

# Proposta de Esquema de Transmissão MIMO Assistido por RIS com IM e STBC Não Ortogonal

Tales Kruger Silva e Bartolomeu F. Uchôa-Filho

**Resumo**— Superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS) vêm sendo consideradas uma invenção tecnológica extraordinária pela sua capacidade de alterar as características eletromagnéticas do canal de comunicação sem fio. O projeto de técnicas de transmissão para sistemas com múltiplas antenas (MIMO) assistidas por RIS tem recebido grande atenção recentemente. Neste artigo, um esquema de transmissão MIMO que emprega RIS entre transmissor e receptor é proposto. Assume-se algum conhecimento do estado instantâneo do canal (CSI) no transmissor/superfície. O esquema proposto emprega modulação de índice e códigos espaço-temporais não ortogonais e faz uso oportunista do CSI para otimizar o desempenho. Resultados de simulação revelam ganhos de 2 a 3 dB em relação a um esquema de referência, tornando a técnica proposta de grande interesse para os futuros sistemas.

**Palavras-Chave**— Modulação de índice, modulação espacial, sistemas MIMO, superfícies inteligentes reconfiguráveis, códigos espaço-temporais, detecção de máxima verossimilhança.

**Abstract**— Reconfigurable intelligent surfaces (RIS) have been considered an extraordinary technological invention for their capability to change the electromagnetic characteristics of the wireless communication channel. The design of transmission techniques for RIS-aided multi-antenna (MIMO) systems has received a great deal of attention recently. In this paper, a MIMO transmission scheme employing RIS between transmitter and receiver is proposed. Some knowledge of the channel state information (CSI) at the transmitter/surface is assumed. The proposed scheme employs index modulation and non-orthogonal space-time codes and makes opportunistic use of CSI to optimize performance. Simulation results reveal gains of 2 to 3 dB in relation to a reference scheme, making the proposed technique of great interest for future systems.

**Keywords**— Index modulation, spatial modulation, MIMO systems, reconfigurable intelligent surfaces, space-time codes, maximum likelihood detection.

## I. INTRODUÇÃO

As redes de comunicação sem fio de quinta geração (5G) chegaram com a promessa de provocar uma revolução na nossa sociedade, indo bem além da telefonia sem fio que se popularizou e alcançou todas as camadas sociais [1]. As futuras redes 6G, esperadas para além de 2030, prometem outras capacidades que demandam requisitos ainda mais exigentes. O êxito dessas redes depende de avanços tecnológicos e do desenvolvimento de técnicas avançadas de processamento de sinais.

Um desses avanços tecnológicos mais importantes para as redes 5G foi o sistema MIMO massivo (mMIMO) [2], do in-

glês *massive multiple-input multiple-output*. O mMIMO utiliza um grande conjunto de antenas e oferece ganhos de capacidade ordens de grandeza maiores do que o seu antecessor: MIMO convencional. Entretanto, sua implementação está associada a um alto custo de *hardware* e um alto consumo energético uma vez que necessita de muitas cadeias de radiofrequência (RF).

Considerando que a tecnologia está em constante evolução, estes desafios se tornam cada vez mais importantes para as próximas gerações (6G). Desse modo, fazem-se necessários o estudo e a exploração de novas arquiteturas de sistemas de comunicação sem fio, que apresentem melhorias em relação aos sistemas atuais.

Cotadas para os sistemas 6G, as superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS) [3], [4] foram recentemente propostas e vêm sendo amplamente estudadas e celebradas por sua capacidade de modificar as características do meio físico, ou seja, o canal de comunicação sem fio. Uma RIS consiste em uma meta-superfície composta por um grande número de elementos refletores, cada um dos quais podendo ter seu coeficiente de reflexão (amplitude e fase) controlado independentemente, de forma programável e em tempo real. Essas superfícies são flexíveis e de fácil instalação, podendo ser montadas em paredes e em laterais de transportes públicos, por exemplo.

Uma vez posicionada entre transmissor e receptor, e com conhecimento do estado instantâneo do canal (CSI), a RIS pode ter os coeficientes de reflexão de seus elementos ajustados para, por exemplo, maximizar a razão sinal-ruído (SNR) no receptor [5]. Com tantas qualidades, as RIS têm sido consideradas uma das inovações tecnológicas de maior impacto para as futuras redes sem fio.

Conforme mencionado anteriormente, um outro componente importante para o sucesso dessas redes é o processamento de sinais, e é neste contexto que o presente trabalho está inserido. Mais especificamente, consideramos o projeto de esquemas de transmissão associados a sistemas MIMO auxiliados por RIS, tema de grande interesse atual como sugere a chamada recém-lançada para uma edição especial da revista *Sensors* [6] sobre o tema.

Para o sistema MIMO tradicional com duas antenas transmissoras, uma técnica de transmissão introduzida por Alamouti [7] na década de 90 consegue explorar a diversidade espacial de transmissão, produzindo uma melhora significativa no desempenho sem redução de taxa ou expansão espectral e sem conhecimento do estado do canal no transmissor. A detecção de máxima verossimilhança é realizada com um processamento linear [7].

A técnica de Alamouti foi expandida por Tarokh et al. [8] para múltiplas antenas recebendo o nome de códigos espaço-

temporais de bloco ortogonais (OSTBC). Um OSTBC é definido através da matriz de transmissão cujas linhas são associadas aos intervalos de modulação e cujas colunas são associadas às antenas transmissoras. Assim, o elemento  $(i, j)$  desta matriz indica o símbolo de uma modulação digital convencional que é transmitido no intervalo de modulação  $i$  através da antena transmissora  $j$ . A ortogonalidade a que o nome da técnica se refere segue da ortogonalidade entre as linhas da matriz de transmissão, o que verificou-se ser a propriedade fundamental necessária para o ganho máximo de diversidade de transmissão obtido pela técnica.

Atentos ao fato de que OSTBC funcionam sem conhecimento do CSI no transmissor, Machado e Uchôa-Filho [9] perceberam que, quando o transmissor possui tal informação, a adoção de STBC não ortogonais (NOSTBC) ou o uso oportunista destes, alternando com OSTBC, pode produzir ganhos adicionais de desempenho. NOSTBC podem ser obtidos com a simples repetição de uma ou mais colunas da matriz de transmissão, ou seja, adicionando-se antenas transmissoras porém sem a necessidade de se aumentar o número de cadeias de RF. No presente trabalho, esta ideia é explorada no contexto de sistemas MIMO auxiliados por RIS.

Ainda na linha de processamento de sinais, é importante destacar que nos formatos tradicionais de modulação digital, toda a informação é associada aos sinais propriamente ditos e a transmissão ocorre fazendo-se uso de todos os recursos disponíveis, sejam eles antenas (e as cadeias RF associadas), subportadoras (faixas de frequência), intervalos de tempo, etc. Recentemente, um novo conceito de transmissão digital foi proposto: modulação de índice (IM) [10], [11], da qual fazem parte a modulação espacial (SM) [12] e a modulação por deslocamento de espaço (SSK) [13], ambas associadas aos sistemas MIMO.

Em SM [12], um subconjunto de antenas é ativado para transmitir os sinais, que levam parte da informação. As outras antenas permanecem inativas até que um novo subconjunto seja selecionado no próximo intervalo de modulação. A outra parte dos dados é transportada “gratuitamente” através do índice associado ao subconjunto ativo. Isso reduz os custos pois um número reduzido de cadeias de RF é requerido. O receptor se utiliza das características eletromagnéticas do canal entre as antenas transmissoras (Tx) e receptoras (Rx), que são diferentes para pares Tx-Rx diferentes, permitindo a identificação do índice [12].

A técnica SSK [13] é muito semelhante à SM, diferindo apenas no aspecto de que toda a informação é associada ao índice da antena ativa, i.e., o sinal efetivamente transmitido é um tom senoidal puro (portadora não modulada).

De modo geral, a modulação de índice apresenta altas eficiências espectral e energética, visto que uma parte dos bits (os chamados *green bits*) é transmitida sem custo adicional de faixa de frequências ou energia. Por essa razão, a modulação de índice é uma técnica de grande interesse e cotada para os futuros sistemas de comunicação sem fio [14].

Neste trabalho, propomos um esquema de transmissão MIMO auxiliado por RIS com algum conhecimento do CSI no transmissor/RIS que combina SSK e NOSTBC. Diferentes níveis de conhecimento de CSI no transmissor/RIS são consi-

derados, levando a diferentes estratégias e diferentes *tradeoffs* entre quantidade de *feedback* e desempenho. Em comparação com esquemas existentes na literatura, o esquema proposto apresenta como vantagens: alta eficiência espectral, excelente desempenho com ganhos de 2 a 3 dB, economia de energia e de *hardware* através do uso de apenas uma cadeia de RF, possibilidade de criação de um novo tema de pesquisa: uso oportunista de redundância no domínio RIS.

Este artigo está organizado da seguinte forma. Na Seção II, apresentamos o modelo de sistema do esquema de transmissão proposto e o relacionamos aos esquemas existentes. Na Seção III, apresentamos os resultados das simulações para o esquema proposto. Por fim, na Seção IV, apresentamos as conclusões do trabalho e alguns comentários finais.

## II. MODELO DE SISTEMA

Considere o sistema de comunicação sem fio mostrado na Figura 1, que consiste em um transmissor (estação-base) equipado com  $N$  antenas transmissoras ( $N$  uma potência de 2), uma RIS com  $N_e$  elementos refletores e um receptor (usuário) equipado com apenas uma antena. É assumido que não há comunicação direta entre transmissor e receptor. Para o esquema de transmissão proposto, a RIS deve ser dividida em sub-superfícies, cada uma com o mesmo número de elementos refletores. Neste artigo, o esquema será apresentado com o caso particular de três sub-superfícies, RIS-1, RIS-2 e RIS-3, cada uma com  $\frac{N_e}{3}$  elementos refletores, em conformidade com o esquema de Alamouti estendido de 3 antenas apresentado em [9]. Para  $r = 1, \dots, 3$ , a sub-superfície RIS- $r$  compreende os elementos refletores  $\{1 + (r-1) \times \frac{N_e}{3}, \dots, r \frac{N_e}{3}\}$ .

Um bloco de transmissão compreende dois instantes de tempo e a energia média do sinal transmitido em cada instante é igual a  $E_s$ . Supõe-se que os canais sofram desvanecimento Rayleigh plano quase estático, de modo que os canais sejam considerados constantes ao longo do bloco e variem independentemente de um bloco para outro. Todos os ganhos de canal são considerados variáveis aleatórias Gaussianas complexas independentes com média zero e variância 0,5 por dimensão real.

Denote por  $g_{ni}$  o ganho do canal entre a  $n$ -ésima antena do transmissor e o  $i$ -ésimo elemento da RIS, e por  $f_i$  o ganho do canal entre o  $i$ -ésimo elemento da RIS e o receptor, em que  $n = 1, 2, \dots, N$  e  $i = 1, 2, \dots, N_e$ . Considerando uma RIS passiva, o  $i$ -ésimo elemento refletor tem coeficiente de reflexão dado por  $e^{j\phi_i} = e^{j(\varphi_i + \theta_i)}$ , em que  $\varphi_i$  será usado para a produção na RIS de símbolos da modulação  $M$ -PSK e  $\theta_i$  será escolhido para maximizar a SNR no receptor, como será apresentado mais adiante.

Como mostrado na Figura 1, no sistema proposto os bits de informação são divididos em dois blocos. O primeiro bloco, de  $b_s = \log_2(N)$  bits, é usado para selecionar uma das  $N$  antenas para transmissão de um tom senoidal (portadora não modulada) de energia  $E_s$  (considerada unitária por conveniência). Por convenção, o índice da antena ativa será denotado por  $l$ ; esta informação também é utilizada na RIS para a seleção das fases dos coeficiente de reflexão dos elementos refletores. O segundo bloco de informação é formado por

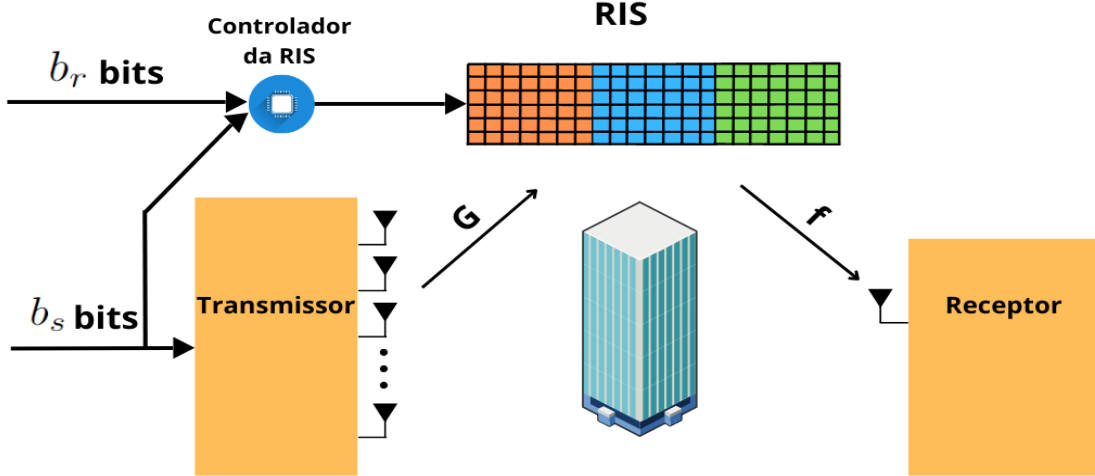


Fig. 1. Sistema proposto

$b_r = 2 \log_2(M)$  bits e serve para selecionar dois símbolos  $s_1 = e^{j\alpha_1}$  e  $s_2 = e^{j\alpha_2}$ , pertencentes a uma modulação  $M$ -PSK convencional.

O esquema de transmissão proposto adota o Alamouti estendido em [9], cuja matriz de transmissão é dada por

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & s_1^* \end{bmatrix}. \quad (1)$$

No instante 1, os símbolos  $s_1$ ,  $s_2$  e  $s_2$  são emulados nas sub-superfícies RIS-1, RIS-2 e RIS-3, respectivamente, através da escolha  $\varphi_i = \alpha_1$  para  $i = 1, \dots, N_e/3$ , e  $\varphi_i = \alpha_2$  para  $i = N_e/3 + 1, \dots, N_e$ . De forma semelhante, no instante 2, os símbolos  $-s_2^*$ ,  $s_1^*$  e  $s_1^*$  são produzidos nas sub-superfícies RIS-1, RIS-2 e RIS-3, respectivamente, através da escolha  $\varphi_i = \pi - \alpha_2$  para  $i = 1, \dots, N_e/3$ , e  $\varphi_i = -\alpha_1$  para  $i = N_e/3 + 1, \dots, N_e$ .

Deve-se notar que cada sub-superfície da RIS dá origem a um sub-canal efetivo entre a estação-base e o usuário. Com o auxílio da definição

$$H_r^{(n)} := \sum_{i=1+(r-1) \times \frac{N_e}{3}}^{r \times \frac{N_e}{3}} g_{ni} \times f_i \times e^{j\theta_i}, \quad (2)$$

tem-se que para a sub-superfície RIS- $r$ , o ganho deste sub-canal é dado por  $H_r^{(l)}$ , ou seja,

$$\begin{aligned} H_1^{(l)} &= \sum_{i=1}^{N_e/3} g_{li} \times f_i \times e^{j\theta_i}, \\ H_2^{(l)} &= \sum_{i=1+N_e/3}^{2N_e/3} g_{li} \times f_i \times e^{j\theta_i}, \\ H_3^{(l)} &= \sum_{i=1+2N_e/3}^{N_e} g_{li} \times f_i \times e^{j\theta_i}. \end{aligned}$$

Desse modo, o vetor dos sinais recebidos nos instantes 1 e 2 é dado por

$$\mathbf{y} = [y_1 \quad y_2]^T = \mathbf{S}\mathbf{H}^{(l)} + \mathbf{n}, \quad (3)$$

em que

$$\mathbf{H}^{(l)} = \begin{bmatrix} H_1^{(l)} \\ H_2^{(l)} \\ H_3^{(l)} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

e  $\mathbf{n} = [n_1 \quad n_2]^T$  é o vetor de ruído aditivo branco Gaussiano (AWGN) circularmente simétrico com média zero e variância  $N_0/2$  por dimensão real.

O detector de máxima verossimilhança (ML) do esquema proposto é dado por

$$(\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{l}) = \arg \min_{s'_1, s'_2, n} \left\| \mathbf{y} - \mathbf{S}'\mathbf{H}^{(n)} \right\|^2, \quad (5)$$

em que  $\mathbf{S}'$  é a matriz  $\mathbf{S}$  com  $\{s_i\}$  substituídos pelas variáveis auxiliares  $\{s'_i\}$ , cujo espaço de busca é a constelação  $M$ -PSK, e  $n \in \{1, \dots, N\}$ . Note que esta minimização envolve o índice da antenna ativa, desconhecido no receptor por representar a informação espacial.

É fato que o detector ML em (5) tem complexidade elevada. No caso do sistema MIMO convencional, ou seja, quando as antenas transmissoras são especificadas ou conhecidas no receptor, é sabido que a estrutura do código espaço-temporal de Alamouti permite uma detecção ML com processamento linear [7]. Entretanto, no caso do esquema proposto, o índice  $l$  da antenna ativa é desconhecido, dificultando a utilização do receptor de Alamouti. Por esta razão, neste artigo a detecção ML em (5) foi adotada. Apesar de não ter sido implementada, a ideia do processamento linear no receptor de Alamouti é útil para a otimização dos coeficientes dos elementos refletoras da RIS.

#### A. Otimização dos Coeficientes da RIS

Suponha, apenas para fins de otimização dos coeficientes da RIS, que o índice  $l$  da antenna transmissora ativa seja conhecido pelo receptor, o que lhe permitiria realizar o seguinte

processamento linear para a detecção ML [7], [9]:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= (H_1^{(l)})^* y_1 + (H_2^{(l)} + H_3^{(l)}) y_2^* \\ &= (|H_1^{(l)}|^2 + |H_2^{(l)}|^2 + |H_3^{(l)}|^2 + 2\text{Re}\{H_3^{(l)}(H_2^{(l)})^*\}) s_1 \\ &\quad + (H_1^{(l)})^* n_1 + (H_2^{(l)} + H_3^{(l)}) n_2^* \\ &\text{e} \\ \tilde{s}_2 &= (H_2^{(l)*} + H_3^{(l)*}) y_1 - H_1^{(l)} y_2^* \\ &= (|H_1^{(l)}|^2 + |H_2^{(l)}|^2 + |H_3^{(l)}|^2 + 2\text{Re}\{H_3^{(l)} H_2^{(l)*}\}) s_2 \\ &\quad + (H_2^{(l)*} + H_3^{(l)*}) n_1 + H_1^{(l)} n_2^*,\end{aligned}\quad (6)$$

em que  $\tilde{s}_1$  e  $\tilde{s}_2$  são variáveis auxiliares. Os símbolos detectados  $\hat{s}_1$  e  $\hat{s}_2$  seriam respectivamente os símbolos da modulação  $M$ -PSK mais próximos destas variáveis no sentido de distância Euclidiana.

Para o detector em (6), a SNR é proporcional a

$$\gamma = |H_1^{(l)}|^2 + |H_2^{(l)}|^2 + |H_3^{(l)}|^2 + 2\text{Re}\{H_3^{(l)}(H_2^{(l)})^*\}. \quad (7)$$

Assume-se que o receptor tenha pleno conhecimento do CSI e que a RIS possua  $b_f$  bits de informação a respeito do estado do canal, conforme os casos descritos a seguir. Assim, a escolha das fases  $\{\theta_i\}$  deve ser feita de modo a obter o melhor desempenho (maximizar (7)) de acordo com o nível de conhecimento do CSI no transmissor/RIS. Consideraremos a seguir os seguintes casos:  $b_f \in \{0, 1, 3, \infty\}$ .

1) *Conhecimento pleno do CSI no transmissor/RIS* ( $b_f = \infty$ ): Para o caso em que a RIS tem conhecimento pleno do CSI, as fases  $\{\theta_i\}$  dos elementos refletores devem ser escolhidas como  $\theta_i = -\angle g_{li} - \angle f_i$ . Desse modo, o sinal recebido no receptor no primeiro instante de tempo é dado por

$$\begin{aligned}y_1 &= s_1 \times \sum_{i=1}^{N_c/3} |g_{li} \times f_i| \\ &\quad + s_2 \times \sum_{i=1+N_c/3}^{2N_c/3} |g_{li} \times f_i| \\ &\quad + s_2 \times \sum_{i=1+2N_c/3}^{N_c} |g_{li} \times f_i| + n_1,\end{aligned}\quad (8)$$

e o sinal recebido no receptor no segundo instante de tempo é dado por

$$\begin{aligned}y_2 &= -s_2^* \times \sum_{i=1}^{N_c/3} |g_{li} \times f_i| \\ &\quad + s_1^* \times \sum_{i=1+N_c/3}^{2N_c/3} |g_{li} \times f_i| \\ &\quad + s_1^* \times \sum_{i=1+2N_c/3}^{N_c} |g_{li} \times f_i| + n_2.\end{aligned}\quad (9)$$

Neste caso, cada coeficiente  $H_r^{(l)}$  assume seu valor máximo por corresponder à soma coerente de  $N_c/3$  valores reais positivos. Além disso, pode-se ordenar os três coeficientes,

resultando em:  $H_{\min}^{(l)} \leq H_{\max,1}^{(l)} \leq H_{\max,2}^{(l)}$ , em que  $H_{\min}^{(l)}$  se refere ao coeficiente  $H_r^{(l)}$  ( $r = 1, 2, 3$ ) de menor valor absoluto,  $H_{\max,1}^{(l)}$  o de valor absoluto intermediário, e  $H_{\max,2}^{(l)}$  o coeficiente  $H_r^{(l)}$  de maior valor absoluto. Assim, a SNR será máxima, por possuir o fator

$$\gamma = |H_1^{(l)}|^2 + |H_2^{(l)}|^2 + |H_3^{(l)}|^2 + 2|\text{Re}\{H_{\max,2}^{(l)}(H_{\max,1}^{(l)})^*\}|. \quad (10)$$

2) *Conhecimento parcial de CSI no transmissor/RIS* ( $b_f = 3$ ): Com apenas 3 bits de informação sobre o CSI, a RIS não terá conhecimento dos ganhos  $\{g_{ni}\}$  e  $\{f_i\}$ . Assumimos que um gênio obterá os coeficientes  $\{H_r^{(l)}\}$  em (2) para  $\theta_i = 0$ , o mesmo adotado pela RIS, ordenará os seus valores absolutos:  $|H_{\min}^{(l)}| \leq |H_{\max,1}^{(l)}| \leq |H_{\max,2}^{(l)}|$ , e enviará 2 bits de *feedback* para informar a RIS sobre qual  $H_r^{(l)}$  tem menor valor absoluto, com o que a RIS terá conhecimento sobre quais são os dois coeficientes  $\{H_r^{(l)}\}$  de maiores valores absolutos. Por fim, o gênio enviará 1 bit de *feedback* para informar a RIS sobre o sinal de  $\text{Re}\{H_{\max,2}^{(l)}(H_{\max,1}^{(l)})^*\}$ . Se o sinal for positivo, a RIS manterá  $\theta_i = 0$  em todos os  $N_c$  elementos. Se o sinal for negativo, a RIS selecionará  $\theta_i = \pi$  para os elementos refletores da RIS-max, 2, por exemplo.

A SNR neste caso terá o mesmo fator da expressão em (10), porém com  $\{H_r^{(l)}\}$  sob a condição de  $\theta_i = 0$  ou eventualmente  $\theta_i = \pi$ , conforme descrito acima.

3) *Feedback de 1 bit* ( $b_f = 1$ ): Este caso é semelhante ao caso  $b_f = 3$  apresentado anteriormente, porém sem a informação de ordenamento. As fases  $\{\theta_i\}$  serão também todas nulas, exceto possivelmente as fases dos elementos da RIS-2 (ou da RIS-3), que poderão ser todas iguais a  $\pi$ . A SNR neste caso terá fator semelhante ao do caso  $b_f = 3$ , porém sem a vantagem do ordenamento.

*Comentário:* Na prática, se o gênio dos casos 2) e 3) for o receptor, o número de bits de *feedback* deve ser multiplicado por  $N$ , uma vez que o receptor não conhece o índice  $l$  da antena ativa *a priori*, portanto, terá que enviar uma informação (1 ou 3 bits) associada a cada possível antena transmissora. A RIS, que conhece o índice  $l$ , fará uso apenas da informação de *feedback* associada à antena ativa. Para que este cenário prático seja viável, o canal deve permanecer estático por um certo número de blocos de transmissão, que é uma hipótese bastante realista em um cenário de baixa mobilidade.

4) *Sem Feedback* ( $b_f = 0$ ): Para este caso, divide-se a RIS em duas sub-superfícies apenas, seleciona-se  $\theta_i = 0$  para todos os elementos refletores e adota-se o código de Alamouti ortogonal convencional. Esta é exatamente a proposta recentemente publicada em [15], cuja SNR é proporcional a

$$\gamma = |H_1^{(l)}|^2 + |H_2^{(l)}|^2. \quad (11)$$

### III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, a taxa de erro de bits (BER) do esquema de transmissão MIMO auxiliado por RIS proposto é obtida a partir de simulações Monte Carlo. Neste estágio da pesquisa, apenas alguns resultados de simulação são apresentados, em particular para o esquema proposto com  $b_f = 3$  bits de

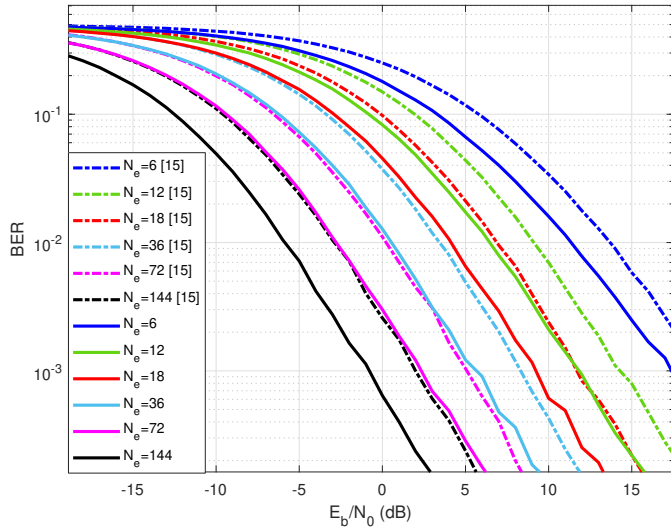


Fig. 2. BER versus  $E_b/N_0$  (dB) do esquema proposto com  $b_f = 3$  bits de *feedback* (linhas sólidas) e do esquema em [15] (linhas tracejadas).

*feedback* e para o esquema de referência ( $b_f = 0$ ) em [15], que divide a RIS em duas sub-superfícies e faz uso do código de Alamouti. A BER em função de  $E_b/N_0$  desses esquemas é mostrada na Figura 2 para  $N = 4$  antenas na estação-base e para  $N_e = 6, 12, 18, 36, 72$  e 144 elementos refletores na RIS. As curvas com linhas sólidas são para o esquema proposto, enquanto as curvas com linhas tracejadas são para o esquema de referência.

É possível observar um ganho bastante significativo do esquema proposto sobre o esquema em [15] para todos os tamanhos de RIS apresentados. Particularmente, para  $N_e = 6$ , um ganho de aproximadamente 2 dB pode ser observado na figura. Esse ganho tende a aumentar discretamente à medida que  $N_e$  cresce, alcançando aproximadamente 3 dB para  $N_e = 144$ , em concordância com o fato de que os ganhos (de capacidade, de desempenho, etc.) das RIS se potencializam à medida que cresce o número de elementos refletores.

Por fim, a Figura 2 também revela um resultado interessante. Para valores de moderados a altos de  $N_e$ , é possível afirmar que um mesmo desempenho em relação ao esquema de referência é alcançado com o esquema proposto ( $b_f = 3$ ) usando-se metade do número de elementos da RIS, levando a uma economia de *hardware*, de energia e de complexidade dos algoritmos de transmissão e detecção.

#### IV. CONCLUSÕES

Neste artigo, um esquema de transmissão é proposto para sistemas com múltiplas antenas auxiliados por superfícies inteligentes reconfiguráveis considerando algum conhecimento do estado do canal no transmissor/superfície. No esquema proposto, a superfície é dividida em sub-superfícies e as fases dos elementos refletores de cada sub-superfície são ajustadas para produzir dois efeitos: 1) gerar símbolos de uma modulação PSK  $M$ -ária, emulando um código espaço-temporal, e 2) alinhar de maneira oportunista os ganhos de canal entre transmissor, superfície e receptor, visando maximizar a SNR no receptor.

Resultados de taxa de erro de bit obtidos a partir de simulação Monte Carlo são apresentados. Em comparação com um esquema sem conhecimento do estado de canal no transmissor/superfície, o esquema proposto apresenta ganhos de até 3 dB para os parâmetros considerados. O esquema proposto pode ser visto como um potencial candidato para o esquema de transmissão dos futuros sistemas de comunicação, por explorar as superfícies inteligentes reconfiguráveis para melhorar o desempenho.

Como trabalhos futuros, o desempenho do esquema proposto considerando outros níveis de conhecimento de canal no transmissor/superfície será investigado, tanto analiticamente quanto em nível de simulação.

#### REFERÊNCIAS

- [1] You, X., Wang, CX., Huang, J. et al., "Towards 6G wireless communication networks: vision, enabling technologies, and new paradigm shifts," *Sci. China Inf. Sci.* 64, 110301 (2021). <https://doi.org/10.1007/s11432-020-2955-6>.
- [2] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, February 2014, doi: 10.1109/MCOM.2014.6736761.
- [3] S. Hu, F. Rusek, and O. Edfors, "Beyond massive MIMO: The potential of data transmission with large intelligent surfaces," in *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 66, no. 10, pp. 2746–2758, May 2018, doi: 10.1109/TSP.2018.2816577.
- [4] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsioliaridou, A. Pitsillides, S. Ioannidis and I. Akyildiz, "A New Wireless Communication Paradigm through Software-Controlled Metasurfaces," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 9, pp. 162-169, Sept. 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1700659.
- [5] A. E. Canbilen, E. Basar and S. S. Ikkı, "Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Space Shift Keying," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 9, pp. 1495-1499, Sept. 2020, doi: 10.1109/LWC.2020.2994930.
- [6] Special Issue on "Reconfigurable Intelligent Surface-Aided MIMO Systems: Challenges and Trends," *Sensors* (ISSN 1424-8220), section *Communications*, 2023.
- [7] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998, doi: 10.1109/49.730453.
- [8] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999, doi: 10.1109/18.771146.
- [9] R. Machado and B. F. Uchôa-Filho, "Space-Time Block Coding with Hybrid Transmit Antenna/Code Selection," 2004 *IEEE International Conference on Communications* (IEEE Cat. No.04CH37577), Paris, France, 2004, pp. 819-822 Vol.2, doi: 10.1109/ICC.2004.1312615.
- [10] E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao and H. Haas, "Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks" in *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16693-16746, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2737528.
- [11] T. Mao, Q. Wang, Z. Wang and S. Chen, "Novel Index Modulation Techniques: A Survey," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 1, pp. 315-348, Firstquarter 2019, doi: 10.1109/COMST.2018.2858567.
- [12] M. di Renzo, H. Haas, and P. M. Grant, "Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, pp. 182–191, December 2011.
- [13] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, L. Szczecinski and A. Ceron, "Space shift keying modulation for MIMO channels," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 7, pp. 3692-3703, July 2009, doi: 10.1109/TWC.2009.080910.
- [14] E. Basar, "Reconfigurable Intelligent Surface-Based Index Modulation: A New Beyond MIMO Paradigm for 6G," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 5, pp. 3187-3196, May 2020, doi: 10.1109/TCOMM.2020.2971486.
- [15] Q. Li, M. Wen, S. Wang, G. C. Alexandropoulos and Y. -C. Wu, "Space Shift Keying With Reconfigurable Intelligent Surfaces: Phase Configuration Designs and Performance Analysis," in *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 2, pp. 322-333, 2021, doi: 10.1109/OJCOMS.2021.3057118.