

Sistemas de Comunicação de Banda Ultralarga

Lisiane C. Heringer, Bruno A. Angélico, Taufik Abrão e Paul Jean E. Jeszensky

Abstract— This work analyses the principal concepts associated to the technology of wireless communication of ultra wideband (UWB). There are tackled the principal advantages and challenges of this emergent technology, aspects of regulations, models of channels able to describe the fading effects in these systems, the principal schemes of multiple access to implementing with the UWB technology, as well as an analysis of the promise *versus* complexity, considering some approaches for the implementation of the UWB systems.

Index Terms— Wireless communication systems, UWB, Multiple Access Systems, 4G.

Resumo— Este tutorial analisa os principais conceitos associados à tecnologia de comunicação sem fio de banda ultralarga (UWB - *Ultra Wideband*). São enfocados as principais vantagens e desafios desta tecnologia emergente, aspectos de regulamentação, modelos de canais capazes de descrever os efeitos de desvanecimento nesses sistemas, principais esquemas de acesso múltiplo implementáveis com a tecnologia UWB, bem como uma análise do compromisso desempenho *versus* complexidade, considerando algumas abordagens para a implementação dos sistemas UWB.

Palavras chave— Sistemas de comunicação sem fio, UWB, Sistemas de Acesso Múltiplo, 4G.

I. INTRODUÇÃO

A tecnologia de comunicação de banda ultralarga vem recebendo muita atenção e esforços de pesquisa devido às suas características atrativas, associado ao recente e explosivo avanço tecnológico. Esses esforços, associados à crescente escassez de espectro têm contribuído para acelerar o desenvolvimento e maturação da tecnologia UWB. Essa tecnologia, que pode ser implementada tanto em banda-base quanto com a utilização de uma portadora de rádio-freqüência, possibilita conjugar a transmissão de dados digitais de altíssimas taxas com baixa potência envolvida e robustez em ambientes com multipercursos [1]. Devido a estas características, a tecnologia UWB mostra grande potencial quando comparada a outras alternativas de acesso sem fio de quarta geração (4G) para ambientes fechados *indoor* [1].

Teoricamente, por utilizar potência muito baixa, sistemas de comunicação UWB podem coexistir com outras tecnologias na mesma faixa de freqüências de transmissão, tais como as existentes Wi-Fi (padrões IEEE 802.11x), GSM e Bluetooth. Assim, os sinais UWB transmitidos não interferem em outros serviços de rádio transmissão, nem interferem entre si, pois

para os diversos esquemas de modulação e de acesso é possível obter imunidade à interferência de acesso múltiplo e de banda estreita, uma vez que a banda ocupada por esses sistemas é extremamente extensa.

Essa tecnologia foi inicialmente desenvolvida para aplicações militares. Em fevereiro de 2002 a agência reguladora norte-americana FCC (*Federal Communications Commission*) expediu uma regulamentação para o uso comercial da tecnologia UWB, estabelecendo os limites para a banda e potência de transmissão UWB. Porém os esforços para sua padronização continuam. Os sinais UWB devem ocupar pelo menos 500 MHz em uma largura de banda total de 7,5 GHz; o espectro para os sistemas UWB está compreendido entre 3,1 GHz e 10,6 GHz, resultando em uma atrativa solução tecnológica baseada na sobreposição espectral (*overlay systems*), uma vez que uma grande parte desta faixa do espectro é ocupada por serviços e tecnologias de comunicação pré-existentes.

A potência efetiva isotrópica irradiada (EIRP - *Effective Isotropic Radiated Power*¹) apresentada na forma de densidade espectral de potência (PSD - *power spectral density*) com resolução de banda de 1 MHz foi definida pela norma FCC Part 15.517 (*Technical requirements for indoor UWB systems*), sendo esquematizada na Figura I. Esta máscara permite que sistemas UWB coexistam com outras tecnologias, tais como a que ocupa a banda do sistema de posicionamento global (GPS - *Global Positioning System*), sem provocar interferências consideráveis, uma vez que a PSD para a tecnologia UWB não deve ultrapassar $29,5 \text{ pW/MHz} \approx -75,3 \text{ dBm/MHz}$ na faixa de 0,96-1,61 GHz e $75 \text{ nW/MHz} \approx -41,25 \text{ dBm/MHz}$ na faixa de 3,1-10,6 GHz, a qual é suficientemente baixa² para não causar interferência em outros serviços que compartilhem sub-faixas de freqüências e operem sob diferentes normas de emissão eletromagnéticas. Assim, caso a banda total UWB de 7,5 GHz for otimamente ocupada, a potência máxima disponível no transmissor não deve ultrapassar $\approx 500 \text{ } \mu\text{W}$. A Tabela I compara os limites de radiação para aplicações internas (*indoor*) e externas (*outdoor*) permitidos para o sistema UWB norte americano e europeu³.

Manuscrito recebido em 18 de maio de 2006; revisado em 05 de setembro de 2006.

L. C. Heringer é aluna de mestrado do Depto Eng. Elétrica da UEL. E-mail: lisiane@yaho.com.br

B. A. Angélico é aluno de doutorado do PTC - Depto de Engenharia de Telecomunicações e Controle da EPUSP. E-mail: angelico@lcs.poli.usp.br

T. Abrão é Professor Adjunto do DEEL - Departamento Eng. Elétrica da UEL - PR, Brazil. E-mail: taufik@uel.br

P. J. E. Jeszensky é professor titular do PTC - Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, EPUSP. E-mail: pj@lcs.poli.usp.br

¹A EIRP é a potência aparente transmitida até o receptor, assumindo-se que o sinal foi irradiado igualmente em todas as direções, equivalendo a uma onda esférica irradiada a partir de uma fonte pontual.

²Equivalentemente a $29,5 \text{ pW/MHz} \equiv 29,5 \times 10^{-18} \text{ W}$ e $75 \text{ nW/MHz} \equiv 75 \times 10^{-15} \text{ W}$, respectivamente.

³Definido em 2002 pelo grupo de trabalho CEPT *European Conference of Postal and Telecommunications* da União de Telecomunicações Internacional (ITU - *International Telecommunication Union*).

TABELA I

LIMITES DE RADIAÇÃO PARA APLICAÇÕES INTERNAS E EXTERNAS, SEGUNDO NORMAS NORTE-AMERICANA E EUROPÉIA.

Padrão	Aplicação	Máxima Potência Efetiva Isotrópica Irradiada (EIRP _{max}) [dBm/MHz]				
		Faixa de Frequências [MHz]				
		960-1610	1610-1990	1990-3100	3100-10600	>10600
Norte-Americano (FCC)	interna	-75,3	-53,3	-51,3	-41,3	-51,3
	externa	-75,3	-63,3	-61,3	-41,3	-61,3
Europeu (ITU)	interna	$-51,3 + 87 \log \frac{f}{3100}$			-41,3	$-51,3 + 87 \log \frac{10600}{f}$
	externa	$-61,3 + 87 \log \frac{f}{3100}$			-41,3	$-61,3 + 87 \log \frac{10600}{f}$

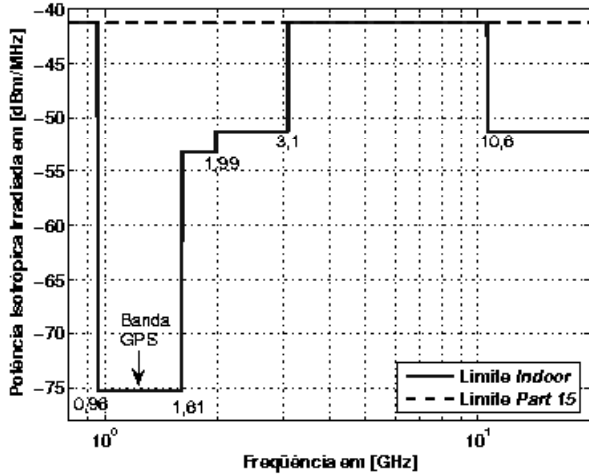


Fig. 1. Máscara espectral definida para o sistema UWB norte-americano (Part 15 da FCC).

O princípio de comunicação UWB é diferente de todas as outras técnicas de comunicação porque emprega pulsos de rádio-frequência (RF) extremamente estreitos, cobrindo uma largura de banda muito ampla no espectro de frequência.

O principal benefício de utilizar UWB é sua habilidade de operar em ambiente severamente caracterizado por multipercurso. Em um ambiente real de comunicação sem fio existem sinais multipercursos compostos por sinais refletidos por “obstáculos”, como paredes, piso, teto, móveis, pessoas etc. Dado que a largura de banda da forma de onda UWB é da ordem de centenas ou milhares de MHz, o número de multipercursos resolvíveis é muito grande comparado ao dos sistemas de terceira geração, pois tal número é diretamente proporcional à largura de banda do sinal - admitindo que toda a largura de banda é coerentemente processada [2].

De acordo com a definição da FCC, sinais de UWB devem ter larguras de banda maior do que 500 MHz ou largura de banda fracionária maior do que 20%. A largura de banda fracionária B_f é um fator usado para classificar sinais de banda estreita, banda larga, ou banda ultralarga (UWB), sendo dada pela razão entre a largura de banda e a frequência central do espectro do sinal:

$$B_f = \frac{BW}{f_{central}} = 2 \frac{f_{hi} - f_{low}}{(f_{hi} + f_{low})} \quad (1)$$

onde f_{hi} e f_{low} são a maior e a menor frequências de corte (definidas pelos pontos de -10 dB em relação à frequência

central⁴) do espectro UWB, respectivamente. Assim, sinais podem ser classificados em função de suas larguras de banda fracionárias:

$$\begin{aligned} \text{Banda estreita:} & \quad B_f < 1\%; \\ \text{Banda larga:} & \quad 1\% < B_f < 20\%; \\ \text{Banda ultralarga:} & \quad B_f > 20\% \end{aligned}$$

Um sinal UWB pode ser gerado por vários métodos, como multi-portadora (MC, *multi-carrier*), espectro espalhado (SS, *spread spectrum*) por seqüência direta (DS, *direct sequence*) e ondas senoidais amortecidas exponencialmente (*exponentially damped sine waves*). Devido à característica impulsiva do sinal UWB em banda-base (pulsos estreitos com duração da ordem de unidades ou mesmo décimos de nanossegundos), a banda ocupada é da ordem de centenas de MHz ou mesmo unidades de GHz. Para detalhes, veja Seção V.

Além desta seção introdutória, na Seção II são discutidos as principais vantagens e desafios dos sistemas UWB. A Seção III aborda aspectos de regulamentação para sistemas UWB. A análise dos tópicos modelagem do canal multipercurso UWB e esquemas de modulação apropriados são descritos, respectivamente, nas seções IV e V. Resultados comparativos de desempenho para alguns sistemas UWB são avaliados na Seção VI. Finalmente, na Seção VII são apontadas as principais conclusões deste trabalho.

II. VANTAGENS E DESAFIOS

A natureza dos pulsos curtos usados na tecnologia UWB oferece diversas vantagens sobre sistemas de comunicações banda estreita, entre as quais destacam-se [5]:

- 1) *Habilidade de compartilhar o espectro de frequência*: os sistemas UWB transmitem trens de pulsos curtos de baixíssima potência em uma grande faixa do espectro; sua energia é espalhada sobre o espectro, possibilitando então que esse sinal seja detectado em ambientes de rádio com elevada intensidade de interferência eletromagnética (EMI), caso que ocorre tipicamente em ambientes internos metropolitanos, onde há ocorrência de elevada interferência eletromagnética ao longo de todo o espectro de rádio.
- 2) *Habilidade em operar com baixíssima relação sinal-ruído e relativa capacidade*: a partir da equação de capacidade de canal de Hartley-Shannon:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (2)$$

⁴De acordo com relatório final da FCC [3], [4], avaliado publicamente em abril de 2002.

onde C representa a capacidade máxima do canal, em [bit/s], B é a largura de banda, e SNR é a relação sinal-ruído, verifica-se que a capacidade do canal apresenta uma dependência logarítmica em relação à SNR . Portanto, sistemas de comunicação UWB são capazes de operar satisfatoriamente em canais de comunicação com baixos valores de SNR e ainda oferecem uma certa capacidade de canal como resultado da grande largura de banda ocupada pelo sistema. Devido às características do sinal UWB, a taxa máxima de dados possível de ser transferida é superior em relação aos outros sistemas sem fio. Note-se que C cresce linearmente com a largura de banda B . Por outro lado, os sistemas UWB apresentam uma potência máxima irradiada ao longo do seu espectro de 7,5GHz extremamente baixa (veja máscara espectral, Figura I), resultando em um sistema com características de transmissão de dados limitado a curtas distâncias (máxima em torno 10 a 20 metros). Isto faz dos sistemas UWB candidatos promissores para soluções de redes sem fio pessoais locais (WPAN - *wireless personal area networks*) que devem conjugar alta taxa de transferência de dados com reduzida cobertura e intensidade de EMI.

- 3) *Baixa probabilidade de interceptação e detecção*: devido à sua baixa densidade espectral de potência de transmissão, sistemas UWB apresentam imunidade inerente à detecção e interceptação. Além disto, esquemas de modulação apropriados adicionam nível de imunidade à interceptação aos pulsos UWB ainda maior, como por exemplo, combinando-se as características de sigilo geradas pelas seqüências de espalhamento dos sistemas SS.
- 4) *Resistência à interferência*: os sistemas UWB apresentam elevados ganhos de processamento (PG), definidos pela razão entre a largura de banda de RF ocupada pelo sinal UWB e a largura de banda da informação, R :

$$PG = \frac{\text{Largura de Banda RF}}{\text{Largura de Banda da Informação}} = \frac{B}{R} \quad (3)$$

A diversidade de frequência causada pelo ganho de processamento elevado torna sinais UWB relativamente resistentes à interferência intencional (*jamming*) e não intencional, quando comparado a sistemas de banda estreita e de banda larga.

- 5) *Alto desempenho em canais multipercursos*: a duração do pulso UWB transmitido é da ordem de décimos de nanosegundos na maioria dos casos; portanto, em ambientes fechados convencionais, como escritórios etc, a probabilidade do pulso refletido colidir com o pulso original e causar degradação do sinal é pequena [5].
- 6) *Propriedades de penetração superior*: sistemas UWB podem penetrar eficientemente através de diferentes materiais, pois o espectro do sinal UWB estende-se desde algumas dezenas de MHz até unidades de GHz. Assim, as componentes de baixas frequências (comprimentos de onda elevados) do espectro UWB, penetram em uma certa variedade de materiais, incluindo paredes.
- 7) *Arquitetura simples do transceptor*: uma vez que o sis-

tema UWB baseado em sinais impulsivos (I-UWB) não requer frequência de portadora específica para modular os dados, são necessários menos componentes de RF para transmissão: não há a necessidade de misturadores e osciladores locais; conseqüentemente, a recuperação da portadora na recepção não se faz necessária. Adicionalmente, a transmissão de pulsos de baixa potência elimina o requisito do amplificador de potência (PA - *power amplifier*) em transmissores UWB. Por essas razões, sua arquitetura é mais simples, com menor consumo de potência e de custo menor do que a dos transceptores de banda estreita ou larga que utilizam portadora.

Como já é bem conhecido em engenharia, é muito difícil encontrar uma tecnologia que só traga vantagens. Alguns desafios no desenvolvimento da tecnologia UWB incluem [5]:

- 1) *Variação da potência recebida ao longo do espectro UWB*: a potência recebida deve se adaptar à máscara espectral definida nos padrões europeu ou norte-americano (veja Figura I). Conseqüentemente, essas variações drásticas na potência recebida conforme a faixa de frequência causarão distorções na forma de onda do pulso recebido. Isto limitará o desempenho dos receptores UWB baseados na correlação dos pulsos recebidos com um modelo/réplica predefinido (filtros casados convencionais).
- 2) *Estimação de canal UWB*: a estimação do canal em sistemas UWB é excessivamente complexa. A resposta impulsiva típica do canal UWB apresenta uma excessiva quantidade de percursos com perfil atraso-potência aproximadamente uniforme (veja detalhes na Seção IV), o que implica na necessidade de processar uma elevada quantidade de percursos de baixíssima potência no receptor, tendo em vista recuperar uma percentagem expressiva da energia total do sinal.
- 3) *Sincronismo*: o sincronismo temporal entre o transmissor e o receptor é afetado pela curta duração dos pulsos, além da dificuldade natural de captura de pulsos de baixa potência. Assim, para fazer a amostragem dos pulsos estreitos são necessários conversores (ADCs - *Analog-to-Digital Conversion*) extremamente rápidos.
- 4) *Detecção do sinal*: Em ambientes de acesso múltiplo, a detecção de sinais UWB deve considerar algum esquema capaz de prover redução, ou mesmo eliminação da interferência de acesso múltiplo (MAI - *multiple access interference*), gerada pelos demais sinais interferentes sobre o sinal de interesse. A inclusão desses esquemas eleva a complexidade de implementação dos sistemas UWB.

III. REGULAMENTAÇÃO

Um dos pontos principais para as comunicações UWB é a alocação de frequência, pois esta ainda não foi licenciada. Algumas companhias nos EUA estão trabalhando para remover as limitações das regulamentações da FCC para as aplicações que utilizam a tecnologia de UWB. Estas companhias estabeleceram um grupo de trabalho denominado UWBWG (*Ultra-Wideband work group*) para negociar com a FCC.

Discussão similar na alocação da frequência e interferência de rádio deve também emergir na Europa. Atualmente, não há nenhuma faixa de frequência dedicada para aplicações UWB nas recomendações do Instituto Europeu dos Padrões das Telecomunicações (ETSI - *European Telecommunication Standards Institute*) ou da União de Telecomunicações Internacional (ITU) [6].

Até o presente momento, a emissão em UWB é legal somente nos Estados Unidos; entretanto, os corpos reguladores internacionais estão considerando regras plausíveis e limites de emissão que viabilizariam a operação mundial de sistemas UWB. A empresa Intel possui parceria com órgãos reguladores locais no Japão, Europa e China, tendo em vistas obter regulamentações similares àquelas produzidas pela FCC. Neste sentido, autoridades ligadas a FCC estão formando um modelo para as decisões reguladoras globais, junto a competências do Canadá, Europa, Japão, Coréia, e Cingapura, todos interessados na padronização de decisões visando redução do custo da tecnologia para o consumidor final. A aprovação da regulamentação na Europa e Ásia é esperada brevemente, baseada nos esforços da Intel, Philips, Sony, Sharp, Panasonic, STMicroelectronics, Texas Instruments, e Motorola/XtremeSpectrum, assim como grupos de desenvolvimento, tais como Wisair [5] entre outros.

Nos Estados Unidos, a FCC especifica uma largura espectral de 7,5 GHz para o sistema UWB, na faixa compreendida entre 3,1 GHz e 10,6 GHz. Com a limitação da potência transmitida pelos sinais UWB, sistemas pré-existentes que operam neste espectro não recebem interferência expressiva, pois os níveis de densidade espectral de potência dos dispositivos UWB são limitados a um máximo de $-41,25 \text{ dBm/MHz} \equiv 7,413 \times 10^{-14} \text{ W}$.

IV. CANAL DO SISTEMA UWB

Uma característica importante no modelo de canal UWB é que este contém um número muito grande de multipercursos. Em um ambiente fechado típico, um sistema UWB com uma resolução multipercurso de 0,167 ns (cerca de 6 GHz de largura de banda) é capaz de discernir mais de 30 percursos significativos. Essas componentes multipercurso resultam em um perfil de potência aproximadamente uniforme [7].

Estudos realizados em canais UWB apontaram para um requisito de margem de desvanecimento⁵ de apenas 1,5 dB [19]. Comparado aos 35 a 40 dB para sinais de banda estreita em ambientes sujeitos a desvanecimento Rayleigh, a pequena margem de desvanecimento para sistemas UWB representa uma simplificação na técnica de projeto do receptor UWB. Assim, a presença de multipercurso causa apenas um pequeno aumento na relação sinal-ruído (SNR - *signal to noise ratio*) necessária para se ter níveis razoáveis de taxa de erro de bit (BER - *bit error rate*). Por exemplo, para se ter uma BER = 10^{-5} , é necessário aproximadamente 13,5 dB no caso AWGN e aproximadamente 15 dB no caso de multipercurso⁶. Esta

pequena margem de desvanecimento pode ser entendida como uma capacidade do sistema UWB de operar em ambientes densamente caracterizados por multipercurso.

De acordo com [8], é apropriado um modelo multipercurso que capture as características da chegada aleatória das medidas observadas. O modelo escolhido pelo corpo de padronização IEEE 802.15.3a foi o Saleh-Valenzuela (SV) [9], que usa um processo estatístico para modelar de forma discreta a chegada dos componentes multipercursos, onde os componentes chegam em grupos (*cluster*), e também raios dentro de um *cluster*, visto que o fenômeno de agrupamento (*clustering*) foi observado em medições de canal UWB fechado. De acordo com o modelo, existem “taxas de chegada do *cluster*” e “taxas de chegada de um raio dentro de um *cluster*”. A potência dos raios decresce exponencialmente ao longo do tempo em relação ao primeiro raio. Tanto o tempo de chegada do *cluster* quanto o do raio são determinados estatística e independentemente através de um processo de Poisson⁷ [10].

Para fins de comparação, o grupo IEEE 802.15.3a desenvolveu quatro classes de canais baseados no modelo SV modificado⁸ [11]:

- CM-1: 0 a 4 metros, com linha de visada (LOS, *Line-of-sight*)
- CM-2: 0 a 4 metros, sem linha de visada (NLOS, *Non-LOS*)
- CM-3: 4 a 10 metros, NLOS
- CM-4: Extremo NLOS

Os parâmetros fundamentais a serem incluídos no modelo são a perda de percurso e multipercursos, considerando uma variedade de ambientes (escritório e residencial e também LOS e NLOS em função da distância). O modelo multipercurso SV tem resposta impulsiva no tempo discreto dada por [11]:

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (4)$$

onde i refere-se à i -ésima realização do canal, K é o número total de multipercursos e L o número total de *clusters*; $\alpha_{k,l}^i$ é o k -ésimo coeficiente de ganho multipercurso, referente ao l -ésimo *cluster* e à i -ésima realização do canal; T_l^i é o atraso do l -ésimo *cluster*, $\tau_{k,l}^i$ é o atraso do k -ésimo componente multipercurso relativo ao l -ésimo tempo (T_l^i) de chegada do *cluster*, X_i representa o efeito de média em grande escala do desvanecimento (sombreamento, com distribuição log-normal, e perda de percurso, respectivamente).

Define-se ainda Λ = taxa de chegada do *cluster* e λ = taxa de chegada do raio, i.e., a taxa de chegada de percurso dentro de cada *cluster*. Por convenção, admite-se que $\tau_{0,l} = 0$. A distribuição do tempo de chegada do *cluster* e do tempo de chegada do raio é dada por [11]:

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (5)$$

$$p(\tau_{k,l}|\tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \quad (6)$$

⁵Margem de desvanecimento é definida como o incremento nos recursos do sistema, em termos de potência adicional disponibilizada no transmissor, necessário à compensação dos efeitos de desvanecimento profundo sobre o sinal, garantindo assim a manutenção da qualidade de serviço, QoS.

⁶Isto é, uma margem de desvanecimento de somente 1,5 dB.

⁷Um processo de Poisson é caracterizado por variáveis aleatórias independentes com mesma distribuição exponencial, representando os intervalos de tempo entre ocorrências de certos eventos.

⁸No modelo SV original [9], a variação da envoltória dos raios é descrita por uma distribuição estatística de Rayleigh.

Os coeficientes de canal são definidos como se segue. Por simplicidade de notação, o índice i que define a i -ésima realização do canal UWB foi desconsiderado.

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}, \quad (7)$$

$$20 \log_{10}(\xi_l \beta_{k,l}) \propto \mathcal{N}(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2), \text{ ou} \quad (8)$$

$$|\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20} \quad (9)$$

onde $p_{k,l}$ é uma variável aleatória que assume valores equi-prováveis $\{\pm 1\}$, a qual modela o efeito da inversão do sinal devido às reflexões; $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ representa uma distribuição estatística Gaussiana com média μ e variância σ^2 ; $n_1 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_1^2)$ e $n_2 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_2^2)$ são variáveis aleatórias Gaussianas independentes e correspondem ao desvanecimento em cada *cluster* e raio, respectivamente, sendo a esperança estatística de $|\xi_l \beta_{k,l}|^2$ dada por:

$$\mathbb{E} [|\xi_l \beta_{k,l}|^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (10)$$

onde Ω_0 é a energia média do primeiro percurso do primeiro *cluster*. A equação (10) explicita o fator de decaimento exponencial de cada *cluster* ($e^{-T_l/\Gamma}$), assim como o do conjunto de raios dentro de um *cluster* ($e^{-\tau_{k,l}/\gamma}$), em função do tempo de chegada, como pode ser visto na Figura 2.

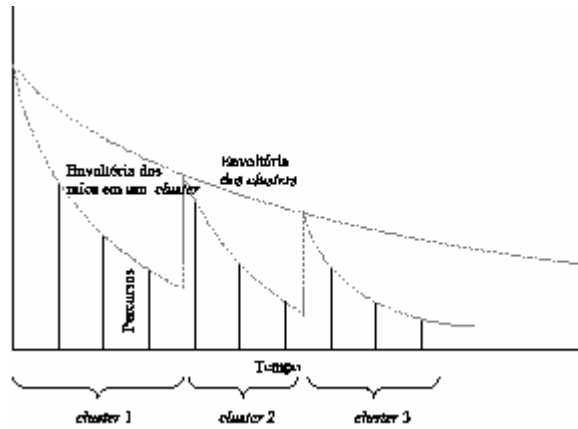


Fig. 2. Exemplo de decaimento exponencial da amplitude dos percursos no modelo de canal considerado.

O parâmetro $\mu_{k,l}$ é dado por [11]

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_l / \Gamma - 10 \tau_{k,l} / \gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{\ln(10)} \quad (11)$$

Nas equações anteriores, ξ_l representa o desvanecimento associado ao l -ésimo *cluster* e $\beta_{k,l}$ corresponde ao desvanecimento associado ao k -ésimo raio do l -ésimo *cluster*. Note-se que esse modelo não contém componentes complexos, apenas inversões de fases, pois em sistemas UWB valores de coeficientes puramente reais em banda-passante (RF) são mais realistas na modelagem dos efeitos do canal [8]. Por outro lado, justificase o uso de valores complexos para coeficientes de canal em sistemas de banda estreita – modelagem em banda base –, pois coeficientes complexos são capazes de capturar ou descrever adequadamente o comportamento do canal independente da portadora.

O sombreamento log-normal referente ao canal multipercurso SV é descrito pelo termo X_i . Com isso, a energia total

contida nos termos $\alpha_{k,l}^i$ é normalizada a cada realização. O termo de sombreamento é caracterizado por:

$$20 \log_{10}(X_i) \propto \mathcal{N}(0, \sigma_x^2) \quad (11)$$

O modelo SV é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

- atraso de espalhamento médio e RMS (*root mean square*);
- perfil de decaimento da potência;
- número de componentes multipercurso com valor médio quadrático (potência média) dentro da faixa de $[-10; 0]$ dB em relação ao raio de maior potência, NP_{10dB} .

Os quatro modelos de canal e seus parâmetros estão listados na Tabela II [11]. A Figura 3 é um exemplo de 100 realizações sobrepostas baseadas no modelo SV CM-3, resultando em uma quantidade de energia significativa espalhada no intervalo de ≈ 50 ns.

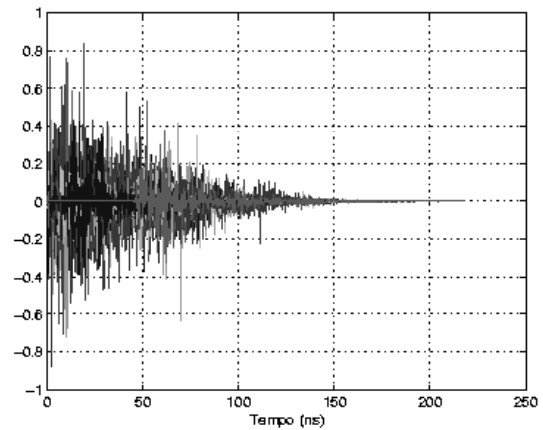


Fig. 3. Perfil do atraso para o modelo de canal Saleh-Valenzuela modificado 3.

A Figura 4 ilustra a diferença entre os modelos SV no domínio do tempo. Os perfis médios são calculados a partir de 100 realizações de canal independentes, aproximação recomendada pelo IEEE 802.15. A resolução do atraso nos modelos é de 167 ps, que corresponde a uma resolução espacial de 5 cm. A Figura 5 mostra o número de percursos de propagação discerníveis dentro de uma escala dinâmica de 10 dB, NP_{10dB} , para cada um dos quatro modelos SV, considerando 100 realizações. Nota-se que em um modelo com maior número de percursos o número de percursos discerníveis também resulta maior.

Na Figura 6 pode-se notar a grande quantidade de percursos necessária à obtenção de 85% da energia total, $NP_{85\%}$, para os quatro tipos de canais SV, considerando 100 realizações de canal, o que evidencia o fato da necessidade do receptor processar uma grande quantidade de percursos.

A respeito do modelo de perda por percurso, pode-se utilizar dados medidos em estudos de propagação multipercurso. Em [11] é adotado modelo de perda por percurso em espaço livre. Alguns parâmetros necessários para modelagem da perda por percurso UWB podem ser obtidos em [11]; esses parâmetros também podem ser utilizados no cálculo final da margem de segurança do enlace. Algumas referências, tais como [12], [13], [14] e [15], estimulam o estudo da estimação

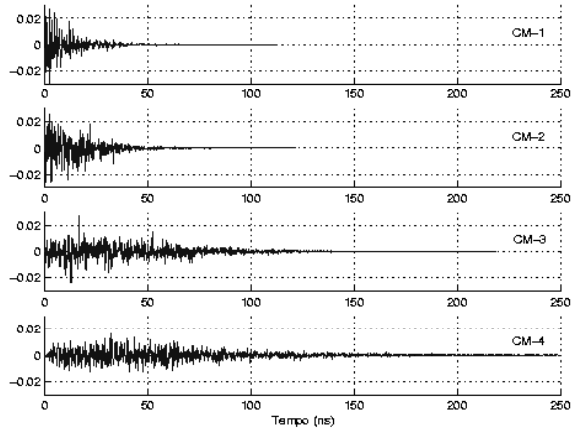


Fig. 4. Perfil do atraso médio para os modelos SV-1 a SV-4.

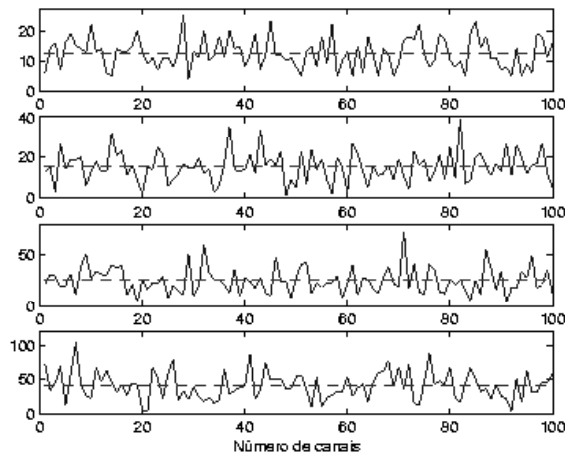
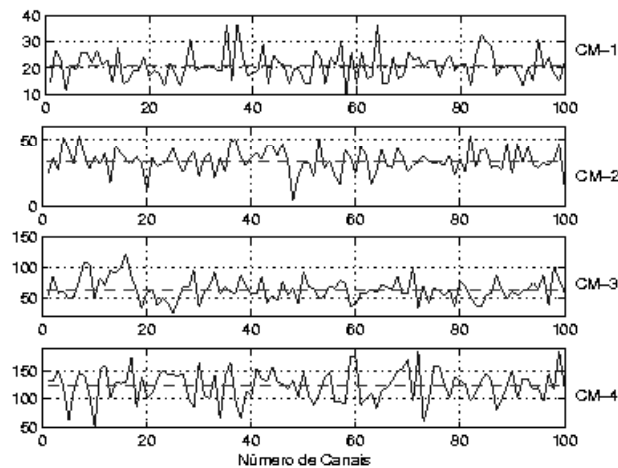
Fig. 5. Número de percursos significativos dentro da escala dinâmica NP_{10dB} para diferentes modelos SV.

Fig. 6. Número de percursos significativos necessário à obtenção de 85% da energia total para os quatro modelos SV.

TABELA II
DIFERENTES MODELOS SV E SEUS PRINCIPAIS PARÂMETROS, CONFORME PROPOSTA IEEE 802.15.3

Características do Canal ⁹	CM-1	CM-2	CM-3	CM-4
Atraso médio, τ_m [ns]	5,05	10,38	14,18	
Atraso RMS, τ_{rms} [ns]	5,28	8,03	14,28	25
NP_{10dB} ¹⁰			35	
$NP_{85\%}$ ¹¹	24	36,1	61,54	
<i>Parâmetros do modelo</i>				
Λ (1/ns)	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
λ (1/ns)	2,5	0,5	2,1	2,1
Γ	7,1	5,5	14,00	24,00
γ	4,3	6,7	7,9	12
σ_1 (dB)	3,39	3,39	3,39	3,39
σ_2 (dB)	3,39	3,39	3,39	3,39
σ_x (dB)	3	3	3	3
<i>Características do modelo⁹</i>				
Atraso médio, τ_m [ns]	5,0	9,9	15,9	30,1
Atraso RMS, τ_{rms} [ns]	5	8	15	25
NP_{10dB} ¹⁰	12,5	15,3	24,9	41,2
$NP_{85\%}$ ¹¹	20,8	33,9	64,7	123,3
Média da energia do canal [dB]	-0,4	-0,5	0,0	0,3
Padrão da energia do canal [dB]	2,9	3,1	3,1	2,7

⁹Estas características foram obtidas com período de amostragem de 167 ps.

¹⁰Número de percursos dentro da faixa de potência de 10dB.

¹¹Número de percursos com 85% da energia.

da margem de enlace visando aplicações específicas e cenários estratégicos, incluindo propagação NLOS. Por exemplo, em [13] os modelos de perda por percurso propostos são baseados em medidas realizadas na Universidade de Oulu, Finlândia. As faixas de frequência UWB analisadas são 2 - 8 GHz e 3,1 - 8 GHz. São apresentados resultados para os casos LOS e NLOS.

V. ESQUEMAS DE MODULAÇÃO

Existem várias técnicas de geração de pulso que podem ser empregadas e que satisfazem os requisitos do sinal UWB. Historicamente, sistemas UWB foram baseados em conceitos de rádio impulsivo, que se refere a geração de uma série de pulsos de duração muito curta, da ordem de nanosegundos. Estes pulsos têm energia muito pequena por causa dos baixos níveis de potência permitidos para transmissão UWB típica.

Existem duas formas básicas de se obter um sinal UWB [1]:

- UWB baseado em sinais impulsivos (I-UWB),
- UWB multi-portadora (MC-UWB).

A primeira transmite pulsos curtos sem uma portadora, já a segunda emprega várias sub-portadoras equiespaçadas em frequência, formando sinais ortogonais entre si. Existem ainda soluções híbridas que combinam as duas técnicas de forma a aproveitar as vantagens de ambas e minimizar os problemas inerentes.

Em se tratando de I-UWB, alguns possíveis esquemas são: modulação por amplitude de pulso (PAM - *Pulse Amplitude Modulation*), modulação por posição de pulso (PPM - *Pulse Position Modulation*), chaveamento on-off (OOK - *On-Off Keying*) e chaveamento por deslocamento de fase binário (BPSK - *Binary Phase Shift Keying*).

Para um sistema com usuário único e com sinalização binária, se um pulso é usado para representar um bit, o sinal

transmitido para estes esquemas de modulação pode ser escrito na forma geral como [16]

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_n^0 p\left(t - nT_b - \frac{\tau}{2}(1 - b_n^1)\right) \quad (12)$$

onde E_b é a energia transmitida por bit, $p(t)$ é o pulso UWB, T_b denota o intervalo de bit, e b_n^0, b_n^1 são relacionados aos bits de informação. Assim, para sinalização PPM binária, b_n^0 é ajustado para “1”, $b_n^1 \in \{-1, 1\}$, e τ é o deslocamento de tempo relativo à referência de tempo quando um “-1” é transmitido. Já para a sinalização PAM binária, b_n^1 é ajustado para “1” e $b_n^0 \in \{-1, 1\}$ carrega informação. Finalmente, para sinalização OOK, $b_n^1 = 1$ e $b_n^0 \in \{0, 1\}$ carrega informação.

Os três esquemas mencionados são ilustrados na Figura 7. Para sinalização PPM, o bit “1” é representado por um pulso sem qualquer atraso, e o bit “0” por um pulso com atraso relativo à referência de tempo. Tendo em vista melhorar o desempenho de sistemas UWB, geralmente utilizam-se esquemas de sinalização ortogonais para que cada pulso UWB seja ortogonal às suas versões deslocadas no tempo. Por outro lado, existe também um deslocamento temporal ótimo para um esquema PPM M -ário. Em ambos os esquemas, ótimo e ortogonal, o deslocamento de tempo depende da escolha do pulso UWB $p(t)$. Para sinalização PAM, os bits de informação modulam a polaridade do pulso. Para sinalização OOK, o bit de informação “1” é representado pela presença de um pulso, e a ausência de pulso representa o bit “0”.

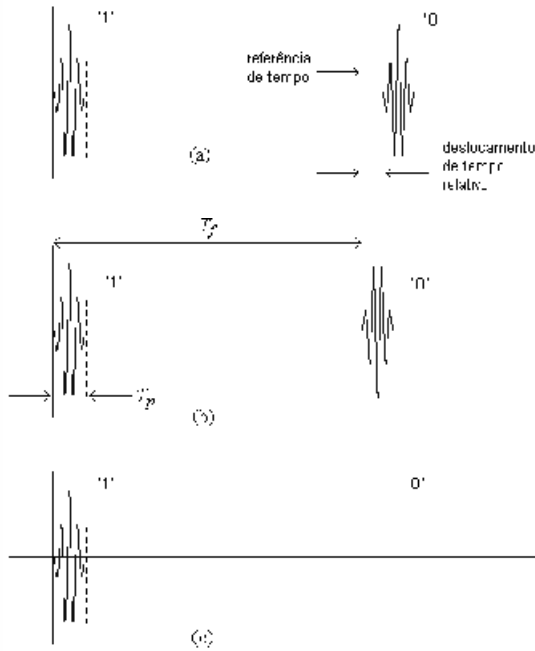


Fig. 7. Modulação binária em sistemas UWB a partir de (12): a) PPM, b) PAM, c) OOK.

Os esquemas PAM e PPM apresentam desempenhos semelhantes, porém superiores ao OOK. Já a complexidade do receptor OOK é menor, e pode-se usar um esquema de detecção de energia simples para compensar seu desempenho inferior. OOK e PPM possuem raias espectrais que podem causar

interferência em sistemas de banda estreita. Na modulação PAM, devido à característica aleatória de polarização dos pulsos UWB (compare a polarização dos pulsos para os três esquemas de modulação na Figura 7), a densidade espectral de potência média, tomada sobre um certo número de intervalos de símbolos, é suavizada.

Comparado aos esquemas de modulação OOK e PAM, os sinais PPM são mais imunes aos erros de detecção causados por ruído de canal [5]. Isto porque os pulsos que representam os bits de informação têm mesma amplitude e fase na modulação PPM (vide Figura 7); logo a probabilidade de detectar um bit de informação errado é menor em relação ao sinal OOK ou PAM. No entanto, o esquema PPM é sensível à sincronização de tempo, isto porque os bits de informação são recuperados exclusivamente através de suas posições temporais. Erros na sincronização resultam em aumento da MAI em canais de acesso múltiplo. Sendo assim, faz-se necessário conversores analógico/digital (ADC) muito rápidos para a detecção, podendo mesmo assim ocorrer distorções e sobreposições dos pulsos (*overlap*) devido aos multipercursos.

A. Esquemas de Acesso Múltiplo

Em um sistema de comunicação de acesso múltiplo típico, vários usuários transmitem informação simultânea e independentemente, em um canal compartilhado. Assim, o sinal recebido é uma sobreposição de todos os sinais dos usuários, com diferentes atrasos e fatores de atenuação e distorção causados pelo canal. O papel do receptor é extrair o sinal do usuário desejado do sinal recebido usando uma técnica de demodulação apropriada.

As técnicas normalmente aplicáveis em comunicações multiusuário são: saltos no tempo, TH (*time hopping*), salto em frequência, FH (*frequency hopping*) e sequência direta, DS (*Direct Sequence*). Os esquemas DS e TH foram analisados em [17] e [18], respectivamente, e o esquema FH-UWB (multiportadora) em [20].

Ressalte-se que as técnicas de acesso múltiplo estão relacionadas a duas categorias: I-UWB e MC-UWB. Os esquemas TH-UWB e DS-UWB estão relacionados ao conceito I-UWB, enquanto que MB-OFDM (*Multi Band - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e FH são esquemas associados ao conceito MC-UWB.

A seguir são descritos os vários esquemas de acesso múltiplo aplicáveis aos sistemas UWB.

1) *TH-UWB*: O sistema TH-UWB não utiliza uma portadora senoidal para transladar para banda-passante o sinal que contém a informação. Em vez disso, irradia sinais em banda base TH compostos por pulsos estreitos, como ilustrado na Figura 13. O sinal emitido pelo transmissor consiste em um grande número de formas de ondas monociclos deslocadas temporalmente seguindo um padrão de deslocamento pseudo-aleatório (PN). Este padrão de deslocamento PN evita colisões catastróficas em canais de acesso múltiplo, melhorando sensivelmente o desempenho (BER) final para os usuários.

De (12), o sinal TH transmitido do i -ésimo usuário pode ser escrito na forma geral como na equação (13) [16]:

$$\text{TH-UWB: } s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_{i,n}^0 \sum_{j=0}^{N_s-1} p\left(t - nT_b - jT_f - h_{i,nN_s+j}T_c - \frac{\tau}{2}(1 - b_{i,n}^1)\right) \quad (13)$$

$$\text{DS-UWB: } s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_{i,n}^0 \sum_{k=0}^{N_c-1} a_{i,k} p\left(t - nT_b - kT_c - \frac{\tau}{2}(1 - b_{i,n}^1)\right) \quad (14)$$

onde N_s é o número de pulsos usados para representar um bit, T_f é o intervalo de repetição do pulso nominal, T_c é a duração de *chip*, e $\{h_{i,n}\}$ é a seqüência de salto PN do i -ésimo usuário. A seqüência de salto fornece um deslocamento de tempo adicional para cada pulso no trem de pulsos. O n -ésimo pulso é submetido a um deslocamento adicional de $h_{i,nN_s+j}T_c$. A duração de salto temporal deve ser menor que o tempo do quadro TH.

Nas Figuras 8 e 9 ilustram-se exemplos de modulação TH-PPM UWB e TH-PAM UWB, respectivamente, onde são transmitidos os bits 1 e 0. Para modulação TH-PPM UWB, cada bit é representado por três pulsos, já para modulação TH-PAM UWB, cada bit é representado por dois pulsos.

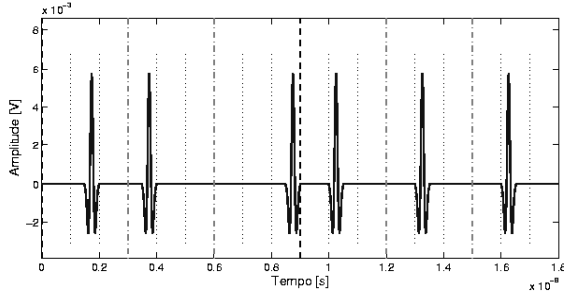


Fig. 8. Exemplo de modulação TH-PPM UWB.

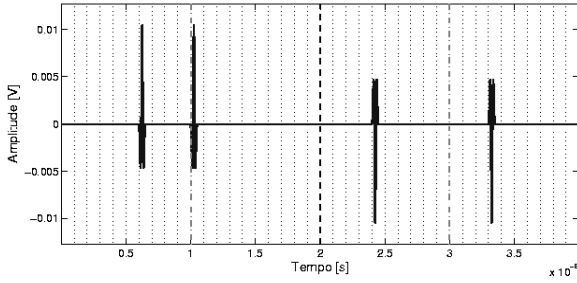


Fig. 9. Exemplo de modulação TH-PAM UWB.

Em [25], uma análise do TH-UWB considerando esquemas codificados e não-codificados foi realizada. Os autores empregaram modelos estatísticos para a MAI, evitando assim as imprecisões associadas à utilização da aproximação Gaussiana (GA - *Gaussian Approximation*). A suposição de que a MAI pode ser modelada com relativa precisão por uma distribuição Gaussiana só é verdadeira em condições bastante particulares¹², não constituindo uma boa aproximação para a predição da BER em altas taxas de transmissão de dados especificamente para o caso de PPM binário. Já em [26], a

análise de [25] foi expandida para incluir a modulação M -ária PPM.

2) *DS-UWB*: No esquema DS, cada símbolo é representado por uma série de pulsos modulados por uma seqüência de *chips*, i.e., múltiplos pulsos por período de bit são transmitidos usando modulação bipolar para cada pulso baseado em um certo código de espalhamento [17]. O esquema DS-UWB multiplica um bit de entrada por um código de espalhamento e transmite a informação modulando-se o elemento do símbolo com um pulso. O sinal transmitido para o i -ésimo usuário pode ser escrito como na equação (14) [16].

Na equação (14), N_c é o número de *chips* usados para representar um símbolo, $a_{i,k} \in \{-1, 1\}$ é o k -ésimo *chip* da i -ésima seqüência PN do usuário [7]. Esta seqüência PN, $\{a_{i,k,0}, \dots, a_{i,k,(N_c-1)}\}$, é usada para identificar o i -ésimo usuário. Deve-se assegurar que a duração do pulso T_p utilizado seja menor que a duração de *chip*, e que o produto $N_c T_c$ seja menor do que o intervalo de símbolo.

Para fins de ilustração, a Figura 10 representa o esquema de modulação DS-PAM UWB. Em seguida, apresenta-se na Figura 11 um exemplo de modulação DS-PAM UWB, onde são transmitidos dois bits, 1 e 0. A seqüência temporal de espalhamento DS utilizada pelo usuário 1 tem comprimento $N_c = 10$, sendo constituída pelos chips $a_1 = \{1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1\}$.

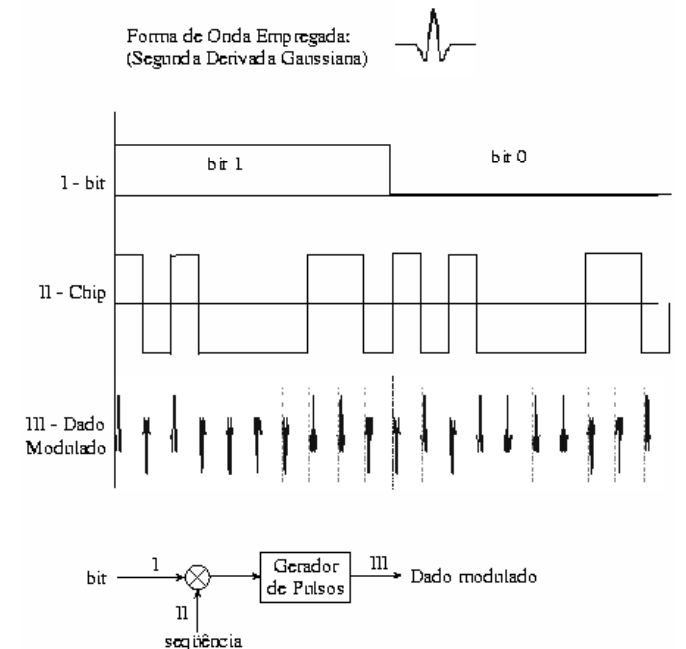


Fig. 10. Esquema de modulação DS-PAM UWB.

¹²Baixo E_b/N_0 e grande quantidade de sinais interferentes.

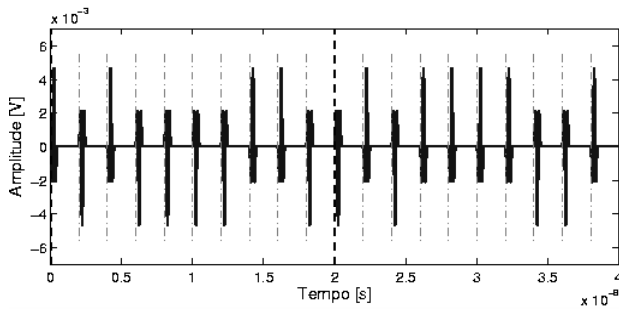


Fig. 11. Exemplo de modulação DS-PAM UWB.

O esquema DS-UWB apresenta uma inerente robustez contra a interferência de acesso múltiplo, sendo indicado em situações onde o canal UWB é compartilhado simultaneamente por outros usuários e/ou quando houver intensa interferência de banda estreita oriunda de outros sistemas de comunicação sobrepostos. Nestas condições, o esquema DS-UWB resultará em melhor compromisso desempenho *versus* complexidade de implementação se comparado aos demais esquemas, pois apresenta maior resistência aos desvanecimentos multipercurso e menor degradação de desempenho em relação a erros de sincronismo.

3) *MC-UWB*: Em sistemas multi-portadora, dados seriais são demultiplexados em conjuntos paralelos de taxa reduzida, onde cada conjunto modula uma frequência diferente (sub-portadora). Cada sub-portadora é modulada em uma taxa baixa o suficiente para minimizar a interferência intersimbólica (ISI). As sub-portadoras devem ser apropriadamente equiespaçadas para que elas não interfiram entre si, resultando em um conjunto de sinais modulados ortogonais no intervalo de símbolo.

Sistemas de comunicação de acesso múltiplo UWB baseado em multi-portadora (MC-UWB) utilizam trens de pulso ortogonais e subcanais múltiplos para realizar a transmissão de informação de altas taxas [24]. Algumas vantagens dos sistemas MC-UWB incluem: melhor resolução de tempo, que garante bom desempenho em canais com desvanecimento multipercurso; melhor utilização do espectro, que resulta em comunicações com altas taxas de bit; e redução na complexidade de implementação do transmissor com o uso da transformada rápida de Fourier (FFT - *fast Fourier transform*), implementável em DSP.

4) *FH-UWB*: O esquema FH-UWB é um esquema de acesso múltiplo capaz de dividir eficientemente um grande número de usuários em grupos com menos usuários. A interferência multi-usuário só afeta usuários dentro do mesmo grupo. Como o número de usuários dentro do mesmo grupo é uma pequena fração do número total de usuários suportado pelo sistema, algoritmos de detecção multi-usuário avançados podem ser empregados para se ter eficiência próxima a de usuário único, com complexidade ainda aceitável.

5) *MB-OFDM-UWB*: Neste esquema de acesso múltiplo, o espectro é dividido em diversas sub-bandas (MB - *multiband*) enquanto a informação é transmitida utilizando a técnica

OFDM em sub-portadoras de frequência diferentes de acordo com o código tempo-frequência específicos¹³. A Figura 12 ilustra este esquema de modulação, onde o código tempo-frequência é $\{1, 3, 2, 1, 3, 2\}$.

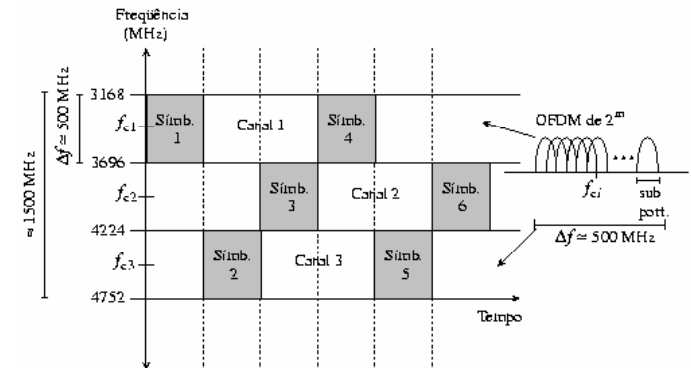


Fig. 12. Exemplo de codificação tempo-frequência para sistema MB-OFDM.

Características desejáveis para o sistema MB-OFDM incluem:

- energia multi-percurso eficientemente capturada;
- supressão da interferência de banda estreita, podendo assim coexistir com outros sistemas;
- incremento na eficiência espectral
- flexibilidade.

As técnicas de modulação empregadas no MB-OFDM-UWB são similares às dos sistemas de banda estreita, como PSK (*Phase Shift Keying*) e QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Um exemplo é o caso de um sistema MB-OFDM que utiliza modulação PSK quaternária (4-PSK-MB-OFDM-UWB) em cada subportadora.

O sinal transmitido MB-OFDM-UWB em banda-passante pode ser descrito por [20]:

$$s_{RF}(t) = Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t - kT_s) \exp(j2\pi f_{(k \bmod 2G)} t) \right\} \quad (15)$$

onde $Re\{\cdot\}$ representa a parte real de uma variável complexa, $s_k(t)$ é o sinal em banda-base, possivelmente complexo, representando o k -ésimo símbolo OFDM ocupando um intervalo de símbolo de tamanho T_s ; e N é o número de símbolos OFDM transmitidos. A frequência da portadora, em que o k -ésimo símbolo OFDM é transmitido, é denotado como f_k . Os valores de f_k estão compreendidos em um grupo de G frequências designadas ao grupo de bandas (MB) em que o sistema está operando. Estas frequências estão organizadas em uma seqüência de tamanho $2G$, denominadas códigos tempo-frequência (TFCs - *time-frequency codes*). A exata estrutura do k -ésimo símbolo OFDM depende de sua localização dentro do quadro.

$$s_k(t) = \begin{cases} s_{pream,k}(t) & 0 \leq k < N_{pream} \\ s_{head,k-N_{pream}}(t) & N_{pream} \leq k < N_{head} \\ s_{data,k-N_{pream}}(t) & N_{head} \leq k < N_{data} \end{cases}$$

¹³Em um sistema OFDM, os espectros relativos às sub-portadoras podem ser sobrepostas em até 50% sem que haja interferência mútua, resultando em aumento da eficiência espectral.

onde N_{pream} , N_{head} e N_{data} são, respectivamente, o número de símbolos OFDM de preâmbulo, de cabeçalho e de dados propriamente dito.

Uma desvantagem deste sistema é que o transmissor apresenta uma complexidade de implementação, apesar de factível, ainda elevada, uma vez que é necessário a realização da transformada de Fourier inversa (IFFT - *inverse* FFT) [6] [7].

B. Formatação de pulso

Existem algumas possibilidades de formas de onda de pulso monociclos adequadas à geração de sinais UWB que satisfazem os requisitos da máscara espectral. As formas de onda mais comuns incluem pulsos Gaussianos [21], Laplacianos, Rayleigh e Hermitianos [22].

Os formatos do pulso UWB frequentemente analisados na literatura de comunicações I-UWB são os pulsos Gaussianos e suas derivadas, pois são facilmente descritos e gerados. Na formatação de pulso $p(t)$, destaca-se o pulso Gaussiano dado por (16), o pulso Gaussiano monociclo gerado pela primeira derivada do pulso Gaussiano, equação (17) e o pulso de Scholtz monociclo, obtido através da segunda derivada do pulso Gaussiano, equação (18). Tais pulsos são ilustrados na figura 13.

$$p(t) = -A \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \quad (16)$$

$$p(t) = \frac{A \cdot 4\pi \cdot t}{T_p^2} \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \quad (17)$$

$$p(t) = \frac{A \cdot 4\pi}{T_p^2} \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \cdot \left(1 - \frac{A \cdot 4\pi t^2}{T_p^2}\right) \quad (18)$$

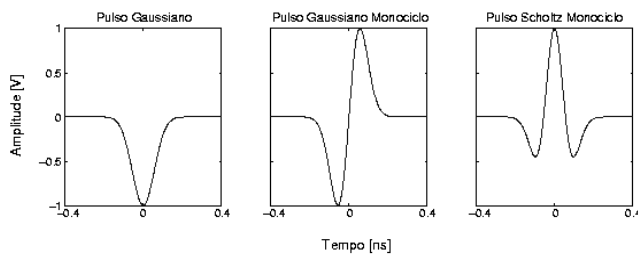


Fig. 13. Pulsos comumente utilizados em sistemas UWB.

A transmissão dos pulsos diretamente às antenas resulta em pulsos que são filtrados devido às propriedades das antenas. Esta operação de filtragem pode ser modelada como uma operação de derivação [23]. O mesmo efeito ocorre na antena receptora. A escolha de qual forma de onda Gaussiana usar é normalmente dirigida pelo projeto do sistema e sua aplicação. Uma característica importante é que todas as formas de onda adequadas devem resultar em um conteúdo espectral uniformemente distribuído sobre todo o espectro de frequência UWB, semelhantemente a um ruído de fundo. Os efeitos de se modificar a duração e a taxa de repetição do pulso são [21]:

- O aumento da taxa de pulso no domínio do tempo aumenta a magnitude no domínio de frequência, isto é, a taxa de pulso influi na magnitude do espectro.

- Quanto menor a duração de pulso no domínio de tempo, maior a largura espectral, isto é, a duração de pulso determina a largura espectral.
- Um intervalo de pulso-a-pulso aleatório produz um espectro de magnitude máxima muito menor do que um intervalo de pulso-a-pulso regular. Por isso, o intervalo de pulso-a-pulso controla a separação das componentes espectrais.

VI. RESULTADOS DE DESEMPENHO ILUSTRATIVOS

Esta seção apresenta resultados ilustrativos de desempenho de sistemas UWB, considerando alguns esquemas de modulação e de formatação de pulso. Esta análise de desempenho é obtida considerando as mesmas condições de canal e sistema. Uma vez que o objetivo consiste apenas em indicar o potencial de utilização da tecnologia UWB, nesses resultados iniciais foram considerados apenas canais AWGN, ambiente com um único usuário UWB (*single-user*) e com diversos usuários UWB ocupando simultaneamente a mesma banda.

Adicionalmente, a análise de desempenho de sistemas UWB em canais AWGN representa um resultado intermediário importante na busca de soluções para casos mais gerais com modelos de propagação mais complexos, como por exemplo, operar em ambientes onde a largura de banda do sistema permite discernir algumas dezenas de componentes multi-percursos, lidar com o problema da interferência intersimbólica corrompida por ruído AWGN [27], entre outros.

Inicialmente, observe-se que a maioria dos trabalhos publicados na literatura aberta não discute a relação entre a formatação do pulso e o desempenho do sistema UWB. Referências como [1] e [6] mencionam que os pulsos da família Gaussiana são facilmente descritos matematicamente e apresentam boa aproximação com relação às medidas atualmente realizadas, porém não mencionam qual pulso da família Gaussiana é mais atrativo ou eficiente. Já em [21], é mencionada que a segunda derivada é muito utilizada por ser facilmente gerada, porém não determina a forma de onda que resulta em desempenho melhorado, mesmo se dependente do tipo de modulação e/ou da aplicação. Em [5], o autor apenas cita a primeira derivada como exemplo de pulso UWB. As referências [19] e [26] simplesmente utilizam a segunda derivada. A referência [23] também utiliza a segunda derivada justificando que se aproxima da forma de onda medida em um experimento particular. Em [28], o autor afirma que todos os pulsos Gaussianos – da primeira à quarta derivada – resultam em mesmo desempenho caso seja adotado idêntica taxa de amostragem no receptor e não haja erros de sincronismo. No entanto, pulsos Gaussianos com derivadas de mais alta ordem, os quais possuem lóbulos espectrais principais mais estreitos, são mais sensíveis a erros de sincronismo. Pode-se concluir que, até o presente, não há estudos sistemáticos relacionando desempenho de sistemas UWB com formatação de pulso e robustez a erros de sincronismo.

Os resultados preliminares, apresentados a seguir, indicam que há algum ganho de desempenho, mesmo que marginal quando se adota a 2a. derivada Gaussiana para a formatação de pulso UWB. Nas Figuras 14, 15 e 16 é analisado o efeito

da formação de pulso, considerando modulação TH-PPM-UWB, TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB, respectivamente, em canal AWGN com 8 usuários. Verifica-se que para TH-PPM-UWB em canal AWGN multiusuário, a formação de pulso mais adequada é a 2a. derivada Gaussiana entre os três pulsos mencionados anteriormente (Gaussiano, 1a. e 2a. derivada). Já para TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB, a 1a. e 2a. derivada têm desempenhos semelhantes, porém melhores do que o pulso Gaussiano; com valores maiores de E_b/N_0 , este ganho de desempenho tende a ser maior. Na região de alto E_b/N_0 , a 2a. derivada proporciona melhores desempenhos aos 3 sistemas considerados. Para efeito de comparação, foi incluído o limite de desempenho quando há um único usuário ativo (SuB - *single user bound*) com modulação BPSK.

Finalmente, a Figura 17 apresenta resultados de desempenho para os sistemas TH-PAM, TH-PPM e DS-PAM, considerando formação de pulso 2a. derivada Gaussiana e as regiões de baixo, médio e alto E_b/N_0 . Os parâmetros utilizados para este resultado são listados na Tabela III. Observe-se que o efeito de BER irreduzível (BER *floor*) é evidenciado para a região $E_b/N_0 \geq 16$ dB nos sistemas TH-PPM e TH-PAM, resultando em BER de 9×10^{-4} e 3×10^{-4} , respectivamente. O sistema DS-PAM UWB apresenta desempenho superior aos demais, com ganhos maiores que uma década na taxa de erro de bit quando $E_b/N_0 \geq 16$ dB.

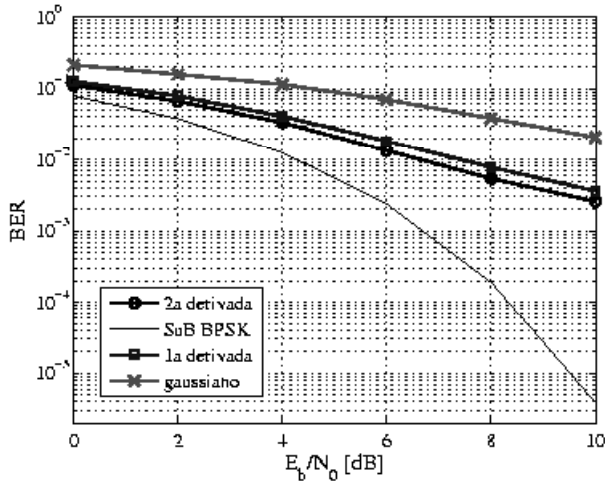


Fig. 14. Desempenho usando modulação TH-PPM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

VII. CONCLUSÃO

Para receptores que não são da mesma tecnologia, os sinais UWB comportam-se como ruído de fundo de baixa PSD, por causa da sua baixa potência de transmissão da ordem de 50 microwatts (1/10.000 da potência normal de um telefone celular), e portanto permitem que sistemas UWB coexistam com as outras tecnologias (ou serviços) em um espectro compartilhado. Os pulsos estreitos utilizados no UWB permitem que o mesmo tenha robustez em relação à interferência de multi-percursos. Até mesmo em ambientes fechados (*indoor*), os atrasos mínimos de multi-percursos são apenas algumas

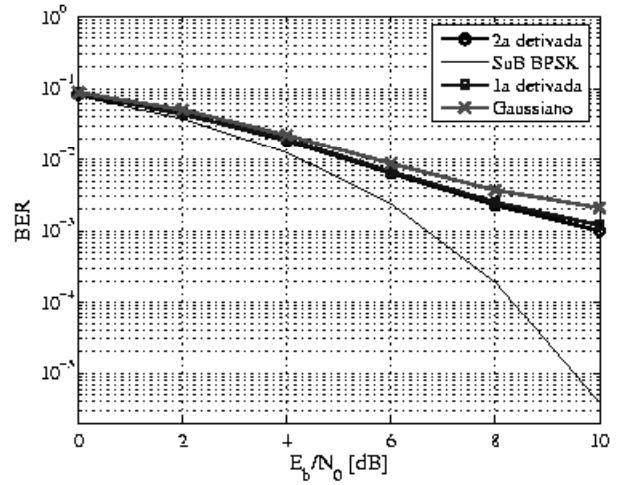


Fig. 15. Desempenho usando modulação TH-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

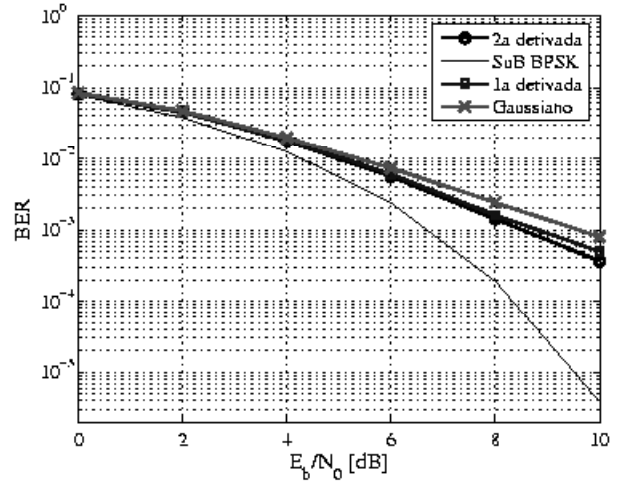


Fig. 16. Desempenho usando modulação DS-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

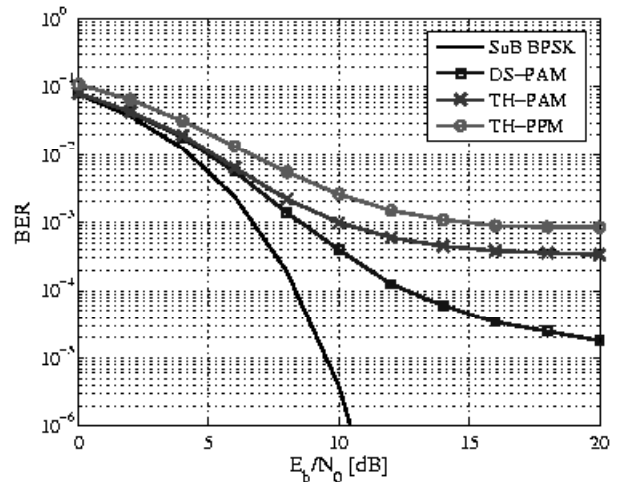


Fig. 17. Desempenho usando as modulações TH-PPM-UWB, TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB para segunda derivada do pulso Gaussiano.

TABELA III
PARÂMETROS UTILIZADOS NOS SISTEMAS TH-UWB E DS-UWB.

Parâmetro	Valor
Tipo de pulso	Gaussiano, 2a. derivada
Fator de formatação de pulso	287,7 ps
Período de <i>frame</i>	14,4 ns @TH; 28,8 ns @DS
Duração de bit	28,8 ns
Espaçamento da modulação PPM	0,15 ns
Período de <i>chip</i>	0,9 ns
Número de usuários	8
Número de saltos por <i>frame</i>	16
Número pulsos/bit informação TH	2
Número de chips por bit	32

dezenas de nanosegundos, ainda assim muito maiores que a largura de pulso do UWB. Portanto, os sinais refletidos nunca interferem com o sinal principal e são inteiramente separáveis no dispositivo receptor de UWB.

As possíveis estruturas de receptor e transmissor mais simples tornam o UWB uma tecnologia para comunicações de grande potencial com baixa complexidade e baixo custo.

Desempenho em canais AWGN multiusuário dos sistemas UWB com modulação TH-PPM, TH-PAM e DS-PAM indicou a existência do efeito da taxa de erro de bit irreduzível nos três sistemas, porém mostrou a superioridade do sistema DS-PAM-UWB nas condições e configurações consideradas: em termos de BER, este desempenho tende a ser superior a uma década na região de alto E_b/N_0 .

Na literatura técnica atual sobre UWB há pouca informação comparada sobre os tipos, vantagens e aplicabilidade dos diferentes formadores de pulso UWB. Nossos resultados preliminares considerando as modulações TH-PPM, TH-PAM e DS-PAM em canal AWGN multiusuário indicaram que o emprego da 2a. derivada do pulso Gaussiano resulta em um ganho de desempenho, mesmo que marginal, nos três sistemas.

Com o advento da tecnologia UWB, torna-se possível e factível o conceito de comunicações sem fio na faixa de gigabits por segundo (Gb/s). Na prática, a tecnologia UWB será capaz de atingir taxas de dados elevadíssimas, tornando-se uma alternativa viável para WPAN, comunicações de alta capacidade a curtas distâncias que requerem aplicações multimídia, permitindo redução de custos da rede, como por exemplo a substituição e/ou eliminação dos cabos.

REFERÊNCIAS

- [1] W. C. Chung, N. J. August, D. S. Ha; "Signaling and Multiple Access Techniques for Ultra Wideband 4G Wireless Communication Systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 12, no. 2, Apr. 2005, pp. 46-55.
- [2] P. Runkle, J. McCorkle, T. Miller, M. Welborn; "DS-CDMA: the modulation technology of choice for UWB communications," *IEEE Ultra Wideband Syst. Tech. Conf.*, Nov. 2003, pp. 364-368.
- [3] Federal Communications Commission (2002a), http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/News_Releases/2002/nret0203.html, FCC press release, Feb 2002.
- [4] Federal Communications Commission (2002b) "First Report and Order in the matter of revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultrawideband transmission systems," ET-Docket 98-153, FCC 02-48, released April 22, 2002.
- [5] Faranak Nekoogar; "Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications," Prentice Hall, 2005.
- [6] I. Oppermann, M. Hämäläinen, J. Iinatti; "UWB Theory and Applications," Wiley, 2004.
- [7] R.C. Qiu, H. Liu, X. Shen; "Ultra-wideband for multiple access communications" *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, no. 2, Feb. 2005, pp. 80-87.
- [8] A. Batra, J. Balakrishnan, G.R. Aiello, J.R. Foerster, A. Dabak; "Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, Sept. 2004, pp. 2123-2138.
- [9] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [10] Athanasios Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes," Electrical Engineering. Communications and Signal Processing. McGraw-Hill, 3rd edition, pp. 290, 1991.
- [11] J. Foerster; "Channel Modeling Sub-committee Report Final," http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/02490r1P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip
- [12] S. Ghassemzadeh and V. Tarokh; "The Ultra-wideband Indoor Path Loss Model," IEEE P802.15-02/277-SG3a and IEEE P802.15-02/278-SG3a.
- [13] G. Shor, et. al.; "A proposal for a selection of indoor UWB path loss model," IEEE P802.15-02/280-SG3a.
- [14] Kai Siwiak; "UWB Propagation Phenomena," http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02301r2P802-15_SG3a-UWB-Propagation-Phenomena.ppt
- [15] Kai Siwiak; "Propagation notes to P802.15 SG3a from IEEE Tutorial," http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02328r0P802-15_SG3a-Propagation-notes-to-SG3a-from-IEEE-Tutorial.ppt
- [16] Xuemin Shen; Weihua Zhuang; Hai Jiang; Jun Cai; "Medium access control in ultra-wideband wireless networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 5, Sept. 2005, pp. 1663-1677.
- [17] J.R. Foerster; "The performance of a direct-sequence spread ultrawideband system in the presence of multipath, narrowband interference, and multiuser interference," *IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*, May 2002, pp. 87-91.
- [18] M.Z. Win, R.A. Scholtz; "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, April 2000, pp. 679-689.
- [19] F. Ramirez-Mireles; "On the performance of Ultra-Wide-Band Signals in Gaussian Noise and Dense Multipath," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 1, Jan. 2001, pp. 244-249.
- [20] A. Batra, J. Balakrishnan, A. Dabak, R. Gharpurey; J. Lin; "Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a," *IEEE P802.15-04/0493r0*, September 2004; <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2004/15-04-0493-00-003a-multi-band-ofdm-cfp-document-update.zip>
- [21] M. Ghavami, L. B. Michael, R. Kohno; "Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering," Wiley, 2004.
- [22] M. Ghavami, L. B. Michael, S. Haruyama, R. Kohno; "A novel UWB pulse shape modulation system," *Kluwer Wireless Personal Communications Journal*, vol. 23, no. 1, October 2002, pp. 105-120.
- [23] F. Ramirez-Mireles and R. A. Scholtz; "Multiple-access with time hopping and block waveform PPM modulation", *In The*

ICC'98 - IEEE International Conference on Communications, 1998, vol. 2, June 1998, pp. 775-779.

- [24] E. Saberinia and A. H. Tewfik; "Single and multicarrier UWB Communications," *Proc. 7th International Symposium on Signal Processing and its Applications*, vol. 2, pp. 343-346, July 2003.
- [25] A.R. Forouzan, M.N. Kenari, and J.A. Salehi; "Performance analysis of time-hopping spread-spectrum multiple-access systems: coded and uncoded schemes," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2002, vol. 1, no. 4, pp. 671-681.
- [26] R. Pasand, S. Khalesehoseini, J. Nielsen, A. Sesay; "Exact evaluation of M-ary TH-PPM UWB systems on AWGN channels for indoor multiple-access communications Communications," *IEE Proceedings*, vol. 153, Issue 1, Feb. 2006, pp. 83-92.
- [27] Bo Hu, N.C. Beaulieu; "Accurate performance evaluation of time-hopping and direct-sequence UWB systems in multi-user interference," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 6, June 2005, pp. 1053-1062.
- [28] P. Pirinen; "Outage evaluation of ultra wideband spread spectrum system with RAKE combining in lognormal fading multipath channels," *PIMRC 2004 - 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 4, Sept. 2004, pp. 2446-2450.

Lisiane C. Heringer nasceu em Itajubá, MG, em 31 de julho de 1981. Possui o título de Engenheira Eletricista, pelo Instituto Nacional de Telecomunicações, MG em 2003, atualmente cursando Mestrado em Engenharia Elétrica na Universidade Estadual de Londrina, PR. Áreas de interesse para pesquisa incluem: sistemas de comunicação UWB e sistemas de múltiplo acesso.

Bruno Augusto Angélico é graduado em Engenharia Elétrica, 2003, pela Universidade Estadual de Londrina (UEL), e mestre em Engenharia Elétrica, 2005, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP). Atualmente é aluno regular do programa de pós-graduação - doutorado pela EPUSP.

Áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio, sistemas OFDM, sistemas CDMA multiportadora, detecção multiusuário e sistemas UWB.

Taufik Abrão é graduado, mestre e doutor em Engenharia Elétrica em 1992, 1996 e 2001, respectivamente, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Atualmente é professor adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina, PR. Co-autor de cerca de 38 trabalhos técnicos, apresentados em congressos e revistas especializadas, nacionais e internacionais.

Áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio, métodos de redução de interferência em sistemas de múltiplo acesso, detecção multiusuário, algoritmos heurísticos para detecção sub-ótima e técnicas de diversidade.

Paul Jean Etienne Jeszensky obteve os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica, Doutor em Engenharia Elétrica-Sistemas Eletrônicos e Livre Docente na área de Telecomunicações, pela Escola Politécnica da USP em 1972, 1981, 1989 e 1992, respectivamente. Autor do livro *Sistemas Telefônicos* (Editora Manole, 2004) e de cerca de 70 trabalhos técnicos/científicos, apresentados em Simpósios/Congressos/revistas especializadas, nacionais e internacionais. Professor da EPUSP desde 1978, concursado em 1984, em dedicação exclusiva a partir de 1990, na área de Telecomunicações. General Co-Chairmen do ITS'98-SBT/IEEE International Telecommunications Symposium, realizado em SP de 9 a 13/8/1998. Foi professor visitante da UPC-Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona-Espanha em 1995 e da TUB-Technical University of Budapest, Hungria em 2001.

Suas áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio em geral, seqüências de códigos para uso em sistemas DS/CDMA, sistemas DS/CDMA quase síncronos e detecção multiusuário em DS/CDMA.