8] M. S. Sim, J. Park, C.-B. Chae, and R. W. Heath, "Compressed channel feedback for correlated massive MIMO systems," *IEEE Globecom Workshops*, pp. 327-332, Dec. 2014.
- [9] M. Gastpar, P. L. Dragotti, and M. Vetterli, "The distributed Karhunen-Loève transform," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, pp. 5177-5196, Dec. 2006.
- [10] H. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," *Proc. IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1946.
- [11] K. Yu, "Multiple-input multiple-output radio propagation channels characteristics and models," Ph.D. dissertation, Dept. of signals, sensors and systems, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2005.
- [12] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach, "A wideband statistical model for NLOS indoor MIMO channels," *IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 370-374, May 2002.
- [13] J. J. Gerbrands, "On the relationships between SVD, KLT and PCA," *Pattern Recognition*, vol. 14, no. 1-6, pp. 375-381, 1981.