

Detecção de Sinais em Sistemas UWB Baseados no Padrão IEEE 802.15.4a

Aline de Oliveira

Raimundo Sampaio Neto

César A. Medina

Resumo—Este artigo examina a detecção eficiente de sinais em sistemas de comunicação de banda ultra-larga baseados no padrão IEEE std 802.15.4a. Considera-se inicialmente a estrutura do receptor ótimo e, a partir de alterações neste receptor, um receptor modificado é apresentado. As condições de otimalidade deste novo receptor são cuidadosamente examinadas. O receptor modificado utiliza como filtro de detecção um filtro casado ao código efetivo do usuário de interesse e apresenta bom desempenho mesmo em ambientes com interferência de múltiplo acesso. Dois métodos distintos para estimar o código efetivo são propostos: um método assistido e um método às cegas. Destes dois métodos destacamos o método às cegas, pois tem baixa complexidade computacional quando comparado à maioria dos métodos de detecção às cegas com supressão de interferência, que requerem a inversão de matrizes com dimensão elevada. Resultados de simulação computacional ilustram o desempenho do receptor modificado equipado com os métodos de estimação propostos para este sistema de comunicação.

Palavras-Chave—IEEE 802.15.4a, estimação cega, estimação assistida.

I. INTRODUÇÃO

A comunicação em banda ultra-larga (*ultra-wide band*, UWB) é uma tecnologia utilizada para transmitir dados utilizando pulsos de baixa potência ($\approx 0,5$ mW) em uma largura de banda superior a 500 MHz [1]. Os sistemas UWB têm se mostrado bastante eficientes permitindo a transmissão de pulsos a taxas de até 1,3 giga-pulsos por segundo, suportando a transmissão de dados com códigos corretores de erro de até 675 Mbit/s.

Devido à banda muito larga, os sistemas UWB podem alcançar taxas de dados altas mesmo em ambientes ruidosos podendo operar no nível de ruído máximo permitido para outros sistemas de comunicações, favorecendo a comunicação segura. Como os transmissores UWB transmitem pulsos curtos periodicamente, pode-se minimizar a utilização de hardware, custo e consumo de energia, garantindo maior tempo de vida dos equipamentos UWB [2], [3] e [4]. Tantas vantagens motivam o surgimento de novas aplicações, além das usuais em comunicação, como por exemplo, redes residenciais, comunicação militar sem fio mesmo em ambientes hostis, radares veiculares, formação de imagem através de paredes e localização acurada de pessoas ou objetos, mesmo dentro de prédios.

Este artigo considera o padrão para WPANs (*Wireless Personal Area Networks*) IEEE 802.15.4a para camada física

Centro de Estudos em Telecomunicações (CETUC), Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio), Brasil, {alinesilva, raimundo, csmedina}@cetuc.puc-rio.br. Este trabalho é parcialmente financiado por FAPERJ, Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio de Janeiro, sob o programa PAPD-2009, E-26/102.018/2009.

UWB. Este padrão possui um esquema híbrido de modulação que combina modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) e BPM (*Binary Position Modulation*), prevê também utilização de espalhamento espectral por sequência direta (*Direct Sequence Spread Spectrum - DSSS*) e *time hopping*. Os detalhes do modelo de transmissão, como modulação e codificação, são identificados e explicados na Seção II-A. A Seção II-B considera a recepção ótima do sistema UWB com apenas um usuário ativo. A partir de alterações no receptor ótimo apresentado, a Seção III propõe um receptor modificado, cujas condições de otimalidade são cuidadosamente examinadas na Seção III-A. O receptor utiliza um filtro de detecção casado ao código efetivo do usuário, cuja definição é apresentada ao longo da seção, e requer, portanto, a estimação do código efetivo. A Seção III-B propõe duas formas distintas de fazê-lo: um método assistido e um método às cegas. A Seção IV desenvolve o modelo de transmissão e recepção para o sistema UWB de múltiplo acesso. Nesta seção são fornecidos argumentos para justificar a utilização do filtro casado e dos métodos de estimação propostos para o código efetivo também no ambiente onde além de ruído encontra-se interferência entre usuários (*multiple access interference*, MAI). Isto é particularmente importante no caso da detecção às cegas uma vez que o método proposto não requer a inversão de matrizes como ocorre na maioria dos métodos de detecção às cegas com supressão de interferência [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11]. Os resultados das simulações são apresentados na Seção V, enquanto a Seção VI apresenta alguns comentários e conclusões.

II. MODELO DO SISTEMA

A. Sinal Transmitido

O esquema de modulação UWB empregado pelo padrão IEEE 802.15.4a [12] consiste na combinação de duas técnicas diferentes de modulação: BPM e BPSK, de forma que cada símbolo carrega dois bits de informação. Conforme mostra a Fig. 1, um símbolo é transmitido em um quadro de duração T_{symb} que é dividido em dois intervalos de duração, $T_{\text{BPM}} = T_{\text{symb}}/2$. Similar à modulação por posição de pulso (*Pulse Position Modulation - PPM*), o primeiro bit de informação é responsável por determinar se a transmissão será realizada na primeira ou na segunda metade do quadro de transmissão do símbolo. O segundo bit de informação é responsável por determinar a polaridade dos pulsos transmitidos.

Cada intervalo T_{BPM} está subdividido em dois segmentos de igual duração. O primeiro segmento é formado por N_b slots de duração T_b ($T_{\text{BPM}}/2 = N_b T_b$) e, de forma similar à

técnica *time-hopping*, a cada usuário é atribuído aleatoriamente um destes *slots*, onde transmitirá uma salva de N_c pulsos ultraestreitos, *chips*, de duração T_c , onde $T_b = N_c T_c$. O segundo segmento de duração $T_G = T_{BPM}/2$ é um intervalo de guarda caracterizado por ausência de transmissão, que serve para limitar a interferência entre símbolos introduzida pelo canal de transmissão.

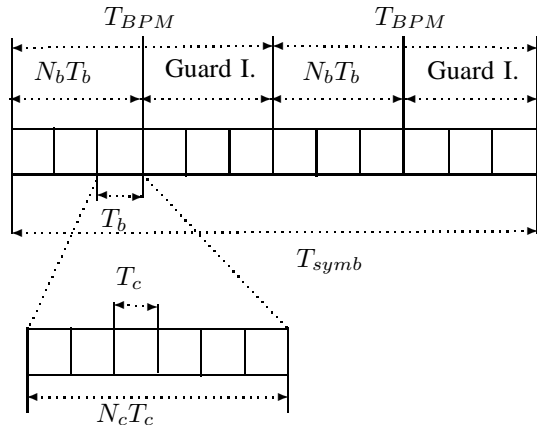


Fig. 1. Estrutura do Símbolo UWB

Assumindo, sem perda de generalidade, a transmissão do primeiro símbolo de um dado usuário, $0 \leq t \leq T_{\text{symb}}$, o sinal transmitido, $x(t)$, pode ser expresso por:

$$x(t) = [1 - 2b_1] \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n c(t - b_0 T_{BPM} - hT_b - nT_c) \quad (1)$$

onde $b_0, b_1 \in \{0, 1\}$ são os bits transmitidos, $s_n \in \{-1/\sqrt{N_c}, 1/\sqrt{N_c}\}$ é o código de espalhamento, os valores de $h \in \{0, 1, \dots, N_b - 1\}$ são determinados pelo código de *time-hopping* e $c(t)$ é o pulso formatador do *chip*.

Devido ao formato de quadro específico para este padrão, o sinal transmitido em (1), pode ser re-escrito como:

$$x(t) = d_0 f_0(t) + d_1 f_1(t), \quad (2)$$

onde $d_0 = (1 - 2b_1)(1 - b_0)$, $d_1 = (1 - 2b_1)b_0$ e $f_0(t)$ e $f_1(t)$ são dadas por,

$$\begin{aligned} f_0(t) &= \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n c(t - hT_b - nT_c), \\ f_1(t) &= \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n c(t - hT_b - nT_c - T_{BPM}). \end{aligned} \quad (3)$$

Note que como os suportes de $f_0(t)$ e $f_1(t)$ são disjuntos, estas duas funções formam uma base ortogonal no intervalo T_{symb} . Assim, o esquema de modulação empregado pelo padrão IEEE 802.15.4a pode ser visto como uma modulação quaternária biortogonal, onde as funções de base se deslocam a cada intervalo de símbolo. A constelação de sinais associada está representada na Fig. 2.

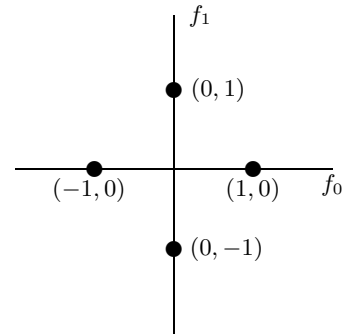


Fig. 2. Constelação de sinais no padrão IEEE 802.15.4a.

B. Receptor Ótimo

Considerando inicialmente o caso de um único usuário, o sinal recebido em banda básica pode ser expresso como

$$\begin{aligned} r(t) &= h(t) * x(t) + n(t) \\ &= d_0 g_0(t) + d_1 g_1(t) + n(t), \end{aligned} \quad (4)$$

onde $h(t)$ é a resposta complexa ao impulso do equivalente em banda básica do canal de transmissão [13], [14], $n(t)$ é ruído aditivo complexo gaussiano branco e $g_0(t)$ e $g_1(t)$ são dados por,

$$\begin{aligned} g_0(t) &= h(t) * f_0(t), \\ g_1(t) &= h(t) * f_1(t). \end{aligned} \quad (5)$$

Considera-se que o comprimento do intervalo de guarda, T_G , é tal que os suportes de $g_0(t)$ e $g_1(t)$ são disjuntos e portanto $g_0(t)$ e $g_1(t)$ formam uma base ortogonal no intervalo de símbolo. Nesta situação, levando (4) em consideração, o receptor ML (*Maximum Likelihood*) é formado por dois filtros casados às funções, em geral complexas, $g_0(t)$ e $g_1(t)$, cujas saídas são amostradas a taxa de símbolo e encaminhadas a um detector de mínima distância operando na constelação de símbolos mostrada na Fig. 2.

O receptor ótimo descrito acima pode ser implementado como apresentado na Fig. 3 [15], onde $c_o^*(-t)$ é a resposta ao impulso do filtro casado ao pulso de *chip* após passagem pelo canal

$$c_o(t) = c(t) * h(t) \quad (6)$$

e $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{N_c-1}]$ é o vetor contendo o código de espalhamento. Ainda na Fig. 3, \odot denota produto escalar, tal que $z_j = \mathbf{s}^H \mathbf{y}_j$, $j = 0, 1$ e $\Re\{x\}$ extrai a parte real do complexo x .

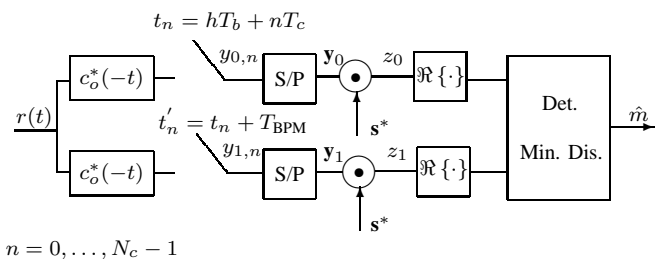


Fig. 3. Implementação do Receptor Ótimo.

III. RECEPTOR PROPOSTO

O receptor ótimo da Fig. 3 demanda o conhecimento explícito da resposta ao impulso do canal, $h(t)$, para implementar analogicamente o filtro casado $c_o^*(-t)$, o que o torna complexo de ser realizado na prática.

Nesta seção é proposta uma estrutura do receptor que utiliza um filtro casado ao pulso de *chip*, como ilustrado na Fig. 4. A saída do filtro em cada braço do receptor é amostrada à taxa de *chip* e empilhada para formar os vetores \mathbf{r}_0 e \mathbf{r}_1 de tamanho $M = N_c + \lceil \frac{T_G}{T_c} \rceil$, onde $\lceil x \rceil$ representa o menor inteiro maior ou igual a x . Pode ser verificado que estes vetores são da forma:

$$\mathbf{r}_i = d_i \mathbf{s}_{\text{ef}} + \mathbf{n}_o^i, \quad i = 0, 1 \quad (7)$$

onde

$$\mathbf{s}_{\text{ef}}[m] = \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n h_{\text{eq}}[m-n] \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (8)$$

é chamado de código efetivo e é o resultado da convolução discreta entre o código de espalhamento do usuário, \mathbf{s} , e a resposta ao impulso do equivalente passa-baixa discreto do sistema:

$$h_{\text{eq}}[m] = h_{\text{eq}}(mT_c), \quad m = 0, 1, \dots, \lceil \frac{T_G}{T_c} \rceil, \quad (9)$$

onde

$$h_{\text{eq}}(t) = c(t) * h(t) * c^*(-t). \quad (10)$$

Ainda em (7), \mathbf{n}_o^i , $i = 0, 1$ é o vetor que contem as M amostras do ruído de entrada filtrado pelo filtro casado ao pulso de *chip*. Como indicado na Fig. 4, a implementação deste receptor requer o conhecimento de \mathbf{s}_{ef} . Este código efetivo pode ser, entretanto, diretamente estimado sem o conhecimento explícito do canal, como será mostrado nas seções seguintes.

A. Condições de Otimalidade do Receptor Proposto

O objetivo desta seção é comparar as entradas do detector de mínima distância do receptor apresentado na Fig. 3, que é o ótimo, com as do receptor modificado da Figura 4. Ao comparar-se as duas expressões pode-se pontuar as condições em que $\hat{z}_i = z_i$, ou seja, as condições em que o receptor modificado também é ótimo no sentido ML.

No receptor da Fig. 3 a saída do filtro casado é dada por

$$\begin{aligned} y_i(t) &= r(t) * c_o^*(-t) = r(t) * c^*(-t) * h^*(-t) \\ &= p(t) * h^*(-t), \end{aligned} \quad (11)$$

onde $p(t)$ é dado por:

$$p(t) = r(t) * c^*(-t). \quad (12)$$

Observa-se então que z_i , $i \in \{0, 1\}$ pode ser expresso como:

$$z_i = \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n \int_{-\infty}^{\infty} p(\tau) h^*(\tau - t) d\tau \Big|_{t=nT_c+hT_b+iT_{\text{BPM}}}. \quad (13)$$

Aproximando a integral em (13) por uma soma de *Riemann* com pontos espaçados de T_c , substituindo o instante de amostragem $t = nT_c + hT_b + iT_{\text{BPM}}$ na equação (13), e

lembrando que tanto T_b quanto T_{BPM} são múltiplos de T_c , após algumas manipulações obtém-se

$$z_i \simeq T_c \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n \sum_{m=0}^{M-1} p([m + N_i]T_c) h^*([m - n]T_c), \quad (14)$$

onde N_i , $i \in \{0, 1\}$, é dado por

$$N_i = \frac{hT_b + iT_{\text{BPM}}}{T_c}. \quad (15)$$

Levando-se (8) em consideração, tem-se que para o receptor indicado na Fig. 4, \hat{z}_i , $i \in \{0, 1\}$ é da forma

$$\begin{aligned} \hat{z}_i &= \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{s}_{\text{ef}}^*[m] p(t) \Big|_{t=mT_c+hT_b+iT_{\text{BPM}}}, \\ &= \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n \sum_{m=0}^{M-1} h_{\text{eq}}^*[m-n] p(t) \Big|_{t=mT_c+hT_b+iT_{\text{BPM}}}, \\ &= \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n \sum_{m=0}^{M-1} p([m + N_i]T_c) h_{\text{eq}}^*[m-n]. \end{aligned} \quad (16)$$

Comparando-se z_i em (14) e \hat{z}_i em (16), conclui-se que para que ambos os receptores sejam equivalentes, ou seja, para que $z_i = \alpha \hat{z}_i$, onde α é uma constante positiva, as seguintes condições precisam ser satisfeitas:

- 1) A aproximação feita ao se substituir a integral em (13) por uma soma de *Riemann* deve ser precisa.
- 2) É preciso que $h(nT_c) = h_{\text{eq}}[n]$.

Uma condição suficiente para se satisfazer a condição 1, ou seja,

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(\tau) h^*(\tau - t) d\tau = T_c \sum_{j=-\infty}^{\infty} p(jT_c) h^*(jT_c - t), \quad (17)$$

é que o pulso formatador do *chip*, $c(t)$, possua frequência máxima dada por $f_{\text{max}} = 1/2T_c$. Desta forma garante-se a igualdade entre a integral e a soma de *Riemann* com partições espaçadas de T_c . Esta condição é alcançada, por exemplo, ao se utilizar um pulso com espectro em raiz quadrada de cosseno levantado de banda $B = \frac{1}{2T_c}$ e *roll-off* zero como pulso formatador do *chip*.

Uma condição suficiente, mas não necessária, para se satisfazer a condição 2, ou seja,

$$h(nT_c) = h_{\text{eq}}[n], \quad (18)$$

é que os espectros de $h(t)$ e $h_{\text{eq}}(t)$ dado por (10) sejam iguais no intervalo de frequência $|f| \leq B$, em que B é a banda de $c(t)$. Ou seja,

$$H(f) = |C(f)|^2 H(f), \quad |f| \leq B, \quad (19)$$

onde $H(f)$ é a transformada de *Fourier* de $h(t)$ e $C(f)$ é a transformada de *Fourier* de $c(t)$.

Assim, as condições para que o receptor modificado seja ótimo estão diretamente relacionadas ao tipo de pulso formatador de *chip* escolhido, pois em primeiro lugar, é a relação entre a banda do pulso formatador do *chip* e a duração do *chip*, T_c , que diz quão boa é a aproximação da integral pela soma de *Riemann* em (14). Em segundo lugar, é o espectro do

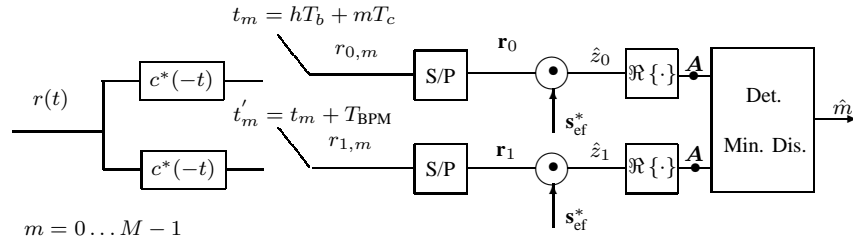


Fig. 4. Implementação do Receptor Proposto

pulso formatador que modifica o espectro do canal, causando possíveis diferenças entre $h(t)$ e $h_{eq}(t)$, como mostrado em (19). O uso de um filtro raiz quadrada de cosseno levantado com fator de *roll-off* zero como pulso formatador do *chip* garante a igualdade entre o receptor modificado e o receptor original, uma vez que neste caso as condições de igualdade expressas por (17) e (19) são satisfeitas. Entretanto, como na prática é inviável utilizar fator de *roll-off* zero, resulta que o desempenho do receptor modificado é um pouco inferior, aproximando-se cada vez mais do ótimo quanto menor for o fator de *roll-off* utilizado.

B. Estimação do Código Efetivo

Como indicado na seção anterior, o filtro ótimo no receptor considerado é o filtro casado ao código efetivo. Neste trabalho foram propostos dois tipos de estimadores, um assistido e um às cegas.

B.1. Estimação Assistida

Note-se que no caso em que as condições de otimalidade são satisfeitas, o ruído de observação, \mathbf{n}_o^i , em (7) é gaussiano, branco de média zero e matriz de covariância $\sigma_n^2 \mathbf{I}$. Além disso, os vetores de ruído \mathbf{n}_o^0 e \mathbf{n}_o^1 são estatisticamente independentes. Nestas condições a estimativa ML de \mathbf{s}_{ef} baseada em W observações do par $(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}_1)$ é dada por:

$$\hat{\mathbf{s}}_{ef} = \frac{1}{W} \sum_{w=1}^W \left(d_0^{(w)} \mathbf{r}_0^{(w)} + d_1^{(w)} \mathbf{r}_1^{(w)} \right) \quad (20)$$

onde $\mathbf{r}_i^{(w)}$, $d_i^{(w)}$, $i = 0, 1$, são, respectivamente, o w -ésimo vetor recebido e símbolo piloto transmitido, e W é o tamanho da sequência de treinamento.

B.2. Estimação às Cegas

O segundo estimador para o código efetivo normalizado, $\bar{\mathbf{s}}_{ef}$, proposto neste trabalho, é um estimador às cegas obtido por meio de

$$\begin{aligned} \hat{\bar{\mathbf{s}}}_{ef} &= \arg \max_{\boldsymbol{\omega}} \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{01} \boldsymbol{\omega} \\ &\text{restrito a } \|\boldsymbol{\omega}\| = 1 \end{aligned} \quad (21)$$

onde $\mathbf{R}_{01} = \mathbf{E}[\mathbf{r}_0 \mathbf{r}_0^H] + \mathbf{E}[\mathbf{r}_1 \mathbf{r}_1^H]$. A solução para (21) é o autovetor que corresponde ao maior autovalor de \mathbf{R}_{01} , que coincide, de fato, com o código efetivo do usuário, uma vez que

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{01} \boldsymbol{\omega} &= \boldsymbol{\omega}^H (\sigma_s^2 \bar{\mathbf{s}}_{ef} \bar{\mathbf{s}}_{ef}^H + 2\sigma_n^2 \mathbf{I}) \boldsymbol{\omega}, \\ &= \sigma_s^2 \boldsymbol{\omega}^H \bar{\mathbf{s}}_{ef} \bar{\mathbf{s}}_{ef}^H \boldsymbol{\omega} + \|\boldsymbol{\omega}\|^2 2\sigma_n^2, \\ &= \sigma_s^2 \|\boldsymbol{\omega}^H \bar{\mathbf{s}}_{ef}\|^2 + 2\sigma_n^2, \end{aligned} \quad (22)$$

e (22) é máximo quando $\boldsymbol{\omega} = a \bar{\mathbf{s}}_{ef}$, onde a é um escalar complexo de módulo unitário.

Na prática a matriz de autocorrelação \mathbf{R}_{01} pode ser estimada utilizando um processo recursivo ou então um conjunto de amostras, como em:

$$\hat{\mathbf{R}}_{01}(l) = \frac{1}{l} \sum_{w=1}^l \mathbf{r}_0^{(w)} \mathbf{r}_0^{(w)H} + \mathbf{r}_1^{(w)} \mathbf{r}_1^{(w)H}, \quad (23)$$

e o autovetor que corresponde ao maior autovalor de \mathbf{R}_{01} pode ser computado eficientemente pelo método das potências [16], como:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(l) &= \hat{\mathbf{R}}_{01}(l) \hat{\bar{\mathbf{s}}}_{ef}^{(l-1)} \\ \hat{\bar{\mathbf{s}}}_{ef}^{(l)} &= \mathbf{g}(l) / \|\mathbf{g}(l)\| \end{aligned} \quad (24)$$

para $l = 1, 2, \dots$.

IV. MODELO DO SISTEMA COM MÚLTIPLO ACESSO

O sinal transmitido $x(t)$ com múltiplos usuários é a soma dos sinais dos N_u usuários durante o mesmo intervalo de símbolo.

$$x(t) = \sum_{u=0}^{N_u-1} d_0^u f_0^u(t) + d_1^u f_1^u(t), \quad 0 \leq t \leq T_{\text{symp}}, \quad (25)$$

onde (d_0^u, d_1^u) é o par de símbolos transmitidos do u -ésimo usuário. As funções base $f_0^u(t)$ e $f_1^u(t)$ são similares às apresentadas em (3), com os códigos de espalhamento e os códigos de *time-hopping*, h^u , diferentes para cada usuário. O sinal recebido no i -ésimo braço do receptor do u -ésimo usuário, \mathbf{r}_i^u , é representado vetorialmente por

$$\mathbf{r}_i^u = \mathbf{\Gamma}_u^T \left(\sum_{j=0}^{N_u-1} d_j^u \mathbf{\Gamma}_j \mathbf{s}_{ef}^j \right) + \mathbf{n}, \quad (26)$$

onde \mathbf{n} é o ruído presente na recepção, \mathbf{s}_{ef}^j é o código efetivo do j -ésimo usuário e a matriz $\mathbf{\Gamma}_u$ é dada por

$$\mathbf{\Gamma}_u = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{(N_{\text{hop},u} \times M)} \\ \mathbf{I}_{(M \times M)} \\ \mathbf{0}_{(N_{\text{end}} - M - N_{\text{hop},u} \times M)} \end{pmatrix}; \quad (27)$$

onde $N_{\text{hop},u} = \frac{h^u T_b}{T_c}$ e $N_{\text{end}} = \frac{T_{\text{symp}}}{T_c}$.

A tecnologia de múltiplo acesso proposta pelo IEEE 802.15.4a é a composição de divisão por tempo e por código. Por isso, observa-se que, apesar do canal UWB provocar um longo espalhamento temporal, devido ao deslocamento mínimo entre os códigos efetivos, garantido pelo *time-hopping* ortogonal, o código efetivo de um dado usuário, \mathbf{s}_{ef} , resulta

praticamente ortogonal ao vetor correspondente à interferência de múltiplo acesso (*Multiple Access Interference* - MAI), no intervalo de observação. Este fato motiva o uso do receptor com filtro casado ao código efetivo também para ambiente com múltiplos usuários. Como dito anteriormente, isto é particularmente importante no caso da detecção às cegas uma vez que o método proposto não requer a inversão de matrizes como ocorre na maioria dos métodos de detecção às cegas com supressão de interferência.

Foram utilizados aqui os mesmo dois métodos de estimação do código efetivo apresentados para o caso de um único usuário. Para o caso de estimação assistida comprova-se que, assim como no caso de um único usuário

$$E[(d_0^u \mathbf{r}_0^u + d_1^u \mathbf{r}_1^u)] = \mathbf{s}_{\text{ef}}^u \quad (28)$$

onde \mathbf{r}_0^u e \mathbf{r}_1^u são os vetores recebidos nos braços 0 e 1 do receptor proposto do u -ésimo usuário e d_0^u e d_1^u são os pilotos transmitidos. Desta forma, o código efetivo pode ser estimado da mesma forma que no caso de um único usuário, por meio de (20). Por outro lado, com o método de estimação cega proposto para ambiente monousuário, resulta para o caso de múltiplos usuários que

$$\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{01}^u \boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{s}_{\text{ef}}^u \mathbf{s}_{\text{ef}}^{uH} \boldsymbol{\omega} + \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_I \boldsymbol{\omega} + 2\sigma_n^2, \quad (29)$$

onde a matriz de autocorrelação \mathbf{R}_I , é dada por

$$\mathbf{R}_I = E[\mathbf{i}\mathbf{i}^H] = E[\mathbf{i}_0\mathbf{i}_0^H] + E[\mathbf{i}_1\mathbf{i}_1^H], \quad (30)$$

com $\mathbf{i} = \mathbf{i}_0 + \mathbf{i}_1$ e \mathbf{i}_0 e \mathbf{i}_1 são vetores de MAI dados por

$$\mathbf{i}_k = \boldsymbol{\Gamma}_u^T \sum_{j=0, j \neq u}^{N_u-1} d_k^j \boldsymbol{\Gamma}_j \mathbf{s}_{\text{ef}}^j, \quad k \in \{0, 1\}. \quad (31)$$

Um limite superior para a expressão (29) é dado por

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\omega}, \|\boldsymbol{\omega}\|=1} \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{01}^u \boldsymbol{\omega} &\leq \sigma_s^2 \max_{\boldsymbol{\omega}, \|\boldsymbol{\omega}\|=1} \{\boldsymbol{\omega}^H \bar{\mathbf{s}}_{\text{ef}}^u \bar{\mathbf{s}}_{\text{ef}}^{uH} \boldsymbol{\omega}\} \\ &+ \max_{\boldsymbol{\omega}, \|\boldsymbol{\omega}\|=1} \{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_I \boldsymbol{\omega}\} \\ &+ 2\sigma_n^2, \end{aligned}$$

e portanto,

$$\max_{\boldsymbol{\omega}, \|\boldsymbol{\omega}\|=1} \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{01}^u \boldsymbol{\omega} \leq \sigma_s^2 + \lambda_{\max} + 2\sigma_n^2, \quad (32)$$

onde λ_{\max} é o maior autovalor associado à \mathbf{R}_I , e portanto corresponde à energia do vetor de interferência, \mathbf{i} , na direção de máxima energia. De (32), conclui-se que a maximização de $\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{01}^u \boldsymbol{\omega}$ deve resultar em um vetor próximo do desejado, $\bar{\mathbf{s}}_{\text{ef}}^u$, quando a razão $\frac{\sigma_s^2}{\lambda_{\max}}$ for elevada, enquanto que para valores baixos desta razão a solução se aproxima do autovetor normalizado $\bar{\mathbf{e}}_{\max}$ associado a λ_{\max} . Na verdade, quando \mathbf{s}_{ef}^u e o vetor de interferência são ortogonais, $E[|\mathbf{s}_{\text{ef}}^{uH} \mathbf{i}|^2] = 0$, então $\bar{\mathbf{s}}_{\text{ef}}^u$ é autovetor de \mathbf{R}_{01}^u com autovalor associado σ_s^2 , resultando então que

$$\boldsymbol{\omega} = \begin{cases} \bar{\mathbf{s}}_{\text{ef}}^u; & \text{para } \frac{\sigma_s^2}{\lambda_{\max}} > 1 \\ \bar{\mathbf{e}}_{\max}; & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (33)$$

Para o sistema considerado, tem-se em geral que $\frac{\sigma_s^2}{\lambda_{\max}} \gg 1$, gerando uma solução $\boldsymbol{\omega}$ realmente próxima de $\bar{\mathbf{s}}_{\text{ef}}^u$. Isso se dá

devido ao fato da interferência, \mathbf{i} , apresentar uma peculiaridade: Por causa do *time-hopping* e da modulação em posição, BPM, a interferência a cada símbolo, quando presente, aparece sempre em um lugar diferente dentro do quadro do usuário desejado. Esse comportamento faz com que o vetor de interferência, \mathbf{i} , não tenha uma direção preferencial acentuada, tendo portanto sua energia, $\sigma_I^2 = \sum_{i=1}^N \lambda_i$, espalhada ao longo dos autovalores λ_i ($i = 1, \dots, N$), de \mathbf{R}_I e consequentemente, $\lambda_{\max} \ll \sigma_I^2$. Assim, mesmo para valores razoavelmente baixos da razão sinal-interferência σ_s^2/σ_I^2 , obtém-se uma razão $\sigma_s^2/\lambda_{\max} > 1$.

V. RESULTADOS

Nas simulações é considerado o receptor proposto no enlace direto de um sistema com estrutura de símbolo segundo o padrão IEEE 802.15.4a. O pulso formatador empregado é um pulso raiz de cosseno levantado com fator de *roll-off* $\beta = 0,2$ com duração de $T_c = 2$ ns, mandatório neste padrão. Supõe-se que o receptor encontra-se perfeitamente sincronizado com o transmissor. O número de *slots* para *time-hopping* é de $N_b = 8$ e o número de *chips* por salva é $N_c = 128$, produzindo um quadro de 4096 intervalos de *chip* por símbolo. Os códigos de *time-hopping* dos usuários são ortogonais, suportando portanto um número máximo de 8 usuários. Em todos os experimentos são simuladas 200 transmissões de 2000 bits cada uma. Os bits são transmitidos sem codificação. A sequência de espalhamento para cada usuário é obtida em cada transmissão segundo o padrão IEEE 802.15.4a e mantida ao longo dos 2000 bits transmitidos. O canal UWB usado segue o modelo descrito em [13], [14]. Para cada transmissão uma nova função amostra do canal é gerada. Nos experimentos realizados são comparadas três estimativas diferentes do código efetivo do usuário desejado: a primeira estimativa é obtida usando o método assistido em (20) (Assistido), a segunda estimativa é obtida usando-se o método às cegas em (24) (às Cegas), enquanto que no terceiro caso é utilizada uma estimativa perfeita do código efetivo do usuário (Perfeito).

No primeiro experimento é utilizado um canal sem desvanecimento de longa escala correspondente ao tipo 3 em [13] (*office* com linha de visada). Os resultados são apresentados na Figura 5 em termos de razão sinal interferência-mais-ruído (SINR), obtida no ponto A da Fig. 4, para um usuário de interesse em um sistema com 4 usuários ativos e $E_b/N_0 = 10$ dB. É observado que o receptor com filtro casado ao código efetivo do usuário apresenta de fato muito bom desempenho em ambiente com MAI, pois a SINR atingida supondo estimação perfeita é praticamente a mesma do máximo teórico que um sistema operando com um único usuário poderia atingir, isto é, 13 dB, comprovando assim a quase ortogonalidade entre o código efetivo \mathbf{s}_{ef}^u e a interferência dos demais usuários, \mathbf{i} . Observa-se também o bom desempenho dos estimadores examinados, com o estimador cego apresentando desempenho muito próximo ao do caso assistido.

No segundo experimento são considerados canais com desvanecimento de longa escala correspondente ao tipo 6 em [13] (*outdoor* sem linha de visada). A Figura 6 mostra a taxa

de erro de bit (*bit error rate* - BER) para sistemas com carga máxima, isto é, 8 usuários. O limite inferior de taxa de erro de bit, representado pelo caso de um sistema SU, com um único usuário (portanto sem MAI) e estimativa perfeita do código efetivo é apresentado para fins de comparação. A taxa de erro de bit é medida após 1000 bits transmitidos. Os resultados, apresentados na Figura 6, indicam que os métodos de estimação assistido e às cegas tem um bom resultado também para canais com desvanecimento, apresentando uma perda de décimos de dB quando comparados ao caso de estimativa perfeita. Este caso, por sua vez, apresenta um desempenho praticamente coincidente com o caso SU, corroborando novamente a quase ortogonalidade entre o código efetivo s_{ef}^u e a interferência dos demais usuários, i .

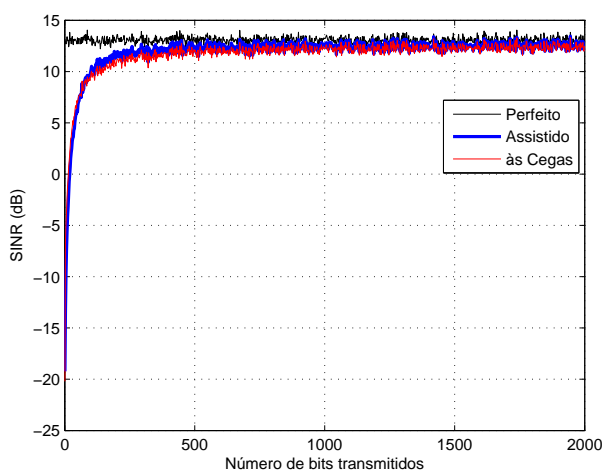


Fig. 5. Comparação entre as curvas de SINR para os métodos de estimação para sistema com 4 usuários, canal sem desvanecimento, $E_b/N_0 = 10$ dB.

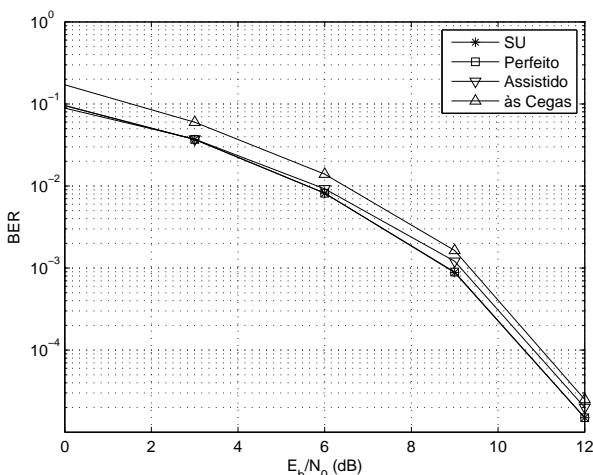


Fig. 6. Comparação entre as curvas de BER para os métodos de estimação para sistema com 8 usuários, canal com desvanecimento.

VI. CONCLUSÃO

Este trabalho abordou a recepção de sinais em um sistema de transmissão de banda ultra-larga implementado segundo

o padrão IEEE 802.15.4a. Foi apresentado um receptor modificado para este sistema e as condições sob as quais este receptor é ótimo no sentido ML. Este receptor modificado utiliza como filtro de detecção um filtro casado ao código efetivo. Dois métodos distintos para estimá-lo foram também propostos: um método assistido e um método às cegas. É importante mencionar que no caso de ambiente com interferência de múltiplo acesso, esses mesmos receptores e estimadores mostraram bom desempenho, o que é de particular interesse para o caso do estimador às cegas, pois o método proposto tem baixa complexidade computacional quando comparado à maioria dos métodos de detecção às cegas com supressão de interferência que iriam requerer a inversão de matrizes com dimensão elevada.

REFERÊNCIAS

- [1] R. S. Kshetrimayum, "An introduction to UWB communication systems," *IEEE Potentials*, vol. 2009, pp. 9–13, Março 2009.
- [2] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," in *Proc. IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM)*, Boston, MA, vol. 2, pp. 447 – 445, Outubro 1993.
- [3] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio: How it works," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, pp. 36 – 38, Fevereiro 1998.
- [4] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pp. 679 – 691, Abril 2000.
- [5] M. K. Tsatsanis and Z. Xu, "Performance analysis of minimum variance CDMA receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 11, pp. 3014–3022, November 1998.
- [6] Z. Xu and M. K. Tsatsanis, "Blind adaptive algorithms for minimum variance CDMA receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1, pp. 180–194, January 2001.
- [7] Z. Xu and P. Liu, "Code-constrained blind detection of CDMA signals in multipath channels," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 9, no. 12, pp. 389–392, December 2002.
- [8] Z. Xu, P. Liu, and J. Tang, "Blind multiuser detection for impulse radio UWB systems," *2003 IEEE Tropical Conference on Wireless Communication Technology*, pp. 453–454, Março 2003.
- [9] C. A. Medina, T. T. V. Vinhoza, and R. Sampaio-Neto, "Reduced complexity blind channel estimation for adaptive constrained minimum variance receivers in MC-CDMA systems," *9th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC-2008)*, Recife, Brasil, July 2008.
- [10] C. A. Medina and R. Sampaio-Neto, "A constrained IQRD-RLS blind detection algorithm for CDMA transmission systems in multipath channels," *Proc. The Seventh International Symposium on Wireless Communication Systems*, York, United Kingdom, September 2010.
- [11] R. C. de Lamare and R. Sampaio-Neto, "Blind adaptive code-constrained constant modulus algorithms for CDMA interference suppression in multipath channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 4, pp. 334–336, April 2005.
- [12] I. T. Group, "Part 15.4: Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks. amendment 1: Alternate PHYs - IEEE802.15.4a-2007," Tech. Rep., IEEE Computer Society, 2007.
- [13] Andreas F. Molisch *et al.*, "A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3151–3166, November 2007.
- [14] Andreas F. Molisch, "Ultra-wide-band propagation channels," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 353–371, março 2009.
- [15] A. de Oliveira, "Detecção em Sistema de Comunicação de Banda Ultra-larga," M.S. thesis, PUC-Rio, Dezembro 2010.
- [16] C. D. Meyer, *Matrix Analysis and Applied Linear Algebra*, SIAM: Society for Industrial and Applied Mathematics, February 2001.