

Os Capítulos 4 e 5 apresentarão propostas de detectores GSM que priorizam o baixo custo computacional, admitindo alguma perda de desempenho, em termos da taxa de erro de detecção, em relação aos detectores ótimos. O algoritmo *Sphere Decoding*, estudado no Capítulo 3, apresenta custo computacional consideravelmente abaixo do requerido pelo detector ML quando se considera altos valores de relação sinal-ruído. No entanto, esta estratégia mostra-se de inviável aplicação em cenários de baixa relação sinal-ruído, assim como em sistemas que empreguem grande número de antenas transmissoras ou modulações de alta ordem. Tais fatores motivam o desenvolvimento de métodos subótimos de detecção.

No presente capítulo serão apresentadas estratégias desenvolvidas nesta Tese que realizam a detecção do sinal transmitido sem o emprego de estágios separados para as decisões da combinação de antenas transmissoras e dos símbolos transmitidos por elas, aqui denominados detectores integrados. As propostas aqui apresentadas baseiam-se em formas de agrupamento do vetor de dados, que levam em conta a estrutura do sinal GSM.

4.1

Detector ML em Grupos (MLG)

Esta estratégia, proposta em [49] como parte desta Tese, baseia-se no padrão de ativação das antenas transmissoras para a formação de grupos no lado receptor. Estes grupos são então detectados individualmente utilizando estratégia ótima.

Esta estratégia considera o modelo de sistema GSM apresentado na Seção 2.2, mas o número de combinações de antenas considerado no sistema é função do número de grupos que são formados no receptor. O sistema deve ser planejado para que o receptor forme U grupos para a detecção, cada um composto de dois elementos. De forma semelhante, em um transmissor que possui antenas numeradas de 1 a N_T , o padrão de ativação destas antenas

define U grupos de forma que, a posição da i -ésima antena ativa, a_i , deve ser:

$$\begin{aligned}
 a_1 \in p_1 &= \{1, 2\} \\
 &\vdots \\
 a_i \in p_i &= \{2i - 1, 2i\} \\
 &\vdots \\
 a_{N_A} \in p_U &= \{N_T - 1, N_T\},
 \end{aligned} \tag{4-1}$$

sendo p_i o i -ésimo grupo de antenas. Esta equivalência entre o padrão de ativação das antenas e os grupos no receptor possibilita que, durante o processo de detecção, a detecção ótima em cada grupo seja simplificada pela limitação de possibilidades de vetores de símbolos transmitidos. Este particionamento possibilita a composição de $N_C = 2^U$ combinações válidas de antenas, levando a $U = \frac{N_T}{2}$ bits associados ao mapeamento espacial. Por esta proposta apresentar grupos compostos por dois elementos, o número de antenas transmissoras é, necessariamente, par. Este conceito de partição dos elementos transmissores para definição dos padrões de ativação foi aplicado em sistemas OFDM com modulação do índice das subportadoras [50].

A formação do mesmo padrão de grupos no lado receptor é feita após a equalização ZF do sinal recebido, que impõe a restrição $N_R \geq N_T$. Isto resulta no vetor de observação de dimensão $N_T \times 1$:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{H}^\dagger (\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}) \\
 &= \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}},
 \end{aligned} \tag{4-2}$$

sendo \mathbf{H}^\dagger a pseudo-inversa a esquerda de \mathbf{H} e $\tilde{\mathbf{n}}$ é o vetor de ruído colorido com matriz covariância dada por:

$$\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}} = N_0 (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}. \tag{4-3}$$

O particionamento do vetor $\tilde{\mathbf{y}}$ em pares, de forma semelhante ao feito nas antenas transmissoras em (4-1), é realizado através da transformação linear \mathbf{G}_i , que seleciona os elementos pertencentes ao i -ésimo grupo:

$$\mathbf{G}_i = \mathbf{I}_{N_T}^{(p_i)}, \quad i = 1, 2, \dots, U, \tag{4-4}$$

sendo $\mathbf{I}_{N_T}^{(p_i)}$ formada pelas linhas da matriz identidade $N_T \times N_T$ especificadas em p_i . O vetor do grupo resultante com dimensão 2×1 e sua matriz covariância

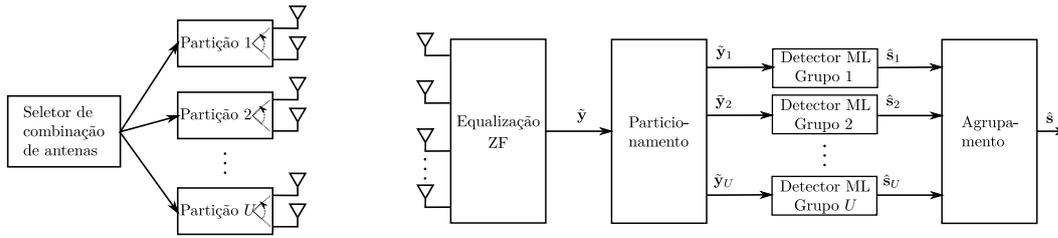


Figura 4.1: Diagrama em blocos do detector ML em Grupos.

são:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_i &= \mathbf{G}_i \tilde{\mathbf{y}} \\ &= \mathbf{s}_i + \tilde{\mathbf{n}}_i\end{aligned}\quad (4-5)$$

e

$$\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_i} = \mathbf{G}_i \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}} \mathbf{G}_i^T. \quad (4-6)$$

A composição dos grupos $\tilde{\mathbf{y}}_i$, processados na recepção, impõe às componentes de sinal \mathbf{s}_i a serem constituídas de um par de símbolos, em que um deles pertence à usual constelação da modulação digital de ordem M e o outro é o símbolo zero de uma antena não-ativa, isto é: $\mathbf{s}_i \in \mathcal{M}$, sendo $\mathcal{M} = \{(s_i, 0), (0, s_i) | s_i \in \mathcal{B}\}$.

A detecção ótima é aplicada aos U grupos de forma independente. Reconhecendo $[\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_i}]^{-\frac{1}{2}}$ como uma matriz inversível que age como um filtro branqueador do sinal em (4-5), o detector ótimo de $\tilde{\mathbf{y}}_i$ após o branqueamento é o detector de mínima distância. Assim, o vetor de símbolos detectado do i -ésimo grupo é dado por:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{s}}_i &= \arg \max_{\mathbf{s}_i \in \mathcal{M}} p(\tilde{\mathbf{y}}_i | \mathbf{s}_i) \\ &= \arg \min_{\mathbf{s}_i \in \mathcal{M}} \|\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_i}^{-\frac{1}{2}} (\tilde{\mathbf{y}}_i - \mathbf{s}_i)\|^2 \\ &= \arg \max_{\mathbf{s}_i \in \mathcal{M}} \left\{ \text{Re} \left(\tilde{\mathbf{y}}_i^H \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_i}^{-1} \mathbf{s}_i \right) - \frac{1}{2} \|\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_i}^{-1/2} \mathbf{s}_i\|^2 \right\}.\end{aligned}\quad (4-7)$$

Ao fim do processo, o vetor de sinal é detectado pelo empilhamento das decisões em cada grupo, $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{\mathbf{s}}_1^T \quad \hat{\mathbf{s}}_2^T \quad \dots \quad \hat{\mathbf{s}}_U^T]^T$.

O esquema de agrupamento apresentado é uma característica chave nesta estratégia, visto que reduz o número de hipóteses a serem testadas pelo detector em cada grupo a $2M$. Este particionamento leva a uma significativa redução da complexidade do receptor e, devido à redução da incerteza ligada ao número

de hipóteses, também gera melhora substancial no desempenho do detector ML em grupos quando comparado a partições arbitrárias. A Figura 4.1 exibe o diagrama de blocos da estratégia.

4.2

Detector ML Aninhado (MLA)

Esta estratégia propõe modificações sobre o esquema anterior com o objetivo de explorar a correlação estatística entre os grupos, originada pelo ruído colorido após o equalizador. Os detectores apresentados nesta seção foram publicados em [51].

O lado transmissor baseia-se nas mesmas partições de antenas apresentadas em (4-1). Na recepção, os grupos são formados de acordo com as partições no transmissor, mas seguindo uma estrutura aninhada. Considere um dado conjunto de pares ordenados v_1, v_2, \dots, v_U , sendo $v_i \in \{p_1, \dots, p_U\}$. A detecção em cascata da estrutura aninhada, aplicada aos grupos do vetor de observação (4-5), é definida pelas t-uplas u_i :

$$\begin{aligned} u_1 &= v_1 \\ u_2 &= \langle u_1 \ v_2 \rangle \\ &\vdots \\ u_U &= \langle u_{U-1} \ v_U \rangle. \end{aligned} \tag{4-8}$$

O esquema de detecção é executado do grupo aninhado 1 até o $U - 1$ seguindo o mesmo processo: no estágio i , o vetor $\tilde{\mathbf{y}}$ é particionado através da transformação linear $\mathbf{G}_{u_i} = \mathbf{I}_{N_T}^{(u_i)}$ que seleciona os elementos pertencentes ao i -ésimo grupo aninhado, de forma análoga ao apresentado em (4-5):

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_i &= \mathbf{G}_{u_i} \tilde{\mathbf{y}} \\ &= \mathbf{s}_i + \tilde{\mathbf{n}}_i \end{aligned} \tag{4-9}$$

e matriz covariância do ruído:

$$\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_i} = \mathbf{G}_{u_i} \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}} \mathbf{G}_{u_i}^T. \tag{4-10}$$

No estágio i , a dimensão da hipótese de vetor de símbolos transmitidos é $2i$ e tem a forma:

$$\mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}_{i-1} \\ \check{\mathbf{s}}_i \end{bmatrix}, \tag{4-11}$$

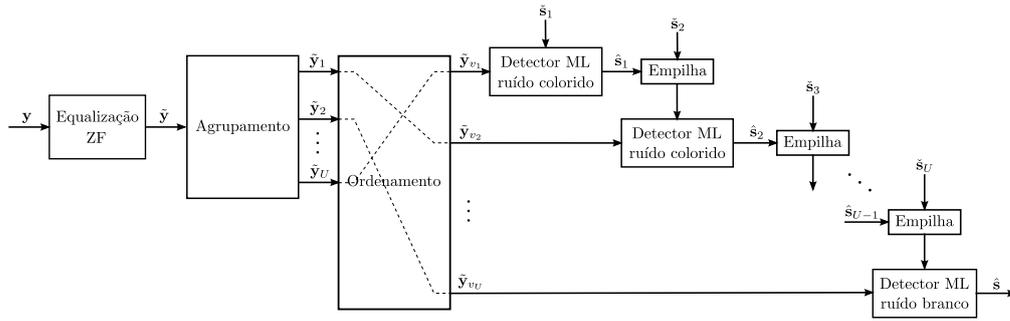


Figura 4.2: Diagrama em blocos do detector ML Aninhado.

onde $\hat{\mathbf{s}}_{i-1}$ empilha os $i-1$ resultados dos estágios de detecção prévios e o vetor de símbolos 2×1 a ser detectado $\check{\mathbf{s}}_i$, que possui apenas um elemento não nulo. Assim, em cada estágio, independente do tamanho de \mathbf{s}_i , a detecção requererá apenas $2M$ testes. A expressão do detector ML é análoga à apresentada em (4-7):

$$\hat{\mathbf{s}}_i = \arg \min_{\check{\mathbf{s}}_i \in \mathcal{M}} \left[(\tilde{\mathbf{y}}_i - \mathbf{s}_i)^H \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_i}^{-1} (\tilde{\mathbf{y}}_i - \mathbf{s}_i) \right] \quad (4-12a)$$

$$= \arg \max_{\check{\mathbf{s}}_i \in \mathcal{M}} \left[\text{Re}(\tilde{\mathbf{y}}_i^H \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_i}^{-1} \mathbf{s}_i) - \frac{1}{2} \mathbf{s}_i^H \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_i}^{-1} \mathbf{s}_i \right]. \quad (4-12b)$$

No estágio final do processo, com $i = U$, o detector pode ser revertido para o caso de ruído branco, evitando a perda de desempenho causada pelo equalizador e o esforço computacional do cálculo de mais uma inversão matricial em $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_U}^{-1}$:

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\check{\mathbf{s}}_U} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}_U\|^2. \quad (4-13)$$

A Figura 4.2 ilustra o processo de detecção ML aninhado.

4.2.1 Estratégias de ordenamento

O método de detecção apresentado permite a escolha da ordem de formação dos grupos aninhados, fator que pode ser convenientemente explorado para aprimorar a eficácia de detecção do algoritmo.

Uma possível estratégia é realizar a organização dos grupos de detecção em ordem sequencial fixa dos elementos de \mathbf{s} , por exemplo $v_i = p_i$, $i = 1, \dots, U$, aqui referido como ordenamento convencional. No entanto, a propagação de erros, desvantagem inerente ao método de aninhamento, não é devidamente combatida utilizando este tipo de ordenamento. Outros métodos mais eficazes

serão apresentados para serem embarcados na estratégia de detecção, com o objetivo de redução da taxa de erro.

Ordenamento por SNR Médio

Neste caso, o ordenamento dos grupos p_1, p_2, \dots, p_U de $\tilde{\mathbf{y}}$ é baseado em suas SNRs médias:

$$\rho(p_i) = \frac{E_s}{\frac{1}{2} \sum_{j=1}^2 k_{j,j}^{(p_i)}} \quad (4-14)$$

$$\propto \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p_i)})} = \rho'(p_i), \quad (4-15)$$

sendo $k_{j,j}^{(p_i)}$ o j -ésimo elemento da diagonal principal de $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p_i)}$. Por sua vez, a matriz 2×2 $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p_i)} = \mathbf{G}_{p_i} \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}} \mathbf{G}_{p_i}^T$ é a matriz covariância associada ao i -ésimo grupo não aninhado. Em seguida, os valores de SNR podem ser arranjados em ordem decrescente:

$$\rho'(v_1) \geq \rho'(v_2) \geq \dots \geq \rho'(v_U), \quad \text{onde } v_i \in \{p_1, p_2, \dots, p_U\}. \quad (4-16)$$

Os grupos são então estabelecidos de acordo com (4-8) e (4-9). Este ordenamento dos grupos mantém-se fixo enquanto não forem observadas variações no canal. Esta estratégia adiciona um custo de processamento pequeno ao receptor, mas oferece limitado ganho de desempenho.

Ordenamento por Mínima Distância da Constelação (MDC)

De forma semelhante à detecção conduzida em (4-12a), seja considerada a seguinte minimização:

$$\begin{aligned} \delta(p_i) &= \min_{\substack{j,k=1,\dots,2M \\ k < j}} \left[(\mathbf{x}_j - \mathbf{x}_k)^H \left[\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p_i)} \right]^{-1} (\mathbf{x}_j - \mathbf{x}_k) \right] \\ &= \min_{\substack{j,k=1,\dots,2M \\ k < j}} \|\mathbf{x}'_j - \mathbf{x}'_k\|^2, \end{aligned} \quad (4-17)$$

sendo \mathbf{x}_j e \mathbf{x}_k vetores de hipóteses com dimensão 2×1 . O argumento da minimização em (4-17) representa a distância Euclidiana entre pares de vetores originários de uma constelação \mathcal{M}'_i . Esta nova constelação pode ser interpretada como aquela gerada pelo vetor de observação 2×1 $\tilde{\mathbf{y}}^{(p_i)} = \mathbf{G}_{p_i} \tilde{\mathbf{y}}$, associados ao i -ésimo grupo não aninhado, após a aplicação do filtro

branqueador $[\mathbf{K}_{\mathbf{n}}^{(p_i)}]^{-1/2}$. Isto dá-se como:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}^{(p_i)} &= [\mathbf{K}_{\mathbf{n}}^{(p_i)}]^{-1/2} \tilde{\mathbf{y}}^{(p_i)} \\ &= \mathbf{s}'_i + \mathbf{n}'.\end{aligned}\quad (4-18)$$

Nota-se que $\mathbf{s}'_i \in \mathcal{M}'_i$ serão os símbolos da nova constelação, única para cada um dos U grupos não aninhados p_i . O vetor \mathbf{n}' é Gaussiano branco de variância unitária. Os grupos são então ordenados em ordem decrescente da mínima distância, $\delta(v_i)$, da constelação \mathcal{M}'_i :

$$\delta(v_1) \geq \delta(v_2) \geq \dots \geq \delta(v_U), \quad \text{onde } v_i \in \{p_1, p_2, \dots, p_U\}.\quad (4-19)$$

Similarmente ao ordenamento por SNR, o ordenamento dos grupos não se altera enquanto \mathbf{H} mantém-se fixo. O custo de computação associado à inversão matricial é reduzido por tratar-se de U matrizes 2×2 .

Ordenamento por Confiabilidade da Detecção (CD)

Este tipo de estratégia foi originalmente aplicado ao ordenamento de detecção de símbolos em receptores de cancelamento sucessivo de interferências (*successive interference cancellation*, SIC) de esquemas de Multiplexação Espacial [52]. Aqui, o objetivo é o ordenamento dos grupos de acordo com a confiabilidade de detecção dos grupos não aninhados e, por consequência, o aumento da confiabilidade das decisões MAP aninhadas.

Denotando por $\tilde{\mathbf{y}}^{(p_i)}$ e $\mathbf{s}^{(p_i)}$ o vetor que contém os elementos de $\tilde{\mathbf{y}}$ e \mathbf{s} determinados por p_i , e $\hat{\mathbf{x}}_{p_i}$ a estimativa ML de $\mathbf{s}^{(p_i)}$, a razão de log-verossimilhança par a par calculada para cada vetor de hipóteses 2×1 \mathbf{x}_j no i -ésimo grupo é:

$$\Lambda_j^{(p_i)} = \ln \frac{p(\tilde{\mathbf{y}}^{(p_i)} | \mathbf{s}^{(p_i)} = \hat{\mathbf{x}}_{p_i})}{p(\tilde{\mathbf{y}}^{(p_i)} | \mathbf{s}^{(p_i)} = \mathbf{x}_j)}.\quad (4-20)$$

Sendo os $2M$ possíveis valores de $\mathbf{s}^{(p_i)}$ equiprováveis, segue de (4-20) que a probabilidade *a posteriori* de correta detecção dos símbolos em um grupo não aninhado é dado por (detalhes no Apêndice E):

$$C(p_i) = P(\mathbf{s}^{(p_i)} = \hat{\mathbf{x}}_{p_i} | \tilde{\mathbf{y}}^{(p_i)}) = \frac{1}{\sum_{j=1}^{2M} e^{-\Lambda_j^{(p_i)}}}.\quad (4-21)$$

Assim, os grupos seguem o ordenamento decrescente de valores de $C(\cdot)$:

$$C(v_1) \geq C(v_2) \geq \dots \geq C(v_U), \quad \text{onde } v_i \in \{p_1, p_2, \dots, p_U\}. \quad (4-22)$$

Esta estratégia utiliza a informação adicional provida por $\tilde{\mathbf{y}}$ para gerar informação mais confiável sobre a probabilidade de correta detecção. Diferentemente dos esquemas anteriores, esta técnica requer a atualização dos ordenamentos a cada bloco transmitido.

4.3

Resultados numéricos: desempenho de detecção

Os detectores apresentados neste capítulo têm os desempenhos de detecção avaliados nesta seção, e expressos em termos da taxa de erro de bit. Os gráficos exibidos são o resultado da execução de simulações Monte-Carlo, em que o número de realizações conduzidas é igual a 25 mil ou determinado pelo número de erros de detecção, igual ou superior a vinte em todo o intervalo de SNR avaliado, o que ocorrer primeiro. Em uma realização, são feitas cem transmissões no canal \mathbf{H} , que é mantido fixo durante cada experimento.

As Figuras (4.3) a (4.5) exibem a taxa de erro de bit dos detectores apresentados em função da relação sinal-ruído em diferentes configurações de sistema, listadas na Tabela 4.1. Para a família de detectores ML Aninhado, os ordenamentos SNR, MDC e CD são identificados pelas letras S, M e C, respectivamente. Observa-se nestes gráficos o ganho de desempenho obtido pela família de detectores ML Aninhado, em comparação ao ML em Grupos. Isto deve-se a melhor exploração da dependência estatística entre os grupos feita pelo método de aninhamento. Ao observar isoladamente as curvas dos detectores aninhados, verifica-se que as técnicas de ordenamento propostas oferecem ganhos de desempenho sobre o ordenamento convencional, rotulado MLA-convenc. nos gráficos. O ordenamento por SNR mostra-se a menos eficaz das técnicas, superando o ordenamento convencional por décimos de decibel. As outras duas técnicas possuem os melhores desempenhos, com o ordenamento por confiabilidade de detecção, que requer a atualização dos grupos a cada transmissão, superando o ordenamento MDC em todas as configurações de sistema apresentadas.

Os dois detectores de melhor desempenho, MLA-M e MLA-C têm sua taxa de erro de bit exibida na Figura 4.6 na situação de canal com elementos correlacionados. Empregou-se o modelo de correlação entre antenas apresentado no Capítulo 2 para diferentes valores de τ . Verifica-se a perda progressiva

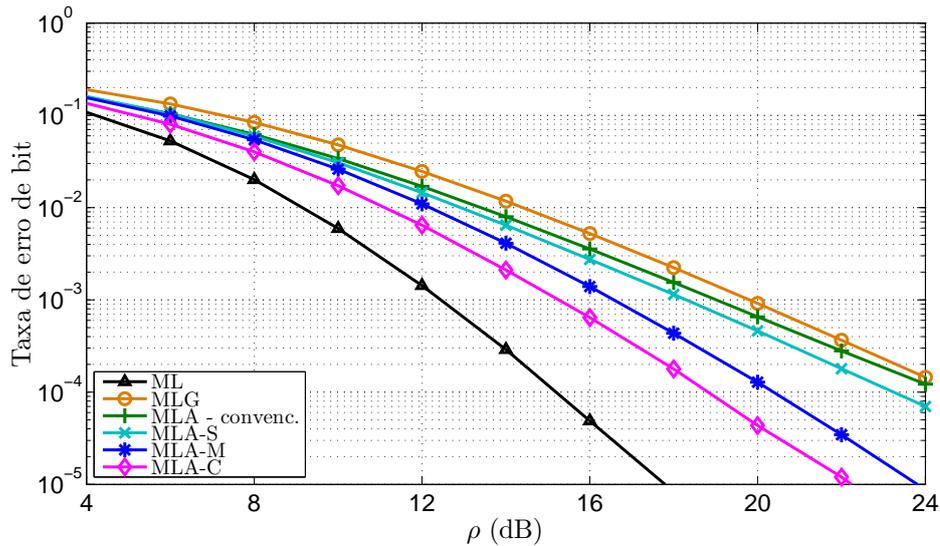


Figura 4.3: Taxa de erro de bit dos detectores subóticos integrados. Configuração C1.

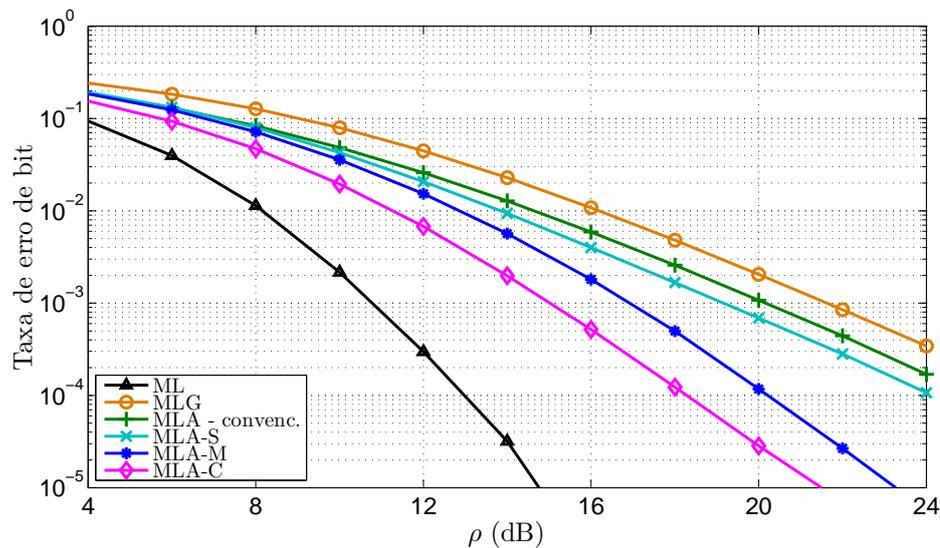


Figura 4.4: Taxa de erro de bit dos detectores subóticos integrados. Configuração C2.

Tabela 4.1: Configurações de sistema usadas nas simulações.

Config.	N_T	N_A	N_C	U	N_R	Modulação	Taxa (bits/s)
C1	4	2	4	2	4	QPSK	6
C2	6	3	8	3	6	QPSK	9
C3	4	2	4	2	4	QAM-16	10

de desempenho das estratégias com o aumento de τ e que atinge de forma semelhante ambos os detectores. Identifica-se o equalizador ZF como um limitador do desempenho destas estratégias, pois o sinal processado por este filtro tem o vetor de ruído (colorido) amplificado, como observado a partir de

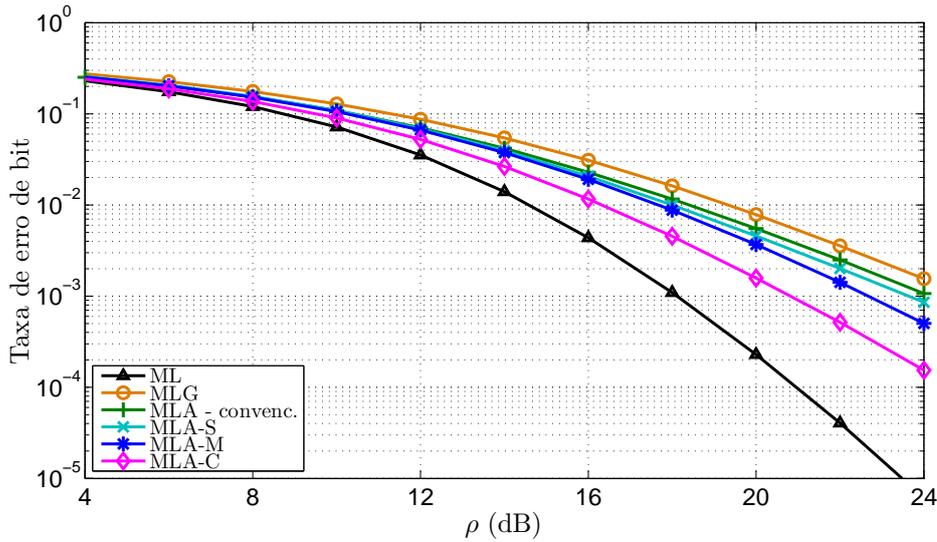


Figura 4.5: Taxa de erro de bit dos detectores subóticos integrados. Configuração C3.

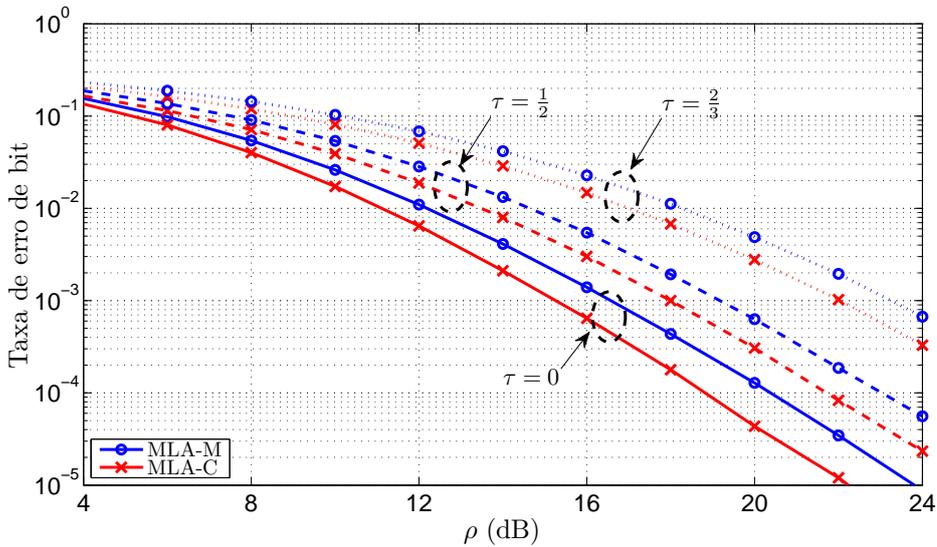


Figura 4.6: Taxa de erro de bit dos detectores MLA-M e MLA-C para diferentes índices de correlação entre os elementos do canal: $\tau = 0$, $\tau = \frac{1}{2}$ e $\tau = \frac{2}{3}$. Configuração C1.

(4-3). Esta amplificação é acentuada nos casos em que \mathbf{H} possui elementos correlacionados.

4.4 Resultados numéricos: complexidade computacional

As estratégias de detecção propostas neste capítulo são avaliadas quanto às suas complexidades computacionais, em termos do número de operações em ponto flutuante (FLOPs) requeridos por cada algoritmo. Os resultados são apresentados para o caso em que a matriz \mathbf{H} é fixa e parte dos cálculos pode ser

pré-computada e também para o caso em que esta consideração sobre \mathbf{H} não é válida e as pré-computações não ocorrem, como apresentado na Seção 3.5.3.

A Figura 4.7 exibe gráficos com o número de FLOPs requerido pelos detectores desenvolvidos, nos dois cenários considerados. As configurações de sistema avaliadas são as mesmas apresentadas nos resultados de desempenho e encontram-se descritas na Tabela 4.1. Os valores entre parênteses no topo de cada barra associado a um detector integrado representa a porcentagem do número de FLOPs requerido pela estratégia proposta em relação ao requerido pelo ML ótimo, sendo que as barras vermelhas não consideram o custo relacionado às operações que podem ser pré-computadas em ambas as estratégias, enquanto nas barras azuis, todas as operações são computadas na contagem de FLOPs. Assim, verifica-se que as estratégias apresentadas oferecem redução do custo computacional comparado ao ML ótimo (à exceção do esquema MLA-M na configuração C 1, sem pré-computações). Observa-se que as estratégias ML Aninhado, que possuem desempenho de detecção superior à ML em Grupos, como apresentado na Seção 4.3, também apresentam maior custo de computação. Isto deve-se ao fato de as estratégias de aninhamento requererem inversões de matrizes com dimensões progressivamente maiores, operação que promove a grande diferença de complexidade entre as estratégias MLG e MLA no caso em que não são feitas pré-computações.

Analisando em particular as duas estratégias que obtiveram os melhores desempenhos de detecção na Seção 4.3, verifica-se que a estratégia MLA-C apresenta menor custo de computação quando não são realizadas pré-computações. Por outro lado, a estratégia MLA-M possui complexidade igual ou inferior à metade do MLA-C quando termos podem ser pré-computados. Com base nestas observações, e a despeito da existente diferença de desempenho entre estas duas estratégias, uma possibilidade de escolha entre as duas é o uso do ML Aninhado com Ordenamento MDC na situação em que o canal varia lentamente, de forma que \mathbf{H} possa ser considerada constante ao longo de consecutivos blocos de transmissão, e o uso do ML Aninhado com Ordenamento CD em cenário de canal que varia rapidamente.

4.5

Seleção das partições das antenas transmissoras com informação de *feedback* limitada

A família de detectores ML Aninhado, apresentada na Seção 4.2, baseia-se na formação de partições contíguas das antenas transmissoras, como apresentado em (4-1). Dadas estas partições fixas, os esquemas de ordenamento empregam critérios de classificação dos grupos não aninhados no receptor para

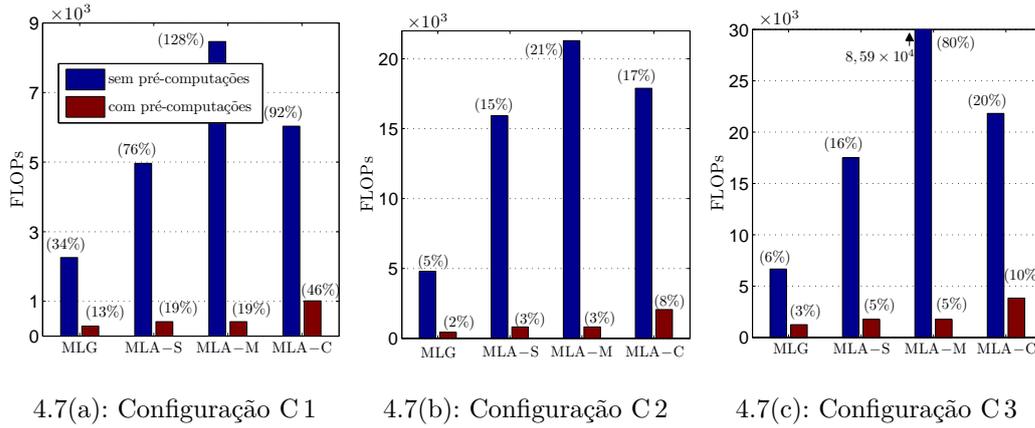


Figura 4.7: FLOPs requeridos pelos detectores subótimos integrados. Os valores entre parênteses representam a complexidade do detector na forma de porcentagem da complexidade do detector ML ótimo. Casos: 1- Sem pré-computações: Todas as operações são contabilizados na contagem de FLOPs em ambas as estratégias; 2- Com pré-computações: Os termos que podem ser pré-computados em ambas as estratégias não são contabilizados na contagem de FLOPs.

definir a forma como estes grupos são concatenados e, então, detectados. Ao se considerar que o transmissor possui informações a respeito do canal, ele pode fazer escolhas das partições das antenas transmissoras que beneficiem os algoritmos de ordenamento e promovam a melhora do desempenho de detecção.

A proposta aqui apresentada considera a existência de um canal de *feedback* limitado, no qual os receptores MLA apresentados, com algum processamento adicional, repassam em um canal reverso qual o particionamento de antenas, escolhido de um universo finito, deve ser adotado na próxima transmissão. Assume-se que o canal reverso é ideal, logo o transmissor e o receptor possuem a mesma informação das partições em uso. A presença de erros na informação transmitida pelo canal reverso produzirá degradação do desempenho do esquema.

A estratégia baseia-se no fato de que a detecção conjunta de um vetor de símbolos só é vantajosa em relação à detecção independente no caso de existir dependência estatística entre os elementos. Ademais, a eficácia da detecção será maior quanto mais correlatados forem os dados. Esta abordagem foi utilizada no problema de detecção de sistemas com transmissão em blocos [26] e adaptada para o problema em questão.

O processamento requerido por esta estratégia é essencialmente concentrado no receptor. Ela parte do reconhecimento que, após a equalização ZF, o vetor de ruído colorido $\tilde{\mathbf{n}}$ gera a correlação entre os elementos do vetor $\tilde{\mathbf{y}}$, em (4-2). A medida da dependência estatística entre seus elementos é feita através da matriz de coeficientes de correlação, $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}$, que possui a mesma dimensão de

$\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}}$, dada em (4-3), e os elementos destas duas matrizes se relacionam por:

$$\rho_{jk} = \frac{\text{cov}_{jk}}{\sigma_j \sigma_k}, \quad (4-23)$$

sendo ρ_{jk} e $\text{cov}_{j,k}$ os elementos da posição (j, k) das matrizes $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}$ e $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}}$, respectivamente. Os elementos da matriz $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}$ obedecem à limitação de módulo $0 \leq |\rho_{jk}| \leq 1$. Os elementos da diagonal de $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}}$ são representados por σ_j^2 .

Para um transmissor com U partições, o receptor, com o conhecimento de \mathbf{H} , define os pares de antenas que compõem as partições como dado pelo procedimento a seguir, realizado sequencialmente para $p = 1, 2, \dots, U$. Inicialmente, faz-se $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(1)} = \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}$ a matriz de coeficientes de correlação para $p = 1$. Para a formação da p -ésima partição, os seguintes passos são seguidos:

1. Identificação de (r_p, c_p) , o par de elementos de $\tilde{\mathbf{n}}$ com o maior coeficiente de correlação em $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p)}$:

$$(r_p, c_p) = \arg \max_{\substack{j,k=1,2,\dots,N_T \\ j < k}} |\rho_{j,k}^{(p)}|, \quad (4-24)$$

sendo $\rho_{j,k}^{(p)}$ um elemento da matriz $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p)}$.

2. Preenche-se as linhas r_p e c_p e as colunas r_p e c_p de $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p)}$ com zeros para a geração de $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p+1)}$. Isto é realizado por:

$$\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p+1)} = \mathbf{I}_{N_T}^{-(r_p, c_p)} \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{(p)} \left(\mathbf{I}_{N_T}^{-(r_p, c_p)} \right)^T, \quad (4-25)$$

sendo $\mathbf{I}_{N_T}^{-(r_p, c_p)}$ a matriz identidade de tamanho N_T , onde os r_p e c_p -ésimos elementos da diagonal são substituídos por zeros.

Ao fim deste procedimento, o receptor define o particionamento como $\Pi = \left\{ (r_p, c_p) \right\}_{p=1}^U$. No entanto, a informação a ser repassada pode ser reduzida, reconhecendo que o número de possibilidades de particionamento, N_{Π} , é dado por [26]:

$$N_{\Pi} = \frac{\prod_{p=0}^{U-1} \binom{2U-2p}{2}}{U!}. \quad (4-26)$$

Assim, basta ao receptor fazer o envio do índice do particionamento selecionado ao transmissor, para uso nas próximas transmissões, até que novas partições sejam selecionadas.

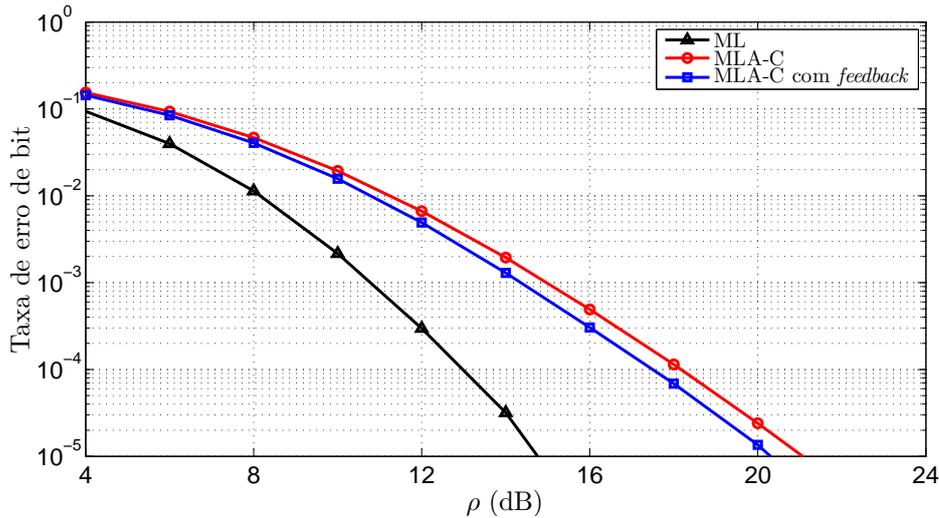


Figura 4.8: Taxa de erro de bit do detector MLA-C com *feedback* para seleção das partições de antenas em canal variante no tempo com $f_d T = 1 \times 10^{-2}$. Configuração C 2.

A Figura 4.8 compara o desempenho do detector aninhado com o ordenamento CD com e sem o esquema de *feedback*. Nestas simulações foram empregados os mesmos critérios de números de experimentos descritos na Seção 4.3. A mudança das partições ocorre devido às novas realizações do canal, variante no tempo à taxa $f_d T = 1 \times 10^{-2}$, sendo f_d a frequência Doppler e T a duração do símbolo. O gráfico indica que o esquema de *feedback* proporciona melhora de desempenho, através da formação de partições em pares com maior dependência estatística, escolhidos a cada transmissão.

A Figura 4.9 exibe o desempenho dos detectores quando o receptor possui conhecimento imperfeito do canal. É assumido que o estimador MMSE emprega uma quantidade de sequências de treinamento tal que a variância do estimador, apresentada na Seção 2.3, é $\sigma_{\text{err}}^2 = 0,25\rho^{-1}$. As curvas presentes neste gráfico indicam a perda de desempenho ocasionada pelo erro de estimativa de \mathbf{H} comparado ao caso em que os detectores possuem o perfeito conhecimento do canal. Verifica-se que o detector MLA-C com partições fixas é mais sensível aos erros do estimador quando comparado ao MLA-C com *feedback*, comparável à perda experimentada pelo detector ótimo. Esta diferença de desempenho indica que a escolha das partições, baseadas em estatísticas da matriz do canal, ainda que contando com erros de estimativa, torna a operação de detecção aninhada mais confiável.

As propostas apresentadas neste capítulo de detecção do sinal GSM de forma integrada foram capazes de oferecer redução de complexidade em re-

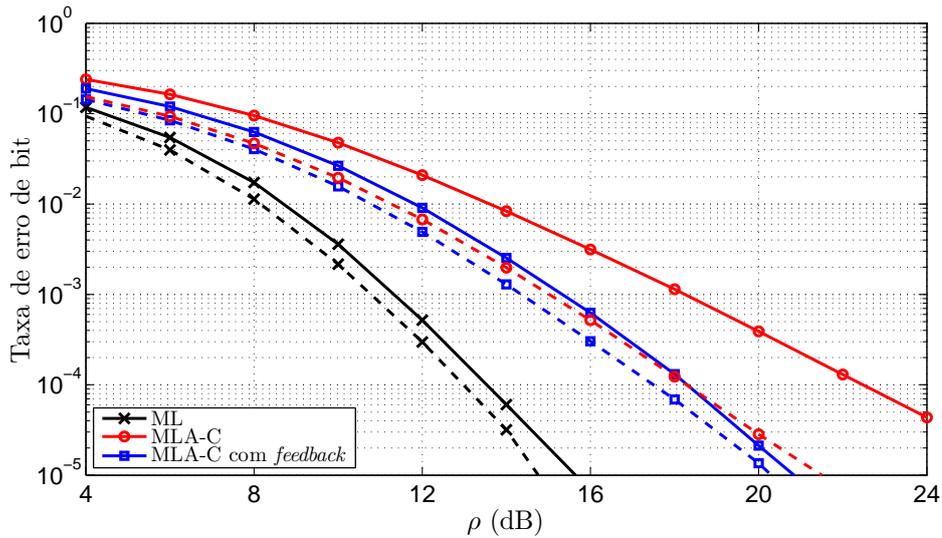


Figura 4.9: Taxa de erro de bit dos detectores ML (ótimo), MLA-C e MLA-C com *feedback*. Nas curvas pontilhadas, o canal é perfeitamente conhecido pelo receptor ($\sigma_{\text{err}}^2 = 0$). Nas curvas sólidas, há erro de estimação dos coeficientes do canal ($\sigma_{\text{err}}^2 = 0,25\rho^{-1}$). Configuração C 2.

lação ao detector ML ótimo e também em prover soluções de menor custo computacional quando comparado à estratégia baseada em *Sphere Decoding* apresentada no capítulo anterior, quando estas operam em baixos valores de SNR. No entanto, verifica-se que o desempenho dos detectores integrados é consideravelmente inferior ao ótimo. Atribui-se como principal fator desta limitação a amplificação do ruído causada pelo filtro ZF. A melhora de desempenho oferecida pelos métodos de aninhamento, ordenamento e *feedback*, que procuram explorar as características estatísticas do sinal recebido, aproximam as curvas de desempenho de detecção à da estratégia ótima, mas ainda algum afastamento é observado.

Estas limitações servem de motivação para o desenvolvimento de uma nova classe de detectores, a ser apresentada no próximo capítulo.