

Estudo de códigos não coerentes para sistemas MIMO-OFDM aplicados ao LTE

Rafhael Medeiros de Amorim, Robson Domingos Vieira e Paulo Henrique Portela de Carvalho

Resumo—Este artigo analisa o comportamento de códigos não coerentes baseados na técnica de grupos propostas para sistemas MIMO-OFDM em [1], estendendo seus resultados ao LTE. Além de validar as técnicas propostas para esta tecnologia, este artigo visa compreender quais parâmetros de código podem ser ajustados pelo projetista e quais as implicações desse ajuste em termos de custos e benefícios.

Palavras-Chave—MIMO-OFDM, Códigos não coerentes, Diversidade espaço-frequência, LTE.

Abstract—This paper analyzes the behavior of group-based noncoherent codes proposed to MIMO-OFDM systems in [1], extending their results to LTE. Besides validating the use of the proposed techniques to this technology this paper seeks better comprehension which code parameters may be adjusted by the designer and the adjust implications in costs and benefits.

Keywords—MIMO-OFDM, Noncoherent Codes, Space-Frequency diversity, LTE.

I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos os serviços de comunicação móvel experimentaram, em todo o globo, uma grande expansão em seus mercados, atingindo parcelas significativas da população. Para se ter uma idéia, em abril de 2009, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) divulgou um balanço no qual se estima em mais de 150 milhões o número de usuários do Serviço Móvel Pessoal (SMP) no Brasil, o que corresponde a aproximadamente 80% da população nacional [2]. Além disso, com a evolução dos sistemas surge uma nova demanda por serviços diferenciados (a possibilidade em acessar a *internet* a partir de um terminal móvel, por exemplo).

Para que as operadoras destes sistemas possam suprir o número crescente de usuários, oferecendo cada vez mais novos serviços e atendendo a certas requisições de qualidade é necessário que a utilização do espectro eletromagnético se dê da forma mais eficiente possível, uma vez que este é um recurso escasso. Muitas pesquisas tem sido feitas na direção de melhorar o aproveitamento do espectro, com recentes avanços significativos.

Dentro deste contexto de inovação, insere-se o *Long Term Evolution* (LTE), que vem sendo proposto pelo (*Third Generation Partnership Project*) como uma evolução de longo prazo dos sistemas de terceira geração. Visando alcançar altas taxas de transmissão, com suporte para bandas de transmissão superiores a 5MHz, o LTE propõe, entre outras técnicas que permitem ganho na eficiência, esquemas de transmissão

MIMO (tanto para diversidade como para multiplexação espacial), [3].

De uma maneira geral o desempenho desses esquemas está intrinsecamente relacionado com a precisão da estimação do canal. Entretanto, proceder nessa estimação, principalmente em ambientes com desvanecimento rápido seletivo em frequência, pode ser computacionalmente custoso para o sistema, especialmente quando se opera em múltiplas antenas. Além disso, é necessário que símbolos pilotos sejam enviados de tempos em tempos dentro do quadro transmitido. Estes pilotos ocupam espaço que poderia carregar informação líquida, mas é perdido em função da estimação do canal.

O principal empecilho em se ter grande custo computacional na recepção encontra-se do lado do terminal móvel. Não só o atraso gerado pelo tempo gasto com cálculos necessários à estimação podem ser prejudiciais na recuperação da informação, como a miniaturização do terminal e o consumo de bateria podem ser comprometidos. Além disso, nem sempre os parâmetros do canal necessários para a correta estimação podem ser aferidos, mesmo no lado do receptor [11].

Técnicas de transmissão não coerentes propõem métodos de se efetuar a transmissão em esquemas MIMO sem realizar a estimação do canal. Existe nesse caso, um compromisso entre a perda na taxa de erro de bit (BER) do sistema e a diminuição da complexidade do receptor.

O modelo analisado nas próximas seções, descrito em [1], propõe uma técnica de transmissão não coerente para sistemas MIMO-OFDM, baseada na separação das subportadoras em grupos menores. No sistema proposto, a codificação não coerente é realizada em 2 estágios distintos, um puramente não coerente e um diferencial. O intuito de se ter 2 estágios distintos é maximizar o número de palavras códigos possíveis sem comprometer o sistema ou o custo computacional do receptor, como verificar-se-á nas próximas seções.

Os parâmetros do canal (número de multipercursos resolvíveis), das antenas (número de transmissores e receptores) e do código (tamanho dos livros códigos puramente não coerente e diferencial) têm forte influência uns sobre os outros, trazendo para o projeto do livro-código uma questão de compromisso entre performance da BER, taxa de transmissão e custo computacional do receptor.

O objetivo deste artigo é estender os resultados de [1] para o *downlink* do LTE, na presença de um canal seletivo em frequência que segue o modelo de canal do 3GPP [8], além de buscar uma compreensão de como os parâmetros de projeto dos códigos não coerentes propostos se relacionam, estabelecendo pequenas regras práticas para guiar o projetista

Os resultados apresentados neste artigo foram obtidos em parceria com o INdT, utilizando o simulador a nível de enlace desenvolvido dentro do projeto *WiSiL* que atende as especificações para o *downlink* do LTE.

na construção de um livro-código em uma situação mais realística.

A seção II deste artigo traz o modelo de sistema considerado, e as regras de construção e recepção dos livros-códigos. Na seção III apresenta-se resultados de simulações e discussões sobre os parâmetros de construção do código e, por fim, as conclusões são apresentadas na seção IV.

II. MODELAGEM DO SISTEMA

Para construção do livro-código considera-se, doravante, um sistema modelado com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras operando ao longo de N_C subportadoras, na presença de um canal com desvanecimento seletivo em frequência. Assume-se que, para uma dispersão temporal máxima τ , este canal terá um total de L multipercursos resolvíveis, onde $L = \lfloor B\tau \rfloor + 1$, com B denotando a largura de banda do sinal transmitindo.

Os coeficientes de desvanecimento do canal, para o l -ésimo multipercurso, entre cada par transmissor-receptor, considerados constantes ao longo de um símbolo OFDM, serão descritos por uma matriz H_l ($l = 0, 1, \dots, L - 1$) de dimensões $M_T \times M_R$. Os coeficientes do canal foram obtidos pelo modelo espacial do 3GPP [8] -*Spatial Channel Model Extended* - gerados a partir de um conjunto de rotinas em MATLAB desenvolvidos pelo projeto *Winner* [9].

Considerando que cada um dos L multipercursos é recebido no instante de amostragem ψ_l pode-se reescrever a matriz de canal \mathbf{H} por meio do cômputo de sua função de transferência:

$$\mathbf{H}(e^{j2\pi \frac{k}{N_c}}) = \sum_{l=0}^L \mathbf{H}_l e^{-j2\pi \psi_l \frac{k}{N_c}} \quad (1)$$

Denotando o símbolo transmitido na m -ésima antena para a k -ésima subportadora de $x_{k,m}$, então podemos escrever

$$\mathbf{x}_k = [\mathbf{x}_{k,0} \ \mathbf{x}_{k,1} \ \mathbf{x}_{k,2} \ \dots \ \mathbf{x}_{k,M_T}]^T \quad (2)$$

como o vetor de símbolos transmitidos no k -ésimo tom OFDM. E, como consequência, receber-se-á o sinal \mathbf{y}_k dada por:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}(e^{j2\pi \frac{k}{N_c}}) \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \quad (3)$$

com \mathbf{w}_k representando o vetor de ruído, cujas entradas são i.i.d distribuídas segundo uma variável gaussiana de média zero. Extrapolando para o símbolo OFDM inteiro, a matriz de símbolos recebidos \mathbf{Y} será:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Q} + \mathbf{W} \quad (4)$$

em que $\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_0 \ \mathbf{q}_1 \ \mathbf{q}_2 \ \dots \ \mathbf{q}_k]^T$ para $\mathbf{q}_k = \mathbf{H}(e^{j2\pi \frac{k}{N_c}}) \mathbf{x}_k$ e $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_0 \ \mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \dots \ \mathbf{w}_k]^T$.

Após algumas manipulações matriciais é possível reescrever a Equação (4) sem perda de generalidade, como

$$\mathbf{Q} = \sum_{l=0}^L \mathbf{D}^l \mathbf{X} \mathbf{H}_l = \mathbf{S}(\mathbf{X}) \bar{\mathbf{H}}. \quad (5)$$

Neste caso, $\mathbf{S}(\mathbf{X})$, de dimensões $N_C \times M_T L$, será definida por $\mathbf{S} = [\mathbf{X} \ \mathbf{D}^{\psi_1} \mathbf{X} \ \dots \ \mathbf{D}^{\psi_{L-1}} \mathbf{X}]$, em que $\mathbf{D} = \text{diag}_{k=0}^{N_c-1} \{e^{-2j\pi k/N_c}\}$. Ainda na equação 5 a matriz $\bar{\mathbf{H}} =$

$[\mathbf{H}_0^H \ \mathbf{H}_1^H \ \dots \ \mathbf{H}_{L-1}^H]^H$ é um arranjo matemático para facilitar o tratamento analítico do modelo construído a partir das matrizes \mathbf{H}_l . A matriz \mathbf{D}^{ψ_l} corresponde a rotação de fase aplicada aos coeficientes de \mathbf{H}_l durante o processo de convolução no tempo. A Figura 1 ilustra a representação na frequência do l -ésimo multipercurso e ajuda a entender o surgimento da matriz \mathbf{D} .

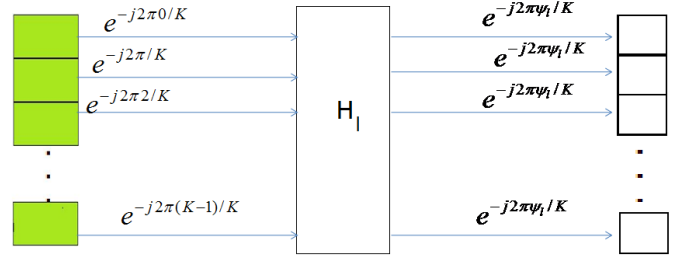


Fig. 1. Rotação de fase aplicada sobre os coeficientes de \mathbf{H}_l para o desvio de frequência de cada subportadora OFDM e ao instante de chegada ψ_l

A matriz $\mathbf{S} = \mathbf{S}(\mathbf{X})$ independe do valor dos coeficientes do canal, estando apenas relacionada com o símbolo \mathbf{X} transmitido, a quantidade e o instante de chegada de cada um dos L multipercursos resolvíveis.

Conhecendo-se o instante de chegada dos multipercursos, dado que foi transmitida um símbolo \mathbf{X} qualquer, espera-se receber no receptor uma versão do símbolo \mathbf{S} degradada pelos efeitos do canal. Por esse motivo, \mathbf{S} é chamado de pseudo-símbolo, pois é sobre \mathbf{S} que se baseará o critério de decisão no receptor.

Se o símbolo \mathbf{X} transmitido estiver limitado a um alfabeto finito de K_1 símbolos $\mathbf{C} = \mathbf{C}_i$, para $i = 0, 1, \dots, K_1 - 1$, então um algoritmo de decisão baseado na medida de correlação entre o pseudo-símbolo transmitido e o símbolo recebido pode ser sintetizado na equação 6.

$$\tilde{\mathbf{S}} = \underbrace{(\arg \max)}_{\mathbf{X}=\mathbf{X}_i} (\mathbf{Y}^H \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^H \mathbf{Y}) \quad (6)$$

Na Equação 6 nota-se que o símbolo estimado $\tilde{\mathbf{S}}_i$ (e por consequência, $\tilde{\mathbf{C}}_i$) é obtido por meio de uma busca exaustiva por todos os pseudo-símbolos possíveis. Para cada um dos símbolos é necessária uma medida de correlação obtida por meio de produtos matriciais de \mathbf{S}_i (de dimensões $N_c \times M_T L$), \mathbf{Y} ($N_c \times M_R$), e suas respectivas inversas. Consequentemente o algoritmo de recepção tem sua complexidade variando linearmente com K_1 e exponencialmente com o número de subportadoras utilizadas.

No caso de transmissões OFDM, como o LTE, o número de subportadoras é, em geral, da ordem de centenas, o que pode tornar o processo de recepção extremamente custoso e, em muitos casos, inviável.

Posto isso, considerando que na maioria dos sistemas modernos um único símbolo OFDM pode conter uma grande quantidade de subportadoras (na ordem de centenas), a técnica de codificação explorada aqui divide as N_c subportadoras em N_g grupos de P subportadoras, de forma a minimizar a complexidade do receptor, recebendo vários grupos menores em vez de um único grande conjunto de subportadoras. Essa

divisão, contudo, não pode ser feita de forma arbitrária e é condicionada pela seguinte regra prática: a p -ésima subportadora do g -ésimo grupo será a de índice $g + pN_g$.

Após a divisão destes grupos, a palavra-código a ser transmitida em cada um deles é obtida após o processamento de 2 estágios de codificação: um puramente não-coerente e um diferencial. Cada um destes estágios é processado de maneira independente e com seu próprio livro código. Dessa forma, a palavra código resultante será:

$$C_g = C_{nch,g} C_{dif,g}, \quad (7)$$

onde, $C_{nch,g}$ representa o símbolo não coerente, $P \times M_T$, transmitido e $C_{dif,g}$ é o componente da transmissão $M_T \times M_T$, devido ao processo de codificação não-coerente.

A. Codificação Não Coerente

O livro código não-coerente, de cardinalidade K_1 , tem sua i -ésima palavra código construída da seguinte forma:

$$C_{nch,g,i} = \sqrt{P/M_t} \Phi^i \mathbf{B}, \quad i = 0, 1, \dots, K_1 - 1 \quad (8)$$

Em (8), $\Phi = \text{diag}_{k=0}^{P-1} \{e^{j2\pi u_k / K_1}\}$, com $0 \leq u_k \leq K_1 - 1$, sendo os parâmetros a serem otimizados segundo algum critério de otimização que garanta baixa correlação entre palavras códigos distintas. A q -ésima coluna de \mathbf{B} é igual a $((q-1)L+1)$ -ésima coluna da matriz de FFT com dimensões $P \times P$. Nesta construção Φ tem por função minimizar a correlação entre palavras códigos distintas, enquanto \mathbf{B} visa atingir a unitariedade da pseudo palavra-código.

Vale ressaltar que a restrição é sobre a pseudo palavra-código \mathbf{S} e não sobre \mathbf{C} , isso ocorre porque será considerado, para efeitos de recepção, a pseudo palavra-código recebida (ver seção II-C).

B. Codificação Diferencial

O livro-código diferencial é construído seguindo o modelo unitário proposto em [6]. Neste caso a n -ésima ($n = 0, 1, \dots, K_2$) palavra código possível neste livro é dada por:

$$\mathbf{C}_{dif,g,n} = \begin{cases} \mathbf{I}_{M_T}, & \text{se } g = 0 \\ \mathbf{V}^n \mathbf{C}_{dig,g-1}, & \text{c.c.} \end{cases} \quad (9)$$

Com a matriz $\mathbf{V} = \text{diag}_{k=0}^{M_T-1} \{e^{j2\pi v_k / K_2}\}$, tendo seus parâmetros v_k , $0 \leq v_k \leq K_2 - 1$, sendo otimizados visando diminuir a correlação máxima entre duas palavras códigos distintas.

Após esse estágio de decodificação os símbolos gerados por cada um dos processos são multiplicados e podemos reescrever a palavra código transmitida como :

$$C_{g,i,n} = \sqrt{P/M_T} \Phi^i \mathbf{B} \mathbf{C}_{dif,g-1} \quad (10)$$

C. Processo de Decodificação

De acordo com as equações (8) e (10), o sinal recebido para o g -ésimo grupo pode ser reescrito como:

$$\mathbf{Y}_g = \mathbf{S}_i \mathbf{A}_{n,g} \mathbf{H} + \mathbf{W}_g \quad (11)$$

onde, $\mathbf{A}_n = \mathbf{I}_L \otimes C_{dif,g,n}$ (o símbolo \otimes denota o produto matricial de Kronecker). Na equação 11, nota-se que ambas as palavras códigos (não coerente e diferencial) estão bem definidas e separadas matematicamente, o que torna possível que possam ser decodificadas sequencialmente no lado do receptor.

A decodificação se dará primeiramente para a palavra código não coerente. Uma vez que \mathbf{A}_n é unitária, a distribuição de \mathbf{H} e de $\mathbf{A}_n \mathbf{H}$ é a mesma. Desta forma a decodificação GLRT (*generalized likelihood ratio test*) deduzida em [4] pode ser aplicada a R_g :

$$\tilde{C}_{nch,g,est} = \underbrace{\arg \max}_{\mathbf{C}=\mathbf{C}_i} \text{tr} \left\{ \mathbf{Y}_g^H \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^H \mathbf{R}_g \right\} \quad (12)$$

Tendo uma vez estimado o símbolo não coerente transmitido, se torna mais fácil decodificar a palavra código diferencial recebida. Para tal, é necessário tentar forçar a zero a contribuição em R_g devido ao estágio não coerente de codificação. Neste caso, podemos fazer a operação não-coerente inversa:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_g = \sqrt{\frac{M_t}{P}} \tilde{\mathbf{S}}_{i,est}^H \mathbf{S}_i \mathbf{A}_n \mathbf{H} + \mathbf{W} \quad (13)$$

Se a palavra código $\tilde{C}_{nch,g,est}$ houver sido estimada com correção, então, devido a unitariedade da pseudo palavra código ter-se-á que:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{g,est} = \sqrt{\frac{M_T}{P}} \mathbf{A}_n \mathbf{H} + \tilde{\mathbf{W}} = \sqrt{\frac{M_T}{P}} \mathbf{A}_V^n \mathbf{Y}_{g-1} + \mathbf{Z}_g \quad (14)$$

Com a matriz de ruído \mathbf{Z}_g , tendo seus elementos modelados por uma distribuição de uma variável aleatória gaussiana complexa com média 0 e variância 2. E a partir de (14), um receptor ML pode ser utilizado com a seguinte regra de decisão:

$$\hat{n} = \underbrace{\arg \min}_{q=0,1,\dots,K_2-1} \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{Y}}_{g,est} - \mathbf{A}_V^q \mathbf{Y}_{g-1} \right\| \right\} \quad (15)$$

A probabilidade de erro desde segundo estágio de detecção, desde que o estágio não coerente tenha sido recebido com correção é a mesma que seria caso esse sistema fosse puramente diferencial [1].

III. SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Para avaliar os códigos não coerentes, o enlace direto da camada física do 3G-LTE foi escolhida para realizar as simulações. Para uma banda de 10 MHz, utilizada nas simulações, 600 portadoras estão disponíveis para alocação dos dados e dos pilotos [3]. A partir dessas portadoras grupos de subportadoras requeridos pelos códigos não coerentes foram formados.

A técnica de codificação não coerente apresentada na Seção II apresenta uma série de parâmetros que devem ser dimensionados na construção dos códigos: P , K_1 , K_2 , M_T , M_R , a taxa de código ($R \approx \frac{\log_2(K_1 K_2)}{P}$ bits/uso do canal). Nesta seção será mostrado a relação entre os parâmetros através do desempenho do sistema e também será mostrado os custos e benefícios inerentes a um aumento (diminuição) de cada uma das grandezas relacionadas acima.

Foi adotado nas simulações que o número de multipercursos do sistema e o instante de chegada dos mesmos é conhecido pelo receptor, sendo o livro-código calculado para essa condição de interesse.

Uma das restrições para a construção do livro-código está na escolha do número de subportadoras por grupo [5]. Quanto menor for o valor de P , menor é a complexidade nos receptores, já que a complexidade nestes cresce exponencialmente com o número de subportadoras por grupo. Contudo, se o $P < M_T L$ o desempenho do código não coerente será bem ruim já que não será possível receber o sinal com precisão. Por outro lado, o grau máximo de diversidade do sistema é obtido quando $P > 2M_T L$ [4]. Assim, nem sempre aumentar o grau de diversidade do sistema através do aumento do M_T é recomendável já que implicaria em aumentar o número de portadoras por grupo o que por consequência aumentaria a complexidade do receptor. Além disso, dada uma taxa de código $R = (\log_2(K_1)/P)$ (bits/uso do canal) fixa, um aumento em P resultaria em um livro-código muito extenso o que novamente aumentaria a complexidade no receptor.

A Figura 2 apresenta o desempenho dos códigos não coerentes, para o ambiente de propagação do tipo suburbano, quando o número de multipercursos e o número de antenas são variados. Os parâmetros de construção do livro são encontrados na Tabela I. É possível observar a sensibilidade em termos de desempenho quando se varia o número de multipercursos. O grau máximo de diversidade ($P > 2M_T L$) é obtido com código 2, justificando, assim, a sua superioridade. Por outro lado, como $P < M_T L$ o desempenho do código 3 é degradado já que a possibilidade de receber o sinal com imprecisão é aumentada.

TABELA I

PARÂMETROS DOS LIVROS-CÓDIGOS PARA A FIGURA 1

	P	K_1	L	M_T	M_R	$R \approx$
Cod1	8	16	4	1	2	0.5
Cod2	8	16	3	1	2	0.5
Cod3	8	16	7	2	2	0.5

Na figura 3 é apresentado o comportamento do código 2 da tabela I para três tipos de ambientes de propagação: macro urbano, micro urbano, macro suburbano. A média da dispersão temporal máxima em cada um destes cenários corresponde a $1,8229 \mu s$, $0,5924 \mu s$ e $0,423 \mu s$, ao longo de diversas realizações do canal. Comparando os resultados desta figura, notamos que em nenhum dos 3 cenários simulados o desempenho do código se distanciou dos demais e em todos eles foi possível realizar uma detecção com certo grau de satisfatoriedade. Desta forma, concluiu-se que esta técnica

funciona para qualquer distribuição do perfil de potência de atraso (PDP).

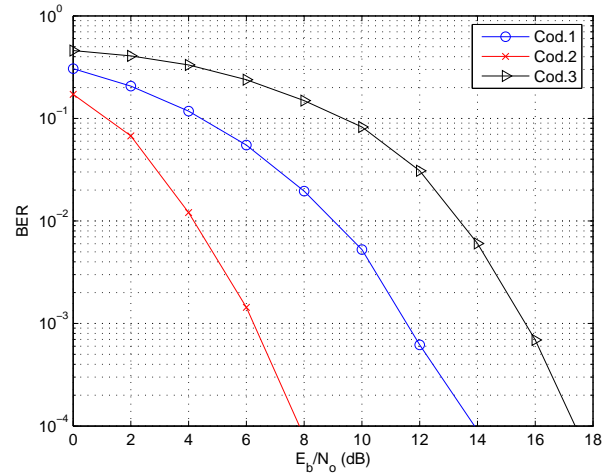


Fig. 2. Comparação da BER para a tabela 1.

Ainda na busca de visualizar o efeito do desvanecimento sobre cada uma das técnicas separadamente, realizou-se simulações envolvendo apenas o estágio diferencial de codificação. Para esta segunda técnica, uma vez que a palavra-código pode ser vista como uma matriz quadrada de tamanho M_T , a escolha do número de subportadoras por grupo não apresenta qualquer restrição já que não existe qualquer influência na correlação entre as distintas palavras códigos. Em linhas gerais, para este estágio de codificação diferencial, sabe-se que um acréscimo em M_T melhora o desempenho do código para um livro código de tamanho K_2 fixado. Neste ponto, o projetista cai em uma solução de compromisso: um acréscimo em M_T permite melhor desempenho da codificação diferencial e um aumento de diversidade na codificação não coerente, mas, exigindo maior número de subportadoras por grupo para o estágio não coerente, pode apresentar um custo muito elevado em termos de complexidade computacional.

Os resultados obtidos para a codificação diferencial foram obtidos com os códigos propostos na Tabela II e estão presentes na Figura 4, onde o desempenho deste código é avaliado para diferentes cenários. Na figura 4 nota-se que o desempenho do receptor varia conforme o canal seja mais ou menos seletivo em frequência. O código apresentou comportamento mais satisfatório no perfil macro suburbano, que apresenta menor média da dispersão temporal máxima. Já o perfil macro urbano, que apresenta uma dispersão temporal máxima muito superior aos outros 2 casos, apresentou um cenário onde este estágio de codificação diferencial apresenta saturação na curva de BER, com bastante imprecisão no processo de decodificação.

TABELA II

PARÂMETROS DOS LIVROS-CÓDIGOS PARA A CODIFICAÇÃO DIFERENCIAL

	P	K_2	L	M_T	M_R	$R \approx$
Cod4	8	16	3	1	2	0.5

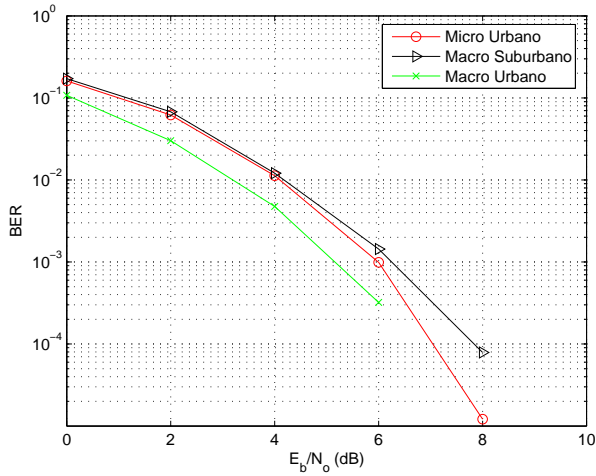


Fig. 3. Comparação da BER para o código 2 em diferentes cenários

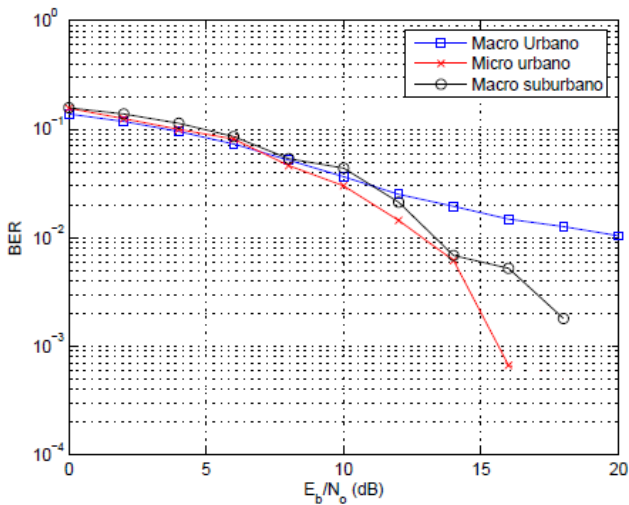


Fig. 4. Comparação da BER para a tabela 2

Por fim, o desempenho da técnica híbrida é apresentada na Figura 5. Para este estudo, foi escolhido um livro código com os parâmetros dados na Tabela III para o perfil macro suburbano. O resultado mostra um resultado satisfatório do código proposto, uma vez que é possível atingir uma BER razoável (inferior a 10^{-5}) para valores razoáveis de E_b/N_0 . Observando conjuntamente este gráfico e a tabela III, notamos que o acréscimo de 1 antena transmissora de fato melhora o desempenho do código em termos de BER (permitindo inclusive maior número de palavras códigos no estágio diferencial) - a curva do código 6 tem resultado melhor que a do código 5 - , mas o aumento de P requerido pelas restrições de projeto compromete a taxa de código. Muitas vezes, será mais compensador aumentar o número de antenas receptoras em vez de antenas transmissoras, para melhorar a BER do sistema.

Ainda observando este gráfico, nota-se que mesmo aumentando o número de multipercursos este código continua apresentando bom desempenho. Em geral, maiores valores de

L permitem ganho de diversidade e um melhor desempenho do código, contudo comprometem a escolha de P e, conseqüentemente, o custo do receptor.

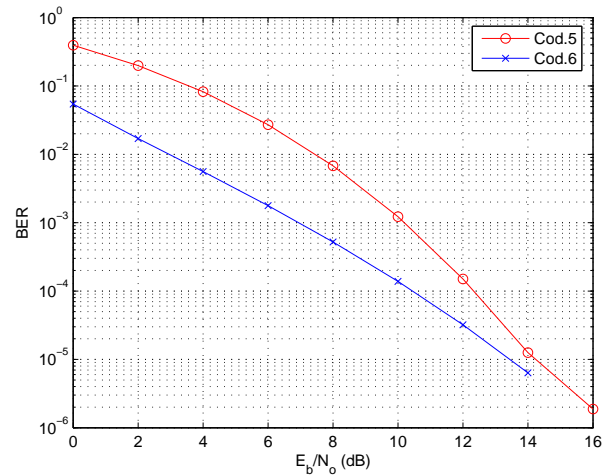


Fig. 5. Comparação da BER para a tabela 3

 TABELA III
 PARÂMETROS DOS LIVROS-CÓDIGOS PARA A TÉCNICA HÍBRIDA

	P	L	$K1$	$K2$	M_T	M_R	$R \approx$
Cod1	15	7	1024	16	1	2	0.9333
Cod2	30	7	1024	64	2	2	0.5333

IV. CONCLUSÕES

Neste artigo estudamos as relações de *trade-off* entre os parâmetros de projeto para a construção de um código SF unitário baseado em grupos, aplicado ao LTE. Entre outras coisas, conclui-se que, em determinados tipos de cenário, a técnica proposta tem bom desempenho e pode servir como opção a um esquema de transmissão MIMO que exige menor complexidade do receptor que um sistema coerente.

A técnica proposta ao longo desse artigo explora alguns dos pontos que estão por trás do LTE desde o início de sua padronização pelo 3GPP [12]: arquitetura simplificada, baixo consumo de energia (por exigir pouco processamento). Em contrapartida, viu-se que para se obter eficiência espectral muito elevada seria necessário aumentar a complexidade computacional do receptor. Para que esta especificação seja atendida, seria necessário encontrar novas formas de se executar a recepção do sistema, como a referida em [5].

Outras observações são feitas ainda a respeito da interdependência entre os fatores de projeto: um aumento no número de multipercursos resolvíveis ou de antenas transmissoras pode fornecer um aumento no grau de diversidade do sistema, contudo este ganho se dá a custa de um aumento exponencial na complexidade do receptor. Além disso, avalia-se também que o número de multipercursos pode aumentar o grau de diversidade do sistema, mas criar uma restrição forte sobre o número de subportadoras por grupo, devido ao estágio de

codificação puramente não coerente, o que pode comprometer o custo do receptor. Além disso, nota-se que o desempenho do estágio diferencial é severamente afetado pelo comportamento do canal, não sendo aplicável em alguns cenários reais. Nestas situações, entretanto, pode-se permanecer com a codificação puramente não coerente.

Outro empecilho na adoção desses códigos não coerentes é a necessidade de recalcular a semente do código puramente não coerente em função dos instantes de chegada dos multipercursos e da quantidade desses (que varia ao longo do tempo), este cálculo demanda bastante processamento e como deve ser feito de acordo com a variação do canal torna sua adoção inviável para a maioria dos casos práticos.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo INdT, através do Projeto WiSIL, e pelo CNPq através do projeto WiPA, Processo 554047/2006-3.

REFERÊNCIAS

- [1] Qian Li, Li, H.K. e Teh, K.C. "Noncoherent Space-Frequency Codes for Broadband MIMO Systems over Frequency-Selective Fading Channels" *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE*, pg 554-558, May, 2008.
- [2] ANATEL. *Dados de Acessos Móveis em Operação e Unidade da Federação*, abril de 2009. Disponível em: <http://www.anatel.gov.br>.
- [3] S. Sesia, I. Toufik e M. Baker, "LTE - The UMTS Long Term Evolution: From theory to practice"
- [4] M. Borgmann e H. Bölcksei, "Noncoherent space-frequency coded MIMO-OFDM," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 23, pp.1799-1810, Sept.2005. 1986.
- [5] Qian Li, Li, H.K. e Teh, K.C. "Group-based Noncoherent Space-Frequency Codes and Efficient Decoding" *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE*, pg 595-599, May, 2008.
- [6] B. M. Hochwald, T. L. Marzetta, T. J. Richardson, W. Sweldens, e R. Urbanke, "Systematic design of unitary space-time constellations," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, pp. 1962-1973, Sept. 2000.
- [7] S. Alamouti, "A simple transmitter diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp 1451-1458, Oct, 1998.
- [8] 3GPP, *3GPP TR 25.996 V8.5.0 - Spatial Channel Model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) Simulations* (Release 6), Technical report, 3GPP, Sep. 2003.
- [9] Jari Salo, Giovanni Del Galdo, Jussi Salmi, Pekka Kyösti, Marko Milojevic, Daniela Laselva, and Christian Schneider, "MATLAB implementation of the 3GPP Spatial Channel Model (3GPP TR 25.996)," On-line, January 2005. <http://www.tkk.fi/Units/Radio/scm/>.
- [10] H. Bölcksei and M. Borgmann, "Code design for non-coherent MIMO-OFDM systems," in *Proc. Allerton Conference on Communication, Control and Computing*, Monticello, Illinois, USA, Oct. 2002
- [11] WINNER, *Assessment of Advanced Beamforming and MIMO Technologies*, IST-2003-507581 D2.7 ver 1.1.
- [12] SESIA I. TOUFIK, M. B. S. *LTE - The UMTS Long Term Evolution: From theory to practice.*. First Edition. John Wiley & Sons, 2009.