

CÓDIGOS ESPÁCIO-TEMPORAIS PARA CANAIS COM DESVANECIMENTO E INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA

GEORGE A. DA SILVA, FRANCISCO M. DE ASSIS

UFPB - CCT - COPELE - CP 10.053
Campina Grande, PB, CEP: 58.109-970
george, fmarcos@dee.ufpb.br

RESUMO

Esquemas de codificação espaço-temporal tem sido propostos para transmissão em canais com desvanecimento. O critério de projeto destes códigos para uso em canais com desvanecimento lento é definido pelo posto e determinante de matrizes construídas com pares de palavras código.

Neste artigo os autores apresentam alguns códigos em que os valores dos critérios de projeto são máximizadas. A obtenção de códigos com parâmetros máximos é realizada definindo uma estrutura genérica para o codificador e realizando uma busca exaustiva sobre os códigos possíveis com a estrutura estabelecida. Os códigos obtidos através desta metodologia apresentam parâmetros superiores aos códigos desenvolvidos por Calderbank [6].

O desempenho destes esquemas de codificação sobre canais com desvanecimento lento, efeito Doppler e interferência intersimbólica são obtidos através de simulação.

1. INTRODUÇÃO

Após o trabalho de Divsalar [1], muitas técnicas tem sido propostas para melhorar o desempenho de sistemas de comunicação sobre canais com desvanecimento. Calderbank e outros [6] generalizaram o trabalho de Divsalar [1] combinando diversidade espacial com codificação, definindo a classe de códigos espaço-temporais.

Neste artigo os autores definem uma estratégia de busca de códigos espaço-temporais, obtendo alguns códigos onde os valores dos critérios de projeto são máximizadas. A obtenção de códigos com parâmetros máximos é feita definindo uma estrutura genérica para o codificador e realizando uma busca exaustiva sobre os códigos possíveis com a estrutura estabelecida.

2. MODELO DO CANAL

A estrutura de multipercursos do canal é descrita com uma superposição de N caminhos elementares, cada um caracterizado estocasticamente por seu atraso τ_n , seu deslocamento Doppler v_n e sua amplitude complexa a_n .

A função de espalhamento temporal de um modelo de N -ésima ordem é

$$h_N(t) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \delta(\tau - \tau_n) e^{j2\pi v_n t}. \quad (1)$$

As variáveis τ_n and v_n formam um par de variáveis aleatórias independentes com densidade de probabilidade conjunta dada pela densidade espectral de potência do canal [7]. As variáveis aleatórias a_n são estatisticamente independentes, têm média zero, e, variância igual a um. A interferência intersimbólica é introduzida através de um modelo de raios [8]. O modelo completo do canal é, portanto, representado por um perfil de com alguns raios, onde cada raio é uma estrutura de multipercursos como a apresentada na equação 1.

As simulações apresentadas neste artigo foram desenvolvidas considerando um perfil com decaimento exponencial e três raios [8]. Dois perfis diferentes foram utilizados. O primeiro tem raios com potência relativa iguais a 0.54, 0.33 e 0.13 e atrasos iguais a 0, $3T_s/32$ e $4T_s/32$. Este perfil provoca um atraso rms (τ_{rms}) de aproximadamente $0.05T_s$. O segundo perfil, com maior grau de interferência, tem raios com potência relativa de 0.48, 0.36 e 0.16 e atrasos iguais a 0, $7T_s/32$ e $10T_s/32$, provocando um atraso rms de $0.10T_s$.

3. MODELO DO SISTEMA

O sistema de comunicação considerado apresenta n antenas na estação base e m antenas na estação móvel como apresentado na figura 1. Os dados dos usuários são codificados em n seqüências que são utilizadas como entrada em moduladores independentes. As saídas dos moduladores são transmitidas simultaneamente por diferentes antenas, mas, na mesma frequência. Em cada intervalo de tempo t , a saída do modulador i é o sinal c_i^t que é transmitido utilizando a antena i , com $1 \leq i \leq n$.

O sinal em cada antena de recepção é a superposição dos n sinais transmitidos, corrompidos pelo desvanecimento. O processo de demodulação no receptor utiliza uma es-

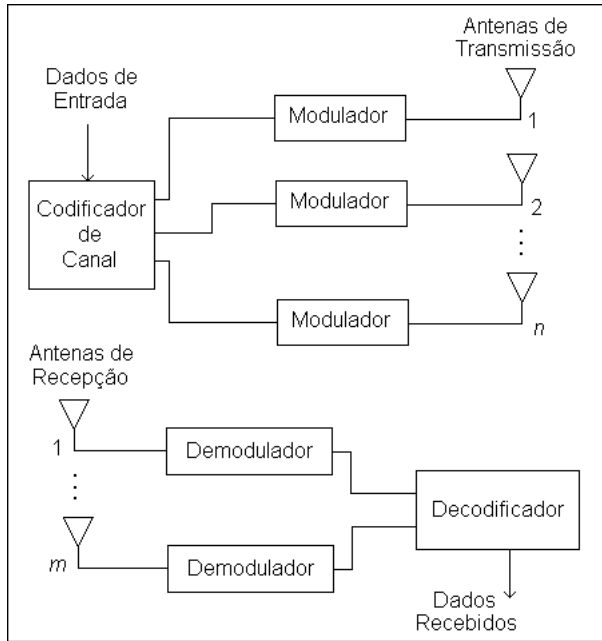


Fig. 1. Modelo do Sistema.

tatística de decisão baseada nos sinais recebidos de em cada antena de recepção. O sinal r_t^j recebido pela antena j no instante t é dado por

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n h_t^{ij} c_t^i + \eta_t^j \quad (2)$$

sendo o ruído η_t^j no instante t modelado como amostras independentes de uma variável aleatória Gaussiana complexa com variância $N_0/2$ por dimensão. O símbolo h_t^{ij} representa a influência do sub-canal que vai da antena de transmissão i para antena de recepção j no instante t .

4. CONSTRUÇÃO DOS CÓDIGOS

Os critérios de projeto dos códigos espaço-temporais são definidos pelo posto e determinante de matrizes construídas com pares de palavras códigos [6]. Considere que o receptor decide em favor do sinal

$$e = e_1^1 e_1^2 \cdots e_1^n e_2^1 e_2^2 \cdots e_2^n \cdots e_l^1 e_l^2 \cdots e_l^n, \quad (3)$$

e que o sinal transmitido foi

$$c = c_1^1 c_1^2 \cdots c_1^n c_2^1 c_2^2 \cdots c_2^n \cdots c_l^1 c_l^2 \cdots c_l^n, \quad (4)$$

pode-se definir a matriz $B(c, e)$ para cada par de possíveis palavras códigos (c, e) da seguinte maneira

$$B(c, e) = \begin{pmatrix} e_1^1 - c_1^1 & \cdots & e_l^1 - c_l^1 \\ e_1^2 - c_1^2 & \cdots & e_l^2 - c_l^2 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e_1^n - c_1^n & \cdots & e_l^n - c_l^n \end{pmatrix} \quad (5)$$

O critério de projeto é definido a partir da matriz $B(c, e)$. Definindo a matriz $A(c, e) = B(c, e) \cdot B^*(c, e)$, com $B^*(c, e)$ sendo a matriz transposta Hermitiana de $B(c, e)$, analisada sobre todos os pares de palavras código distintas e considerando que ela tem posto r , define-se o ganho por diversidade do código como $m \cdot r$, sendo m o número de antenas de na estação móvel. Define-se também o ganho de codificação como o determinante da matriz $A(c, e)$, quando esta tem posto máximo, ou, a raiz r -ésima da soma dos determinantes de todos os cofatores principais da matriz $A(c, e)$, caso contrário.

Para definir uma estrutura genérica para o codificador, considera-se que o código de treliça pode ser expresso por operações em Z_n , com Z_n representando o anel de inteiros módulo n . Os sinais da constelação são então rotulados por elementos do anel Z_n . Por exemplo, para uma constelação 4-PSK os pontos da constelação $[1, j, -1, -j]$ são rotulados respectivamente por 0, 1, 2 e 3. Considere ainda que o rótulo $x_1 x_2$ indica que o sinal x_1 é enviado pela primeira antena e o sinal x_2 é enviado pela segunda antena.

O par de saída $x_1^k x_2^k$ no instante k para sistemas com constelações 4-PSK e codificadores com 4, 8 e 16 estados podem ser representados pelas seguintes expressões em Z_n

4-estados

$$\begin{aligned} x_k^1 &= z_{11} b_{k-1} + z_{12} a_{k-1} + z_{13} b_k + z_{14} a_k \\ x_k^2 &= z_{21} b_{k-1} + z_{22} a_{k-1} + z_{23} b_k + z_{24} a_k \end{aligned}$$

8-estados

$$\begin{aligned} x_k^1 &= z_{11} a_{k-2} + z_{12} b_{k-1} + z_{13} a_{k-1} + \\ & z_{14} b_k + z_{15} a_k \\ x_k^2 &= z_{21} a_{k-2} + z_{22} b_{k-1} + z_{23} a_{k-1} + \\ & z_{24} b_k + z_{25} a_k \end{aligned}$$

16-estados

$$\begin{aligned} x_k^1 &= z_{11} b_{k-2} + z_{12} a_{k-2} + z_{13} b_{k-1} + z_{14} a_{k-1} + \\ & z_{15} b_k + z_{16} a_k \\ x_k^2 &= z_{21} b_{k-2} + z_{22} a_{k-2} + z_{23} b_{k-1} + z_{24} a_{k-1} + \\ & z_{25} b_k + z_{26} a_k \end{aligned}$$

com a_t e b_t sendo as entradas binárias no instante t e z_{ij} sendo os elementos de Z_n que representam as operações de codificação. Calculando os critérios do posto e do determinante para todos os possíveis valores de z_{ij} e selecionando os códigos com valores máximos, obtém-se codificadores ótimos. Utilizando esta metodologia, realizou-se a busca de códigos espaço-temporais para constelações 4-PSK. As expressões dos códigos encontrados são

4-estados

$$\begin{aligned} x_k^1 &= 2a_{k-1} + 2b_k + a_k \\ x_k^2 &= 2b_{k-1} + 2a_{k-1} + 3b_k + 3a_k \end{aligned}$$

8-estados

$$\begin{aligned} x_k^1 &= 2b_{k-1} + a_{k-1} + b_k + a_k \\ x_k^2 &= 2a_{k-2} + b_{k-1} + a_{k-1} + 3b_k + 2a_k \end{aligned}$$

16-estados

$$\begin{aligned} x_k^1 &= 2a_{k-2} + 2b_k + a_k \\ x_k^2 &= 2b_{k-2} + a_{k-2} + 2b_{k-1} + a_{k-1} + 2b_k + 3a_k \end{aligned}$$

Estes códigos atingem ganho de codificação respectivamente iguais a 12, 20 e 24. Observou-se que estes valores são maiores que os dos codificadores apresentados em [6].

As figuras 2, 3 e 4 mostram as treliças destes códigos. Em cada instante t , dependendo do estado do codificador e dos bits de entrada uma transição é escolhida. Cada transição é rotulada por $q_t^1 q_t^2$ onde o símbolo da constelação q_t^1 é transmitido pela primeira antena e o símbolo q_t^2 é transmitido pela segunda antena.

Na recepção considera-se que os receptores conhecem o desvanecimento médio \bar{a}_{ij} do percurso ij do último intervalo de transmissão. O algoritmo de Viterbi é utilizado para realizar a decodificação, com métrica de percurso definida pela expressão

$$d^2 = \sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^2 \bar{a}_{ij} q_t^i \right|^2. \quad (6)$$

onde o termo r_t^j representa o sinal recebido pela antena j no instante t .

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esquemas de transmissão utilizando os códigos encontrados foram simulados em canais com desvanecimento com efeito Doppler e interferência intersimbólica. O canal simulado considera uma frequência de transmissão de 900MHz, taxa de transmissão de 24.3 kbauds e uma frequência Doppler máxima de 80 Hz (que corresponde a

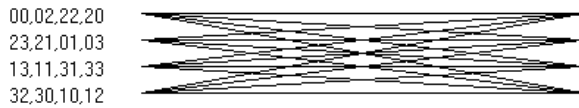


Fig. 2. Diagrama de treliça do codificador de 4 estados.

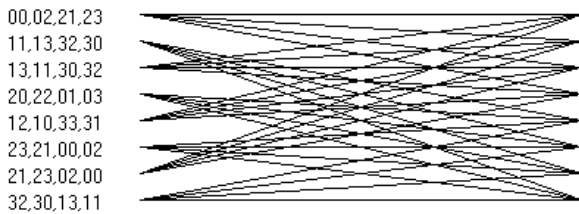


Fig. 3. Diagrama de treliça do codificador de 8 estados.

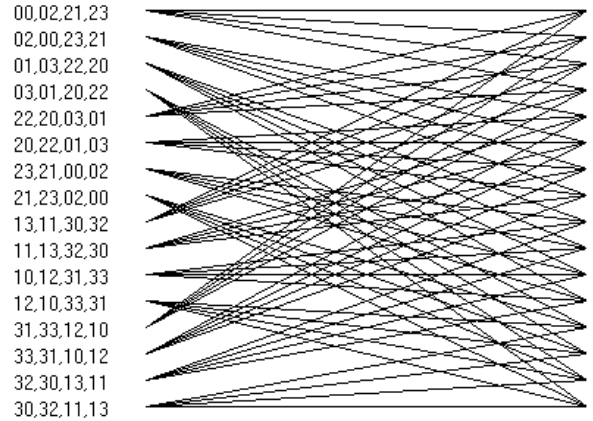


Fig. 4. Diagrama de treliça do codificador de 16 estados.

uma velocidade de 96 km/h). Dois perfis de canais foram utilizados na simulação, o primeiro com um $\tau_{rms} = 0.05T_s$ e o segundo com $\tau_{rms} = 0.1T_s$.

As figuras 5 e 6 apresentam os resultados para sistemas 4-PSK com duas antenas de transmissão e uma de recepção. A figura 5 apresenta a taxa de erro de bit no canal com $\tau_{rms} = 0.05T_s$ e a figura 6 no canal com $\tau_{rms} = 0.1T_s$. Observa-se um ganho de codificação em torno de 10dB com taxa de erro de 10^{-2} atingidos pelos codificadores de 8 e 16 estados.

Observa-se nestes resultados o ganho de codificação sobre a taxa de erro irreduzível imposta pela interferência intersimbólica. Nos sistemas não codificados a taxa de erro de bit irreduzível foi de 3×10^{-2} . Introduzindo as técnicas de codificação espacio-temporais esta taxa de erro limitou-se a 8×10^{-3} (figura 6).

A figura 7 apresenta os resultados de simulação do sistema 4-PSK com duas antenas de recepção e duas de transmissão. Este sistema atinge um maior ganho de diversidade apresentando, portanto, um desempenho melhor que os dos sistemas apresentados nas figuras 5 e 6.

Os resultados demonstram que a metodologia utilizada no desenvolvimento dos códigos está correta e permitiu o desenvolvimento de bons codificadores.

6. CONCLUSÕES

Esquemas de codificação espácio-temporais foram desenvolvidos e testados sobre canais com desvanecimento, efeito Doppler e interferência intersimbólica. O desempenho destes esquemas são comparados ao de sistemas não codificados com mesma eficiência espectral.

Resultados de simulação mostram ganhos em torno de 10 dB a uma taxa de erro de bit de 10^{-2} sobre sistemas não codificados e uma redução na taxa de erro irreduzível causada pela interferência intersimbólica. Estes resulta-

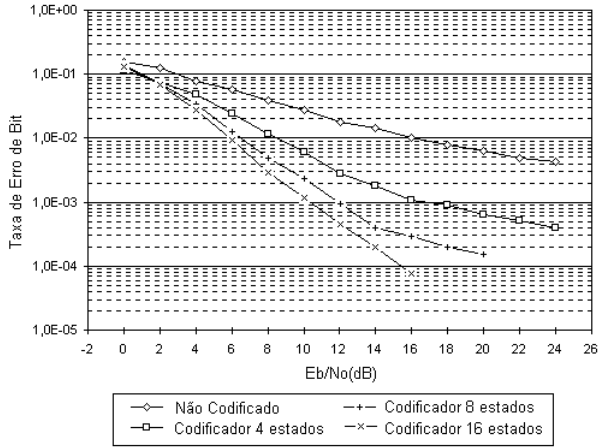


Fig. 5. Simulação de sistemas com codificação espaço-temporal sobre canal com $\tau_{rms} = 0.05T_s$

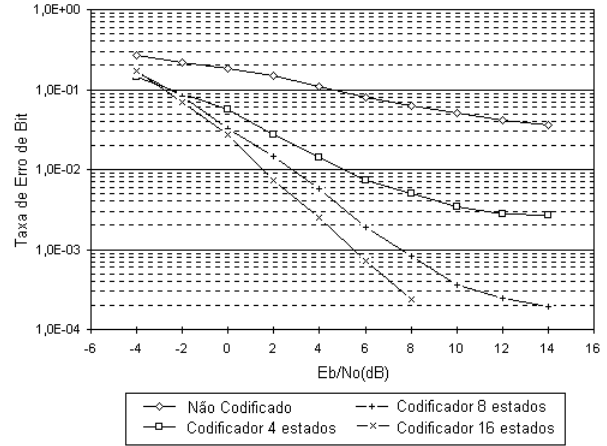


Fig. 7. Simulação de sistemas com codificação espaço-temporal e duas antenas de recepção sobre canal com $\tau_{rms} = 0.10T_s$

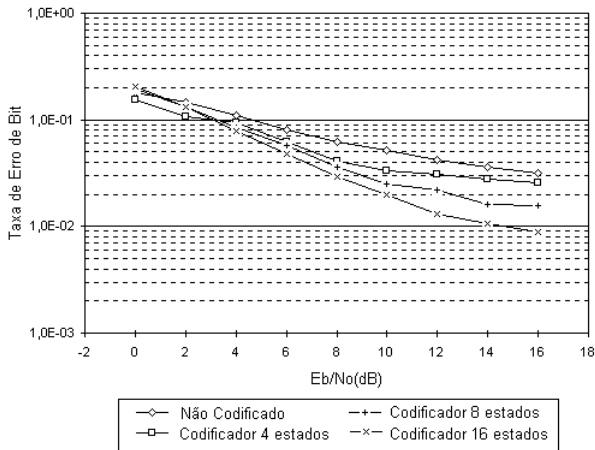


Fig. 6. Simulação de sistemas com codificação espaço-temporal sobre canal com $\tau_{rms} = 0.10T_s$

dos validam a metodologia de desenvolvimento de códigos desenvolvida.

REFERÊNCIAS

- [1] Dariush Divsalar e Marvin K. Simon, *The Design of Trellis Coded MPSK for Fading Channels: Performance Criteria*, IEEE Trans. on Communications, Vol. 36, No. 9, Setembro, 1988, pp. 1004-1012.
- [2] Victor da Silva e Elvino Sousa, *Fading-resistant Transmission from Several Antennas*, Proceedings of Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995, pp. 1218-1222.
- [3] George A. da Silva e Francisco M. Assis, *Fading-resistant Transmission using Built-in Time Diversity*

- and Several Antennas*, Proceedings of SBT/IEEE International Telecommunications Symposium, Agosto, 1998, pp. 400-404.
- [4] George A. da Silva e Francisco M. Assis and Marcelo S. Alencar, *Combining Space Diversity, Coded Modulation and Fading-Resistant Constellations*, Proceedings of the International Conference on Telecommunications -ICT'98, Junho 1998, pp. 37-40.
- [5] George A. da Silva e Francisco M. Assis, *Desempenho de sistemas com codificação espaço-temporal sobre canais com desvanecimento*, XVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, pp. 710-714. Setembro, 1999, Vila Velha/ES, Brasil.
- [6] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri e A. R. Calderbank, *Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction*, IEEE Transaction on Information Theory, Vol. 44, No. 2, Março, 1998.
- [7] Andreas Müller, *Simulation of Fading Channels using Monte-Carlo Method*, IEEE Conference, 1994, pp. 1536-1540.
- [8] Sara Gurunathan e Kamilo Feher, *Multipath Simulation Models for Mobile Radio Channels*, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 1992.