

Aproximação Assintótica de BER para Sistema MARC Incremental com Dois Usuários

Dimas Irion Alves, Cristian Müller, Renato Machado e Bartolomeu F. Uchôa-Filho

Resumo—Neste trabalho é realizado o estudo de um sistema *Multiple Access Relay Channel* (MARC) cooperativo incremental, composto por K nós fonte que difundem sua informação, simultaneamente, para um nó destino e uma estação *relay* com N antenas. Baseado na condição da informação recebida, o destino decide se ocorrerá ou não um período de retransmissão utilizando a estação *relay*. Quando ocorre o período de retransmissão são utilizadas a técnica de seleção de antenas na transmissão (TAS) e o protocolo *decode-remodulate-and-forward* (DreMF). São apresentadas duas aproximações assintóticas de taxa de erro de bit (BER) considerando $K = 2$ e $N = 1$, sendo que na primeira utiliza-se modulação BPSK nos dois nós fonte e na segunda, QPSK. Resultados de simulação são apresentados para corroborar a precisão da análise assintótica e demonstrar o bom desempenho do sistema a partir da relação de compromisso entre BER e de taxa de transmissão.

Palavras-Chave—MARC, DreMF, aproximação assintótica de BER.

Abstract—This work considers an *Multiple Access Relay Channel* (MARC) incremental cooperative scheme with K sources nodes which broadcasts their information simultaneously to both the destination node and the relay station with N antennas. Based on the information state, the destination node decides whether relaying will be performed by the relay station or not. When relaying is performed, the transmit antenna selection (TAS) scheme and the *decode-remodulate-and-forward* (DreMF) protocol are implemented. Two asymptotic approximations for the bit error rate (BER) are presented for the case with $K = 2$ and $N = 1$, the first considering BPSK constellation in the source nodes and second, QPSK. Simulation results are provided to corroborate the good precision of the asymptotic analysis and to demonstrate that the system has a good tradeoff between BER performance and transmission rate.

Keywords—MARC, DreMF, BER asymptotic approximation.

I. INTRODUÇÃO

O interesse em sistemas cooperativos vem crescendo devido à possibilidade de obtenção de ganhos de desempenho e robustez, os quais podem ser adquiridos através da utilização do conceito de diversidade espacial associadas aos nós distribuídos ao longo da rede de comunicação [1], [2]. Devido a essas características, as técnicas baseadas em *relays* são consideradas para os sistemas 3GPP LTE (técnicas de transmissão/recepção de *coordinated-multipoint* (CoMP)) [3], [4] e no protocolo IEEE 802.11s [5].

Dimas Irion Alves e Cristian Müller, Universidade Federal do Pampa, Alegrete-RS, Brasil e Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, E-mails: dimasalves@unipampa.edu.br e cristian.muller@unipampa.edu.br.

Renato Machado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria-RS, Brasil, E-mail: renatomachado@ieee.org.

Bartolomeu F. Uchôa-Filho, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, E-mail: uchoa@ieee.org.

No entanto, técnicas de diversidade cooperativa, usualmente, vêm acompanhadas de uma perda de eficiência espectral do sistema. A fim de mitigar este problema foram propostas diversas técnicas, como as incrementais [6], [7], nas quais o *relay* só é utilizado quando requisitado, ou as técnicas baseadas em *multiple access relay channel* (MARC) [8], nas quais mais de um usuário acessa o *relay*, simultaneamente.

Este trabalho propõe uma aproximação assintótica da BER do esquema apresentado em [9] para dois casos específicos. Para o primeiro caso, o sistema possui dois nós fontes utilizando modulação BPSK e apenas uma antena na estação *relay*, enquanto que o segundo caso considera dois nós fontes utilizando modulação QPSK e apenas uma antena na estação *relay*. Resultados de simulações computacionais são apresentados com intuito de corroborar com as expressões analíticas obtidas para regime de alta SNR.

O restante deste trabalho está organizado da seguinte maneira. A Seção II introduz o modelo do sistema. A Seção III faz uma breve apresentação do esquema analisado, proposto em [9]. Na Seção IV, deriva-se a aproximação assintótica da BER para os casos estudados. Na Seção V, apresentam-se os resultados teóricos e de simulação. Algumas considerações finais são apresentadas na Seção VI, concluindo o trabalho.

II. MODELO DE SISTEMA

O modelo do sistema considerado é o mesmo de [9] e é apresentado na Fig. 1. Trata-se de uma rede genérica com K nós fonte, S_i , em que $i = 1, \dots, K$, uma estação *relay* com N antenas e um nó destino, D , equipado com apenas uma antena.

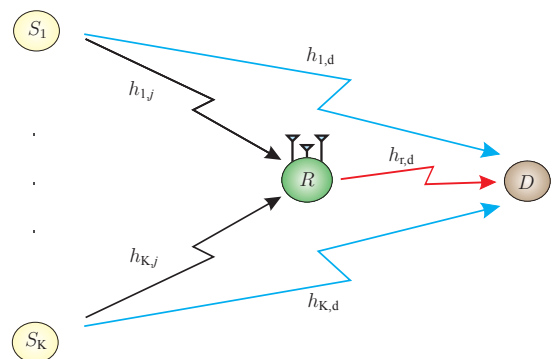


Fig. 1. Modelo de sistema considerando uma estação *relay* de múltiplas antenas. Ilustração adaptada de [9].

Foi adotado o modo de operação *half-duplex* utilizando canais de comunicação planos quase estáticos que respeitam

uma função de distribuição do tipo Rayleigh com média zero e variância unitária, cujos coeficientes são conhecidos nos receptores. A análise foi realizada em banda base com constelações de energia unitárias, considerando o modo de transmissão *Time Division Multiple Access Relay Channel* (TDMARC) [10]. Além disso, assume-se a existência de um canal de realimentação livre de erros e o sincronismo entre todas as transmissões.

III. ESQUEMA ANALISADO

O sistema analisado foi proposto pelos autores em [9], e opera da seguinte maneira. No primeiro instante de tempo todos os K nós fonte difundem sua informação pela rede, simultaneamente. Os sinais recebidos na j -ésima antena da estação *relay*, $j = 1, \dots, N$, e no nó destino D podem ser escritos como

$$\mathbf{y}_{s,r,j} = \sum_{i=1}^K \sqrt{P_1} h_{i,j} \mathbf{s}_i + \boldsymbol{\eta}_{s,r} \quad (1)$$

e

$$\mathbf{y}_{s,d} = \sum_{i=1}^K \sqrt{P_1} h_{i,d} \mathbf{s}_i + \boldsymbol{\eta}_{s,d}, \quad (2)$$

sendo que o *frame* de informação do nó fonte i é representado pelo vetor \mathbf{s}_i , o qual consiste em L símbolos de uma constelação S , $h_{i,j}$ e $h_{i,d}$ representam os coeficientes de canal entre o i -ésimo nó fonte e a j -ésima antena da estação *relay* e entre o i -ésimo nó fonte e o nó destino D , respectivamente, $\boldsymbol{\eta}_{s,r}$ e $\boldsymbol{\eta}_{s,d}$ são vetores de ruído modelados como variáveis Gaussianas aleatórias de média zero, matriz covariância $N_0 \mathbf{I}_L$, independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.) e P_1 representa a potência transmitida no instante 1.

Foram adotados neste trabalho: *i*) as potências de transmissão no primeiro e segundo instantes de tempo como sendo, respectivamente, $P_1 = P/K$ e $P_2 = P$; *ii*) assume-se que o nó destino é capaz de detectar, no primeiro instante de tempo, se o *frame* foi recuperado corretamente ou não; *iii*) por simplicidade, considera-se que a transmissão é não codificada, o que levou à escolha de detector do tipo *maximum likelihood* (ML), sendo importante salientar que em caso de utilização de códigos na transmissão é necessário adequar o detector.

Caso um erro seja detectado pelo nó destino, em algum dos *frames* transmitidos, este envia uma mensagem a todos os nós da rede, através do canal de realimentação, requisitando a utilização do protocolo DreMF e informando qual a antena da estação *relay* deve ser utilizada na técnica de transmissão TAS. O protocolo DreMF consiste na combinação dos múltiplos símbolos detectados na estação *relay* em um único símbolo, aumentando a ordem da modulação utilizada, S_h . Esses novos símbolos transportam $K \log_2(|S|)$ bits, em que $|S|$ denota o tamanho da constelação S . Para $K \log_2(|S|) \leq 3$ os símbolos são mapeados em constelações do tipo PSK e para $K \log_2(|S|) > 3$ em constelações do tipo QAM. Por exemplo, caso existam duas fontes transmitindo sinais modulados em constelações BPSK, o sinal remodulado na estação *relay* será

do tipo QPSK. Logo, o vetor recebido no nó destino, caso uma retransmissão tenha ocorrido, pode ser escrito como

$$\mathbf{y}_{r,d} = \sqrt{P_2} h_{r,d} \tilde{\mathbf{s}}_r + \boldsymbol{\eta}_{r,d}. \quad (3)$$

Novamente, a detecção desses sinais não codificados é feita através de um detector ML. É importante salientar que, devido ao fato de a detecção ser realizada no primeiro instante de tempo, o nó destino sabe quais *frames* de informação do primeiro instante contém erros. Logo, o nó destino pode substituir apenas os *frames* com erros pela informação recebida na retransmissão. Maiores detalhes referentes ao esquema analisado podem ser obtidos em [9].

IV. APROXIMAÇÃO ASSINTÓTICA DE BER

Para a análise assintótica de BER, considera-se a ocorrência de apenas um erro quando a última decisão de seu valor é errônea. Ou seja, um erro de bit associado ao nó fonte S_i ocorrerá somente se este persistir após a retransmissão da estação *relay*, dado que essa retransmissão tenha sido requisitada devido a um erro de bit no *frame* de informação associado ao nó fonte S_i . Logo, um evento de erro de bit nesse sistema depende de uma sucessão de eventos de erros, cujo conjunto pode ser denominado como evento- S_i . É importante salientar que, devido à simetria, a probabilidade de ocorrência é idêntica para todos os possíveis valores de i . A fim de facilitar o entendimento de como foi obtida a aproximação de BER $P_e(\gamma_c)$, do sistema em que $\gamma_c = P/N_0$, são definidas algumas probabilidades intermediárias:

- $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ é a BER no nó destino, para o primeiro instante de tempo, associada à transmissão simultânea de todos os nós fontes;
- $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$ é a BER no nó destino, no segundo instante de tempo, associada apenas à transmissão da estação *relay*, na qual o símbolo é modulado em uma constelação de ordem superior;
- $P_{\text{DreMF}}(\gamma_c)$ é a BER no nó destino, no segundo instante de tempo, considerando os dois saltos do sistema cooperativo (fonte-*relay*-destino).

As expressões matemáticas de cada uma dessas probabilidades auxiliares dependem diretamente de características do sistema, como o número de nós fontes, o número de antenas da estação *relay* e o tipo de modulação digital considerada nos nós fonte. No entanto, a probabilidade de erro final no nó destino, para qualquer cenário, pode ser descrita como

$$P_e(\gamma_c) = P_0(\gamma_c) P_{\text{evento-}S_i}(\gamma_c), \quad (4)$$

em que $P_0(\gamma_c)$ é a probabilidade de ocorrência de uma requisição de retransmissão e $P_{\text{evento-}S_i}(\gamma_c)$ é a probabilidade do evento- S_i , o qual é a probabilidade de erro do protocolo DreMF associada a um nó fonte específico S_i .

A probabilidade da ocorrência de uma retransmissão pode ser aproximada como

$$\begin{aligned} P_0(\gamma_c) &\approx 1 - (1 - P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c))^{KL \log_2(|S|)} \\ &\approx KL \log_2(|S|) P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c), \end{aligned} \quad (5)$$

em que a primeira aproximação é feita considerando que os erros no primeiro instante de tempo são independentes e a segunda é a aproximação assintótica de primeira ordem para grandes valores de γ_c .

A probabilidade de que um erro ocorra para um usuário específico é a probabilidade de que um erro ocorra para qualquer usuário dividida por $K \log_2(|S|)$. Logo, tem-se que

$$P_{\text{evento-}S_i}(\gamma_c) \approx \frac{1}{K \log_2(|S|)} P_{\text{DreMF}}(\gamma_c). \quad (6)$$

Por fim, a partir de (4)-(6), a probabilidade de erro de bit do sistema no nó destino pode ser aproximada como

$$P_e(\gamma_c) \approx LP_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) P_{\text{DreMF}}(\gamma_c). \quad (7)$$

Conforme mencionado anteriormente, as expressões para $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ e $P_{\text{DreMF}}(\gamma_c)$ variam de acordo com a configuração do sistema e serão derivadas no decorrer dessa seção.

A. Caso $K = 2, N = 1, \text{BPSK} \times \text{BPSK}$

Dado que a estação *relay* possui apenas uma antena e considerando a simetria de canal adotada, no primeiro instante de tempo a BER na estação *relay* é igual a BER no nó destino, a qual denominamos $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$. No segundo instante de tempo, a BER para a transmissão *relay*-destino é denominada $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$. Um bit transmitido pelo sistema cooperativo é considerado errôneo se ocorre um erro no primeiro instante de transmissão ou (exclusivo) no segundo. Logo, para $N = 1$, a BER $P_{\text{DreMF}}(\gamma_c)$ pode ser escrita como

$$P_{\text{DreMF}}(\gamma_c) = P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) + P_{\text{mod}}(\gamma_c) - 2P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)P_{\text{mod}}(\gamma_c). \quad (8)$$

A modulação utilizada na estação *relay*, para o cenário estudado, é a QPSK. Logo, pode-se definir $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$ como sendo a BER para um sistema não cooperativo transmitindo com modulação QPSK, a qual é dada em [11] como

$$P_{\text{mod}}(\gamma_c) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\mu}{\sqrt{2 - \mu^2}} \right], \quad (9)$$

em que

$$\mu = \sqrt{\frac{\gamma_c}{1 + \gamma_c}}. \quad (10)$$

Nota-se que para encontrar as probabilidades $P_{\text{DreMF}}(\gamma_c)$ e $P_e(\gamma_c)$ é necessário encontrar $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$. Assim, é importante mencionar que uma expressão exata para $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ é difícil de ser obtida através de métodos analíticos clássicos. Assim, é proposta a divisão do cenário considerado em duas hipóteses:

$$\left| \sqrt{P_1} s_1 h_1 + \sqrt{P_1} s_2 h_2 \right| \stackrel{C_1}{\underset{C_2}{\gtrless}} |\eta_{s,d}|. \quad (11)$$

Define-se γ_n como

$$\gamma_n = \frac{P_n}{N_0}, \quad (12)$$

em que P_n é a potência transmitida no n -ésimo instante de tempo, com $n = 1, 2$. Sabe-se que $\gamma_c = 2\gamma_1$. Logo, $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ pode ser expresso da seguinte forma

$$P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) = P_{e_1}(\gamma_1) + P_{e_2}(\gamma_1) \quad (13)$$

e

$$P_{e_i}(\gamma_1) = P_{e|C_i}(\gamma_1) P_{C_i}(\gamma_1), \quad (14)$$

em que $P_{e|C_i}(\gamma_1)$ é a BER no nó destino, no primeiro instante de tempo, dado que o caso C_i tenha ocorrido, e $P_{C_i}(\gamma_1)$ é a probabilidade de ocorrência do caso C_i , com $i = 1, 2$.

Para o caso C_1 e para altos valores de SNR, pode-se afirmar que a interferência causada pelos sinais, uns aos outros, não gera ambiguidade no detector. Ainda, denominamos a situação em que a interferência de duas ou mais fontes gera ambiguidade no detector como interferência destrutiva. Assim, para o caso C_1 pode-se aproximar o desempenho de BER como o de uma transmissão ponto a ponto não cooperativa de um único usuário. Logo, é possível reescrever $P_{e|C_1}(\gamma_1)$ como

$$P_{e|C_1}(\gamma_1) \approx P_{\text{BPSK}}(\gamma_1), \quad (15)$$

em que $P_{\text{BPSK}}(\gamma_1)$ é dada em [11] como

$$P_{\text{BPSK}}(\gamma_1) = \frac{1}{2} [1 - \mu]. \quad (16)$$

Para o caso C_2 , a interferência gerada por um sinal influencia na detecção do outro, gerando ambiguidade na detecção (interferência destrutiva). Neste cenário, uma posição conservadora consiste em considerar a máxima ambiguidade possível no detector, dada por

$$P_{e|C_2}(\gamma_1) \approx 0.5. \quad (17)$$

Dado que s_1 e s_2 em (11) são sinais BPSK e considerando a propriedade de que a adição de duas variáveis Gaussianas aleatórias é uma variável Gaussiana aleatória, pode-se reescrever o caso C_2 como

$$\left| \sqrt{2P_1} h_{1,2} s_{1,2} \right| \leq |\eta_{s,d}|, \quad (18)$$

em que $h_{1,2}$ tem as mesmas características estatísticas de h_1 e h_2 , e $s_{1,2}$ pertence a uma constelação BPSK. Nota-se que um sistema de comunicação com equação de recepção dada por $y = \sqrt{2P_1} h_{1,2} s_{1,2} + \eta_{s,d}$ possui BER igual a $P_{\text{BPSK}}(2\gamma_1)$ e que nesse cenário ocorrerá um cenário de máxima ambiguidade para o receptor. Logo, o segundo termo de $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ pode ser descrito como

$$\begin{aligned} P_{e_2}(\gamma_1) &= P_{C_2}(\gamma_1) P_{e|C_2}(\gamma_1) \\ &= P_{\text{BPSK}}(2\gamma_1). \end{aligned} \quad (19)$$

Note que a obtenção das probabilidades isoladas de (19) é uma tarefa árdua, porém, a obtenção do produto destas probabilidades é trivial. A partir da consideração feita em (17), pode-se afirmar que $P_{C_2}(\gamma_1) = 2P_{e_2}(\gamma_1)$ e $P_{C_1}(\gamma_1) = 1 - 2P_{e_2}(\gamma_1)$. Neste caso, uma aproximação assintótica para a probabilidade $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ é

$$P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) \approx (1 - 2P_{e_2}(\gamma_1)) P_{e|C_1}(\gamma_1) + P_{e_2}(\gamma_1). \quad (20)$$

B. Caso $K = 2, N = 1, \text{QPSK} \times \text{QPSK}$

Para a análise do caso com $k = 2$ nós fonte utilizando modulação QPSK e $N = 1$ antena na estação *relay* as Equações (7) e (8) continuam sendo válidas. A expressão a ser obtida é $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$, dado que $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$ é a probabilidade de erro de um sistema 16-QAM não cooperativo. A probabilidade

de erro de símbolo para esse sistema é apresentada em [12]. Devido ao mapeamento de Gray, pode-se aproximar a probabilidade $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$ como sendo

$$P_{\text{mod}}(\gamma_c) = P_{M\text{-QAM}}(\gamma_c) \approx \frac{1}{\log_2(M)} \left(1 - (1 - P_{\text{aux}})^2\right), \quad (21)$$

sendo

$$P_{\text{aux}} = \frac{\alpha}{2}(1 - \mu_0), \quad (22)$$

em que μ_0 , β e α são definidos, para uma constelação QAM, como

$$\mu_k = \sqrt{\frac{\beta\gamma_c}{2k + \beta\gamma_c + 2}}, \quad (23)$$

$$\beta = \frac{3}{M-1} \quad (24)$$

e

$$\alpha = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right). \quad (25)$$

Para o caso com $K = 2$ fontes utilizando modulação QPSK, pode-se considerar as fontes como dois grupos, cada um composto por duas fontes binárias, e assumido que a primeira fonte de cada grupo determine a componente de fase do sinal QPSK, enquanto a segunda de cada grupo determina a componente de quadratura. É importante salientar que os dois componentes do sinal QPSK são ortogonais e são afetados pelo mesmo ganho de canal, logo, as duas fontes de um mesmo grupo não geram interferência uma para a outra. No entanto, qualquer fonte de um grupo pode gerar interferência às fontes do outro grupo, dado que os sinais QPSK são complexos e são afetados por canais de comunicação com ganhos complexos independentes.

Como apresentado em (11), pode-se separar as situações de detecção nos casos C_1 e C_2 . Conforme feito anteriormente, caso aconteça o caso 1, as fontes de um grupo não geram interferência destrutiva para nenhuma fonte do outro grupo. Logo, de maneira similar a (15), porém considerando modulação QPSK, pode-se determinar a probabilidade condicional de erro para o evento C_1 , como

$$P_{e|C_1}(\gamma_1) \approx P_{\text{QPSK}}(\gamma_1) = P_{\text{QPSK}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right), \quad (26)$$

Para o caso 2, é importante salientar que uma fonte de um grupo (bit) pode interferir destrutivamente com qualquer outra fonte de outro grupo, de modo a gerar erros. Conforme mencionado, fontes de mesmo grupo não geram interferência destrutiva entre si. Assim, existem 4 possibilidades em que as fontes de um grupo geram interferência destrutiva com as de outro. Logo, a probabilidade de erro condicional será similar a (19), porém utilizando modulação QPSK, sendo esta dada por

$$P_{e,1}(\gamma_1) \approx 4P_{\text{QPSK}}(2\gamma_1) = 4P_{\text{QPSK}}(\gamma_c). \quad (27)$$

A partir deste ponto, pode-se inferir que o número de formas em que duas fontes de um grupo (bits) podem interferir destrutivamente, simultaneamente, com as fontes de outros

grupos é dois para o caso QPSK. A probabilidade de erro condicional para este caso pode ser dada como

$$P_{e,2}(\gamma_1) \approx 2(P_{\text{QPSK}}(2\gamma_1))^2 = 2(P_{\text{QPSK}}(\gamma_c))^2. \quad (28)$$

Logo, apoiado na análise para o caso de duas fontes utilizando modulação BPSK, $P_{\text{Nocooop}}(\gamma_c)$ para duas fontes e constelação QPSK pode ser expressa como

$$P_{\text{Nocooop}}(\gamma_c) \approx \left(1 - 8P_{\text{QPSK}}(\gamma_c) - 4(P_{\text{QPSK}}(\gamma_c))^2\right) \times P_{\text{QPSK}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right) + 4P_{\text{QPSK}}(\gamma_c) + 2(P_{\text{QPSK}}(\gamma_c))^2. \quad (29)$$

Para o caso em que as fontes utilizam constelações M -árias, em que $N \geq 3$, a análise torna-se mais complexa. Isto se deve à inexistência de ortogonalidade entre os $\log_2(M)$ componentes associados de cada uma das fontes, devendo-se analisar caso a caso as possibilidades de interferência destrutiva. Por exemplo, para uma constelação 8-PSK a ortogonalidade de cada grupo é perdida se a informação de um bit de um nó fonte puder interferir com outro bit do mesmo nó fonte, porém, não da mesma maneira que ele interferiria com bits de outras fontes. Essa interferência dependerá de como os bits são mapeados no símbolo.

Para o caso 16-QAM, considerando o código de Gray, obtém-se componentes ortogonais a outros componentes do grupo. Logo, deve-se analisar o caso de cada modulação isoladamente. Isso torna complexa a dedução de um caso geral para constelações M -árias

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Foram realizadas simulações do tipo Monte Carlo com 10^8 símbolos transmitidos por nó fonte por ponto de SNR média. Para facilitar a análise utilizou-se *frames* constituídos de apenas um símbolo ($L = 1$). Além disso, o valor de SNR foi definido como P/N_0 . A fim de facilitar o entendimento dos resultados utilizou-se a seguinte nomenclatura nas Fig. 2 - 4: *i*) Nocooop - representa a situação em que nunca ocorrem retransmissões, ou seja, o sistema sempre utilizará um instante de tempo por símbolo; *ii*) DreMF - representa a situação em que sempre ocorrem retransmissões realizadas pela estação *relay*, ou seja, sempre haverá dois instantes de transmissão por símbolo; *iii*) Proposto - refere-se à técnica proposta na Seção III.

A Fig. 2 apresenta o gráfico de BER \times SNR, obtido através da aproximação assintótica proposta e da simulação para o caso com $K = 2$, $N = 1$ e nós fonte utilizando modulação BPSK. Como pode ser observado, os resultados obtiveram uma precisão aceitável, mesmo para valores de baixa SNR. A partir de 12 dB de SNR o resultado teórico é fidedigno com o cenário simulado.

O gráfico de BER \times SNR, obtido através da aproximação assintótica proposta e da simulação para o caso com $K = 2$, $N = 1$ e nós fonte utilizando modulação QPSK, é apresentado na Fig. 3. Como pode ser observado, a partir de 18 dB de SNR o resultado teórico é fidedigno com o cenário simulado. A maior discrepância para valores de baixa SNR era

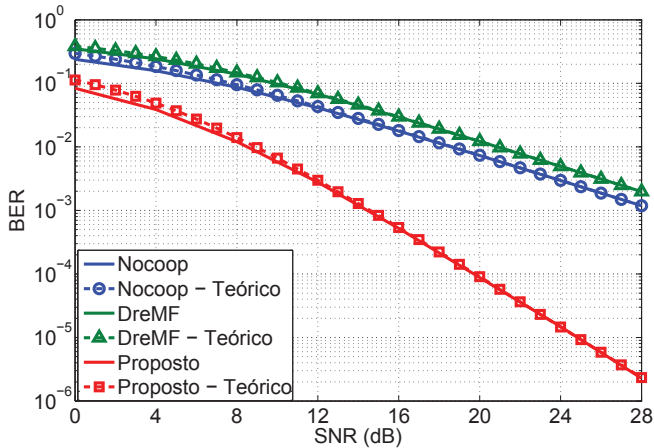


Fig. 2. Comparação entre esquema proposto e esquema de referência [9] para $K = 2$.

esperada, dado o maior número de combinações que permitem a ocorrência de interferência destrutiva. Este comportamento, também, é esperado para o aumento do número de nós fontes.

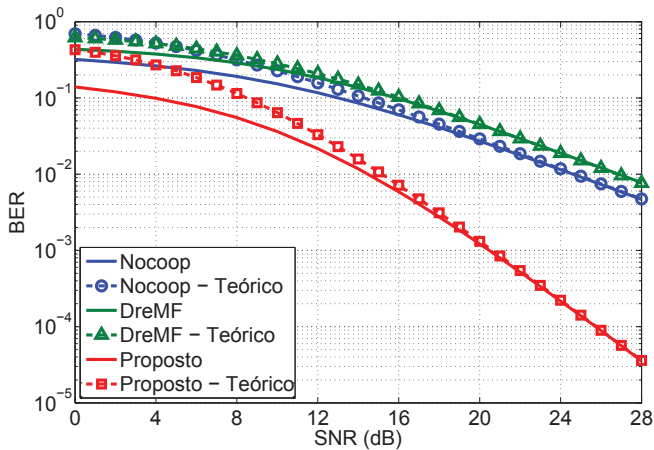


Fig. 3. Comparação entre esquema proposto e esquema de referência [9] para $K = 2$ utilizando modulação QPSK.

Com o intuito de demonstrar o bom desempenho da relação entre BER e taxa de transmissão são apresentadas curvas de taxa de transmissão \times SNR na Fig. 4, para os casos estudados. Nestas curvas, a taxa de transmissão é definida como $R = b/T$, em que b é o número de bits transmitidos por todos os nós fonte e T é o número de instantes de tempo utilizados na transmissão. Logo, pode-se afirmar que a taxa de transmissão do sistema Nocoop será b e a taxa de transmissão do sistema DreMF será $b/2$. Como pode ser observado, a taxa do sistema é diretamente proporcional à SNR, sendo que, para elevados valores ela tende ao valor da taxa de Nocoop.

VI. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foram apresentadas duas aproximações assintóticas de BER para casos específicos de um esquema de transmissão MARC incremental, proposto previamente pelos autores. Os casos estudados foram, *i*) $K = 2$ e $N = 1$, com

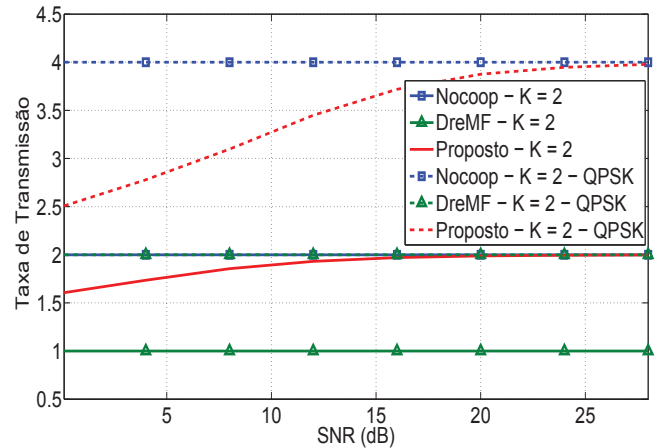


Fig. 4. Taxa de transmissão dos protocolos utilizados.

os dois nós fonte utilizando modulação BPSK; *ii*) $K = 2$ e $N = 1$, com os dois nós fonte utilizando modulação QPSK. Os resultados de simulação mostraram que as aproximações possuem uma boa precisão, especialmente para elevados valores de SNR.

É importante salientar que já foram obtidos resultados para a aproximação assintótica da BER para casos mais genéricos como, $K > 1$, $N = 1$ e $K = 2$, $N \geq 1$, os quais estão em processo de validação e documentação. Além disso, estão sendo estudados os casos $K > 1$ e $N \geq 1$ e situações em que as fontes possuem diferentes tipos de constelações.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part I. System description," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, Nov 2003.
- [2] J. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2415–2425, Oct 2003.
- [3] T.-T. Tran, Y. Shin, and O.-S. Shin, "Overview of enabling technologies for 3GPP LTE-advanced," *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.*, vol. 2012, no. 1, 2012.
- [4] 3GPP, "Feasibility study for further advancements for E-UTRA (LTE-advanced)," <http://www.3gpp.org/DynaReport/36912.htm>, [Online; accessed 21-October-2015].
- [5] G. Hiertz, D. Denteneer, S. Max, R. Taori, J. Cardona, L. Berlemann, and B. Walke, "IEEE 802.11s: The WLAN mesh standard," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 17, no. 1, pp. 104–111, February 2010.
- [6] S. S. Ikki and M. H. Ahmed, "Performance analysis of cooperative diversity with incremental-best-relay technique over rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 8, pp. 2152–2161, 2011.
- [7] M. Fareed, M.-S. Alouini, and H.-C. Yang, "Efficient incremental relaying for packet transmission over fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 7, pp. 3609–3620, July 2014.
- [8] L. Xie and P. R. Kumar, "Multisource, multideestination, multirelay wireless networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 53, no. 10, pp. 3586–3595, 2007.
- [9] D. Irion Alves, R. Machado, A. Piccinini Legg, and B. Uchoa-Filho, "Cooperative multiple-access scheme with antenna selection and incremental relaying," in *2014 Int. Telecommun. Symp. (ITS)*, Aug, pp. 1–5.
- [10] A. Winkelbauer and G. Matz, "Joint network-channel coding in the multiple-access relay channel: Beyond two sources," *Communications Control and Signal Processing (ISCCSP), 2012 5th International Symposium on*, pp. 1–5, May 2012.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGrawHill, 2000.
- [12] J. Tang and X. Zhang, *Error probability analysis of TAS/MRC-based scheme for wireless networks [point-to-point link example]*, March, vol. 2.