

As estratégias apresentadas nos capítulos anteriores foram desenvolvidas em sistemas GSM não codificados, que oferecem ordem de diversidade N_R . Os sistemas com codificação espaço-temporal privilegiam o aumento da ordem de diversidade, em detrimento da taxa de transmissão. Entre as classes existentes, os códigos ortogonais OSTBC (*Orthogonal Space-Time Block Codes*) [65] são amplamente utilizados, pois atingem ganho de diversidade máximo com o uso de um detector ótimo de baixa complexidade computacional, que explora a ortogonalidade das palavras-código.

Neste capítulo serão apresentados esquemas que realizam a transmissão de palavras-código OSTBC em sistemas GSM. A partir deste modelo, será apresentado seu detector ótimo que, apesar de explorar as características do código, apresenta maior custo computacional comparado aos detectores de códigos OSTBC em sistemas MIMO convencionais. Neste cenário, será proposto um detector com desempenho de detecção quase ótimo e de menor custo de computação que fundamenta-se na estratégia apresentada no Capítulo 5.

6.1

Codificação espaço-temporal em sistemas MIMO convencionais

Um resultado apresentado na Seção 3.2 é que a máxima diversidade oferecida por sistemas com múltiplas antenas com transmissão sem codificação é igual a N_R , uma vez que $\text{rank}(\Delta\Delta^H) = 1$. Os códigos espaço-temporais objetivam o alcance de ganhos superiores, tendo como princípio a combinação dos símbolos transmitidos entre as antenas transmissoras durante sucessivos intervalos de uso do canal. Dentre as categorias de códigos espaço-temporais, destacam-se os códigos espaço-temporais em blocos (STBC), em que N_s símbolos, reunidos no vetor $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{N_s}]^T$, $s_i \in \mathcal{B}$, são combinados linearmente nas N_T antenas transmissoras e emitidos durante T usos do canal consecutivos (normalmente $T > N_T$), representados pela matriz de palavra-código $\mathbf{S}$, de dimensão $N_T \times T$. Separando os símbolos nas partes real e complexa, $s_j = s_r^{(j)} + js_i^{(j)}$, expressa-se:

$$\mathbf{S} = \sum_{j=1}^{N_s} \left(s_r^{(j)} \mathbf{A}_j + js_i^{(j)} \mathbf{B}_k \right), \quad (6-1)$$

sendo $\{\mathbf{A}_j\}$ e $\{\mathbf{B}_j\}$ dois conjuntos de matrizes complexas $N_T \times T$, independentes dos símbolos transmitidos. Considerando a relação entre sinais de entrada e saída do sistema MIMO, tem-se:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N}$$

$$\mathbf{Y} = \sum_{j=1}^{N_s} \left(s_r^{(j)} \mathbf{H}\mathbf{A}_j + j s_i^{(j)} \mathbf{H}\mathbf{B}_j \right) + \mathbf{N}. \quad (6-2)$$

Os códigos ortogonais (OSTBC) são uma classe de códigos STBC de grande interesse nos sistemas MIMO, pois os sistemas que os empregam são capazes de atingir o máximo ganho de diversidade usando métodos simples de codificação e decodificação. Em contraponto, todos os projetos de palavras-código OSTBC já desenvolvidos apresentam $T \geq N_T$ e $T \geq N_s$, o que conduz à taxa de transmissão, $R = \frac{N_s}{T}$ bits/uso do canal, igual ou inferior à unidade. Um código é dito ortogonal se suas palavras-código, $\mathbf{S}$, obedecem a:

$$\mathbf{S}\mathbf{S}^H = c \sum_{j=1}^{N_s} |s_j|^2 \mathbf{I}_{N_T}, \quad (6-3)$$

sendo c uma constante dependente do código.

O projeto de códigos STBC deve atender a critérios de projeto [65], e os códigos ortogonais representam casos particulares de atendimento a estas especificações. O primeiro, chamado critério do posto, está relacionado ao ganho de diversidade em (3-34a). Nele, determina-se que as matrizes diferença entre todos os pares de palavras-código, $\mathbf{\Delta} = \mathbf{S}_j - \mathbf{S}_i$, tenham posto completo. No caso dos códigos OSTBC, a diferença entre duas palavras-código é uma matriz que também possui linhas ortogonais, logo, de posto $\text{rank}(\mathbf{\Delta}\mathbf{\Delta}^H) = \min(N_T, T) = N_T$ e, conseqüentemente, a diversidade máxima $G_d = N_R N_T$ é alcançada. O segundo critério é chamado critério do determinante e corresponde ao ganho de codificação em (3-34b). Por esta diretiva de projeto, deve-se maximizar o menor produto dos autovalores dentre as matrizes $\mathbf{\Delta}\mathbf{\Delta}^H$ geradas por todos os possíveis pares $(\mathbf{S}_i, \mathbf{S}_j)$.

O código de Alamouti, desenvolvido para $N_T = 2$, $N_s = 2$ e $T = 2$, é um código OSTBC de grande relevância por tratar-se do único código para constelações complexas capaz de atingir taxa de transmissão unitária. Nela, os dois símbolos s_1 e s_2 são emitidos em dois usos do canal através da palavra-código:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix}, \quad (6-4)$$

que é obtida usando as matrizes de dispersão $\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ e $\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. Para este código, verifica-se que $\mathbf{S}\mathbf{S}^H = \mathbf{S}^H\mathbf{S} = (|s_1|^2 + |s_2|^2)\mathbf{I}_2$. As amostras recebidas na r -ésima antena receptora nos dois sucessivos intervalos de tempo são:

$$\begin{aligned} y_{r,1} &= h_{r,1}s_1 + h_{r,2}s_2 + n_{r,1} \\ y_{r,2} &= h_{r,1}s_2^* - h_{r,2}s_1^* + n_{r,2}. \end{aligned} \quad (6-5)$$

A expressão (6-5) é convertida na forma matricial como:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_r &= \begin{bmatrix} y_{r,1} \\ y_{r,2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{r,1} & h_{r,2} \\ -h_{r,2}^* & h_{r,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{r,1} \\ n_{r,2} \end{bmatrix} \\ &= \mathcal{H}_r \mathbf{s} + \mathbf{n}_r, \end{aligned} \quad (6-6)$$

sendo $\mathcal{H}_r$ uma matriz com colunas ortogonais que representa o canal equivalente referente à r -ésima antena receptora. Expandindo para as N_R antenas receptoras, (6-2) é equivalentemente representado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{H}_1 \\ \vdots \\ \mathcal{H}_{N_R} \end{bmatrix} \mathbf{s} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{N_R} \end{bmatrix} \\ &= \mathcal{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \end{aligned} \quad (6-7)$$

sendo $\mathcal{H}$ a matriz equivalente, $N_R T \times 2$, que mantém as colunas ortogonais. A ortogonalidade de $\mathbf{S}$, refletida na estrutura de $\mathcal{H}$, confere duas vantagens aos sistemas OSTBC: o simples cancelamento da interferência entre os símbolos emitidos por diferentes antenas e a implementação do decodificador ótimo com custo de computação reduzido. Quanto à estrutura do detector ML, ótimo para (6-7), pode-se escrever:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}} &= \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{y} - \mathcal{H}\mathbf{s}\|^2 \\ &= \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{y}\|^2 + \|\mathcal{H}\mathbf{s}\|^2 - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{y}^H \mathcal{H}\mathbf{s}). \end{aligned} \quad (6-8)$$

Considerando a codificação de Alamouti, em que $\mathcal{H}$ é composta por duas

colunas, $\mathcal{H} = [\mathbf{t}_1 \quad \mathbf{t}_2]$ e reparando que $\mathcal{H}^H \mathcal{H} = \|\mathbf{H}\|_F^2 \mathbf{I}_2$, tem-se que:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}} &= \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{y}\|^2 + \|\mathbf{H}\|_F^2 \|\mathbf{s}\|^2 - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{y}^H(\mathbf{t}_1 s_1 + \mathbf{t}_2 s_2)) \\ &= \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{y}\|^2 + \|\mathbf{H}\|_F^2 (|s_1|^2 + |s_2|^2) - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_1 s_1) - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_2 s_2) \\ &= \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{y}\|^2 + [\|\mathbf{H}\|_F^2 |s_1|^2 - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_1 s_1)] + [\|\mathbf{H}\|_F^2 |s_2|^2 - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_2 s_2)]. \end{aligned} \quad (6-9)$$

A expressão em (6-9) mostra que a detecção ML é desacoplada por componente, resultando em:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= \arg \min_{s_1} \|\mathbf{H}\|_F^2 |s_1|^2 - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_1 s_1) \\ \hat{s}_2 &= \arg \min_{s_2} \|\mathbf{H}\|_F^2 |s_2|^2 - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_2 s_2). \end{aligned} \quad (6-10)$$

O número de hipóteses a ser testada, antes exponencial com o número de símbolos, torna-se linear. Esta formulação do sistema MIMO OSTBC e a forma do detector ótimo são empregados nos sistemas de Modulação Espacial codificados.

6.2

Modulação Espacial com código OSTBC

São encontrados na literatura esquemas capazes de aumentar o ganho de diversidade dos sistemas GSM [15, 66, 67]. Entre eles, uma das abordagens mais relevantes é a que emprega a combinação da transmissão por códigos OSTBC ao esquema de ativação de antenas, dos sistemas GSM [66, 67]. A atratividade desta técnica é que, diferentemente dos esquemas OSTBC convencionais, é possível alcançar taxas de transmissão superiores às aquelas obtidas nos sistemas MIMO OSTBC convencionais com os bits associados às combinações de antenas transmissoras, mantendo o ganho de diversidade e a complexidade linear do detector ótimo.

6.2.1

Geração de palavras-código para sistemas GSM-OSTBC

Um dos esquemas mais relevantes [66] apresenta um método de distribuição de palavras-códigos em diferentes livros-código (ou dicionários), empregando como base o código de Alamouti. Considere um exemplo de um sistema com quatro antenas transmissoras. Para ele são definidos dois dicionários, χ_1

e χ_2 , cada um composto por duas palavras-código, dadas por:

$$\begin{aligned}\chi_1 = \{\mathbf{S}_{11}, \mathbf{S}_{12}\} &= \left\{ \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix} \right\} \\ \chi_2 = \{\mathbf{S}_{21}, \mathbf{S}_{22}\} &= \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} s_2 & -s_1^* \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ s_1 & s_2^* \end{bmatrix} \right\} e^{j\theta},\end{aligned}\quad (6-11)$$

sendo $\chi = \cup_{i=1}^2 \chi_i$ definido como o código empregado do sistema GSM-OSTBC considerado. A distribuição das palavras-código $\mathbf{S}_{ij}$, $j = 1, 2$ nos dicionários χ_i , $i = 1, 2$ segue a uma regra específica, a fim de atender os critérios de construção dos códigos OSTBC. O atendimento do critério do *rank* é feito para as palavras-código dentro do mesmo dicionário e entre palavras-código de dicionários diferentes. Para o primeiro caso, garante-se o posto completo das matrizes $\Delta = \mathbf{S}_{i1} - \mathbf{S}_{i2}$ alocando matrizes de palavras-código sem sobreposição de linhas no mesmo dicionário χ_i , ou seja, $\mathbf{S}_{i1}^H \mathbf{S}_{i2} = \mathbf{0}_{2 \times 2}$. Para o segundo caso, o código base de Alamouti é alocado nas palavras-código do dicionário χ_m usando combinações de antenas (ou equivalentemente, combinações de linhas da matriz $\mathbf{S}_{mj}$) não utilizadas nos dicionários anteriores χ_i , $i = 1, 2, \dots, m-1$, mas é permitida a sobreposição de uma das linhas com as palavras dos dicionários anteriores. Neste caso, consideradas duas palavras-código $\mathbf{S}_{ij}$ e $\mathbf{S}_{mn}$ pertencentes aos dicionários χ_i e χ_m respectivamente, não é possível garantir que, para qualquer escolha de símbolos APSK embarcados nestas palavras-código, a matriz $\Delta = \mathbf{S}_{ij} - \mathbf{S}_{mn}$ tenha posto completo. A fim de evitar que a matriz Δ apresente linhas linearmente dependentes, as palavras-código de cada dicionário χ_i , $i = 2, 3, \dots$ são rotacionadas do ângulo não nulo θ_i .

Para um sistema GSM-OSTBC que emprega N_{cb} dicionários, sendo que ao primeiro dicionário χ_1 atribui-se o ângulo $\theta_1 = 0$, os ângulos $\{\theta_i\}_{i=2}^{N_{cb}}$ associados aos demais $N_{cb} - 1$ dicionários são determinados de forma a maximizar o critério do determinante. Com esta escolha, garante-se que as matrizes Δ associadas a qualquer par $(\mathbf{S}_{ij}, \mathbf{S}_{mn})$ possuem posto completo e o maior ganho de codificação possível é atingido. Considerando um sistema GSM-OSTBC em que foi transmitido $\mathbf{S}_{ij}$, erroneamente detectado como $\hat{\mathbf{S}}_{ij}$, existe um par $(\mathbf{S}_{ij}, \hat{\mathbf{S}}_{ij})$ que produz o valor mínimo calculado a partir do critério do determinante, $\nu_{\min}$, escolhido dentre todas as possibilidades de $\mathbf{S}_{ij}$ e $\hat{\mathbf{S}}_{ij}$, e

é calculado como:

$$\nu_{\min}(\mathbf{S}_{ij}, \hat{\mathbf{S}}_{ij}) = \min_{\mathbf{S}_{ij}, \hat{\mathbf{S}}_{ij}} |\mathbf{\Delta} \mathbf{\Delta}^H| \quad (6-12a)$$

$$= \min_{\mathbf{S}_{ij}, \hat{\mathbf{S}}_{ij}} |\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta}| \quad (6-12b)$$

$$= \min_{\mathbf{S}_{ij}, \hat{\mathbf{S}}_{ij}} (\mathbf{S}_{ij} - \hat{\mathbf{S}}_{ij})^H (\mathbf{S}_{ij} - \hat{\mathbf{S}}_{ij}). \quad (6-12c)$$

As matrizes $\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta}$ e $\mathbf{\Delta} \mathbf{\Delta}^H$ possuem os mesmos autovalores não nulos, iguais ao quadrado dos valores singulares não nulos de $\mathbf{\Delta}$. Desta forma, a igualdade entre (6-12a) e (6-12b) é justificada.

O parâmetro $\nu_{\min}$ é chamado mínima distância do ganho de codificação (MDGC). Calculado entre dois dicionários diferentes, χ_i e χ_m , o parâmetro $\nu_{\min}$ é definido como:

$$\nu_{\min}(\chi_i, \chi_m) = \arg \min_{j,n} \nu_{\min}(\mathbf{S}_{ij}, \mathbf{S}_{mn}), \quad (6-13)$$

e o mínimo MDGC de um código GSM-OSTBC é dado por:

$$\nu_{\min}(\chi) = \min_{\substack{i,m \\ i \neq m}} \nu_{\min}(\chi_i, \chi_m). \quad (6-14)$$

Reconhece-se $\nu_{\min}(\chi)$ como o ganho de codificação calculado pelo critério do determinante. Os ângulos $\{\theta_i | 0 \leq \theta_i \leq \frac{\pi}{2}\}_{i=2}^{N_{cb}}$, aplicados às palavras-código visam maximizar $\nu_{\min}(\chi)$. Definindo $\boldsymbol{\theta} = [\theta_2 \ \theta_3 \ \dots \ \theta_{N_{cb}}]$ como o vetor composto pelos ângulos que rotacionam as palavras contidas nos dicionários, o vetor $\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}$ é composto pelos ângulos que maximizam $\nu_{\min}(\chi)$, ou seja:

$$\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta} \in [0, \pi/2]^{N_{cb}-1}} \nu_{\min}(\chi). \quad (6-15)$$

O vetor $\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}$, dependente do número de antenas transmissoras e da ordem da modulação, é determinado numericamente. Considerando o código χ composto pelas palavras-código apresentadas em (6-11) e a modulação QPSK, a curva com o valor de $\nu_{\min}(\chi)$ em função do ângulo θ_2 , que rotaciona as palavras do dicionário χ_2 é apresentada na Figura 6.1. Verifica-se que, para esta configuração, dois valores de θ_2 maximizam o ganho de codificação, são eles $\theta_{2\text{opt}}^{(1)} = \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{20}$ e $\theta_{2\text{opt}}^{(2)} = \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{20}$.

Nos modelos de codificação GSM-OSTBC, diferentemente dos modelos de codificação espaço-temporal convencionais, existem duas unidades que trans-

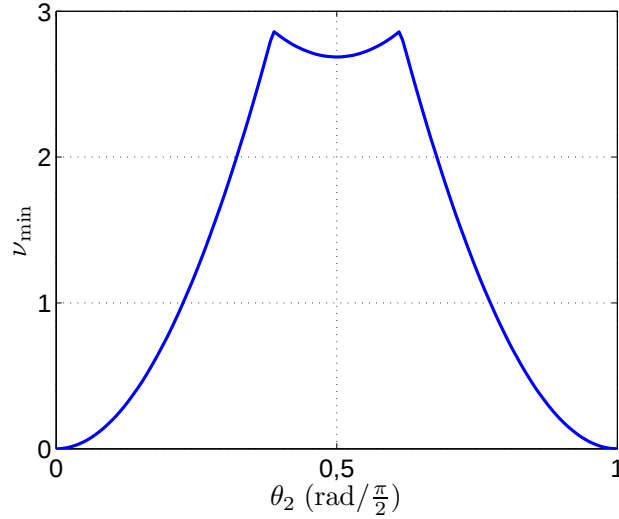


Figura 6.1: Curva do mínimo ganho de codificação do código χ em função de θ_2 para um sistema GSM-OSTBC com $N_T = 4$, QPSK.

portam informação: a seleção, pelo transmissor, de uma das palavras-código a ser emitida dentro do universo χ , e os símbolos APSK embarcados nesta palavra-código. Na estratégia de alocação de palavras-código apresentada, em um sistema com N_T transmissores pode-se alocar $N_{cw} = \left\lfloor \binom{N_T}{2} \right\rfloor_{2^p}$ palavras-código. Assim, nesta estratégia, a taxa de transmissão resultante, R , é dada por:

$$\begin{aligned} R_{\text{GSM-OSTBC}} &= \frac{1}{T} \log_2 N_{cw} + R_{\text{STBC}} \\ &= \frac{1}{2} \log_2 N_{cw} + \log_2 M \quad \text{bits/uso do canal} \end{aligned} \quad (6-16)$$

A taxa de transmissão apresentada em (6-16) é obtida considerando-se que, para o código de Alamouti, $T = 2$ e R_{STBC} , a taxa de transmissão deste código, é $\log_2 M$ bits/uso do canal.

6.3

Estratégias de detecção GSM-OSTBC

Os sistemas GSM codificados, ao fazerem uso de códigos ortogonais, beneficiam-se da detecção com componentes desacopladas, reduzindo o custo de computação. Nesta seção será apresentada a estratégia ótima de detecção GSM-OSTBC, baseada na proposta apresentada em [66]. Deste esquema partirá a motivação para o desenvolvimento de uma alternativa de detector ótimo com complexidade computacional reduzida e, finalmente, um detector com desempenho próximo ao ótimo que possibilita redução adicional no custo de computação.

6.3.1

Detector ótimo

Considere o sistema GSM-OSTBC que emprega a segunda abordagem de construção de código, descrito em 6.2.1, e que a cada palavra-código, $\mathbf{S}_{m,n}$, pode-se atribuir o índice c , $1 \leq c \leq N_{cw}$. Logo, a cada índice c atribui-se um par de antenas (t_1, t_2) que é ativado no transmissor e um ângulo de rotação θ_c . Considere que, se a palavra-código $\mathbf{S}_{k,l}$ foi transmitida, os dados colhidos pela r -ésima antena receptora nas transmissões $T = 1, 2$ relacionam-se ao sinal transmitido de forma análoga a (6-6), e são representados por:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_r = \begin{bmatrix} y_{r,1} \\ y_{r,2}^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{r,t_1} e^{j\theta_c} & h_{r,t_2} e^{j\theta_c} \\ - (h_{r,t_2} e^{j\theta_c})^* & (h_{r,t_1} e^{j\theta_c})^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{r,1} \\ n_{r,2} \end{bmatrix} \\ &= \mathcal{H}_r^{(c)} \mathbf{s} + \mathbf{n}_r, \end{aligned} \quad (6-17)$$

sendo $\mathcal{H}_r^{(c)}$ a matriz do canal equivalente, visto pela r -ésima antena, para a transmissão da c -ésima palavra-código. Expandindo para as N_R antenas receptoras o sistema GSM-OSTBC é representado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathcal{H}_1^{(c)} \\ \vdots \\ \mathcal{H}_{N_R}^{(c)} \end{bmatrix} \mathbf{s} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{N_R} \end{bmatrix} \\ &= \mathcal{H}^{(c)} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \end{aligned} \quad (6-18)$$

sendo $\mathcal{H}^{(c)}$ a matriz equivalente do canal, de dimensão $2N_R \times 2$. O problema de detecção do sistema GSM-OSTBC compreende a detecção da palavra-código transmitida (ou, equivalentemente, o par (t_1, t_2) de antenas transmissoras ativadas) e os símbolos s_1 e s_2 , pertencentes à constelação APSK, embarcados na palavra-código. O detector ótimo, apresentado em [66], é dado pela seguinte minimização:

$$\{\hat{c}, \hat{s}_1, \hat{s}_2\} = \arg \min_{\substack{i=1,2,\dots,N_{cw} \\ x_1, x_2 \in \mathcal{B}}} \left\| \mathbf{y} - \mathcal{H}^{(i)} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \right\|, \quad (6-19)$$

sendo x_1 e x_2 as hipóteses de símbolos a serem testadas, e i denota o índice da palavra-código supostamente transmitida. Assim como nos sistemas MIMO OSTBC, a ortogonalidade das colunas de $\mathcal{H}^{(c)}$ possibilita o desacoplamento das componentes do vetor $\mathbf{s}$ e, conseqüentemente, a redução do custo de computação. Como proposto em [66], a detecção, desacoplada em duas minimizações, é feita supondo que uma das palavras-código foi transmitida. Supondo que

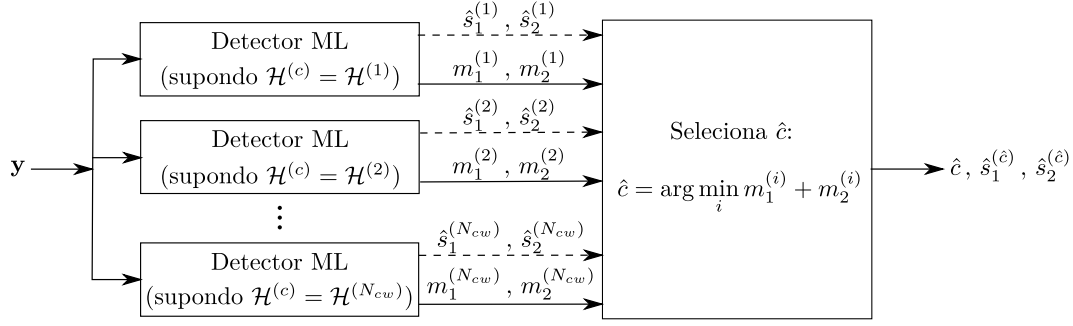


Figura 6.2: Detector ótimo GSM-STBC.

a i -ésima palavra-código foi transmitida, os elementos do vetor de símbolos detectados, $\hat{\mathbf{s}}^{(i)ML}$, são determinados por:

$$\begin{aligned}\hat{s}_1^{(i)ML} &= \arg \min_{x_1 \in \mathcal{B}} \|\mathbf{H}_i\|_F^2 |x_1|^2 - 2 \operatorname{Re} \left(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_1^{(i)} x_1 \right) \\ \hat{s}_2^{(i)ML} &= \arg \min_{x_2 \in \mathcal{B}} \|\mathbf{H}_i\|_F^2 |x_2|^2 - 2 \operatorname{Re} \left(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_2^{(i)} x_2 \right), \quad i = 1, 2, \dots, N_{cw},\end{aligned}\quad (6-20)$$

sendo $\mathcal{H}^{(i)} = \begin{bmatrix} \mathbf{t}_1^{(i)} & \mathbf{t}_2^{(i)} \end{bmatrix}$.

A decisão da palavra-código transmitida é feita diretamente a partir destas minimizações. Os valores dos argumentos de (6-20), para cada hipótese de palavra-código, são dados por:

$$\begin{aligned}m_1^{(i)} &= \|\mathbf{H}_i\|_F^2 |\hat{s}_1^{(i)}|^2 - 2 \operatorname{Re} \left(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_1^{(i)} \hat{s}_1^{(i)} \right) \\ m_2^{(i)} &= \|\mathbf{H}_i\|_F^2 |\hat{s}_2^{(i)}|^2 - 2 \operatorname{Re} \left(\mathbf{y}^H \mathbf{t}_2^{(i)} \hat{s}_2^{(i)} \right), \quad i = 1, 2, \dots, N_{cw}.\end{aligned}\quad (6-21)$$

Assim, seleccionar a palavra-código que minimiza a distância Euclidiana ao vetor de dados transmitido corresponde a seleccionar o índice $\hat{c} = i$, com a mínima soma das métricas ML:

$$\hat{c} = \arg \min_{i=1,2,\dots,N_{cw}} m_1^{(i)} + m_2^{(i)}, \quad (6-22)$$

e os símbolos embarcados na palavra-código são $\hat{s}_1^{(\hat{c})}$ e $\hat{s}_2^{(\hat{c})}$. A Figura 6.2 apresenta o diagrama de blocos do detector apresentado.

Portanto, verifica-se que o ganho de taxa de transmissão obtido pelos sistemas GSM-OSTBC, comparado aos sistemas MIMO OSBTC convencionais, é obtido à custa do aumento do número de hipóteses a serem testadas, correspondentes à identificação da palavra-código. O custo de computação do detec-

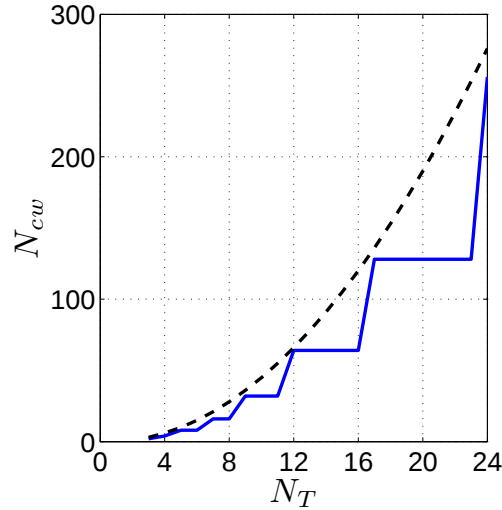


Figura 6.3: Número de palavras código do sistema GSM-OSTBC, N_{cw} , em função de N_T , limitada superiormente pela função $f(x) = \binom{x}{2}$.

tor ótimo, que cresce em taxa linear com a ordem da modulação empregada, passar a aumentar em taxa superior com o número de antenas transmissoras (crescimento à taxa $\left\lfloor \binom{N_T}{2} \right\rfloor_{2^p}$), como pode-se inferir pela curva de crescimento de N_{cw} em função de N_T , apresentada na Figura 6.3. A Figura 6.4 exibe curvas com a taxa de erro de detecção de dois sistemas MIMO com codificação espaço-temporal. O sistema MIMO com codificação Alamouti convencional, com 2 antenas transmissoras e modulação QPSK, opera a taxa de 2 bits por uso do canal, enquanto o sistema GSM-OSTBC, operando com $N_T = 12$ antenas posicionadas no transmissor e modulação QPSK, opera a 5 bits por uso do canal. Ambos os sistemas possuem diversidade de transmissão de ordem dois e duas antenas receptoras, resultando em diversidade total igual a quatro, como verificado pela inclinação das curvas para valores assintóticos de SNR.

6.3.2

Detector ótimo de complexidade reduzida

É aqui apresentada uma proposta de implementação alternativa do detector ótimo, visando reduzir a complexidade associada aos múltiplos detectores ML requeridos na estratégia anterior. Nesta abordagem, propõe-se a substituição dos detectores ML desacoplados nos múltiplos ramos por filtros casados (normalizados) ao canal equivalente seguidos por quantizadores símbolo a símbolo para realizar a detecção do par $(\hat{s}_1^{(i)}, \hat{s}_2^{(i)})$, para $i = 1, 2, \dots, N_{cw}$. Nesta estratégia, cada filtro casado normalizado, $\mathbf{G}_i$, tem a forma:

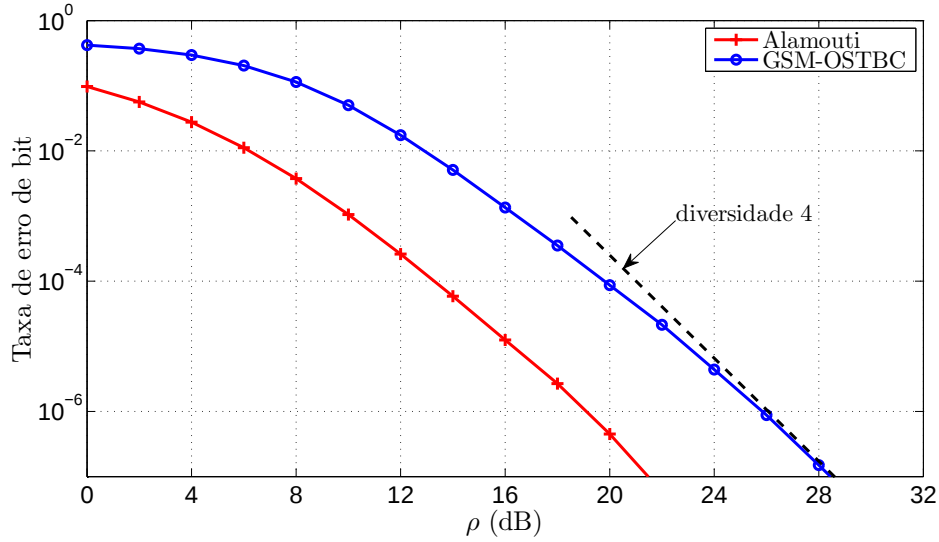


Figura 6.4: Taxa de erro de bit do sistema MIMO OSTBC (taxa 2 bits/uso do canal) com codificação Alamouti e do sistema GSM-OSTBC (taxa 5 bits/uso do canal).

$$\mathbf{G}_i = \frac{(\mathcal{H}^{(i)})^H}{\|\mathbf{H}_i\|_F^2} \quad (6-23)$$

Os dados $\tilde{\mathbf{y}}_i$, operados pelo filtro casado, são dados por:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_i = \mathbf{G}_i \mathbf{y} &= \frac{1}{\|\mathbf{H}_i\|_F^2} (\mathcal{H}^{(i)})^H \mathcal{H}^{(i)} \mathbf{s} + \frac{(\mathcal{H}^{(i)})^H}{\|\mathbf{H}_i\|_F^2} \mathbf{n} \\ &= \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}, \end{aligned} \quad (6-24)$$

sendo $\tilde{\mathbf{n}}$ o vetor de ruído operado pelo filtro casado, com média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}} = N_0 \mathbf{I}_{2N_R}$.

A detecção de $(\hat{s}_1^{(i)FC}, \hat{s}_2^{(i)FC})$ através da quantização símbolo a símbolo

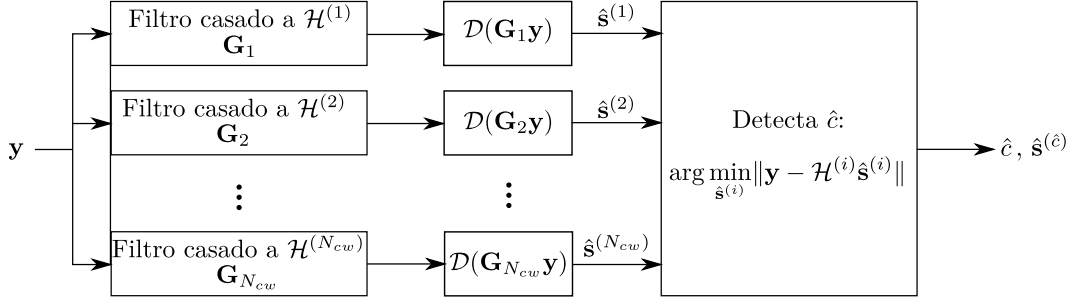


Figura 6.5: Detector ótimo GSM-STBC de complexidade reduzida.

$\mathcal{D}(\tilde{\mathbf{y}}_i)$ é ótima, o que pode ser verificado ao se observar que:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{D}(\tilde{\mathbf{y}}_i) &= \begin{bmatrix} \mathcal{D}(\tilde{y}_1) \\ \mathcal{D}(\tilde{y}_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arg \min_{s_1} |\mathbf{g}_{l_1}^{(i)} \mathbf{y} - s_1|^2 \\ \arg \min_{s_2} |\mathbf{g}_{l_2}^{(i)} \mathbf{y} - s_2|^2 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \arg \min_{s_1} \left| \frac{(\mathbf{t}_1^{(i)})^H}{\|\mathbf{H}_i\|_F^2} \mathbf{y} \right|^2 + |s_1|^2 - 2 \operatorname{Re} \left(\mathbf{y}^H \frac{\mathbf{t}_1^{(i)}}{\|\mathbf{H}_i\|_F^2} s_1 \right) \\ \arg \min_{s_2} \left| \frac{(\mathbf{t}_2^{(i)})^H}{\|\mathbf{H}_i\|_F^2} \mathbf{y} \right|^2 + |s_2|^2 - 2 \operatorname{Re} \left(\mathbf{y}^H \frac{\mathbf{t}_2^{(i)}}{\|\mathbf{H}_i\|_F^2} s_2 \right) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \arg \min_{s_1} \|\mathbf{H}_i\|_F^2 |s_1|^2 - 2 \operatorname{Re} (\mathbf{y}^H \mathbf{t}_1^{(i)} s_1) \\ \arg \min_{s_2} \|\mathbf{H}_i\|_F^2 |s_2|^2 - 2 \operatorname{Re} (\mathbf{y}^H \mathbf{t}_2^{(i)} s_2) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \hat{s}_1^{(i)ML} \\ \hat{s}_2^{(i)ML} \end{bmatrix}, \tag{6-25}
 \end{aligned}$$

onde $\mathbf{g}_{l_j}^{(i)}$ corresponde à j -ésima linha de $\mathbf{G}_i$.

O diagrama de blocos desta estratégia é apresentado na Fig. 6.5.

Ainda que capaz de reduzir o custo de computação associado aos múltiplos detectores ML, este algoritmo requer o processamento e a comparação da qualidade dos candidatos nos N_{cw} ramos, o que pode se tornar especialmente custoso para sistemas que operam em altas modulações e com muitas palavras-código.

6.3.3

Detector subótimo

A estratégia proposta nesta seção, publicado em [68], busca reduções adicionais de complexidade sobre a estratégia apresentada na Subseção 6.3.2. O princípio deste detector é baseado na estratégia do detector List-BMP-MMSE-LR, apresentado no Capítulo 5, sendo que na presente estratégia os elementos a serem detectados são a palavra-código transmitida e os símbolos APSK nela

embarcados.

Analogamente à estratégia para sistemas GSM não codificados, o ponto de produção dos candidatos ao sinal transmitido GSM-OSTBC parte do esquema de ordenamento das palavras-código. Porém, ao se considerar o uso de códigos ortogonais, o ordenamento por banco de matrizes projetoras (BMP) pode ser reduzido ao ordenamento por banco de filtros casados (BFC) sem ocasionar perda de desempenho na detecção. Ao considerar o modelo equivalente do sistema, em (6-18), a matriz do canal, por possuir colunas ortogonais, confere esta simplificação ao sistema de detecção. No Apêndice I é apresentado desenvolvimento matemático que demonstra a equivalência entre a detecção por BMP e BFC.

Assim, utilizando a forma do filtro casado normalizado, apresentada em (5-10), o j -ésimo elemento do banco, $\mathbf{F}_j$ de dimensão $2 \times 2N_R$, é dado por:

$$\mathbf{F}_j = \frac{(\mathcal{H}^{(j)})^H}{\|\mathbf{H}_j\|_F}. \quad (6-26)$$

Na expressão de (6-26) foi utilizado o fato das colunas de $\mathcal{H}^{(j)}$ possuírem a mesma norma, $\|\mathbf{H}_j\|_F$. As palavras-código são então ordenadas de forma decrescente com a norma do sinal na saída do filtro casado:

$$\{p_1, p_2, \dots, p_{N_C}\} = \arg_{j=1,2,\dots,N_{cw}}^{\text{sort}} \|\mathbf{F}_j \mathbf{y}\|. \quad (6-27)$$

As palavras-código classificadas pela norma da saída do filtro casado definem a ordem que os candidatos serão gerados. A detecção ocorre de forma análoga ao apresentado no detector ótimo de complexidade reduzida, dada por:

$$\hat{\mathbf{s}}_{p_j} = \mathcal{D}\left(\frac{\mathbf{F}_{p_j} \mathbf{y}}{\|\mathbf{H}_{p_j}\|_F}\right) \quad (6-28)$$

O p_j -ésimo candidato é formado pelo par $(p_j, \hat{\mathbf{s}}_{p_j})$.

A estratégia de atualização do comprimento da lista é semelhante à da estratégia List-BMP-MMSE-LR. A distância Euclidiana do candidato considerado aplicada à função custo resulta em λ , que define o número total de candidatos que o algoritmo deve processar até indicar o melhor candidato. Para cada candidato, a qualidade da solução é dada pela sua distância Euclidiana ao vetor de dados recebidos, dado por:

$$\epsilon_{p_j}^2 = \|\mathbf{y} - \mathcal{H}_{p_j} \hat{\mathbf{s}}_{p_j}\|^2 \quad (6-29)$$

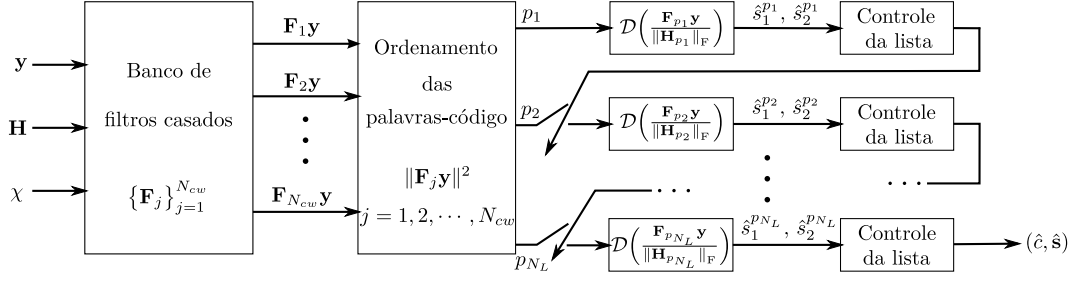


Figura 6.6: Detector subótimo GSM-STBC.

Como o canal GSM-OSTBC equivalente $\mathcal{H}_{p_j}$ tem dimensão $2N_R \times 2$, a função custo, $\phi(p_j)$, possui a forma:

$$\phi(p_j) = \frac{\epsilon_{p_j}^2 - 2N_R N_0}{N_0 \sqrt{2N_R}}. \quad (6-30)$$

O diagrama de blocos do detector proposto é apresentado na Figura 6.6.

6.4

Resultados numéricos: desempenho de detecção e complexidade computacional

Nesta seção são apresentados resultados de desempenho de detecção e do custo de computação das estratégias de detecção para o sistema GSM-OSTBC. Três pares de curvas são apresentadas na Figura 6.7 e exibem as taxas de erro de bit dos detectores ótimos (original e proposto) e do detector subótimo proposto, nas configurações de sistema apresentadas na Tabela 6.1. Para o detector subótimo, foram escolhidos os parâmetros de ajuste de controle da lista, c_{lo} e c_{hi} , exibidos também nesta Tabela. Verifica-se que, ainda que o detector subótimo processe apenas uma fração do número total de palavras-código, ela apresenta desempenho próximo aos detectores ótimos nas configurações apresentadas.

A Figura 6.8 exibe a contagem do número médio de operações requerido pelas estratégias ótimas para a detecção de uma palavra-código. Este resultado indica que a substituição do detector ML pelo quantizador símbolo a símbolo resulta em maiores reduções de custo computacional para modulações de mais altas ordens.

Na Figura 6.9 é possível verificar a perda de desempenho dos detectores ótimos e proposto GSM-STBC ao considerar que o estimador provê conhecimento imperfeito do canal, sendo sua variância $\sigma_{err} = 0,25\rho^{-1}$. Para ambas as estratégias, verificam-se perdas de desempenho próximas a 1 dB para a

Tabela 6.1: Configurações de sistema usadas nas simulações.

Config.	N_T	N_{cw}	Modulação	Taxa	c_{lo}	c_{hi}
C 1	8	16	QAM-16	6 bits/(uso canal)	$\frac{N_{cw}}{8}$	$\frac{N_{cw}}{16}$
C 2	12	64	QPSK	5 bits/(uso canal)	$\frac{N_{cw}}{15}$	$\frac{N_{cw}}{30}$
C 3	12	64	QAM-16	7 bits/(uso canal)	$\frac{N_{cw}}{15}$	$\frac{N_{cw}}{30}$

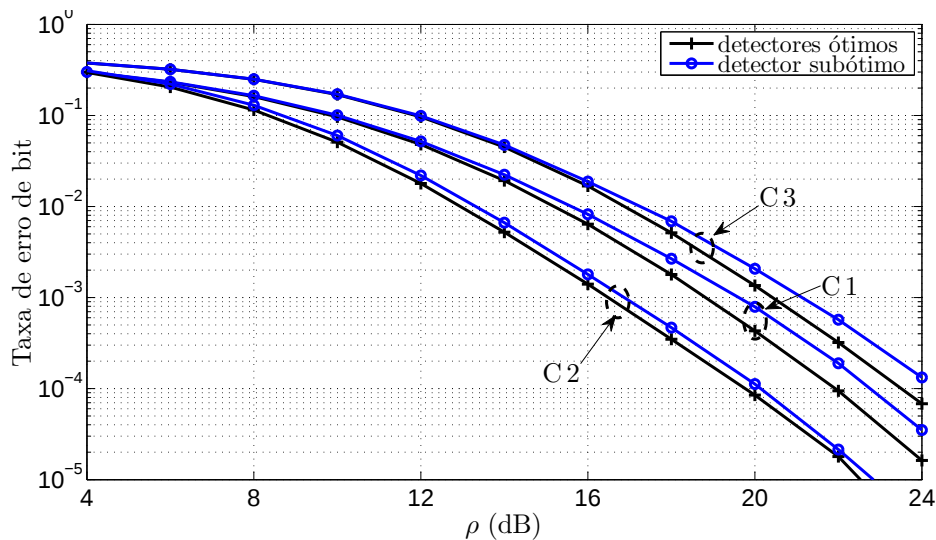


Figura 6.7: Taxa de erro de bit dos detectores ótimos e do detector subótimo GSM-OSTBC.

configuração de sistema C 2.

As curvas apresentadas nos gráficos da Figura 6.11 exibem a razão entre o número total de operações requerido pelos detectores propostos subótimo e ótimo para a detecção de uma palavra-código. Por este resultado, observa-se que a redução de custo de computação oferecido pela estratégia subótima não se amplia com o aumento do número de palavras-código. No entanto, reduções mais significativas são observadas para modulações de ordens mais altas. Isto deve-se à redução do número de quantizadores, que são mais complexos para modulações de ordem elevada. O comprimento médio da lista é exibido na Figura 6.10 e mostra que menos candidatos são utilizados para valores altos de relação sinal-ruído.

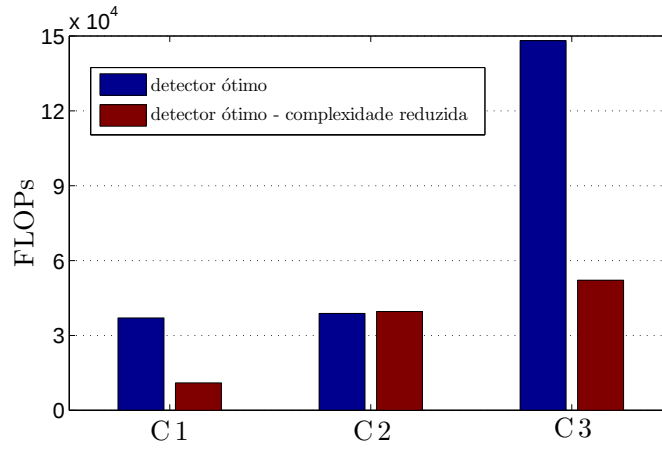


Figura 6.8: Número médio de FLOPs requerido pelos detectores ótimos para a detecção de uma palavras-código - estratégia inicial e proposta de complexidade reduzida.

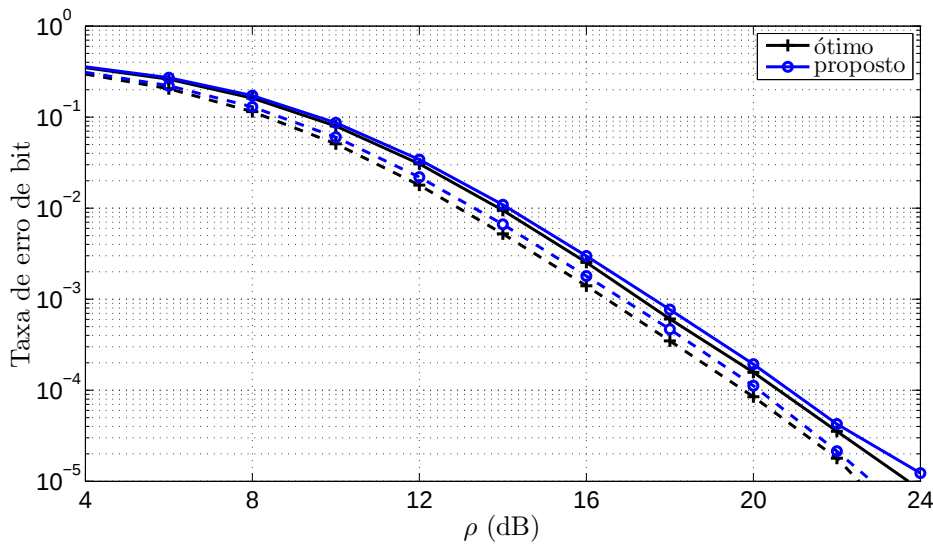
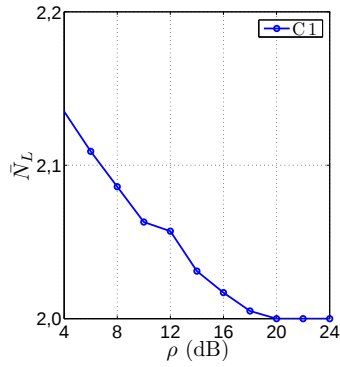
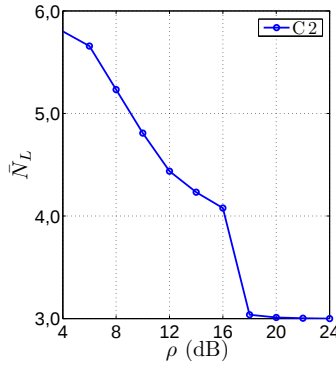


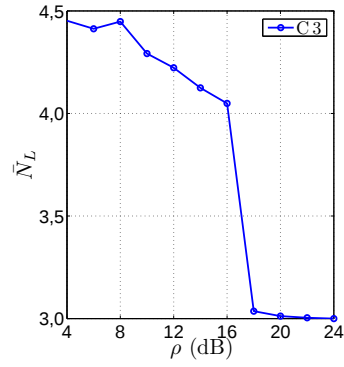
Figura 6.9: Taxa de erro de bit do detector ótimo e do detector sub-ótimo proposto. Nas curvas pontilhadas, o canal é perfeitamente conhecido pelo receptor ($\sigma_{\text{err}}^2 = 0$). Nas curvas sólidas, há erro de estimação dos coeficientes do canal ($\sigma_{\text{err}}^2 = 0,25\rho^{-1}$). Configuração C 2.



6.10(a): Configuração C 1

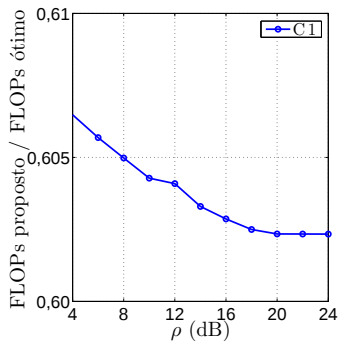


6.10(b): Configuração C 2

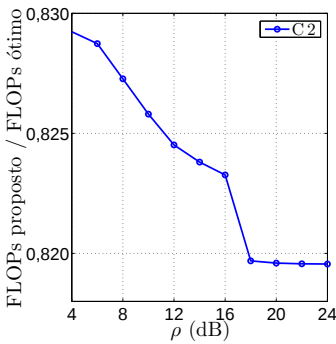


6.10(c): Configuração C 3

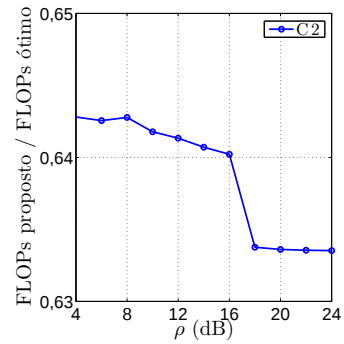
Figura 6.10: Comprimento médio da lista do detector subótimo proposto para GSM-OSTBC.



6.11(a): Configuração C 1



6.11(b): Configuração C 2



6.11(c): Configuração C 3

Figura 6.11: Razão entre o número de operações requerido pelo detector subótimo proposto e o detector ótimo de complexidade reduzida, em função do SNR.