

SISTEMAS DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO PARA COMUNICAÇÕES SEM
FIO EM BANDA ULTRA-LARGA

Igor Ferreira Isidro

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Marcello Luiz Rodrigues de Campos, Ph.D.

Prof. Paulo Sérgio Ramirez Diniz, Ph.D.

Prof. Michel Daoud Yacoub, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
ABRIL DE 2005

ISIDRO, IGOR FERREIRA

Sistemas de Transmissão e Recepção
para Comunicações sem Fio em Banda
Ultra-Larga [Rio de Janeiro] 2005

XII, 82 p., 29,7 cm (COPPE/UFRJ,
M.Sc., Engenharia Elétrica, 2005)

Tese - Universidade Federal do Rio de
Janeiro, COPPE

1.Banda Ultra-larga 2.Rádio Impulsivo
3.Comunicações sem Fio

I.COPPE/UFRJ II.Título (série)

Agradecimentos

Pela oportunidade, pela orientação técnica e pelo entusiasmo compartilhado comigo durante a realização desta tese sou grato ao Prof. Marcello Campos. E neste mesmo sentido sou grato também ao colega João Abdalla, com quem tive discussões muito produtivas sobre o tema.

Não posso deixar de agradecer ainda, especialmente, ao prof. Seixas que me motivou a iniciar o curso de mestrado, e aos Srs. Celso e Helena Lopes que ao me acolherem por vários dias em sua chácara, na fase mais crítica e introspectiva do trabalho, envolveram-me num ambiente tranqüilo, silencioso, totalmente favorável à produção desta tese. . . E não me deixaram faltar o melhor pão caseiro e um delicioso café, feito em coador de pano.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

SISTEMAS DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO PARA COMUNICAÇÕES SEM FIO EM BANDA ULTRA-LARGA

Igor Ferreira Isidro

Abril/2005

Orientador: Marcello Luiz Rodrigues de Campos

Programa: Engenharia Elétrica

Neste trabalho são apresentadas e comparadas, sob diversos cenários, cinco técnicas de modulação para rádio impulsivo em banda ultra-larga aplicado a telecomunicações, as técnicas PPM, PAM, PSM, QPSM e PBM, tendo esta última sido proposta na presente tese. Com simulações das quatro primeiras técnicas sob canal de ruído branco aditivo, são comparados e avaliados três diferentes modelos de canais UWB, que neste trabalho denominamos Saleh–Valenzuela, Hovinen–Hämäläinen–Pätsi, e Cassioli–Win–Molisch.

Após concluído que o modelo Saleh–Valenzuela permite uma representação mais consistente do canal UWB, foram efetuadas com este modelo de canal uma bateria de simulações mais realistas, utilizando-se as técnicas PPM, PAM, PSM e PBM de modulação. Nestas simulações, que também constituem uma contribuição de caráter original à pesquisa em UWB, consideraram-se os limites regulamentares dos Estados Unidos sobre emissão de potência, a interferência de múltiplos percursos, e imperfeições de sincronismo entre circuitos transmissores e receptores. Com o objetivo de ampliar as perspectivas dos sistemas de telecomunicações em UWB sob condições realistas, propõe-se nesta tese, mais uma vez em caráter de originalidade, um novo sistema de recepção que dispensa conhecimento prévio do canal UWB. Este sistema alcança resultados consistentes, especialmente quando empregado sob sincronização imperfeita.

Quando se disconsideram as imperfeições de sincronismo, as técnicas PAM e PPM mostram-se mais robustas que as demais diante de interferências de múltiplos percursos e de ruído branco. A técnica PBM, além de obter bons resultados sob interferência de múltiplos percursos e de ruído branco aditivo, alcança excelentes resultados sob sincronização imperfeita.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

TRANSMISSION AND RECEPTION SYSTEMS FOR ULTRA-WIDE BAND WIRELESS COMMUNICATIONS

Igor Ferreira Isidro

April/2005

Advisors: Marcello Luiz Rodrigues de Campos

Department: Electrical Engineering

In this work, five modulation techniques for UWB impulsive radio applied to telecommunications are presented and compared under various scenarios. The techniques are PPM, PAM, PSM, QPSM and PBM, having the last one been proposed in this thesis. With simulations of the first four techniques under AWGN channel, three different UWB channel models are compared and evaluated, those are Saleh–Valenzuela, Hovinen–Hämäläinen–Pätsi and Cassioli–Win–Molisch.

As Saleh–Valenzuela showed to be a more consistent representation of the UWB model, more realistic simulations were deployed, this time with PPM, PAM, PSM and PBM techniques. The American regulation about UWB power emission limits, the multipath interference, and imperfect synchronization, were considered in these simulations, that have original characters in the UWB research. With the goal of enhancing the possibilities for UWB telecommunications systems under more realistic conditions, it was proposed, in the present thesis, newly with originality character, a new receiver system that turns dispensable previous knowledge of the UWB channel. This system achieve consistent results, specially when deployed under imperfect synchronization.

When imperfect synchronization is not considered, PAM and PPM are more robust than the others under multipath interference and additive white gaussian noise. The PBM technique, besides reaching good results under multipath interference and additive white gaussian noise, achieves excellent results under imperfect synchronization.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação da tese	2
1.2	Contribuições da Tese	4
2	O Sistema de Transmissão e a Técnica de Modulação por Divisão de Banda	5
2.1	Rádio Impulsivo	6
2.2	Limitações Regulamentares de Emissão de Potência em UWB	10
2.3	As Técnicas de Modulação Tradicionais	12
2.3.1	Modulação por Posição de Pulso (PPM)	12
2.3.2	Modulação por Amplitude de Pulso (PAM)	13
2.4	Modulação por Formato de Pulso (PSM)	16
2.4.1	Modulação PSM binária	17
2.4.2	Modulação PSM Quaternária (QPSM)	18
2.5	A Nova Técnica de Modulação por Divisão de Banda (PBM)	21
3	Modelos de Canal para Sistemas de UWB	25
3.1	O Modelo Cassioli–Win–Molisch	25
3.2	O Modelo Hovinen–Hämäläinen–Pätsi	28
3.3	O Modelo Saleh–Valenzuela	30
3.4	Comentários sobre os Modelos Apresentados	31
4	A Recepção e a Técnica de Detecção de Combinação Favorável de Múltiplos Percursos	35
4.1	Recepção sob Sincronização Perfeita	36
4.1.1	Em Presença de Ruído Branco Gaussiano Aditivo	36

4.1.2	Sob Interferência de Múltiplos Percursos	42
4.2	Recepção para Sincronização Imperfeita	43
5	Simulações e resultados	46
5.1	Simulações de Recepção sob Sincronização Perfeita e sem Restrições do FCC	46
5.1.1	Simulações em Presença de Ruído Branco Aditivo	47
5.1.2	Simulações com o Modelo Saleh-Valenzuela	48
5.1.3	Simulações com o Modelo Hovinen-Hämäläinen-Pätsi	51
5.2	Simulações sob as Restrições do FCC	57
5.2.1	Simulações em Presença de Ruído Branco Aditivo Gaussiano	57
5.2.2	Simulações com Modelo de Canal Saleh-Valenzuela	59
5.2.3	Simulações com Modelo de Canal Saleh-Valenzuela e Sincronização Imperfeita	60
6	Conclusões e Considerações Finais	63
6.1	Considerações sobre Modelagem de Canais em UWB	64
6.2	Considerações sobre Comunicações em UWB Supondo Sincronismo Perfeito	66
6.2.1	UWB em Presença de Ruído Branco	66
6.2.2	UWB em Canais de múltiplos percursos	67
6.3	Considerações sobre Comunicações em UWB sob Condições Mais realistas	67
6.3.1	Simulações sob Restrições Regulamentares de Potência de Irradiação	68
6.3.2	Simulações sob Restrições Regulamentares e sob Sincronismo Imperfeito	68
	Referências Bibliográficas	70

Lista de Figuras

2.1	Segunda derivada da curva gaussiana.	6
2.2	Comparação entre dois pulsos gaussianos de diferentes durações. Em (a) $p(t)$, em (b) $g(t) = p(t/2)$ e em (c) e (d) os respectivos espectros de frequência.	8
2.3	Densidade espectral de potência obtida de simulações de um sistema de UWB para comunicações.	9
2.4	Comparação entre sistemas de transmissão em banda estreita e em UWB.	10
2.5	O formato de $w_G(t)$	14
2.6	O conteúdo em frequência do pulso de PPM, conformado às limitações do <i>FCC</i>	15
2.7	O formato do pulso $w_R(t)$	19
2.8	O conteúdo em frequência dos pulsos de PSM, conformados às limitações do <i>FCC</i>	20
2.9	O formato dos pulsos de PBM.	23
2.10	O conteúdo em frequência dos pulsos de PBM.	24
3.1	Comparação entre os perfis de potência dos modelos de canais de UWB.	34
4.1	Os estágios de uma comunicação de UWB para canal de ruído branco aditivo. O receptor é formado por correladores e circuitos decisores: em (a) um circuito com alfabeto baseado em apenas uma forma de pulso; em (b) um receptor para alfabeto que se baseia em múltiplos formatos de pulso.	38

4.2	A recepção de UWB e a sua correlação cruzada com um pulso de UWB ruidoso: em (a) uma versão normalizada do pulso de UWB transmitido; em (b) o mesmo pulso submetido a ruído branco aditivo, também versão normalizada; em (c) a função $R_{w_g w_g}(t)$, equivalente ao pulso de UWB limpo submetido ao filtro casado da recepção; em (d) o sinal ruidoso submetido ao filtro casado da recepção.	39
4.3	O pulso PPM e o processo de recepção: em (a) as versões normalizadas dos pulsos PPM $w_g(t, \sigma)$ e $w_g(t - \delta, \sigma)$; em (b) o formato do correlator $v_{ppm}(t) = w_g(t, \sigma) - w_g(t - \delta, \sigma)$, também versão normalizada; em (c) a correlação cruzada entre $w_g(t, \sigma)$ e $v_{ppm}(t)$; e em (d) a correlação cruzada entre $w_g(t - \delta, \sigma)$ e $v_{ppm}(t)$	41
4.4	Diagrama em bloco simplificado dos receptores com combinação favorável de múltiplos percursos. Em (a) um receptor com apenas um filtro de recepção; em (b) um receptor com M filtros de recepção.	44
5.1	Curvas das taxas de erro das modulações em UWB num canal de ruído branco aditivo.	47
5.2	Curvas de taxa de erro das modulações em UWB submetidas ao modelo de canal Saleh-Valenzuela.	49
5.3	Curvas de taxa de erro das modulações em UWB submetidas ao modelo de canal Saleh-Valenzuela, em presença de ruído branco.	50
5.4	Curvas de taxa de erro das modulações em UWB submetidas ao modelo de canal Saleh-Valenzuela, em presença de ruído branco, supondo conhecimento de apenas 4 percursos no projeto do receptor.	52
5.5	Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal Hovinen-Hämäläinen-Pätsi.	53
5.6	Perfil de potência normalizado dos primeiros 4 ns a partir da recepção da primeira reflexão num modelo de canal de Hovinen-Hämäläinen-Pätsi para distâncias de 2 m a 10 m entre as antenas de transmissão e recepção.	55
5.7	Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal de Hovinen-Hämäläinen-Pätsi, em presença de ruído branco aditivo.	56

5.8	Curvas de taxa de erro das modulações em UWB em presença de ruído branco aditivo.	58
5.9	Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal de Saleh–Valenzuela.	59
5.10	Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal de Saleh–Valenzuela, com o método de recepção adaptativa. As curvas relativas às modulações PPM e PAM não aparecem na figura porque nenhum erro foi apresentado. As curvas relativas às modulações PBM e PSM são irregulares porque realmente não houve convergência assintótica. O gráfico apresenta o resultado de uma simulação feita com 200.000 eventos para cada técnica de modulação.	61
5.11	Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal Saleh–Valenzuela (com $1/\lambda = 0.5 ns$) sob sincronização imperfeita entre transmissor e receptor.	62

Lista de Tabelas

2.1	Limites de potência de irradiação do <i>FCC</i> . Seção 15.517 c).	11
2.2	Limites de potência de irradiação do <i>FCC</i> . Seção 15.517 d).	11
2.3	Parâmetros de w_G	13
2.4	Parâmetros do alfabeto PSM	18
2.5	Parâmetros do alfabeto PBM	22
3.1	Parâmetros e símbolos.	27
3.2	Parâmetros para geração de $a_s(\tau)$ e $a_\eta(\tau)$	30
3.3	Parâmetros para geração de $b_s(\tau)$ e $b_\eta(\tau)$	30

Capítulo 1

Introdução

Os sistemas UWB¹ têm despertado interesse da indústria de eletrônica e da comunidade científica internacional por possibilitar significativos avanços tecnológicos a diversos campos do conhecimento humano, inclusive telecomunicações.

Basicamente um sistema UWB é composto por um ou mais pares de rádios transmissores e receptores que são capazes de emitir e receber pulsos eletromagnéticos extremamente curtos, com menos de 1 ns de duração. Um exemplo bastante ilustrativo e genérico é o radar UWB. Este dispositivo caracteriza-se por emitir o pulso UWB em direção a um objeto, um automóvel por exemplo, e detectar o momento em que a reflexão deste pulso, produzida no objeto de interesse, retorna a sua antena. Como a velocidade de propagação deste pulso é precisamente conhecida, a distância entre a antena e o objeto poderá ser calculada com grande precisão. Outro fator relevante a constatar é que a curta duração dos pulsos facilita a distinção entre a reflexão proveniente do objeto de interesse e as reflexões que se produzirem em outros objetos.

De fato, quando comparado aos sistemas convencionais de radar, o sistema de radar em UWB proporciona, além de menores perdas de propagação [1], excelente resolução em distância. Essas mesmas propriedades motivam pesquisa para aplicação dos sistemas de UWB em outras áreas. Na área médica por exemplo, monitores de UWB podem observar diretamente as contrações cardíacas em vez de captar seus impulsos elétricos; na área automotiva sua resolução de distância pode aprimorar sistemas automáticos de estacionamento, de acionamento de dispositivos

¹Banda Ultra-Larga.

de segurança, e de prevenção de colisões; na construção civil os radares de UWB podem auxiliar na avaliação das condições estruturais de pontes e estradas, e na localização de dutos subterrâneos; na área militar, pode facilitar a localização de minas plásticas; nos serviços de emergência, pode permitir a localização de pessoas atrás de paredes ou sob escombros [1].

Nas telecomunicações, é possível empregar sistemas de UWB de baixíssima densidade de potência, de modo que possam coexistir com os sistemas convencionais de banda estreita, sem causar ou sofrer interferência significativa. Uma possibilidade a considerar é transmitir os sinais de UWB numa potência abaixo dos limites de interferência tolerados pelas instituições normativas internacionais. Outro fator que merece destaque no campo das telecomunicações é a resistência que estes sistemas podem proporcionar contra interferências de múltiplos percursos e interferências provocadas por operação clandestina ou criminosa de telecomunicações.

O esforço para regulamentação dos sistemas de UWB nas telecomunicações iniciou-se nos Estados Unidos em 1998, pelo *FCC*², e já no primeiro semestre de 2002, os Estados Unidos possuíam regulamentação sobre os limites de potência de irradiação dos sistemas em UWB, e sobre as faixas de frequência em que cada tipo de aplicação pode operar [2]. Espera-se que, em breve, regulamentação semelhante seja publicada na Europa.

1.1 Motivação da tese

A tecnologia de comunicações em UWB baseia-se no sistema de rádio por impulsos descrito em [3] e na versão deste mesmo sistema para múltiplo acesso, proposto em [4]. A informação digital é transmitida através da repetição de pulsos UWB de acordo com um código aleatório. Devido à curtíssima duração dos pulsos, a potência de transmissão é espalhada ao longo de uma larga faixa de frequências, e esse espalhamento proporciona ao sistema a baixa densidade espectral de potência já mencionada. A transmissão pode ser feita sem necessidade de frequências intermediárias e sem necessidade de sincronizar portadoras.

Dadas as óbvias diferenças em relação aos sistemas convencionais de rádio

²Federal Communications Commission.

em banda estreita, o advento dos sistemas de UWB demanda o projeto de todo um novo sistema de comunicações, desde a caracterização de canal, passando pelo projeto de transmissores, antenas, moduladores e demoduladores, códigos de espalhamento, códigos de canal, e certamente até a definição de novos protocolos de acesso e compartilhamento do meio físico.

Devido à necessidade da baixa densidade de potência e também devido a suas características de propagação, os sistemas de telecomunicações em UWB vêm sendo considerados como uma solução para comunicações sem fio em redes locais de curtas distâncias, especialmente em ambientes fechados. Um bom exemplo desta aplicação seria uma rede sem fio de computadores que opere num escritório onde trabalham até algumas dezenas de pessoas. Possíveis vantagens de um sistema deste tipo ante os sistemas de comunicação sem fio convencionais seriam maior disponibilidade de banda e maior segurança.

Embora haja tantos campos a pesquisar, as publicações científicas indicam maior esforço no sentido de estabelecer padrões ótimos de comunicação em UWB com múltiplos usuários e para desenvolver um modelo de canal UWB no interior de edifícios. Com relação ao modelo de canal UWB, medidas têm sido realizadas muito recentemente, como em [5] e [6]. Simulações de sistemas de UWB sob interferência de múltiplos percursos ainda não são abundantes, um trabalho que dessa área referenciamos é [7]. Das técnicas de modulação até então propostas, apenas duas concentraram grande parte do esforço de pesquisa científica, e apesar de terem sido extensivamente testadas para ambientes de múltiplo acesso ([4], [7], [8] e [9]), não está claro que sejam suficientemente eficientes em ambientes mais realistas, onde se levem em conta, por exemplo, limitações regulamentares como a americana, imperfeições de sincronismo entre transmissores e receptores, e um modelo de canal que represente fielmente as características da transmissão em UWB. Novas e interessantes técnicas de modulação podem ainda ser propostas (com em [10] e na presente tese) e se podem produzir com estes resultados que merecem atenção.

1.2 Contribuições da Tese

A presente tese reproduz simulações de técnicas de modulação propostas por diferentes autores para rádio impulsivo, e as compara em presença de ruído branco. Em caráter de contribuição à pesquisa já desenvolvida sobre UWB, a presente tese ainda compara as técnicas mencionadas nos seguintes cenários: adaptadas aos limites regulamentares do *FCC* [2], sob interferência de múltiplos percursos e sob sincronização imperfeita entre transmissores e receptores. Neste trabalho são ainda descritos, analisados e comparados os modelos de canais apresentados em [5], [6] e [11].

Além do trabalho de simulação e análise são apresentadas nesta tese, como contribuição original, duas inovações em sistemas de UWB. Primeiramente, é proposta e estudada uma nova e promissora técnica de modulação, que permite excelentes resultados em cenários de sincronização imperfeita. Num estágio posterior, é proposta e detalhadamente estudada uma nova técnica de recepção para sistemas de UWB.

Capítulo 2

O Sistema de Transmissão e a Técnica de Modulação por Divisão de Banda

Os sistemas de UWB diferenciam-se dos sistemas convencionais de banda estreita por não necessitarem de frequências portadoras para transmitir informações. Em vez de se utilizarem de portadoras, os sistemas de UWB compõem-se de um rádio transmissor, conhecido como rádio impulsivo, capaz de emitir seqüências de pulsos extremamente curtos. A informação pode ser modulada num sinal de rádio impulsivo variando-se a posição (PPM¹), a amplitude (PAM²), o formato (PSM³), ou, conforme proposto na presente tese, o conteúdo em frequência desses pulsos (PBM⁴).

Neste capítulo são descritas as características principais do rádio impulsivo, as técnicas de modulação já conhecidas PPM, PAM e PSM, e a nova técnica PBM de modulação para UWB. A última seção deste capítulo faz uma generalização destas técnicas, apresentando os formatos M-ários de modulação.

¹Pulse Position Modulation.

²Pulse Amplitude Modulation.

³Pulse Shape Modulation.

⁴Pulse Band Modulation

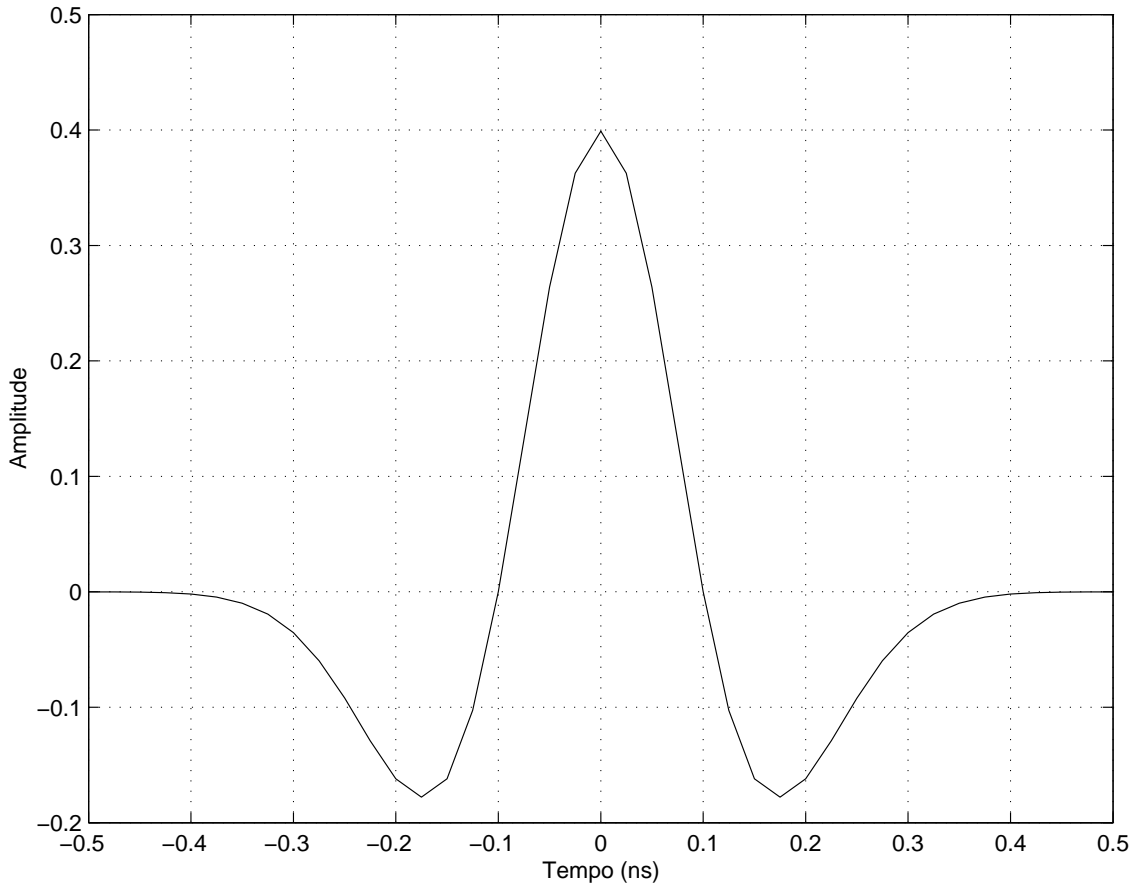


Figura 2.1: Segunda derivada da curva gaussiana.

2.1 Rádio Impulsivo

O rádio impulsivo é um sistema de transmissão de ondas eletromagnéticas capaz de emitir seqüências de pulsos extremamente curtos, da ordem de 1 ns de duração. O pulso mais comumente utilizado pelos sistemas de rádio impulsivo é a segunda derivada da curva gaussiana

$$w_g(t, \sigma) = \frac{1 - (t^2/\sigma^2)}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.1)$$

onde σ é um fator de escala no tempo. A Figura 2.1 ilustra o pulso $w_g(t, \sigma)$ com $\sigma = 10^{-10}$.

Devido à curtíssima duração dos pulsos, os sinais produzidos pelo rádio impulsivo possuem densidade espectral de potência significativamente baixa e ocupam uma faixa bastante larga do espectro de freqüências. Com efeito, quanto menor for a duração dos pulsos de um rádio impulsivo, menor será a densidade de potência produzida e mais amplo será seu espectro de freqüências.

Para ilustrar a relação entre a duração do pulso, a densidade de potência e o alargamento do espectro, suponha um pulso $p(t) = w_g(t, \sigma)$ compreendido no intervalo $[-t_0; t_0]$ e $g(t) = w_g(t/2, \sigma)$ que estará compreendido no intervalo $[-2t_0; 2t_0]$ de duração duas vezes maior. A relação entre os respectivos espectros de frequência $P(j\Omega)$ e $G(j\Omega)$ é representada por

$$\begin{aligned}
 P(j\Omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(t)e^{-j\Omega t} dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} g(2t)e^{-j\Omega t} dt \\
 &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} g(u)e^{-\frac{j\Omega u}{2}} du \\
 &= \frac{1}{2} G\left(\frac{j\Omega}{2}\right)
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

donde se conclui que embora os espectros de $p(t)$ e $g(t)$ tenham formas semelhantes, o espectro do pulso de menor duração $P(j\Omega)$ ocupará uma banda duas vezes mais ampla que $G(j\Omega)$ e sua densidade de potência será consideravelmente menor.

Este efeito pode ser observado na Figura 2.2 que apresenta as curvas de $p(t)$ e $g(t)$ mencionados acima e os respectivos espectros de frequência. Na figura pode-se ver que o espectro de $p(t)$, de menor duração que $g(t)$, se espalha ao longo de uma faixa maior de frequência com menor densidade espectral de potência.

Em conseqüência a esta propriedade do rádio impulsivo, os sistemas de UWB produzirão sinais de baixa densidade espectral de potência ao longo de uma larga faixa de frequência. A Figura 2.3 apresenta uma curva de densidade espectral de potência obtida de simulações de sistemas de UWB para comunicações.

A diferença entre os espectros típicos de um sistema de UWB e de um sistema de banda estreita são apresentados na Figura 2.4. Enquanto a potência média de transmissão do sistema de UWB é distribuída ao longo de uma larga faixa do espectro, o sistema de banda estreita distribui a potência média de transmissão ao longo de uma pequena faixa do espectro, produzindo alta densidade espectral de potência.

Conforme ilustra a Figura 2.4, a densidade espectral de potência de um sistema de UWB pode ser reduzida o suficiente para minimizar sua interferência sobre um sistema existente de banda estreita. A mesma figura mostra ainda que os sistemas de banda estreita somente exercerão interferência sobre uma pequeníssima fração do espectro de UWB. Nestas condições, mesmo que haja interferência de

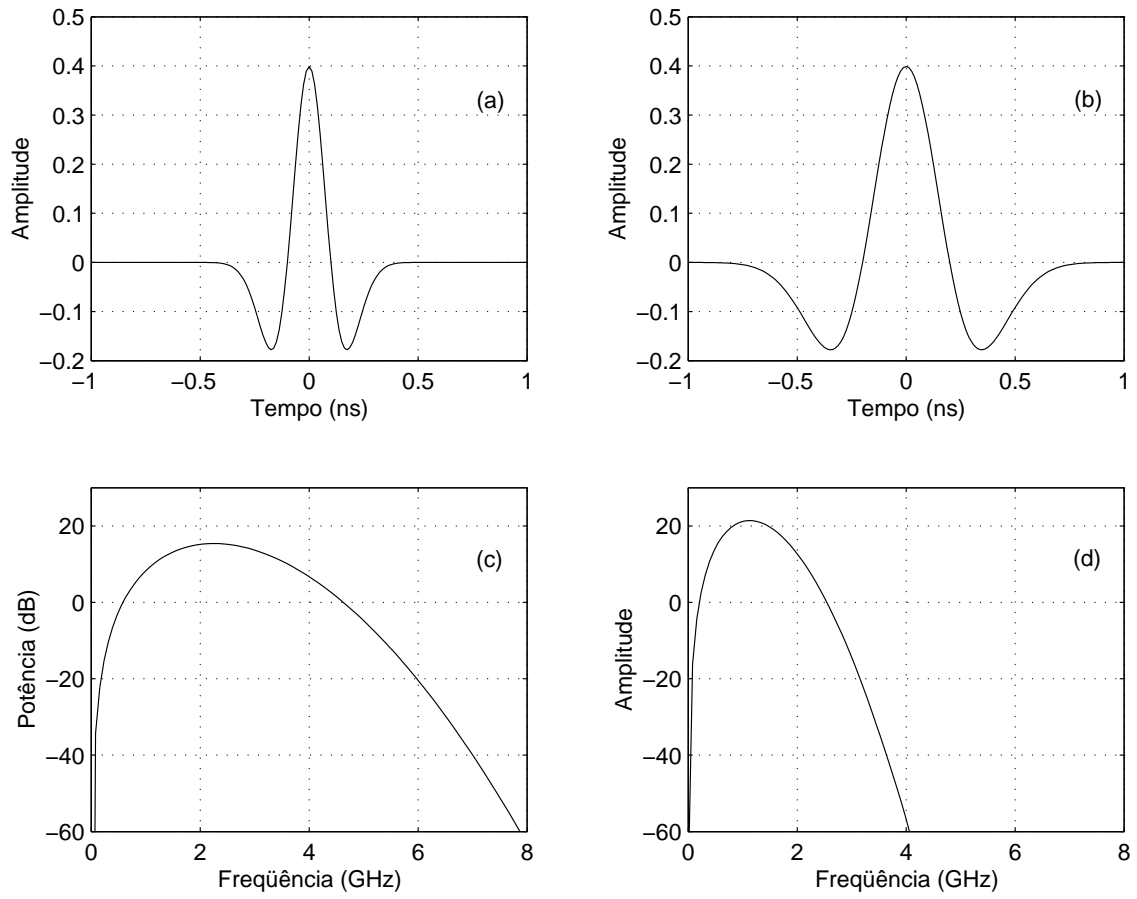


Figura 2.2: Comparação entre dois pulsos gaussianos de diferentes durações. Em (a) $p(t)$, em (b) $g(t) = p(t/2)$ e em (c) e (d) os respectivos espectros de frequência.

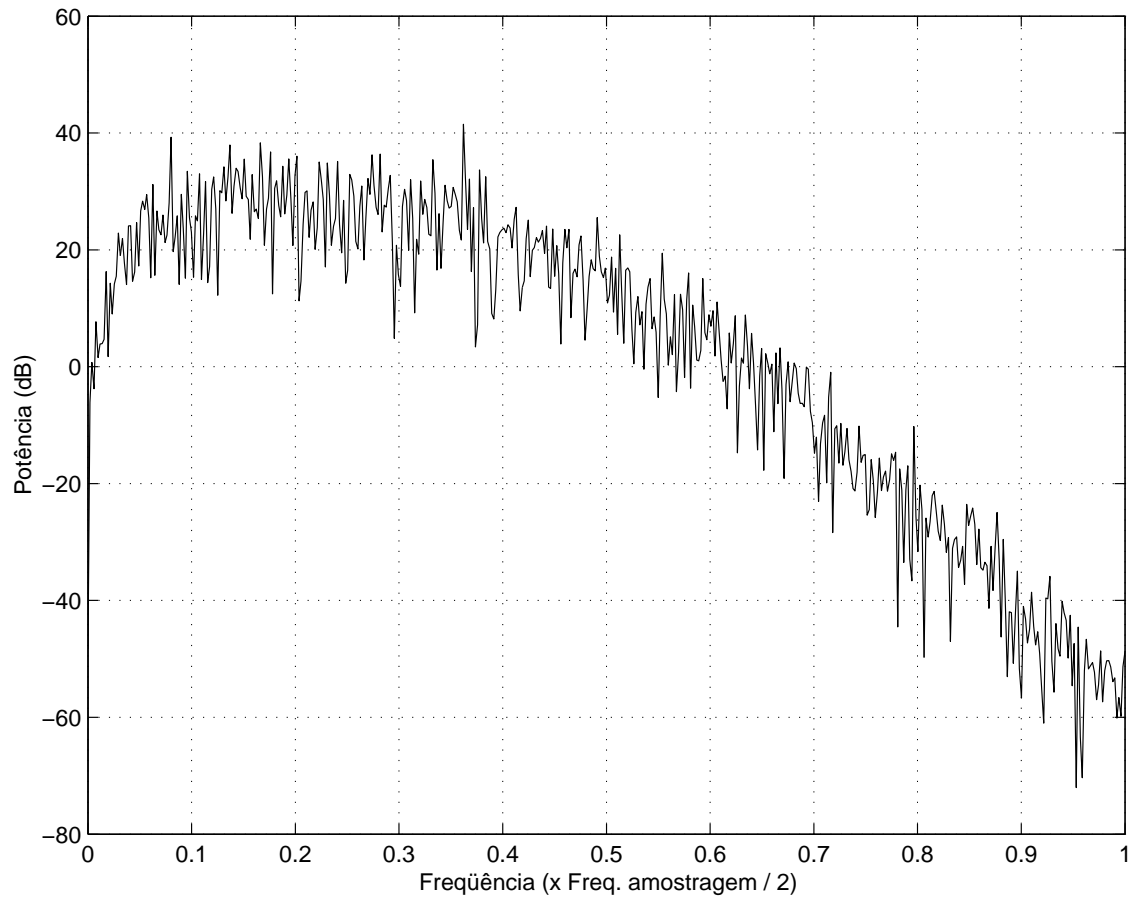


Figura 2.3: Densidade espectral de potência obtida de simulações de um sistema de UWB para comunicações.

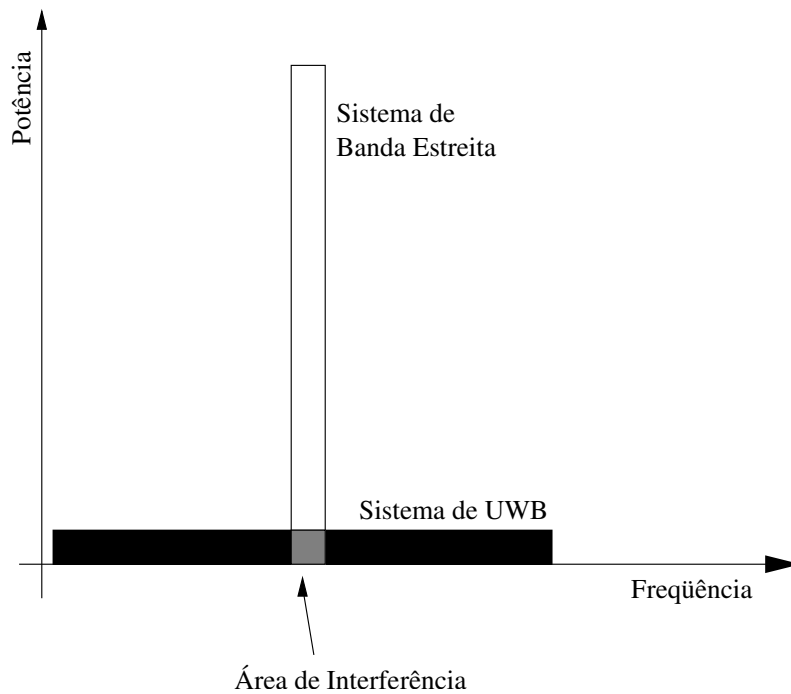


Figura 2.4: Comparação entre sistemas de transmissão em banda estreita e em UWB.

diversos sistemas de banda estreita sobre o sistema de UWB, é possível empregar filtragem casada para recuperação da informação. Maiores detalhes sobre a recepção dos sinais de UWB serão apresentados no capítulo 4.

2.2 Limitações Regulamentares de Emissão de Potência em UWB

O FCC estabelece [2] que as extremidades de uma banda de sistema de UWB são as freqüências F_L , inferior, e F_H , superior. A densidade espectral de potência nestes dois extremos deverá estar, no mínimo, 10 dB abaixo da maior emissão irradiada encontrada no espectro entre estas duas freqüências.

Para caracterizar-se como um sistema de transmissão UWB, a relação $2(F_H - F_L)/(F_H + F_L)$, chamada de largura de banda fracional, deve ser maior ou igual a 0,2; ou, independentemente desta relação, a diferença entre F_H e F_L deve ser de pelo menos 500 MHz.

Várias categorias de transmissões em UWB são consideradas pelo FCC, cada

Tabela 2.1: Limites de potência de irradiação do *FCC*. Seção 15.517 c).

Frequência (MHz)	<i>EIRP</i> (dBm)
960-1610	-75,3
1610-1990	-53,3
1990-3100	-51,3
3100-10600	-41,3
Acima de 10600	-51,3

Tabela 2.2: Limites de potência de irradiação do *FCC*. Seção 15.517 d).

Frequência (MHz)	<i>EIRP</i> (dBm)
1164-1240	-85,3
1559-1610	-85,3

uma com limitações de emissão diferentes. Neste trabalho consideraremos apenas as limitações para transmissão de UWB em recintos fechados.

Os limites determinados pelo *FCC* são feitos em dBm⁵, por uma medida do equivalente à potência irradiada isotropicamente (*EIRP*⁶) [2]. O *EIRP* constitui-se do produto entre a potência de transmissão e o ganho da antena. Por ser um equivalente à radiação isotrópica, seu valor independe do perfil de potência de irradiação produzida pela antena.

A transmissão de UWB em recintos fechados está limitada pelo *FCC* à faixa de 3,1 GHz a 10,6 GHz. Devem ser obedecidos os limites apresentados na Tabela 2.1, com resolução de banda de 1 MHz.

Além disso, os transmissores de UWB para recintos fechados não podem exceder, com medições efetuadas com resolução não inferior a 1 KHz, aos seguintes limites de emissão:

⁵dBm é a unidade de potência formada pela relação, em decibéis, entre a potência medida e a potência de 1 mW (1 miliwatt) como referência. O valor de uma potência P corresponde portanto em em dBm a: $10 \log_{10} \frac{P}{1 \text{ mW}}$

⁶*Equivalent Isotropically Radiated Power.*

Os limites publicados pelo *FCC* eram os únicos limites regulamentares disponíveis no decorrer dos estudos que se apresentaram nesta tese, mas já havia a expectativa de que futuras resoluções seguissem por caminhos diferentes. Entretanto, os métodos aqui propostos para conformação do espectro da transmissão em UWB podem ser adaptados a outros tipos de limitações.

2.3 As Técnicas de Modulação Tradicionais

As primeiras técnicas de modulação concebidas para sistemas de UWB em telecomunicações foram a modulação por posição de pulso (PPM) e a modulação por amplitude de pulso (PAM), que são descritas a seguir.

2.3.1 Modulação por Posição de Pulso (PPM)

Já foi visto anteriormente que o formato de pulso mais comumente usado em PPM é o $w_g(t)$, descrito na equação (2.1). Para que se produza a modulação PPM, a depender do bit transmitido, o pulso $w_g(t)$ será posicionado num instante diferente: quando o bit ‘1’ for transmitido, o pulso será posto no instante τ , caso contrário, será colocado em $\tau + \delta$. Este atraso δ corresponde ao valor de t que minimiza a função de autocorrelação $R_{w_g w_g}(t)$.

$$\begin{aligned} \delta &= \min_t R_{w_g w_g}(t) \\ &= \min_t \int_{-\infty}^{\infty} w_g(\zeta, \sigma) w_g(\zeta - t, \sigma) d\zeta. \end{aligned} \quad (2.3)$$

O melhor receptor para PPM em presença de ruído branco gaussiano é o correlator $v(t) = w_g(t, \sigma) - w_g(t - \delta, \sigma)$. Qualquer sinal $r(t)$ que seja recebido, será submetido, no receptor, à equação

$$R_{rv}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) v(t) dt. \quad (2.4)$$

Caso $r(t)$ seja resultado da transmissão de um bit ‘1’, é mais provável termos $R_{rv}(0)$ em torno de $\|w_g(t, \sigma)\|$, caso contrário o mais provável é que $R_{rv}(0)$ esteja em torno de $-\|w_g(t, \sigma)\|$. Deste modo será possível decidir-se, no receptor, pelo bit ‘1’ se $R_{rv}(0) \geq 0$, ou pelo bit ‘0’ se $R_{rv}(0) < 0$.

As equações 2.3 e 2.4 formam o modelo de modulação e demodulação por posição de pulso, mencionado, ao longo de mais de dez anos, em uma quantidade

Tabela 2.3: Parâmetros de w_G

A_G	σ	f (GHz)
8,33e-4	0,0797	7,3081

significativa de trabalhos sobre comunicações em UWB. Porém, não encontramos estudos de PPM sob as restrições impostas recentemente pelo *FCC*. Para conformar esta técnica de modulação com os limites definidos pelo *FCC*, é proposto na presente tese o pulso $w_G(t, A_G, \sigma, f)$, que constitui uma versão de $w_g(t, \sigma)$ com deslocamento em frequência. A equação (2.5) descreve o pulso usado nas simulações de PPM sob as restrições do *FCC*, a Tabela 2.3 apresenta os parâmetros usados e a Figura 2.5 mostra seu formato.

$$w_G(t, A_G, \sigma, f) = A_G \frac{1 - (t^2/\sigma^2)}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2}\right) \cos(2\pi ft). \quad (2.5)$$

2.3.2 Modulação por Amplitude de Pulso (PAM)

Na modulação por amplitude de pulso, cada um dos M símbolos de um alfabeto M -ário será associado a uma determinada amplitude de pulso do conjunto $\Gamma = \{a_0, a_1, \dots, a_{M-1}\}$, de modo que se o símbolo S_m for escolhido, o pulso $a_m w_g(t, \sigma)$ será o transmitido. Um exemplo de M -PAM (PAM de M símbolos) poderia ser constituído por $\Gamma = \{-\frac{M-1}{2}, -\frac{M-3}{2}, \dots, \frac{M-3}{2}, \frac{M-1}{2}\}$.

Numa implementação binária, o pulso $w_g(t, \sigma)$ pode ser usado para transmitir o bit ‘1’, e assim, $-w_g(t, \sigma)$ transmitirá o bit ‘0’. O correlator ótimo para um canal AWGN neste caso será exatamente $v(t) = w_g(t, \sigma)$. Dado um $r(t)$ que represente o sinal transmitido em presença de ruído branco aditivo, o circuito receptor terá de se basear na mesma equação (2.4) para formar uma decisão quanto aos símbolos recebidos.

Nas implementações onde forem previstas as limitações do *FCC*, o mesmo pulso $w_G(t, A_G, \sigma, f)$, descrito na subseção 2.3.1, poderá ser utilizado, em vez de $w_g(t, \sigma)$.

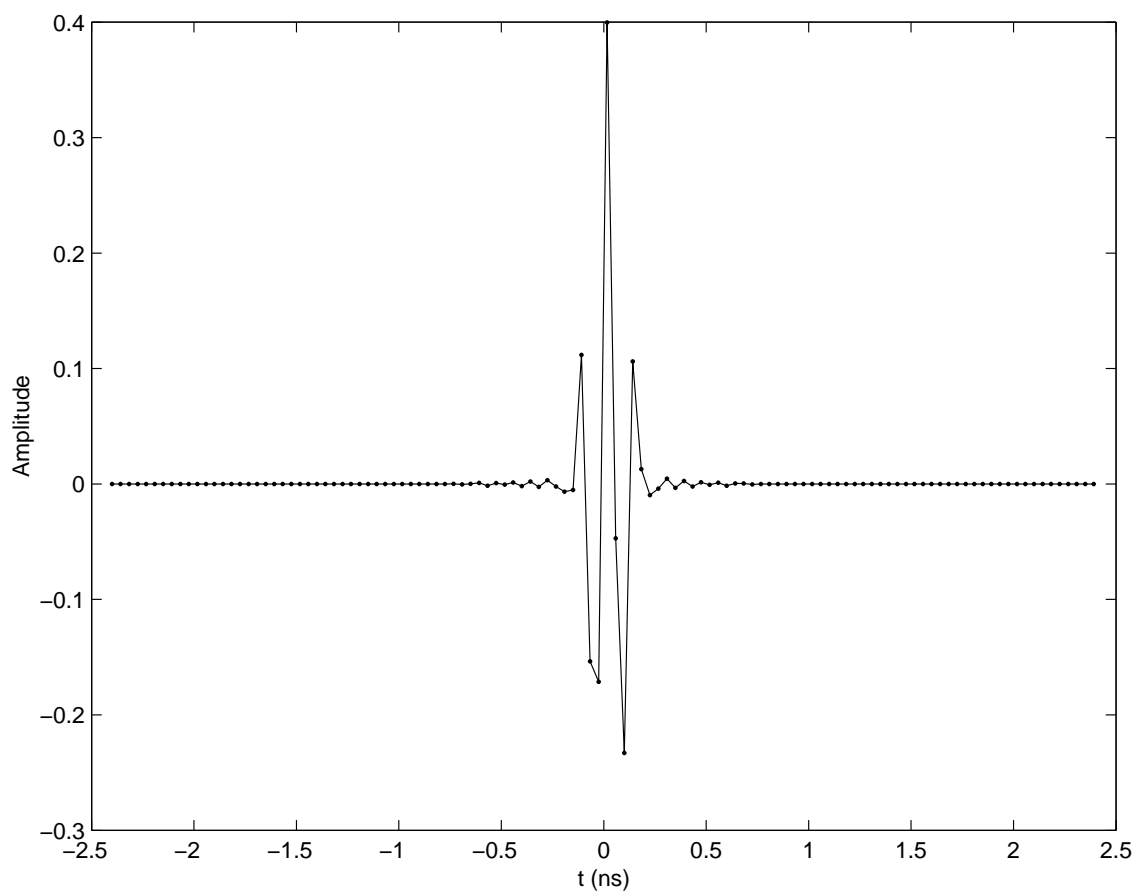


Figura 2.5: O formato de $w_G(t)$.

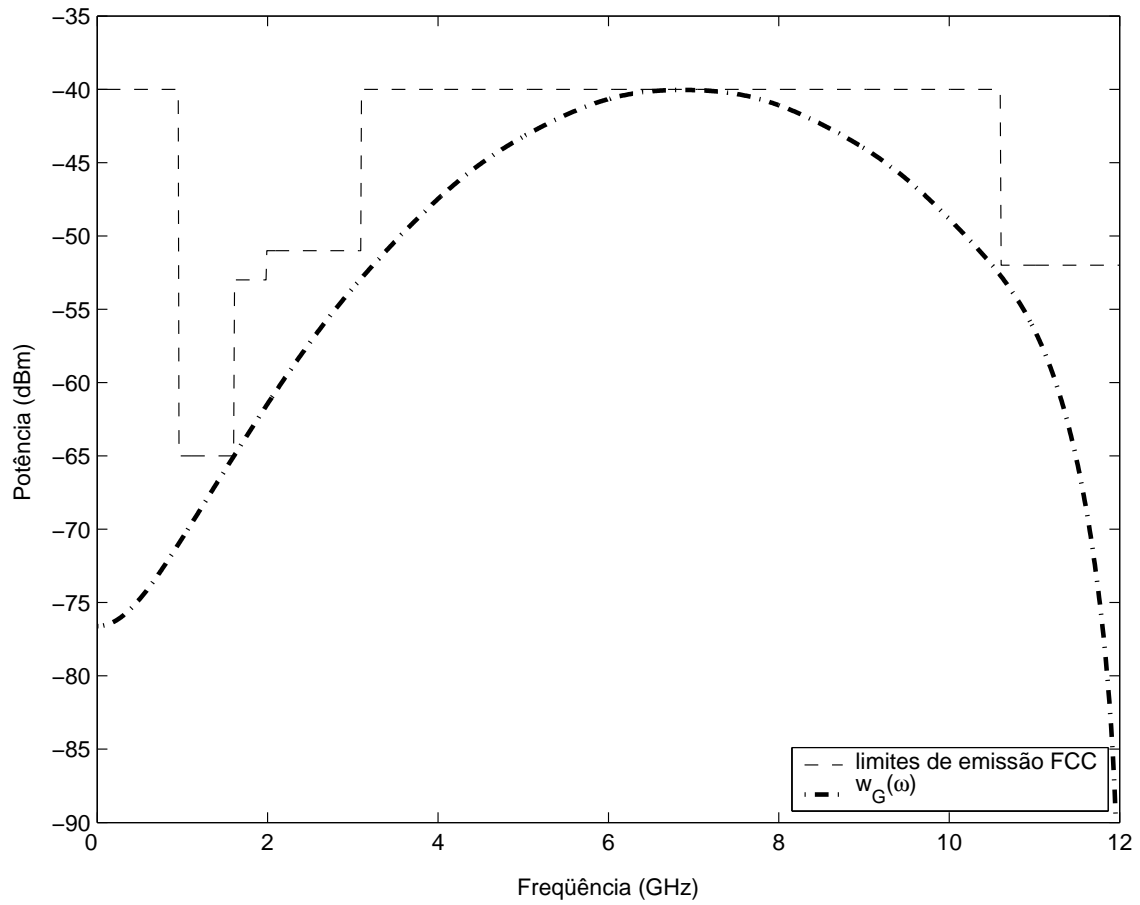


Figura 2.6: O conteúdo em frequência do pulso de PPM, conformado às limitações do *FCC*.

2.4 Modulação por Formato de Pulso (PSM)

A modulação por formato de pulso é baseada numa interessante propriedade dos espaços de Hermite [10]. É possível provar, com a ajuda da teoria de análise em tempo-freqüência, que os espaços de Hermite são maximamente concentrados tanto no tempo quanto na freqüência. Essa propriedade torna a geração de sinais mais fácil e garante ótimo uso dos recursos de telecomunicações medidos pelo produto entre a duração do pulso e a sua largura banda.

O espaço de Hermite de dimensão N é definido pelo conjunto de N funções ortogonais

$$\vec{\psi}_N(x) = [\psi_0(x) \ \psi_1(x) \ \dots \ \psi_{N-1}(x)] \quad (2.6)$$

onde

$$\begin{aligned} \psi_n(x) &= \frac{H_n(x) \exp^{-x^2/2}}{\sqrt{2^n n!} \sqrt{\pi}} \\ H_0(x) &= 1 \\ H_1(x) &= 2x \\ H_{n+1}(x) &= 2xH_n(x) - 2nH_{n-1}(x) \quad (n \geq 0). \end{aligned} \quad (2.7)$$

Para aplicar o conhecimento dos espaços hermitianos na geração de conjuntos de pulsos ortogonais, podemos fazer $x = t/\sigma$, onde t representa o eixo do tempo e σ é um parâmetro de largura de pulso. Cada um dos pulsos ortogonais resultantes será formado por uma função do tipo

$$w_{H_N}(t, \sigma) = \vec{\psi}_N(t/\sigma) \mathbf{w}_{H_N} \quad (2.8)$$

onde \mathbf{w}_{H_N} é um vetor coluna de N valores reais chamado *vetor de projeção*.

Imaginemos então a matriz

$$\mathbf{A} = [\mathbf{w}_{H_N,1} \ \mathbf{w}_{H_N,2} \ \dots \ \mathbf{w}_{H_N,M}] \quad (2.9)$$

que seja $N \times M$ e ortogonal, formada por M diferentes *vetores de projeção* (com $M \leq N$). Se computarmos o produto $\vec{\psi}_N(t/\sigma) \mathbf{A}$ obteremos um conjunto de M pulsos, também ortogonais, que podem representar um alfabeto de M símbolos.

O vetor de funções $\vec{\psi}_N(t/\sigma)$ não é difícil de encontrar; N depende do tamanho do alfabeto M , σ depende da duração desejada dos pulsos, e o restante é obtido prosseguindo-se de acordo com as equações 2.6 e 2.7. Já no cálculo da matriz \mathbf{A} ,

deve ser levado em conta, além da sua ortogonalidade (ou seja: $\mathbf{A}^T \mathbf{A} = \mathbf{I}_M$), que a média de cada um dos pulsos, por questão de economia de energia, deve ser nula. Como em geral estas duas restrições são insuficientes para determinar todos os componentes da matriz \mathbf{A} , sobram-nos alguns graus de liberdade para buscar, no desenho dos pulsos, um bom aproveitamento da banda. A matriz \mathbf{A} é, portanto, determinada de acordo com um algoritmo de otimização composto pelas seguintes restrições [10]:

1. \mathbf{A} é ortogonal, para garantir a ortogonalidade entre os pulsos;
2. todos os pulsos devem possuir média nula; e,
3. os conteúdos espectrais dos pulsos devem ser relativamente semelhantes, de modo a otimizar a utilização da banda.

Um possível modelo binário de PSM pode ser definido pelo pulso gaussiano $w_g(t, \sigma)$, dado na equação (2.1) (supondo $\sigma = 1$), e o pulso de Rayleigh,

$$w_r(t) = t \exp^{-t^2/2}. \quad (2.10)$$

Para formar este modelo, basta termos em conta que

$$\vec{\psi}_3(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{\sqrt{\pi}}} & \frac{2t}{\sqrt{2\sqrt{\pi}}} & \frac{(4t^2 - 2)}{\sqrt{8\sqrt{\pi}}} \end{bmatrix} \exp^{-t^2/2} \quad (2.11)$$

e arbitramos que

$$\mathbf{w}_{G_{H_3}} = \frac{1}{2\sqrt{2\sqrt{\pi}}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{w}_{R_{H_3}} = \frac{2}{\sqrt{2\sqrt{\pi}}} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

O resultado são dois pulsos ortogonais de média zero, com larguras de banda e frequências centrais bem parecidas.

Fizeram parte do conjunto de simulações relatadas nesta tese a modulação PSM binária e a modulação QPSM (PSM quaternária). Nas subseções que se seguem são apresentados detalhes sobre ambas as técnicas.

2.4.1 Modulação PSM binária

O sistema PSM binário utilizado neste trabalho baseou-se em [12], onde foram empregados o pulso gaussiano $w_g(t, \sigma_g)$ e o pulso de Rayleigh $w_r(t, \sigma_r)$

Tabela 2.4: Parâmetros do alfabeto PSM

	$A_{G,R}$	σ	f (GHz)
w_G	8,33e-4	0,0797	7,3081
w_R	13,74e-4	0,1010	6,9718

com parâmetros de largura de pulso diferentes ($\sigma_g \neq \sigma_r$). Neste caso, em simulações sob presença de ruído branco gaussiano, utilizou-se na recepção o correlator $v(t) = w_g(t, \sigma_g) - w_r(t, \sigma_r)$. Supondo que $w_g(t, \sigma_g)$ seja transmitido como bit ‘0’, e que $r(t)$ seja o sinal visto no receptor, então o processo de decisão no receptor se efetuará da seguinte forma:

$$\begin{cases} \text{Se } \int_{-\infty}^{\infty} r(t)v(t) dt \geq 0 & \text{então decida-se pelo bit ‘0’}, \\ \text{senão} & \text{decida-se pelo bit ‘1’}. \end{cases} \quad (2.13)$$

Nas simulações desta técnica em que foram considerados os limites do *FCC*, os pulsos foram conformados, produzindo-se o pulso $w_G(t)$, descrito na equação (2.5), e o pulso

$$w_R(t, \sigma) = A_R (t/\sigma_r^2) \exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma_r^2}\right) \cos(2\pi ft), \quad (2.14)$$

que deriva do pulso de Rayleigh.

Os parâmetros de $w_G(t)$ and $w_R(t)$ são apresentados na Tabela 2.4. A Figura 2.7 apresenta o formato de $w_R(t)$, e a Figura 2.8 apresenta o conteúdo em frequência de $w_R(t)$ e $w_G(t)$.

2.4.2 Modulação PSM Quaternária (QPSM)

O melhor conjunto de quatro pulsos que constituiu a modulação QPSM empregada neste trabalho caracterizou-se pelos vetores de projeção da equação (2.15). Maiores detalhes sobre o modo como se obtiveram estes valores são relatados em [10].

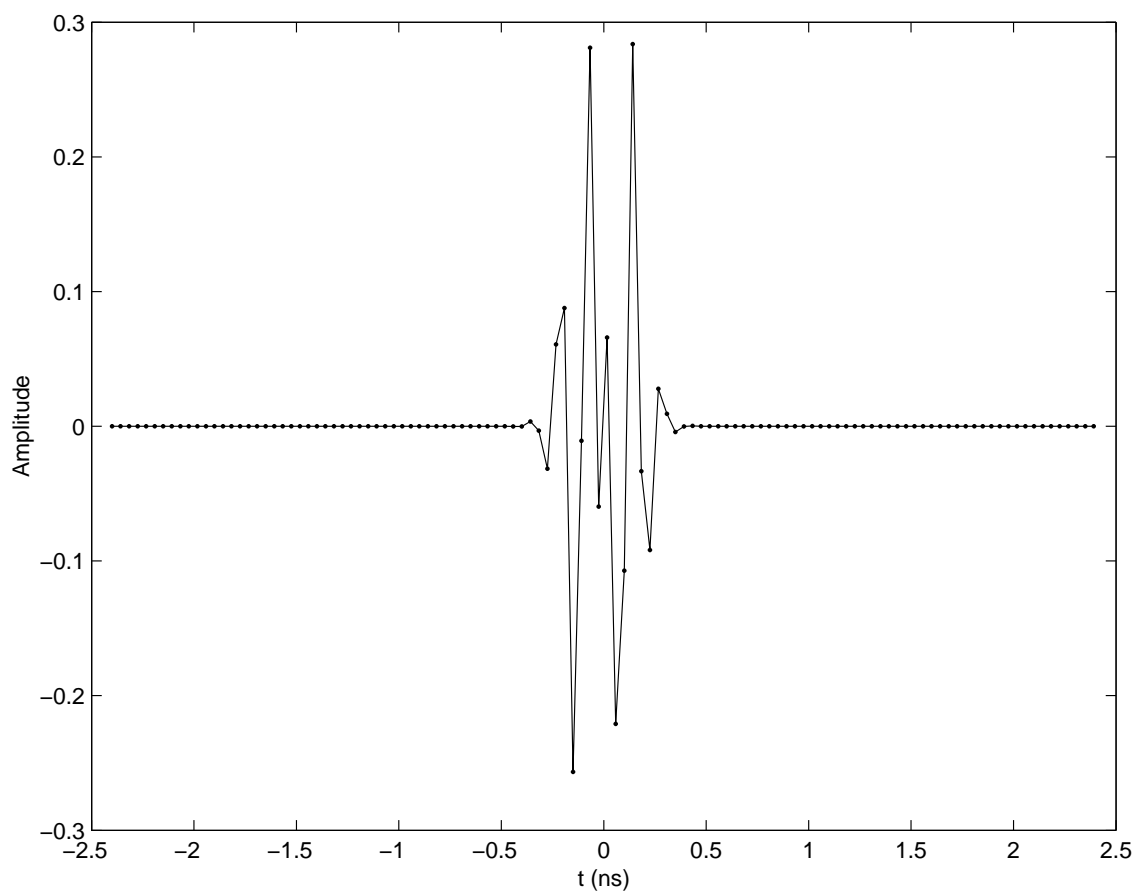


Figura 2.7: O formato do pulso $w_R(t)$.

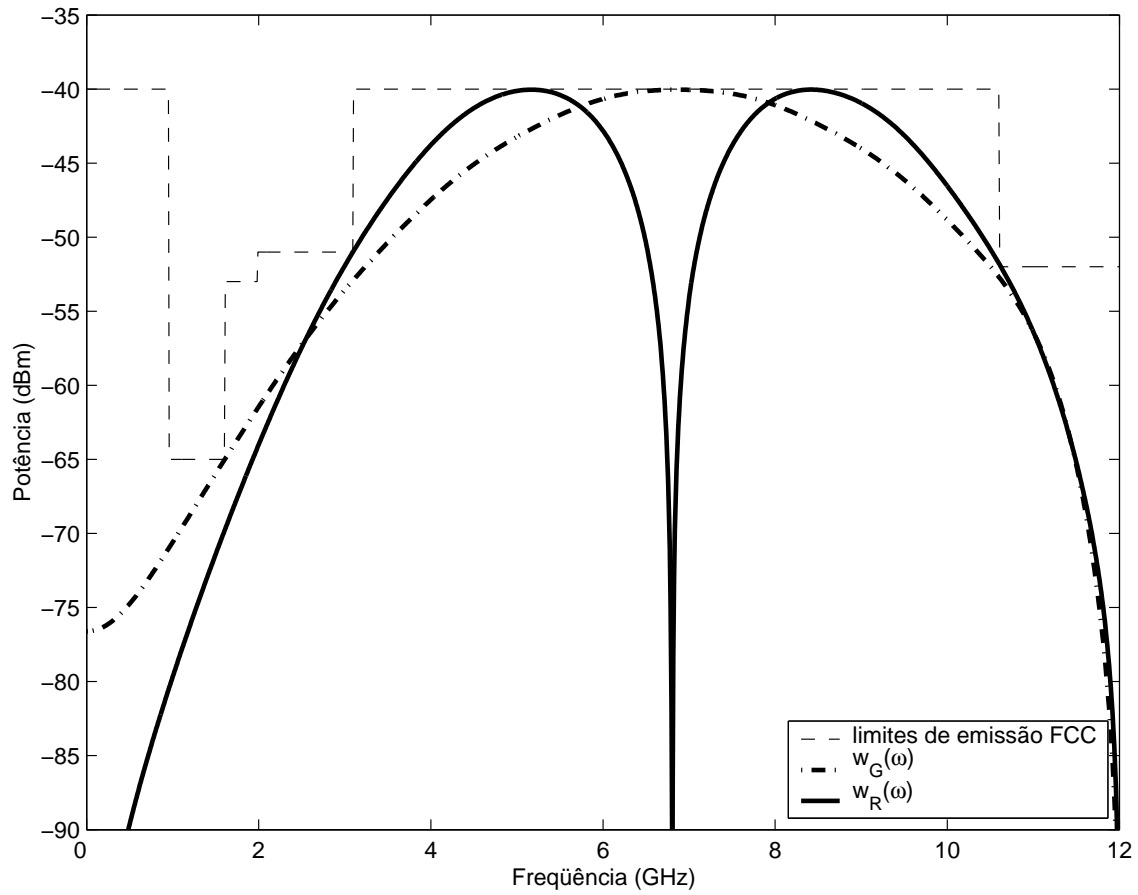


Figura 2.8: O conteúdo em frequência dos pulsos de PSM, conformados às limitações do *FCC*.

$$\begin{aligned}
\mathbf{w}_{1H_5} &= \left[-\frac{4}{\sqrt{165}} \frac{\sqrt{4-2\sqrt{2}}}{4} \frac{\sqrt{11}}{\sqrt{30}} \frac{\sqrt{4+2\sqrt{2}}}{4} -\frac{2}{\sqrt{110}} \right]^T \\
\mathbf{w}_{2H_5} &= \left[-\frac{4}{\sqrt{165}} -\frac{\sqrt{4-2\sqrt{2}}}{4} \frac{\sqrt{11}}{\sqrt{30}} -\frac{\sqrt{4+2\sqrt{2}}}{4} -\frac{2}{\sqrt{110}} \right]^T \\
\mathbf{w}_{3H_5} &= \left[-\frac{3}{\sqrt{22}} -\frac{\sqrt{4+2\sqrt{2}}}{4} 0 \frac{\sqrt{4-2\sqrt{2}}}{4} -\frac{2}{\sqrt{11}} \right]^T \\
\mathbf{w}_{4H_5} &= \left[-\frac{3}{\sqrt{22}} \frac{\sqrt{4+2\sqrt{2}}}{4} 0 -\frac{\sqrt{4-2\sqrt{2}}}{4} -\frac{2}{\sqrt{11}} \right]^T
\end{aligned} \tag{2.15}$$

2.5 A Nova Técnica de Modulação por Divisão de Banda (PBM)

Os conjuntos de pulsos utilizados nas técnicas PPM e PSM permitem muito bons resultados em presença de ruído branco, supondo sincronização perfeita entre os circuitos de transmissão e recepção. Mas nem o modelo de canal AWGN é apropriado para representar o canal de UWB, nem a sincronização perfeita é viável. Devido às características deste canal, é preciso incluir no modelo, pelo menos, os fenômenos de interferência de múltiplos percursos e de *jitter*⁷.

As técnicas PPM e PSM se baseiam na correlação entre o pulso gerado no transmissor e o pulso que é visto no receptor, já distorcido pelo canal. Uma pequena variação no sincronismo entre transmissor e receptor, ou mesmo a interferência de múltiplos percursos aumentam muito a probabilidade de o decisor se confundir. Uma alternativa a esta solução é utilizar um conjunto de pulsos que ocupam bandas diferentes no espectro de UWB. Se transmitirmos, por exemplo, o pulso A, cuja banda é diferente da banda do pulso B, veremos no receptor, por maior que seja a interferência de múltiplos percursos ou por pior que seja o sincronismo com o transmissor, alguma energia relativa ao espectro do pulso A, mas nenhuma ou pouquíssima energia relativa a B.

Com o objetivo de avaliar esta alternativa, foram realizados alguns testes com um novo esquema de modulação, proposto na presente tese, que chamamos de

⁷Maiores detalhes sobre as características do canal de UWB serão tratados no capítulo 3.

Tabela 2.5: Parâmetros do alfabeto PBM

	A_p	σ_p	$f_p(GHz)$
$w_A(t)$	8,33e-4	0,2662	4,0628
$w_B(t)$	8,33e-4	0,2556	5,9050
$w_C(t)$	8,33e-4	0,2556	7,7850
$w_D(t)$	8,33e-4	0,2662	9,6272

PBM⁸. O PBM consiste de um conjunto de pulsos cujos conteúdos em frequência ocupam porções diferentes do espectro de UWB. A modulação é feita associando-se cada símbolo de um dado alfabeto a um pulso diferente. Este esquema será referido aqui como modulação por divisão de banda.

Para determinar um conjunto de parâmetros A_p , σ_p e f_p que produzam bom uso do espectro de frequência foi usado um algoritmo de otimização com restrições. O primeiro conjunto de restrições consistiu nos limites de emissão de potência determinados pelo *FCC*. O segundo conjunto consiste no limite máximo suportado de interferência entre as bandas de cada pulso. Foi definido que a interferência deve estar no mínimo 10 *dB* abaixo do componente em frequência mais forte. A linha pontilhada fina da Figura 2.10 mostra o limite máximo para interferência entre bandas, e a linha tracejada representa os limites definidos pelo *FCC* [2]. Um conjunto de quatro pulsos compõe o PBM quaternário que foi usado nas simulações. O alfabeto é formado pelos pulsos $w_A(t)$, $w_B(t)$, $w_C(t)$, e $w_D(t)$.

A Tabela 2.5 apresenta os parâmetros obtidos para cada pulso, e a Figura 2.9 apresenta os respectivos formatos. A Figura 2.10 mostra o conteúdo em frequência dos pulsos usados nas simulações com PBM. Todos os pulsos baseiam-se em versões da curva gaussiana com deslocamento em frequência.

$$w_p(t) = A_p \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_p^2}} \exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma_p^2}\right) \cos(2\pi f_p t). \quad (2.16)$$

Como já foi mencionado, os valores de A_p , f_p and σ_p foram escolhidos de modo a cumprir os limites de emissão de potência definidos pelo FCC.

⁸Pulse Band Modulation

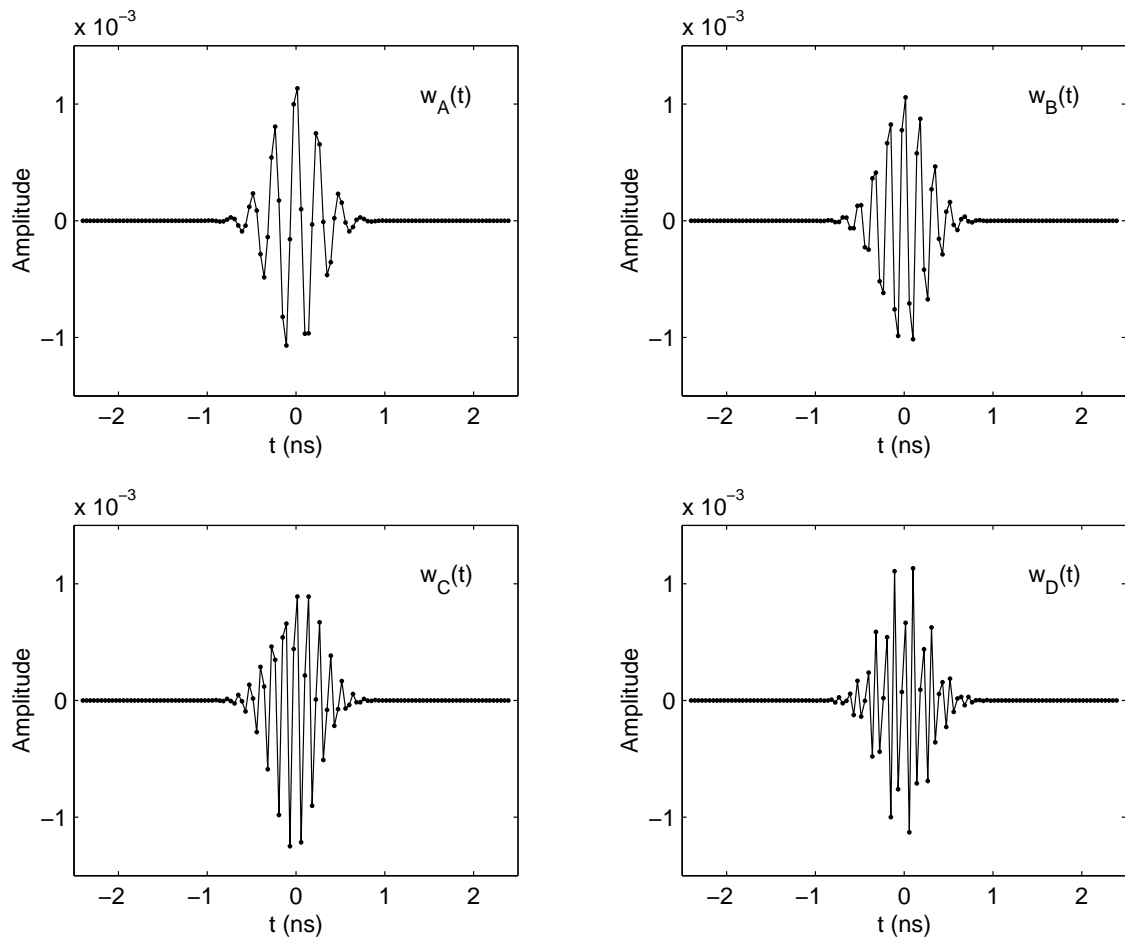


Figura 2.9: O formato dos pulsos de PBM.

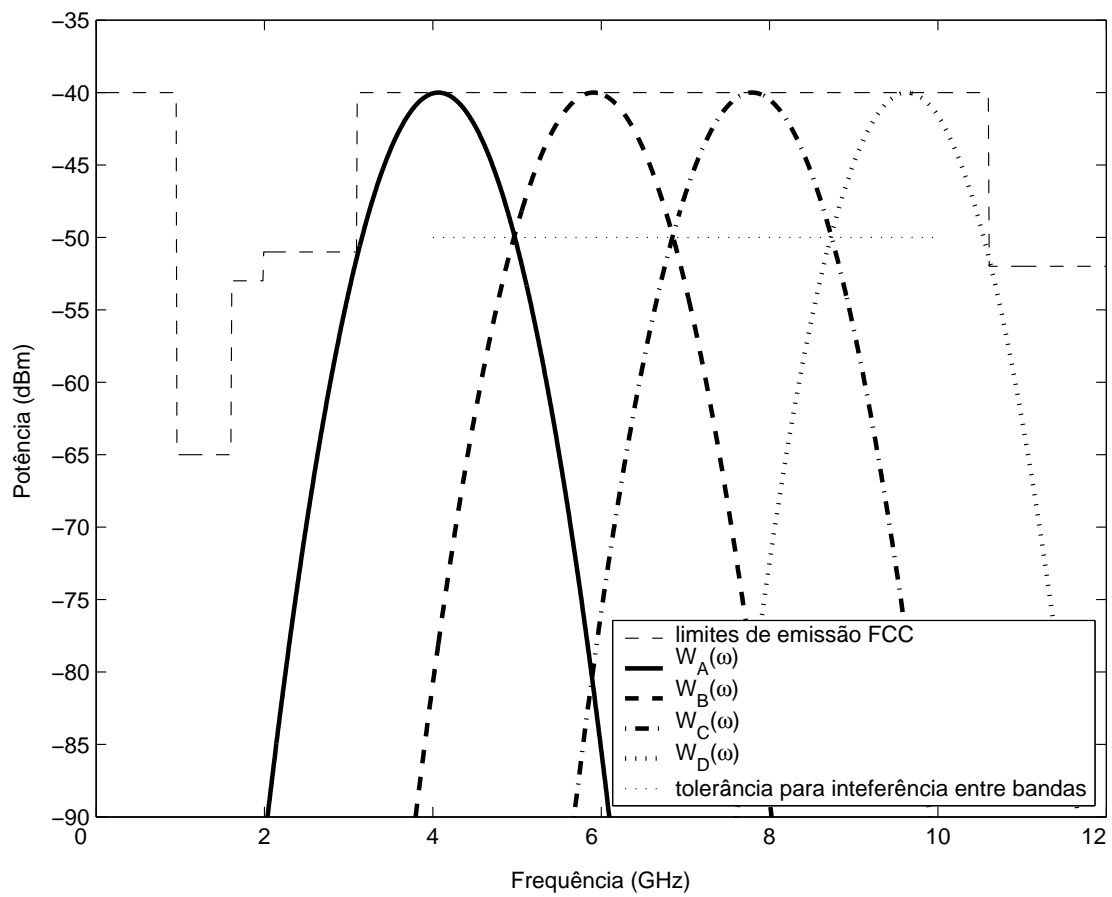


Figura 2.10: O conteúdo em frequência dos pulsos de PBM.

Capítulo 3

Modelos de Canal para Sistemas de UWB

Em nossa pesquisa sobre modelos de canais de UWB em recintos fechados, constatamos apenas dois modelos que se basearam em medidas concretas, o modelo que chamamos Cassioli–Win–Molisch [5], ou CWM, e o modelo Hovinen–Hämäläinen–Pätsi [6], HHP. Até então, as simulações de sistemas de UWB restringiam-se aos canais AWGN e a modelos próprios de sistemas de banda estreita, como o Saleh-Valenzuela (ou SV) por exemplo. Tais modelos nos motivaram a tentar produzir as primeiras simulações que utilizam modelos de canal criados exclusivamente para telecomunicações em UWB.

A seguir, descrevemos os modelos CWM, HHP e SV, e apresentamos algumas considerações sobre a adequação destes modelos ao emprego em simulações.

3.1 O Modelo Cassioli–Win–Molisch

As medidas que originaram o modelo CWM, foram efetuadas em um andar de um edifício de características modernas, onde há escritórios e laboratórios. Uma antena transmissora de pulsos de UWB foi posicionada numa sala central deste andar, enquanto a antena receptora era deslocada ordenadamente de uma sala para outra, num total de 14 salas, sempre no mesmo andar. Uma antena receptora auxiliar foi colocada a $1m$ da antena transmissora, para tomar medidas de referência do sinal em propagação, num ponto em que a atenuação do canal e a presença de

ruído e outras interferências ainda não são significativas. Em cada sala, foi definida uma área quadrada de 90cm de lado, e dentro desta, 36 áreas quadradas menores e contíguas, de 15cm de lado, cujos vértices foram tomados como pontos de medida. Ao total foram 49 pontos de medida por sala, distantes um do outro 15cm nas linhas horizontais e verticais, ou cerca de 21cm em diagonal.

As diferenças entre os dados estatísticos médios obtidos em cada uma das salas foram denominadas variações de larga escala, já as diferenças obtidas entre os 49 pontos internos a cada sala foram denominadas variações estatísticas de pequena escala. Esta análise do canal, feita em larga e pequena escala, é importante para garantir que o modelo seja composto de grandezas que se alterem seja em resultado de pequenas variações de posição, seja em função de mudanças no próprio ambiente.

O primeiro dado estatístico computado é o tempo absoluto τ_{ref} decorrido entre a transmissão de um pulso e o momento em que o receptor começa a ser excitado. Em todas as medidas, τ_{ref} se mostrou correspondente ao tempo de propagação num percurso em visada direta, ou seja: d/c , onde d é a distância entre as antenas transmissora e receptora, e c é a velocidade da luz (30cm/ns). Dos sinais produzidos na antena receptora, somente a parte posterior a τ_{ref} era armazenada para estudos estatísticos. Cada sinal armazenado foi então referenciado num mesmo eixo de abscissas, que representaremos aqui por τ^1 .

No modelo, o eixo de τ é dividido em pequenos intervalos de período $\Delta_\tau = \tau_{k+1} - \tau_k$, durante o qual a potência recebida $P_r(\tau)$ é integrada formando

$$G_k = \int_{\tau_k}^{\tau_{k+1}} P_r(\tau) d\tau, \quad (3.1)$$

onde G_k é a potência recebida no intervalo Δ_τ a partir de τ_k . Para cada sinal armazenado foi associado um perfil de potência no tempo, constituído pelos pares $\{G_k, \tau_k\}$. Δ_τ foi determinado igual a 2ns , que é, segundo os autores do modelo, um bom compromisso entre boa resolução de tempo e redução dos efeitos de ruído e calibração imperfeita. Os parâmetros relevantes à descrição do modelo são apresentados na tabela 3.1.

Em função da energia total média dos sinais, $\overline{G_{tot}}$, obtida em cada uma das salas, e da distância d entre a antena transmissora e os pontos de medida, estimou-se

¹Em [5] τ é chamado de *Excess Delay*.

Tabela 3.1: Parâmetros e símbolos.

τ	Tempo excedente
τ_{ref}	Tempo absoluto de propagação
$\tau_k = (k - 1)\Delta_\tau$	k-ésimo intervalo de amostragem
Δ_τ	Duração do período de amostragem
$\overline{G_{tot}}$	Energia total média obtida em cada uma das salas
$\overline{G_k}$	Energia média no k-ésimo intervalo de amostragem
G_k	Energia no k-ésimo intervalo de amostragem
$\overline{g(\tau)}$	Energia média recebida em τ
ε	Constante de decaimento
$r = \overline{G_2}/\overline{G_1}$	Relação de potência entre o segundo e o primeiro intervalos de amostragem

em decibéis a perda de potência de percurso

$$PL = \begin{cases} 20,4 \log_{10}(d/d_0), & d \leq 11m \\ -56 + 74 \log_{10}(d/d_0), & d \geq 11m, \end{cases} \quad (3.2)$$

com d_0 igual a $1m$, correspondente à distância entre a antena transmissora e a antena receptora auxiliar, que foi utilizada para registrar medidas de referência. Segundo o modelo, $\overline{G_{tot}}$ tem distribuição normal com média $-PL$ e desvio padrão igual a $4,3$,

$$\overline{G_{tot}} \sim \mathcal{L}_{\mathcal{N}}(-PL; 4,3). \quad (3.3)$$

Os valores de $\overline{G_k}$ são encontrados como se segue

$$\overline{G_k} = \begin{cases} \frac{\overline{G_{tot}}}{1 + rF(\varepsilon)}, & k = 1 \\ \frac{\overline{G_{tot}}}{1 + rF(\varepsilon)} r e^{-((\tau_k - \tau_2)/\varepsilon)}, & k > 1 \end{cases} \quad (3.4)$$

onde $F(\varepsilon)$ é definido por

$$F(\varepsilon) \simeq \frac{1}{1 - \exp(-\Delta_\tau/\varepsilon)}, \quad (3.5)$$

e os valores de ε e r (veja 3.1) são, assim como $\overline{G_{tot}}$, gerados para simulação de acordo com distribuições lognormais

$$\varepsilon \sim \mathcal{L}_{\mathcal{N}}(16,1; 1,27) \quad (3.6)$$

$$r \sim \mathcal{L}_N(4; 3). \quad (3.7)$$

A partir deste ponto, pode-se gerar os valores de G_k , sabendo-se que este obedece a uma distribuição gama tal que

$$G_k = \Gamma(\overline{G}_k; m_k) \quad (3.8)$$

onde m_k está relacionado à variância de G_k , e é por sua vez também uma variável aleatória, cuja função de distribuição é nula para valores menores que 0,5 e gaussiana para valores maiores ou iguais a 0,5. m_k obedece, portanto, à distribuição regida por

$$f_m(x) = \begin{cases} K_m e^{((x-\mu_m)^2/2\sigma_m^2)}, & \text{if } x \geq 0,5 \\ 0, & \text{em caso contrário.} \end{cases} \quad (3.9)$$

Deste modo, dizemos que

$$m_k \sim \mathcal{I}_N(\mu_m(\tau_k); \sigma_m^2(\tau_k)) \quad (3.10)$$

onde, conforme medidas experimentais,

$$\mu_m(\tau_k) = 3,5 - \frac{\tau_k}{73} \quad (3.11)$$

$$\sigma_m^2(\tau_k) = 1,84 - \frac{\tau_k}{160}. \quad (3.12)$$

Neste ponto, definidos os valores de cada G_k , finaliza-se a geração do canal.

3.2 O Modelo Hovinen–Hämäläinen–Pätsi

O modelo de Hovinen, Hämäläinen e Pätsi (HHP) constitui uma representação em trem de pulsos da resposta ao impulso do canal de UWB. Para estimar a resposta ao impulso, foram levantadas as respostas do canal a sinais em diversas frequências regularmente espaçadas ao longo de $6GHz$ de banda. Ao final deste levantamento, foi possível reconstituir, via operação de transformada inversa, a resposta impulsiva do canal, numa base de $6 amostras/ns$,

$$h(t) = \sum_n a_n(t) \delta(t - \tau_n(t)), \quad (3.13)$$

em que as amplitudes $a_n(t)$, dado que as condições das medições eram predominantemente de visada direta, foram consideradas de distribuição rician. No modelo,

$a_n(t)$ e $\tau_n(t)$ foram considerados constantes em função de t , o que equivale à hipótese de que o canal não varia com o tempo.

A distribuição riciana é descrita por:

$$p_{riciana}(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{a^2+s^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{as}{\sigma^2}\right), \quad a \geq 0, \quad (3.14)$$

onde σ é um parâmetro relacionado à potência dos sinais que não são recebidos em visada direta,

$$I_0(\eta) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{\eta \cos \theta} d\theta \quad (3.15)$$

é a função de Bessel modificada do primeiro tipo e ordem zero, e s é o parâmetro de não-centralidade, definido como $s^2 = \|\bar{a}\|^2$.

O modelo HHP é baseado em

$$k = \frac{s^2}{2\sigma^2} = \frac{s^2}{\eta^2}, \quad (3.16)$$

que é definido como a relação sinal-ruído do sinal riciano. Escrito em escala logarítmica, temos:

$$k_{dB} = s_{dB}^2 - \eta_{dB}^2. \quad (3.17)$$

Medidas da potência do sinal s^2 e da potência de ruído η^2 foram obtidas, com taxa de 6 amostras/ns, para diversas distâncias d entre as antenas transmissora e receptora. Através de regressão linear, dependente da distância d e do tempo τ , obtiveram-se,

$$\begin{aligned} s^2(\tau, d) &= a_s(\tau)d + b_s(\tau) \\ \eta^2(\tau, d) &= a_\eta(\tau)d + b_\eta(\tau), \end{aligned} \quad (3.18)$$

onde os coeficientes $a_s(\tau)$, $b_s(\tau)$, $a_\eta(\tau)$ and $b_\eta(\tau)$ também foram obtidos por regressões lineares,

$$\begin{aligned} a_s(\tau) &= \alpha'_s \tau + \alpha_s \\ a_\eta(\tau) &= \alpha'_\eta \tau + \alpha_\eta \\ b_s(\tau) &= \beta'_s \tau + \beta_s \\ b_\eta(\tau) &= \beta'_\eta \tau + \beta_\eta, \end{aligned} \quad (3.19)$$

e os valores de α e β (com seus respectivos índices) são apresentados nas tabelas 3.2 and 3.3 [6].

Como resultado, a equação (3.17) pode ser escrita na forma matricial

$$K = S - N \quad (3.20)$$

Tabela 3.2: Parâmetros para geração de $a_s(\tau)$ e $a_\eta(\tau)$

τ (ns)	α'_s	α_s	τ (ns)	α'_η	α_η
0 to 6	-0.095	-1.20	0 to 28	0.0	-0.42
6 to 60	0.035	-1.98	28 to 60	0.015	-0.84

Tabela 3.3: Parâmetros para geração de $b_s(\tau)$ e $b_\eta(\tau)$

τ (ns)	β'_s	β_s	τ (ns)	β'_η	β_η
0 to 10	-0.0	-15.2	0 to 28	0.0	-42.7
10 to 60	-0.47	-10.6	28 to 60	-0.15	-38.5

onde K é a matriz que representa a relação sinal–ruído, S a potência do sinal transmitido e N a potência do ruído. Cada coluna destas matrizes já corresponde ao modelo HHP do canal de UWB associado a uma distância d particular entre as antenas de transmissão e recepção.

3.3 O Modelo Saleh–Valenzuela

O modelo de Saleh e Valenzuela (SV) [11] tem sido referido em artigos de UWB para modelagem de canais em recintos fechados (veja, por exemplo, [5] e [7]). O modelo baseia-se no pressuposto de que os percursos de um canal de múltiplos percursos produzem no receptor reflexos defasados, e de ganho complexo, de um mesmo sinal transmitido. Estas reflexões são percebidas no receptor em agrupamentos, cujas ocorrências seguem um processo de Poisson de média Λ . Além disso, ao longo do período que abrange um dado agrupamento, a ocorrência de cada reflexão obedece também a um processo de Poisson, mas neste caso, de média λ .

Nas simulações, determina-se primeiramente os momentos T_l , com $l = 0, 1, 2, \dots, \infty$, das ocorrências de cada agrupamento. Em seguida, são computados os atrasos τ_{kl} , com $k = 0, 1, 2, \dots, \infty$, de cada reflexão, onde l indica o agrupamento de que a reflexão faz parte, e k indica a ordem de chegada da reflexão no agrupamento l . Cabe ressaltar que a primeira reflexão pertinente a um agrupamento

l qualquer ocorre exatamente no momento T_l . Ou seja: $T_l = \tau_{0l}$.

Os tempos de chegada T_l e τ_{kl} são descritos pelas seguintes funções de densidade de probabilidade:

$$\begin{aligned} p(T_l|T_{l-1}) &= \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], & l > 0 \\ p(\tau_{kl}|\tau_{(k-1)l}) &= \lambda \exp[-\lambda(\tau_{kl} - T_{(k-1)l})], & k > 0. \end{aligned} \quad (3.21)$$

O ganho complexo β_{kl} de cada reflexão tem distribuição de Rayleigh² e sua fase tem distribuição uniforme [11]. Portanto a resposta ao impulso é dada por

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} \delta(t - T_l - \tau_{kl}). \quad (3.22)$$

O ganho da reflexão apresenta decaimento exponencial, de modo que $\overline{\beta^2(0,0)}$ é o ganho médio de potência resultante da primeira reflexão do primeiro agrupamento. E assim temos

$$\overline{\beta_{kl}^2} = \overline{\beta^2(T_l, \tau_{kl})} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{kl}/\gamma} \quad (3.23)$$

onde γ e Γ são respectivamente as constantes de tempo de decaimento de potência para reflexões individuais e para agrupamentos de reflexões.

Os valores de Λ , λ , Γ e γ podem ser estimados através de medidas. Os resultados, obviamente, variarão a depender das condições do ambiente. Nas simulações deste trabalho procuramos seguir valores próximos aos utilizados em [7].

3.4 Comentários sobre os Modelos Apresentados

Dado que o canal de UWB abrange uma ampla faixa de frequência, e dado que a transmissão em UWB consiste de seqüências de pulsos extremamente curtos, qualquer esforço no sentido de elaborar um modelo matemático para simulações do canal UWB deve levar em conta os seguintes fatores:

- A largura da banda de UWB, que é cerca de 7GHz;
- A hipótese de que cada percurso venha a ter sua própria resposta ao impulso;

²A depender das condições do canal a modelar podem ser utilizadas outras distribuições como a de Rice ou a de Nakagami.

- A necessidade de reproduzir no modelo de canal UWB toda a estatística concernente aos canais de múltiplos percursos.

Vistos estes pontos, percebe-se que os modelos CWM e HHP precisam de aperfeiçoamentos para utilização em simulações. Estes modelos podem servir como medida do perfil de potência observado no receptor, mas, como pretendemos mostrar a seguir, não constituem representação suficientemente fiel do canal de UWB.

A escolha da taxa de amostragem é suficiente para respaldar a afirmação acima. De acordo com o teorema de amostragem de Nyquist, uma banda que se estenda por uma faixa de aproximadamente 7 GHz deveria ser amostrada com pelo menos 14 amostras/ns . Em consequência, qualquer estudo do canal de UWB que utilize taxa de amostragem inferior a esta deve ao menos mencionar as justificativas e implicações. Para o modelo CWM foi utilizada uma taxa de amostragem de $0,5\text{ amostras/ns}$, e para o modelo HHP, uma taxa de 6 amostras/ns , ambas bastante inferiores ao esperado.

Dadas as características peculiares e até certo ponto desconhecidas do canal de UWB, não se devem desprezar as diferenças deste canal ante os já bastante estudados canais de banda estreita. Pode-se esperar, por exemplo, que um canal de rádio responda a um sinal senoidal de 1 GHz aproximadamente da mesma maneira que a uma senoide de $1,05\text{ GHz}$. Supondo que trabalhemos apenas na faixa compreendida por estas duas frequências, não estaríamos cometendo erro grave se supuséssemos que este canal preserva o conteúdo em frequência do sinal, causando-lhe apenas atenuação. Em outras palavras, poderíamos considerar que este canal não distorce, apenas atenua o sinal em estudo. Tal fato, porém, ainda não se pode dizer do canal de UWB. É, aliás, muito provável, veja [13], que cada percurso responda ao pulso de UWB de uma maneira diferente, produzindo-se assim, na transmissão de um único pulso, diversos tipos de distorção. Neste caso, o correlator do circuito receptor teria de compensar de alguma forma o efeito destas distorções. Nem no modelo HHP, nem no modelo CWM foi considerada a possibilidade de que cada percurso poderia ter sua própria resposta em frequência.

Como uma das grandes vantagens do emprego de UWB nas comunicações é a sua resolução de percursos, é imprescindível reproduzir no modelo do canal de UWB toda a estatística concernente aos múltiplos percursos. Caso contrário, o

projetista de um sistema de UWB não terá condições de definir com segurança a duração máxima dos pulsos de UWB. Um modo de caracterizar o canal de UWB em recintos fechados com boa resolução de percursos é utilizar, por exemplo, antenas direcionais, como se faz até mesmo para canais em banda estreita (veja por exemplo [14] onde numa modelagem de canal em banda estreita, feita com antenas direcionais, correlacionam-se percurso e amplitude do sinal recebido).

O modelo de Saleh e Valenzuela, apesar de concebido para bandas mais estreitas, pode ser conformado para caracterizações mais complexas e com maiores taxas de amostragem. Além disso, a propriedade de resolução de percurso é facilmente representada com este modelo.

O modelo de Hovinen, Hämäläinen e Pätsi [6] tem o mérito de ser baseado diretamente em medidas no espectro de frequência. Conforme já mencionado, no canal de UWB em interiores, espera-se que efeitos dispersivos dependentes de frequência desempenhem papel relevante na composição do canal, [13]. Porém, o modelo HHP não considera a resolução de percursos, e é baseada numa taxa de amostragem de apenas 6 *amostras/ns*.

Como o modelo CWM [5] tem uma taxa de amostragem de 0,5 *amostras/ns*, foi utilizado somente para comparação entre os perfis de potência. Para possibilitar simulações, é necessário acrescentar ao modelo mais informações.

A figura 3.1 mostra uma comparação entre o perfil de potência dos modelos CWM, HHP e SV. Os perfis de potência representam o decaimento de energia da resposta ao impulso do canal, considerando que o atraso referente ao percurso mais rápido seja posto como referência em 0 *ns*. As curvas são estimadas sobre uma média de 100.000 eventos, com energia normalizada e com um período de amostragem de 2 *ns*. Apesar de apresentar maior variância, a curva do modelo SV tendeu a uma exponencial, exatamente como ocorreu com as curvas dos modelos HHP e CWM. Isto mostra em primeiro lugar que os parâmetros escolhidos para as simulações com o modelo SV são compatíveis com a realidade; e em segundo, sugere que é possível alcançar-se, com o mesmo perfil de potência, representação do canal que seja mais apropriada para simulações.

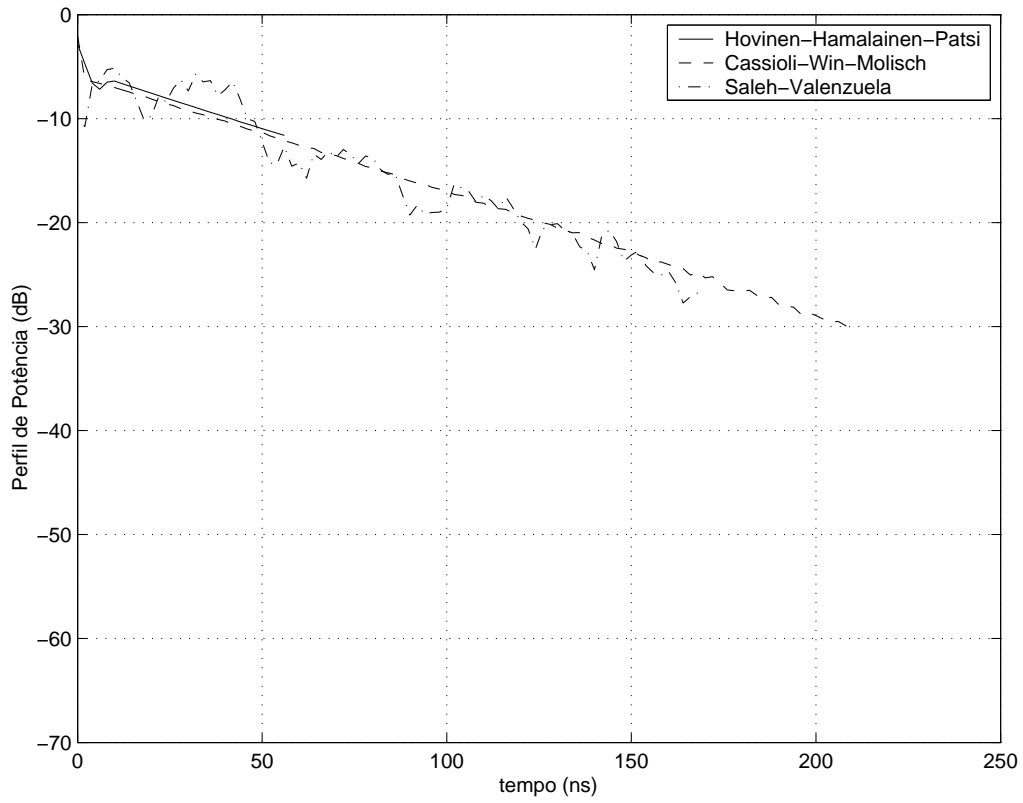


Figura 3.1: Comparação entre os perfis de potência dos modelos de canais de UWB.

Capítulo 4

A Recepção e a Técnica de

Detecção de Combinação

Favorável de Múltiplos Percursos

Em todas as simulações de sistemas de UWB de que tomamos conhecimento em nossa pesquisa, supõe-se que a sincronização entre transmissor e receptor é perfeita. Entretanto, a forma como se pode produzir o sincronismo entre os sistemas de transmissão e recepção de UWB não é de modo nenhum óbvia, e merece atenção dos pesquisadores. Os principais fatores que podem dificultar o sincronismo nos sistemas de UWB são: a própria relação sinal-ruído, inerentemente baixa; o pequeno comprimento do pulso, menos de 1 ns ; o fato de o canal ser variável no tempo; a intenção de empregar o canal de UWB em comunicações de múltiplos usuários; e a própria complexidade do canal de UWB que possui um espalhamento de múltiplos percursos muito maior que o comprimento do pulso, da ordem de 100 ns [15].

Como chegamos a propor um novo modelo de recepção que facilita a sincronização entre transmissor e receptor, decidimos subdividir este capítulo em duas partes. Na primeira, são consideradas as soluções de recepção para os sistemas onde é se supõe que a sincronização é perfeita; na segunda, é descrito o modelo de recepção proposto, e a sua forma de implementação para todas as técnicas de modulação.

4.1 Recepção sob Sincronização Perfeita

Entre sistemas de transmissão e recepção de sinais, é preciso que haja sincronismo, caso contrário a comunicação se degrada. Numa transmissão digital, por exemplo, se a velocidade de leitura for diferente da velocidade de transmissão, por menor que seja a diferença, haverá um momento em que a quantidade de bits lida no receptor passará a ser diferente da quantidade realmente enviada. E assim a recuperação da informação fica comprometida.

Em geral, os sistemas de recepção utilizam filtros altamente seletivos para encontrar no próprio sinal recebido a informação necessária para se sincronizar com o transmissor. É comum, porém, a utilização de sistemas mais precisos, e também mais caros, que empregam simultaneamente duas linhas de transmissão, uma com as informações e outra com um sinal de sincronismo baseado em relógio de césio ou mesmo no sinal de GPS.

Nos trabalhos publicados sobre UWB, em que se supõe haver sincronização perfeita, utilizou-se na recepção o cálculo da correlação entre o pulso recebido e um pulso de referência¹. Esta operação é suficiente em simulações quando o projetista supõe conhecer exatamente o momento da recepção. Deste modo, a decisão sobre qual símbolo foi realmente recebido fica, como acabamos de mencionar acima, razoavelmente simples.

4.1.1 Em Presença de Ruído Branco Gaussiano Aditivo

No capítulo 2, quando foram apresentadas as técnicas de modulação PPM, PSM, QPSM e PBM, foi inevitável apresentar ao menos a parte de demodulação do sistema de recepção de UWB para um canal simples como o AWGN em sincronização perfeita. Convém, entretanto, que ao analisar os receptores com mais profundidade, o processo de demodulação seja cuidadosamente revisto.

Em geral, na presença de ruído branco gaussiano, e dada hipótese de que a sincronização entre transmissor e receptor é perfeita, os receptores de UWB compor-se-ão de:

1. um conjunto de circuitos correlatores que verificam o correlacionamento dos

¹A este pulso de referência foi dado o nome de correlator.

pulsos de referência $\mathbf{v}(t) = \{v_1(t), v_2(t), \dots, v_M(t)\}$ com os pulsos $\mathbf{w}(t) = \{w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)\}$ do alfabeto utilizado.

2. um decisor que, baseado no resultado das correlações calculadas, indique, entre os símbolos disponíveis, qual o mais provavelmente enviado.

A figura 4.1 ilustra um receptor genérico para um canal AWGN e o percurso do pulso de UWB. Em (a) é apresentado um circuito baseado em um único correlator. Após transmitido, o sinal sofre a adição do ruído branco e chega ao correlator $v(t)$. Computada a correlação entre o pulso recebido e $v(t)$, o estágio de decisão encarrega-se de informar qual o mais provável símbolo enviado pelo transmissor. Em (b), o pulso de UWB recebido é submetido a um conjunto de correlatores $\mathbf{v}(t)$. O decisor compara o conjunto das saídas dos correlatores com todos os padrões de resposta possíveis. Aquele padrão que mais se aproximar do resultado corresponde ao símbolo que foi mais provavelmente enviado pelo transmissor, e que será portanto a saída do circuito receptor.

A figura 4.2 ilustra como este tipo de recepção reduz os efeitos do ruído branco no modelo em estudo. Em (a), apresenta-se uma versão de um pulso de UWB, $w_g(t)$; em (b), este mesmo pulso submetido a ruído branco aditivo com cerca de 10 dB de relação sinal-ruído; em (c), a autocorrelação de $w_g(t)$ puro, sem ruído; e em (d) a correlação cruzada do pulso visto entre $w_g(t)$ e o pulso visto em (b). A diferença entre os pulsos vistos em (c) e (d) é mínima, o que indica ser o ruído branco praticamente anulado no correlator. É importante observar, sobre o sistema de recepção e sobre a figura 4.2(d), que a decisão é computada somente em função da correlação $R_{w_g v}(0)$ obtida em $\tau = 0 ns$ entre as curvas $w_g(t)$ e $v(t)$. Ou seja, somente o valor visto na figura 4.2(d) em $\tau = 0 ns$ é considerado no circuito de decisão.

4.1.1.1 PPM

Conforme já visto no capítulo 2, a recepção PPM será composta pelo correlator

$$v(t) = v_{ppm}(t) = w_g(t, \sigma) - w_g(t - \delta, \sigma). \quad (4.1)$$

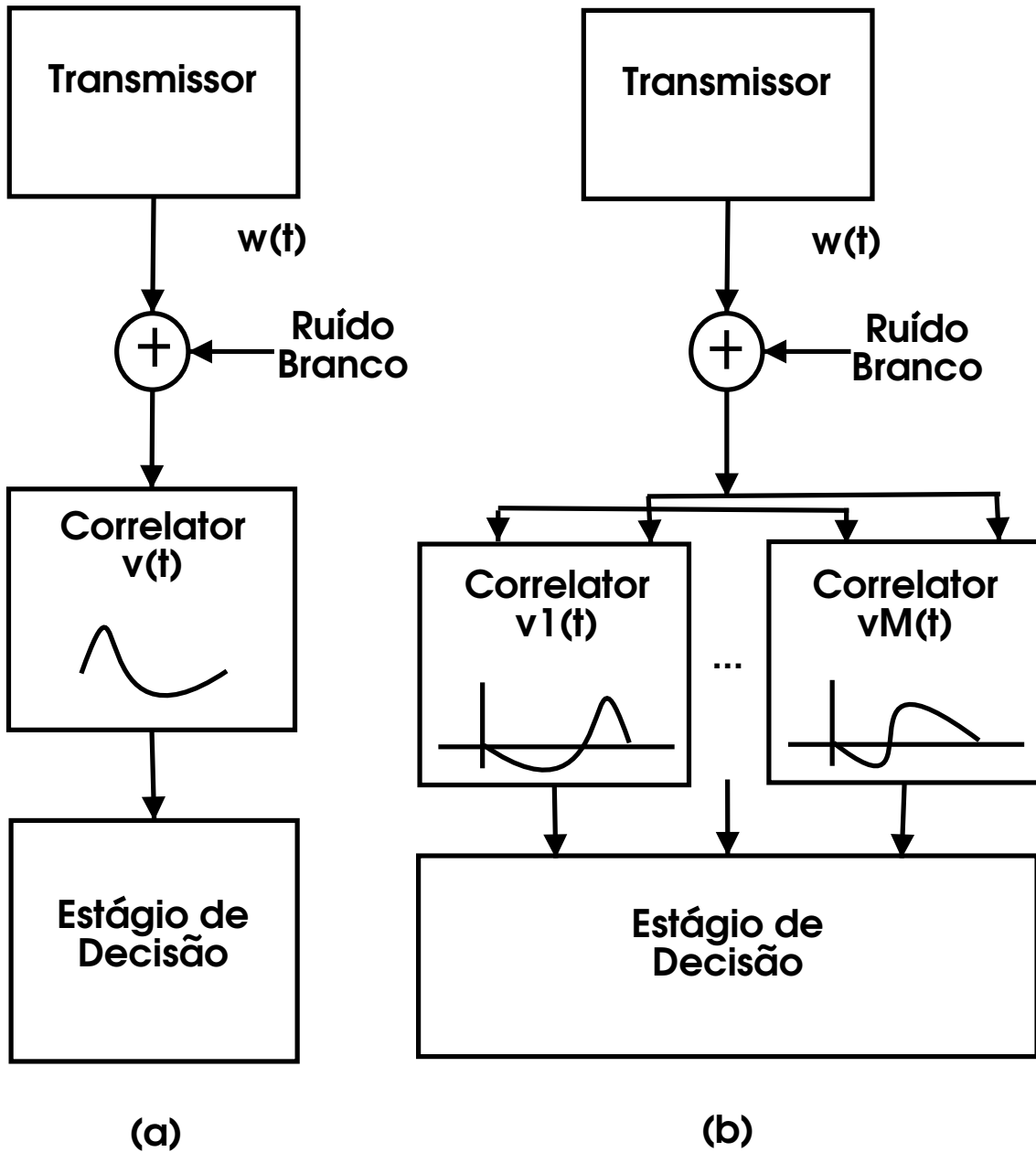


Figura 4.1: Os estágios de uma comunicação de UWB para canal de ruído branco aditivo. O receptor é formado por correlatores e circuitos decisores: em (a) um circuito com alfabeto baseado em apenas uma forma de pulso; em (b) um receptor para alfabeto que se baseia em múltiplos formatos de pulso.

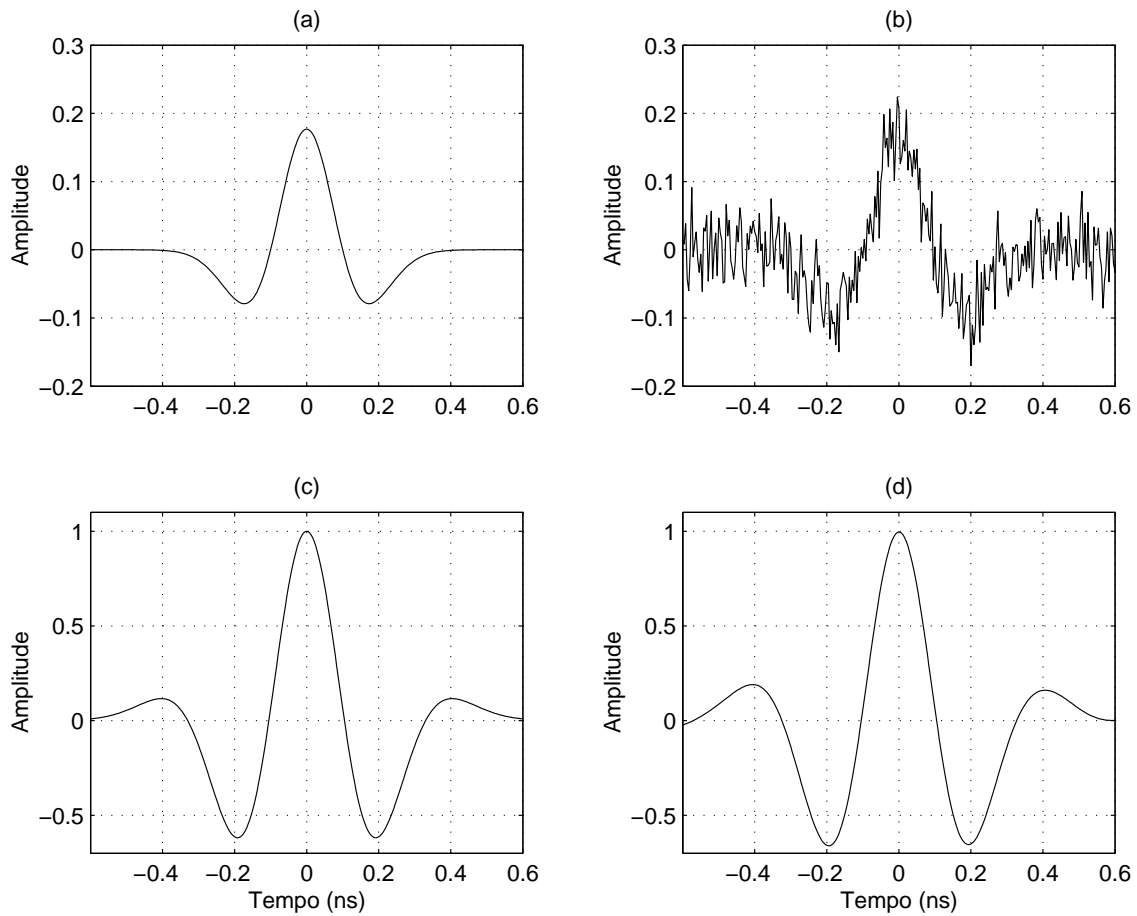


Figura 4.2: A recepção de UWB e a sua correlação cruzada com um pulso de UWB ruidoso: em (a) uma versão normalizada do pulso de UWB transmitido; em (b) o mesmo pulso submetido a ruído branco aditivo, também versão normalizada; em (c) a função $R_{w_g w_g}(t)$, equivalente ao pulso de UWB limpo submetido ao filtro casado da recepção; em (d) o sinal ruidoso submetido ao filtro casado da recepção.

onde δ é definido por

$$\begin{aligned}\delta &= \arg \min_{\tau} R_{w_g w_g}(\tau) \\ &= \arg \min_{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} w_g(t, \sigma) w_g(t - \tau, \sigma) dt.\end{aligned}\tag{4.2}$$

O resultado do cálculo da correlação entre o pulso recebido e o pulso de referência $v_{ppm}(t)$ é submetido ao circuito decisor. A decisão sobre o símbolo mais provável dependerá de ser esta correlação positiva ou negativa. A figura 4.3 ilustra como este tipo de recepção pode ser eficiente. Em (a) encontram-se os dois possíveis pulsos a transmitir numa modulação PPM, $w_g(t, \sigma)$ em linha sólida e $w_g(t - \delta, \sigma)$ em linha tracejada; em (b) o formato de $v_{ppm}(t)$; em (c) a correlação cruzada entre o pulso $w_g(t, \sigma)$ e o pulso de referência $v_{ppm}(t)$, a correlação encontra-se em $t = 0$, aproximadamente igual a 0,9; e em (d) a correlação cruzada entre o pulso $w_g(t - \delta, \sigma)$ e o pulso de referência $v_{ppm}(t)$, desta vez o valor observado em $t = 0$ é aproximadamente $-0,9$.

4.1.1.2 PAM

Na implementação binária da modulação PAM, o filtro casado do receptor será

$$v(t) = v_{pam}(t) = w_g(t, \sigma).\tag{4.3}$$

O processo de decisão dá-se de forma semelhante ao da recepção do PPM, utilizando-se também o modelo de receptor apresentado na figura 4.1(a).

4.1.1.3 PSM

Nas simulações da modulação PSM binária, o filtro indicado para um canal de ruído branco aditivo é

$$v(t) = v_{psm}(t) = w_g(t, \sigma_g) - w_r(t, \sigma_r).\tag{4.4}$$

O comparador e o decisor no receptor PSM binário funcionarão de maneira semelhante aos dos receptores PPM e PAM.

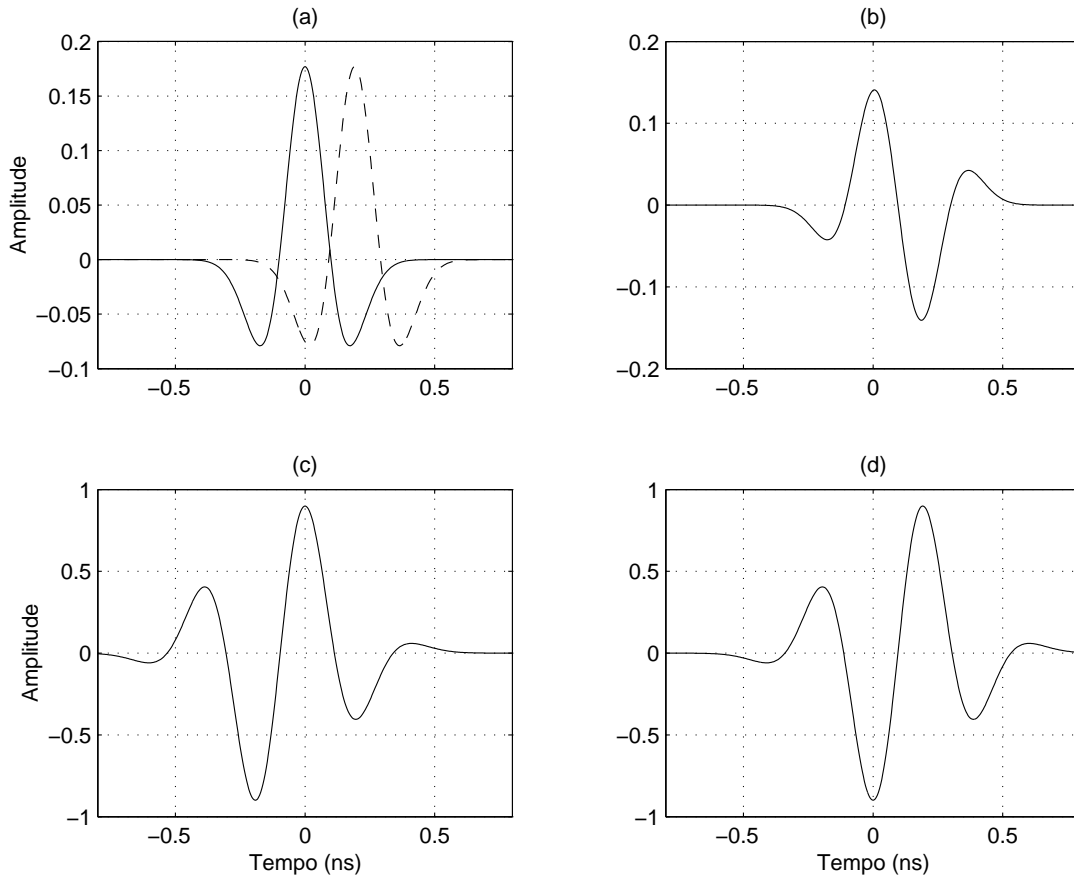


Figura 4.3: O pulso PPM e o processo de recepção: em (a) as versões normalizadas dos pulsos PPM $w_g(t, \sigma)$ e $w_g(t - \delta, \sigma)$; em (b) o formato do correlator $v_{ppm}(t) = w_g(t, \sigma) - w_g(t - \delta, \sigma)$, também versão normalizada; em (c) a correlação cruzada entre $w_g(t, \sigma)$ e $v_{ppm}(t)$; e em (d) a correlação cruzada entre $w_g(t - \delta, \sigma)$ e $v_{ppm}(t)$.

4.1.1.4 QPSM

O receptor usado na modulação QPSM, consiste de um conjunto de quatro correlatores $v_{qpsm_i}(t)$:

$$\mathbf{v}(\mathbf{t}) = \{v_{qpsm_0}(t), v_{qpsm_1}(t), v_{qpsm_2}(t), v_{qpsm_3}(t)\}. \quad (4.5)$$

Cada correlator corresponde a um pulso $w_{H_i}(t, \sigma)$ do alfabeto QPSM:

$$\begin{aligned} v_{qpsm_0}(t) &= w_{H_0}(t, \sigma) \\ v_{qpsm_1}(t) &= w_{H_1}(t, \sigma) \\ v_{qpsm_2}(t) &= w_{H_2}(t, \sigma) \\ v_{qpsm_3}(t) &= w_{H_3}(t, \sigma). \end{aligned} \quad (4.6)$$

Na recepção QPSM, o sinal é recebido simultaneamente em quatro correlatores, conforme ilustrado na figura 4.1(b). O circuito decisor encontrará entre as saídas dos quatro correlatores aquela que apresentou maior energia e apresentará em sua saída o símbolo mais provavelmente transmitido.

4.1.2 Sob Interferência de Múltiplos Percursos

Os modelos de canais de múltiplos percursos necessitam de sistemas de recepção mais complexos que os vistos na seção anterior. Com efeito, os modelos de múltiplos percursos baseados em experimentos realísticos revelavam uma aglomeração tão intensa de percursos, que mesmo numa análise visual do pulso corrompido por múltiplos percursos, não era nada fácil encontrar uma curva que se assemelhasse com o pulso transmitido.

Com o intuito de buscar entre as técnicas de modulação estudadas aquela que permite maior imunidade à interferência de múltiplos percursos, fez-se necessário, no projeto dos receptores, presumir que há algum conhecimento do canal. Duas experiências de recepção foram propostas; em cada uma supunha-se uma estimativa diferente do canal. Na primeira experiência supomos que são conhecidos os efeitos de um único percurso do canal, aquele que produz menor atenuação sobre o sinal em transmissão. Na segunda experiência supomos que são conhecidos os efeitos dos dez percursos que menos atenuam o sinal.

Na recepção serão portanto utilizadas as estimativas $h_1(t)$ e $h_2(t)$ do canal, formalmente descritas abaixo:

$$\begin{aligned}
 h_1(t) &= \beta_{kl}\delta(t - \tau_{kl}) && \text{o menos atenuante} \\
 \text{ou } h_2(t) &= \sum_{10 \text{ menos}} \beta_{kl}\delta(t - \tau_{kl}) && \text{os dez menos atenuantes.}
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Os circuitos receptores projetados para canais de múltiplos percursos são constituídos pelos próprios correlatores descritos em 4.1.1 (receptores para canais de ruído branco aditivo), sendo estes convoluídos com $h_1(t)$ ou $h_2(t)$ a depender da experiência em questão. Suponha o filtro $v_{branco}(t)$ relativo a qualquer técnica de modulação para canal de ruído branco, e o filtro $v_{multiP}(t)$, correspondente à mesma técnica de modulação, empregado em canal de múltiplos percursos. A relação entre os dois filtros será, na primeira experiência,

$$v_{multiP}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v_{branco}(\tau) h_1(t - \tau) d\tau \tag{4.8}$$

e na segunda experiência,

$$v_{multiP}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v_{branco}(\tau) h_2(t - \tau) d\tau. \tag{4.9}$$

Dada esta diferença, valerão os mesmos esquemas de recepção ilustrados na figura 4.1.

4.2 Recepção para Sincronização Imperfeita

Num canal UWB em recinto fechado, inúmeros percursos produzem diversas reflexões de um dado pulso. Cada percurso possui um tempo de propagação diferente desde o transmissor até o receptor, e estes tempos de recepção fazem com que as reflexões se sobreponham de forma irregular, sem sincronização. É natural que estas reflexões, cheias de picos positivos e negativos, por serem ligeiramente defasadas no tempo, em uns momentos destruam-se umas às outras, e em outros momentos se reforcem. Sob este ponto de vista, pode-se dizer que há, na resposta do canal de múltiplos percursos, momentos mais propícios para uma recepção casada de um pulso de UWB.

Uma forma de tirar proveito destas sobreposições de reflexões do pulso de UWB está ilustrada na figura 4.4. Vejamos o diagrama descrito em (a): Primeiramente o transmissor envia um pulso $u_r(t)$ de referência. Este sinal é submetido à

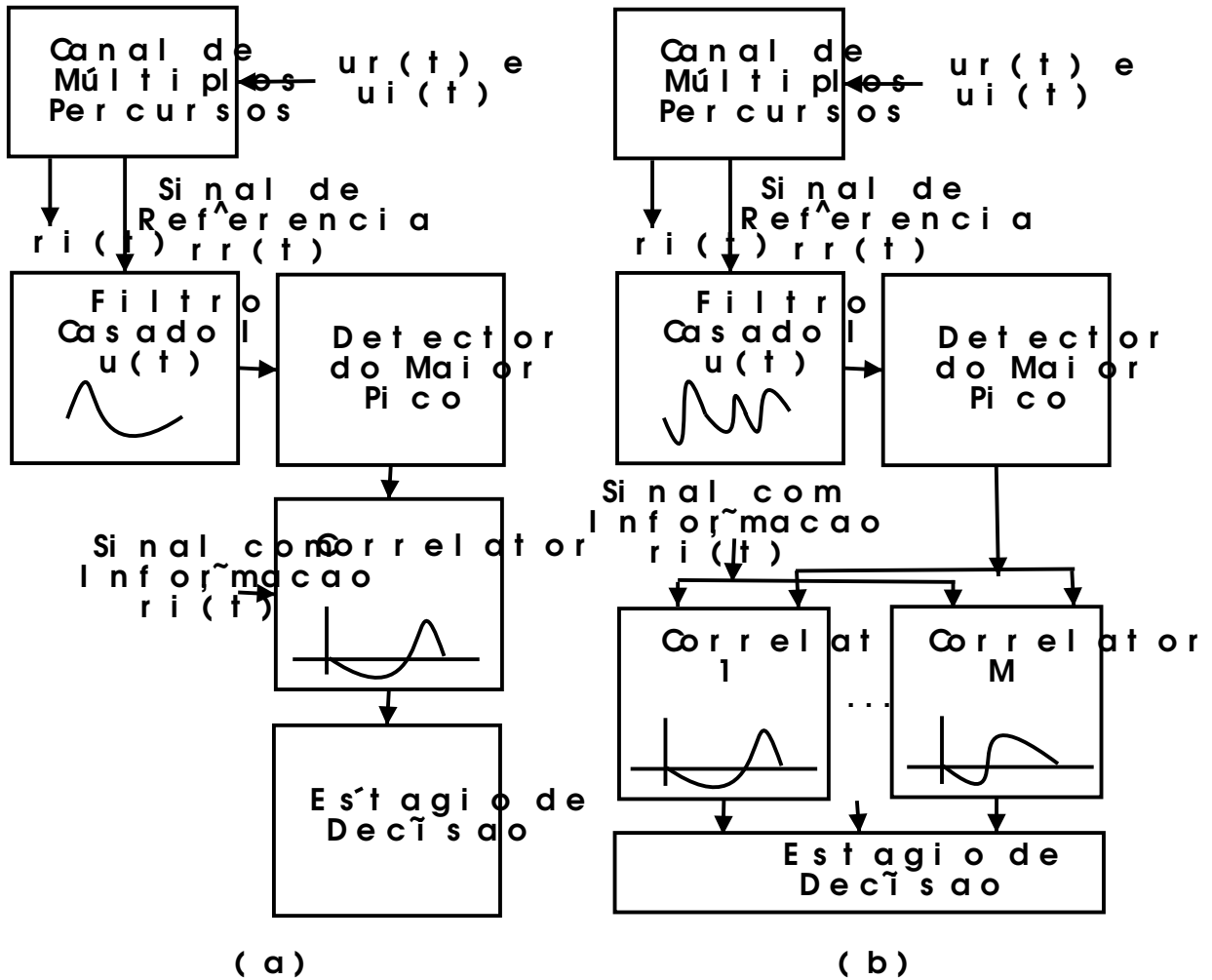


Figura 4.4: Diagrama em bloco simplificado dos receptores com combinação favorável de múltiplos percursos. Em (a) um receptor com apenas um filtro de recepção; em (b) um receptor com M filtros de recepção.

interferência de múltiplos percursos e chega ao receptor como $r_r(t)$. Dois estágios do receptor são preparados para tratar exclusivamente deste sinal de referência: um filtro casado com $u_r(t)$ e um detector de pico. Na saída do filtro casado serão produzidos picos nos momentos em que $r_r(t)$ tiver maior correlação com $u_r(t)$. Os momentos relativos em que estes picos ocorrem serão computados tomando-se como referência o instante do surgimento no receptor da primeira reflexão de $u_r(t)$. Estes momentos relativos serão repassados como parâmetros ao circuito correlator, responsável por tratar diretamente os sinais de informação $r_i(t)$. Para que este processo funcione bem é necessário que $u_r(t)$ seja formado por uma combinação dos pulsos $r_i(t)$ que constituem o alfabeto da transmissão. No momento relativo em que $u_r(t)$ é detectado com facilidade, o efeito das reflexões é construtivo, e diminui a possibilidade de erros. Como exemplo de pulso de referência podemos citar $u_r(t) = w_g(t) - w_r(t)$ no caso de um sistema PSM. Neste caso, os picos escolhidos serão aqueles que realçam a diferença entre os pulsos $w_g(t)$ e $w_r(t)$.

Este sistema depende, portanto, de que periodicamente o transmissor interrompa o envio de informações e transmita um pulso de referência, para que o receptor sustente a sincronização. Ao receber este pulso de referência, o receptor deve renovar os registros dos momentos mais propícios para a leitura de sua entrada.

Na figura 4.4(b), o mesmo processo descrito acima é realizado para técnicas de modulação com múltiplos pulsos. Mesmo neste caso, um único pulso de referência pode ser suficiente para sincronizar o receptor adequadamente. Pode ser transmitido como pulso de referência, por exemplo, o somatório de todos os possíveis pulsos.

Capítulo 5

Simulações e resultados

Neste capítulo são apresentados maiores detalhes sobre as simulações realizadas e os seus resultados. O capítulo foi dividido em duas seções:

Na primeira, apresentam-se simulações onde foram presumidas as seguintes características: 1) a recepção ocorre naturalmente em perfeito sincronismo com o circuito de transmissão, e 2) não valem as restrições do FCC. Nestas simulações foram empregadas as técnicas PPM, PAM, PSM e QPSM sob modelos de canal AWGN, Saleh–Valenzuela, e Hovinen–Hämäläinen–Pätsi.

Na segunda seção, apresentam-se as simulações que seguiram as restrições do FCC. São utilizadas nestes casos as técnicas PPM, PAM, PSM, e PBM sob modelos de canal AWGN e Saleh–Valenzuela. Inclui-se também nesta segunda seção a experiência com a técnica proposta de recepção adaptativa e sua avaliação num ambiente onde se levam em conta as dificuldades de sincronismo.

5.1 Simulações de Recepção sob Sincronização Perfeita e sem Restrições do FCC

O objetivo das primeiras simulações que realizamos de transmissão em UWB era promover comparações entre as técnicas PPM, PAM, PSM e QPSM quando submetidos a canal de ruído branco aditivo, a canal de múltiplos percursos, ou a ambos simultaneamente. Deste modo, foi possível comparar o desempenho de cada uma das técnicas sob diferentes modos de interferência e investigar em que circunstâncias uma das técnicas poderia superar as demais. Nesta seção ainda não

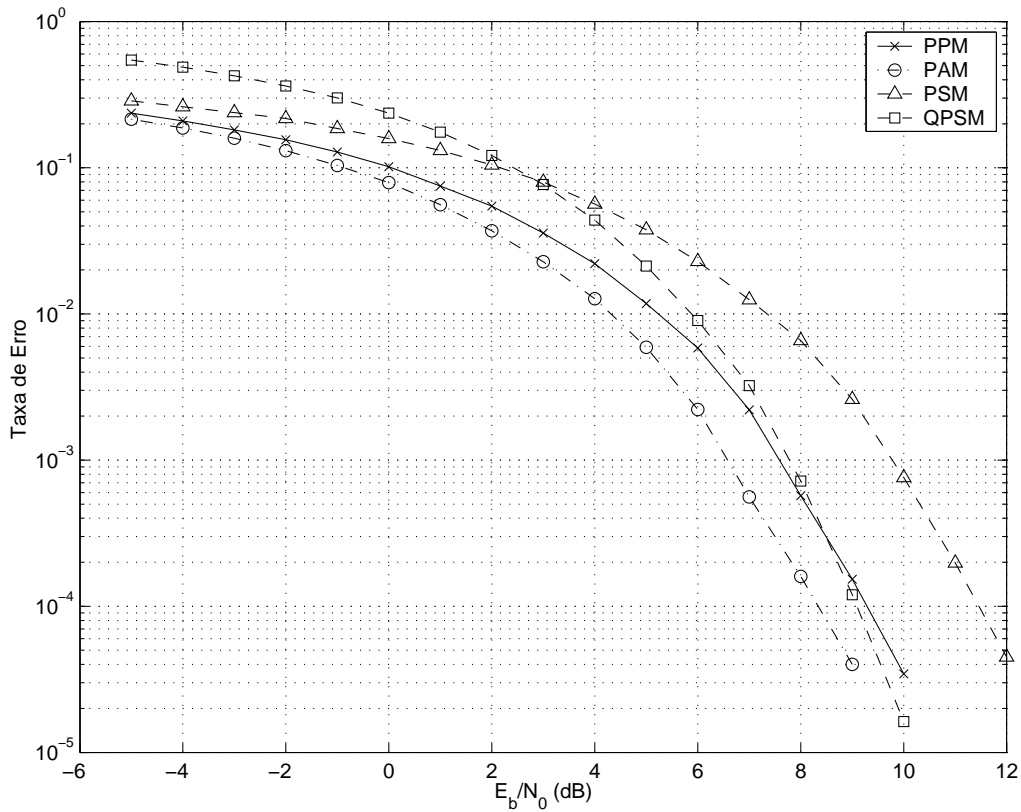


Figura 5.1: Curvas das taxas de erro das modulações em UWB num canal de ruído branco aditivo.

é considerada a possibilidade de haver restrições sobre a potência de irradiação.

A seção foi dividida em três subseções: na primeira tratam-se as experiências sob ruído branco aditivo; na segunda, as experiências com o modelo Saleh-Valenzuela; e na terceira, avaliam-se as técnicas sob o modelo Hovinen-Hämäläinen-Pätsi.

5.1.1 Simulações em Presença de Ruído Branco Aditivo

A Figura 5.1 mostra as curvas de taxa de erro das técnicas PPM, PAM, PSM e QPSM em presença de ruído branco. As técnicas PPM, PAM e PSM foram empregadas em suas versões binárias, ou seja, compostas por dois pulsos onde cada pulso representava um único bit. A QPSM é uma versão quaternária da PSM, onde foram utilizados quatro pulsos diferentes, cada um representando uma seqüência de dois bits. No eixo das ordenadas da Figura 5.1 fica, portanto, a probabilidade de haver erro no reconhecimento de um bit, e no eixo das abscissas fica a relação E_b/N_o ,

onde E_b representa a energia média para se transmitir um bit, e N_o representa a potência média do ruído.

É relevante observar que a técnica PAM supera as outras modulações para qualquer valor de E_b/N_o . Além disso, percebe-se que a técnica QPSM melhora mais rapidamente seu desempenho a medida que a potência do ruído se torna relativamente menor. Estes resultados estão de acordo com [10].

5.1.2 Simulações com o Modelo Saleh-Valenzuela

Duas situações foram estudadas com respeito ao modelo Saleh-Valenzuela de canal com múltiplos percursos. Na primeira, sem nenhuma adição de ruído branco, as taxas de erro foram computadas em relação ao intervalo médio entre pulsos produzidos por diferentes percursos, $1/\lambda$, feitos constantes os demais parâmetros, e com os mesmos valores utilizados em [7] (veja seção 3.3): $1/\Lambda = 2ns$, $\gamma = 5ns$, and $\Gamma = 33ns$. Na segunda situação estudada, foi introduzido ruído branco e $1/\lambda$ foi feito constante igual a $0,5ns$.

Os resultados das simulações com o modelo SV em função de $1/\lambda$ são apresentados na Figura 5.2. Esta experiência constitui uma forma simples de comparar as técnicas de modulação em diferentes cenários de interferência de múltiplos percursos. O resultado esperado é a redução das taxas de erro a medida que o ambiente propicie menos interferência, ou seja, que os intervalos entre as reflexões de cada percurso se tornem maiores. Conforme ilustrado na Figura 5.2, de fato, a medida que $1/\lambda$ aumenta, a taxa de erro decresce assintoticamente. As técnicas PAM e PPM obtiveram novamente os melhores resultados.

Os resultados das simulações dos efeitos combinados entre o canal de múltiplos percursos e o ruído branco, com $1/\lambda = 0,5ns$, estão apresentados na Figura 5.3. Dois tipos diferentes de recepção foram experimentados, conforme mencionado na seção 4.1.2. No primeiro receptor, foi empregado o conhecimento apenas do percurso que produz menor atenuação, e no segundo, empregou-se o conhecimento dos dez percursos de menor atenuação.

A simulação com conhecimento de um único percurso apresentou, em todas as técnicas de modulação, assíntotas que já eram esperadas. As assíntotas vistas na parte superior esquerda do gráfico, indicam que, a baixas relações de sinal-ruído,

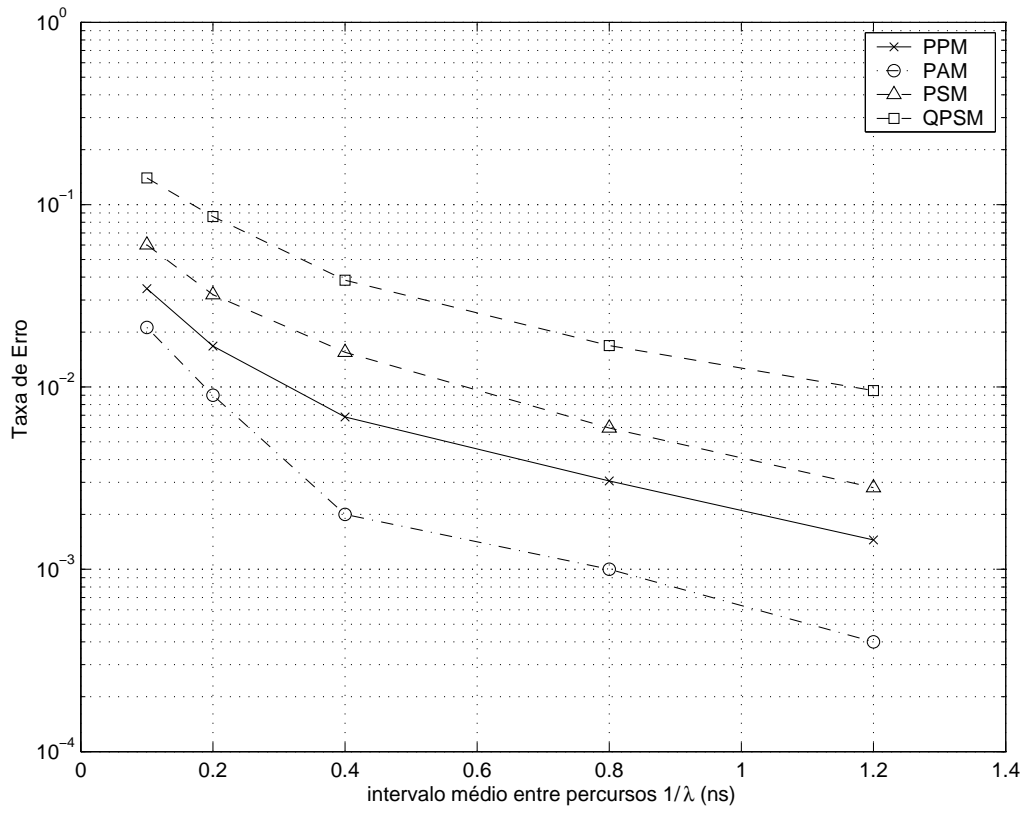


Figura 5.2: Curvas de taxa de erro das modulações em UWB submetidas ao modelo de canal Saleh-Valenzuela.

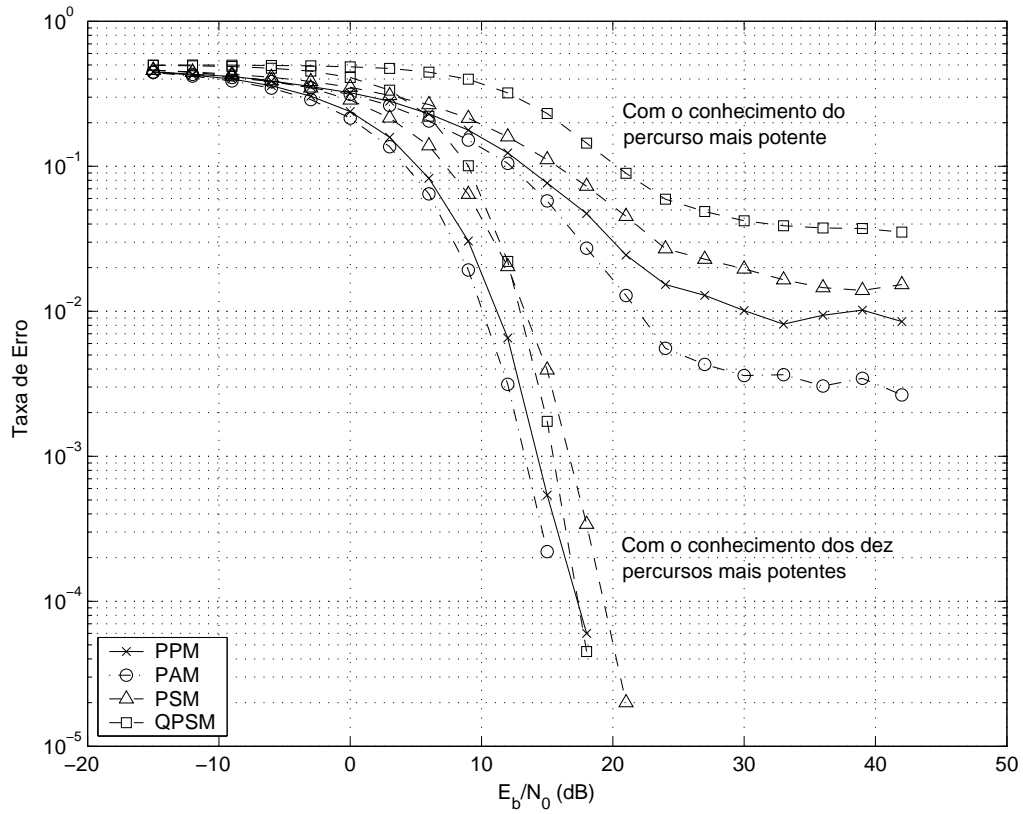


Figura 5.3: Curvas de taxa de erro das modulações em UWB submetidas ao modelo de canal Saleh-Valenzuela, em presença de ruído branco.

aproximadamente a metade dos dados é perdida. Tal evento está perfeitamente de acordo com a teoria da informação de Shannon [16], uma vez que conforme o ruído se torna mais lesivo ao canal, a correlação entre os dados obtidos no receptor e os dados realmente transmitidos vai diminuindo até que se torne praticamente nula. Nestas condições, a possibilidade de sucesso na recepção de um bit vai se aproximando de 50%.

As assíntotas observadas no canto inferior direito do gráfico, indicam que a altas relações de sinal-ruído, cada técnica tende a um limite mínimo de taxa de erro, atribuída à interferência de múltiplos percursos. A técnica PAM produziu novamente os melhores resultados e a técnica QPSM ficou novamente com os piores resultados.

A experiência com conhecimento de dez percursos produziu curvas semelhantes às obtidas nas simulações em canal de ruído branco aditivo (sem interferência de múltiplos percursos). Este efeito sugere que o conhecimento de alguns poucos percursos pode ser suficiente para compensar quase completamente a interferência de múltiplos percursos. Neste sentido uma experiência foi realizada supondo o conhecimento de apenas quatro percursos, os quatro que produzem menor atenuação no sinal (veja a figura 5.4). O resultado foi uma curva próxima das obtidas nas simulações de ruído branco, distantes de 4 dB no eixo da relação E_b/N_0 , com assíntotas abaixo da linha de taxa de erro igual a 10^{-4} . Com o conhecimento de apenas quatro percursos há significativa compensação de interferência de ruído branco e de múltiplos percursos.

5.1.3 Simulações com o Modelo Hovinen-Hämäläinen-Pätsi

Nas simulações do modelo HHP, de modo semelhante às simulações descritas na subseção 5.1.2, realizaram-se uma experiência sem adição de ruído e outra em presença de ruído branco aditivo. Na primeira experiência, as taxas de erro foram computadas em função da distância entre as antenas. Na segunda, com a distância arbitrada em 10 m constantes, computaram-se as taxas de erro em função da relação entre a energia média por bit transmitido e a potência média do ruído, E_b/N_o .

A Figura 5.5(a) apresenta as respostas das técnicas de modulação num modelo HHP de canal, dado o conhecimento de apenas um percurso no projeto do re-

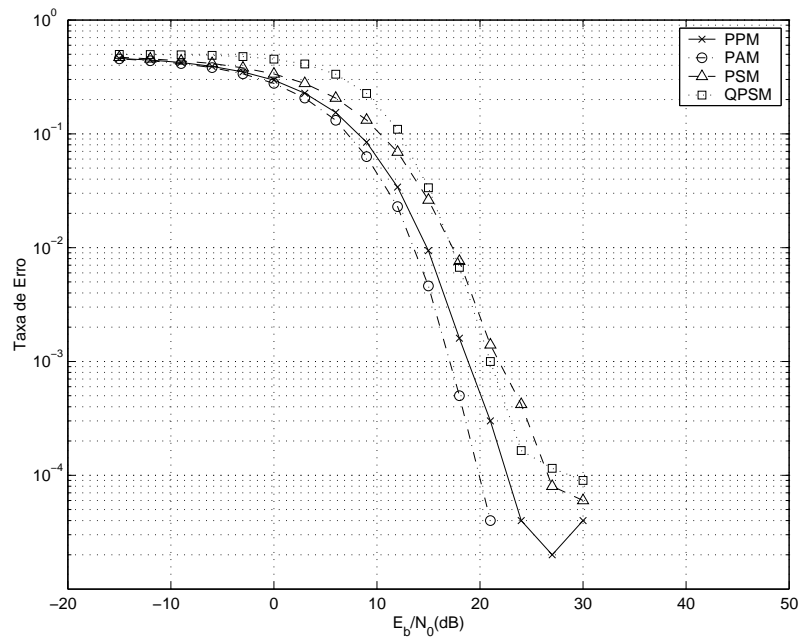


Figura 5.4: Curvas de taxa de erro das modulações em UWB submetidas ao modelo de canal Saleh-Valenzuela, em presença de ruído branco, supondo conhecimento de apenas 4 percursos no projeto do receptor.

ceptor. Para efeito de ilustração, foram incluídos nesta Figura 5.5(a) os resultados de uma experiência em que se utiliza, no projeto do receptor, o conhecimento de todos os percursos cujos ganhos excediam a 90% do maior ganho produzido entre todos os percursos.

Em comparação com o modelo SV, especialmente na experiência com um único percursos, a recepção num canal de modelo HHP é bem mais difícil, provavelmente porque no modelo HHP nenhuma amostra da resposta ao impulso do canal é nula. Com efeito, no modelo SV, onde o pulso produzido no receptor por cada percurso obedece a um processo de Poisson, grande parte das amostras são nulas.

Na Figura 5.5(a) é visto que o conhecimento de apenas um percurso, independente da distância entre as antenas oferece taxas de erro de 30% a 50%. Conforme já foi mencionado anteriormente, taxas próximas a 50% indicam que nenhuma informação se pode extrair do canal, e portanto o conhecimento de um percurso é neste caso insuficiente. A experiência com conhecimento dos percursos mais fortes que 90% do maior ganho apresentou um comportamento consistente, ou seja, quanto maior for a distância entre as antenas, menor a relação entre o sinal e a interferência

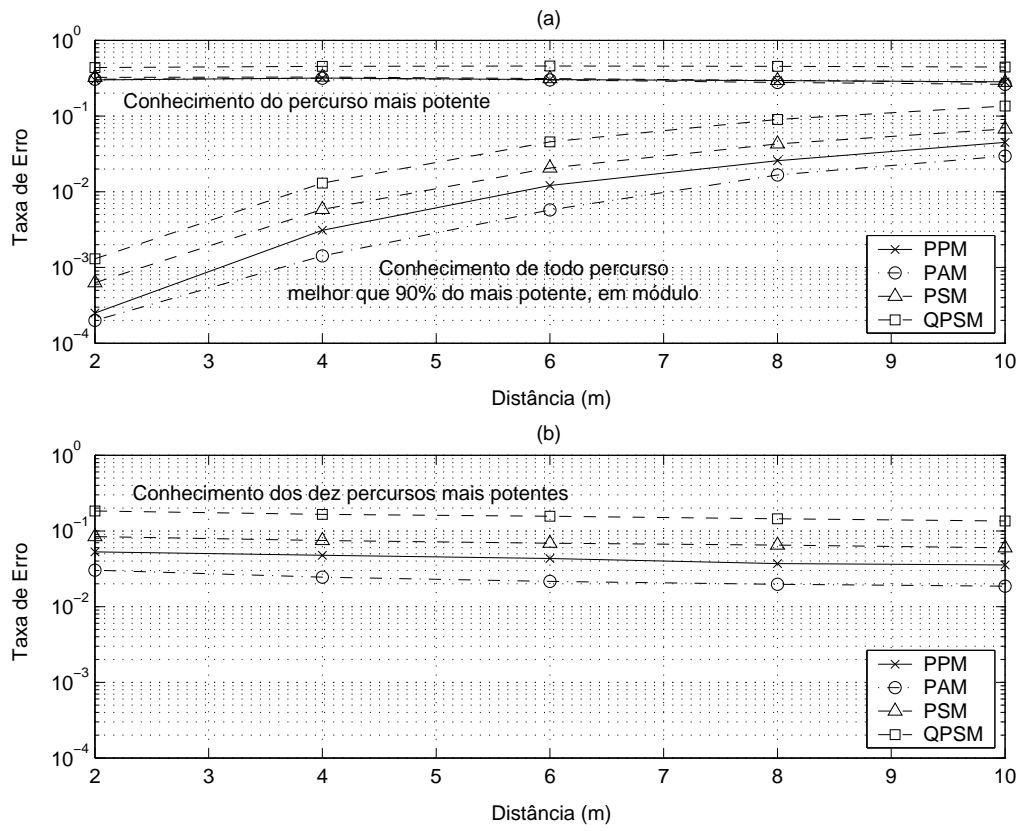


Figura 5.5: Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal Hovinen–Hämäläinen–Pätsi.

e portanto maior a taxa de erro. Novamente, neste caso, os melhores resultados foram obtidos, em seqüência do melhor para o pior, por PAM, PPM, PSM, QPSM.

Na Figura 5.5(b), apresentam-se os resultados de taxa de erro em função da distância, dado no projeto do receptor o conhecimento prévio dos dez percursos do canal que produzem menor atenuação. As taxas de erro variaram, a depender da técnica de modulação, de 3% a 20%. Este resultado é um pouco melhor que o obtido nas simulações com conhecimento de apenas um percurso. Porém, um efeito não esperado foi produzido: conforme a distância entre as antenas aumenta, a taxa de erro se reduz, em vez de elevar-se. De fato, a taxa de erro deveria aumentar com a distância porque quanto mais afastadas estão entre si as antenas de transmissão e de recepção, mais fraca deveria se tornar a relação sinal-ruído. Neste caso, se produziria no gráfico uma curva ascendente da esquerda para a direita.

Uma possível causa para este efeito inesperado e inconsistente do modelo HHP é ilustrada na Figura 5.6, que apresenta o perfil médio normalizado de potência da resposta ao impulso do modelo HHP nos primeiros $4 ns$. Identificado com círculos está o perfil de potência medido com distâncias de $2 m$ entre as antenas receptora e transmissora, e identificados com cruces está o perfil medido com a distância de $10 m$ entre as antenas. Como se tratam de curvas normalizadas, não podemos compará-las em termos de energia, por isso não se deve estranhar o fato de que o perfil de potência obtido com a distância de $10 m$ seja por um período de tempo mais potente que o perfil à distância de $2 m$. Entretanto, a comparação entre os formatos destas curvas já se faz suficiente para que obtenhamos indícios da origem da inconsistência em estudo.

A curva obtida no experimento à distância de $2 m$ sugere que a energia a curtas distâncias é quase igualmente distribuída ao longo dos primeiros $4 ns$. Se isto for verdade, por mais potentes que sejam os percursos conhecidos no receptor, haverá em geral diversos percursos de energia comparável para produzir bastante interferência e degradar o sinal. Por outro lado, a curva do experimento feito com a distância de $10 m$ sugere que a maiores distâncias há uma concentração dos múltiplos percursos mais potentes. O que, se for verdade, indica que os percursos conhecidos, por estarem próximos, se reforçam em energia e sofrem interferência de outros percursos que em geral são relativamente mais fracos. Nestas condições, desprezado o

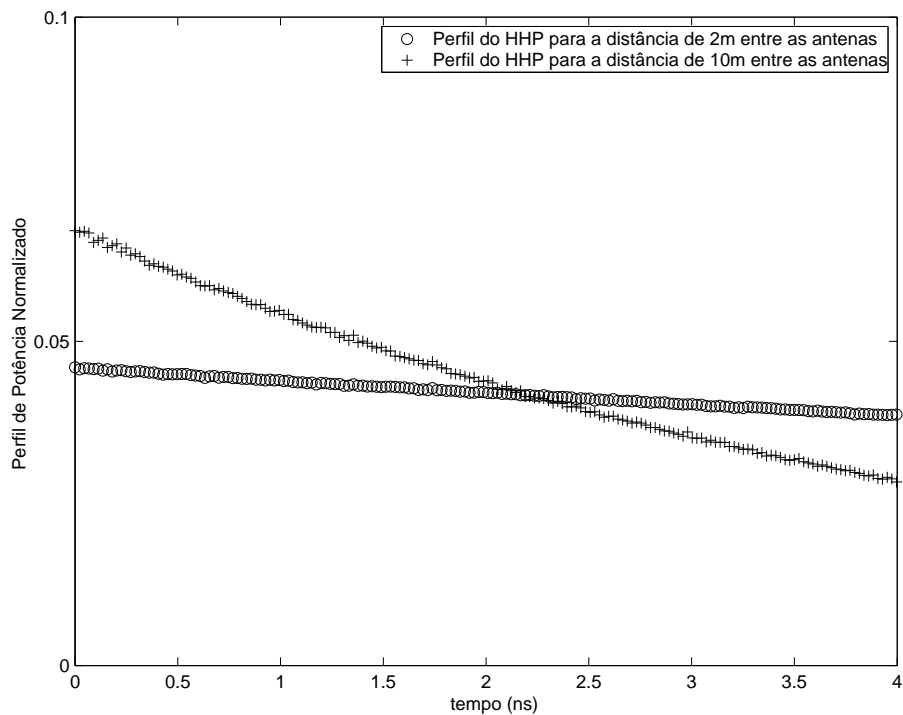


Figura 5.6: Perfil de potência normalizado dos primeiros 4 ns a partir da recepção da primeira reflexão num modelo de canal de Hovinen–Hämäläinen–Pätsi para distâncias de 2 m a 10 m entre as antenas de transmissão e recepção.

ruído branco, seria realmente compreensível que a distâncias maiores fossem obtidas menores taxas de erro. Porém, o esperado é exatamente o oposto, ou seja, que o percurso em visada direta se destaque mais a curtas distâncias do que a longas distâncias.

As simulações do modelo HHP em presença de ruído branco aditivo gaussiano produziram os resultados mostrados na Figura 5.7. Com o conhecimento de apenas o mais forte percurso, obtiveram-se assíntotas similares às da experiência correspondente feita com o modelo SV. Novamente, a modulação PAM produziu os melhores resultados, seguido em seqüência pelas modulações PPM, PSM e QPSM. Quando se utilizaram os dez percursos mais potentes, novamente produziram-se assíntotas semelhantes às obtidas com modelo SV, tanto para baixa relação sinal-ruído quanto para alta. A depender da técnica de modulação empregada, a taxa de erro pôde ser reduzida de 3 a 10 vezes, em comparação com os resultados apresentados para um único percurso. A ordem dos melhores resultados foi novamente, PAM, PPM, PSM, e QPSM.

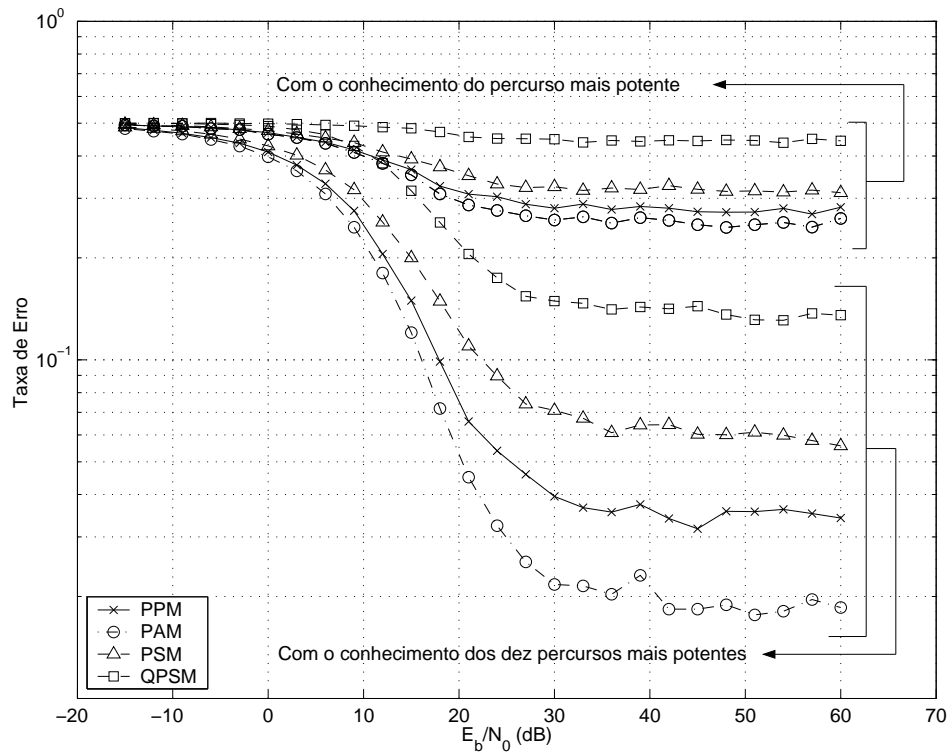


Figura 5.7: Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal de Hovinen–Hämäläinen–Pätsi, em presença de ruído branco aditivo.

5.2 Simulações sob as Restrições do FCC

O objetivo destas simulações era avaliar o sistema de UWB em condições mais realistas de operação. Empregaram-se as modulações PPM, PAM, PSM e PBM, sob as restrições do FCC, em presença de ruído branco e num canal de múltiplos percursos (aqui foi utilizado apenas o modelo de canal Saleh–Valenzuela), primeiramente supondo que os circuitos de transmissão estavam em sincronismo perfeito, e numa segunda experiência, supondo haver leve desvio de sincronismo entre os tempos de transmissão e recepção.

Nas simulações com sincronismo imperfeito foi utilizada a técnica de receção adaptativa proposta neste trabalho.

Em todas as simulações sob as restrições do FCC, empregou-se um filtro passa-baixas com frequência de corte em $11,4\text{ GHz}$ e ordem igual a 27. A função deste filtro é prevenir interferência superior a -90 dBm nas faixas de frequência a partir 12 GHz .

Na primeira subsecção, apresentam-se as simulações realizadas em presença de ruído branco aditivo. Na segunda subsecção, tratam-se as simulações realizadas com o modelo de canal Saleh–Valenzuela. Na terceira subsecção, trata-se a experiência realizada sob sincronismo imperfeito, aqui utilizado apenas o canal de Saleh-Valenzuela.

5.2.1 Simulações em Presença de Ruído Branco Aditivo Gaussiano

As simulações sob as restrições do FCC em presença de ruído branco aditivo foram feitas sob a hipótese de haver sincronização perfeita entre os circuitos de transmissão e de recepção. A recepção fez-se da maneira descrita na seção 4.1.1. A Figura 5.8 apresenta as curvas de taxa de erro. Os resultados foram registrados em função de E_b/N_o .

A figura mostra que a modulação PAM supera as demais em todos os valores de E_b/N_o , e apesar de todos os respectivos pulsos de todas as técnicas terem sido adaptados às restrições do FCC, os resultados mantêm-se de acordo com o observado em [10].

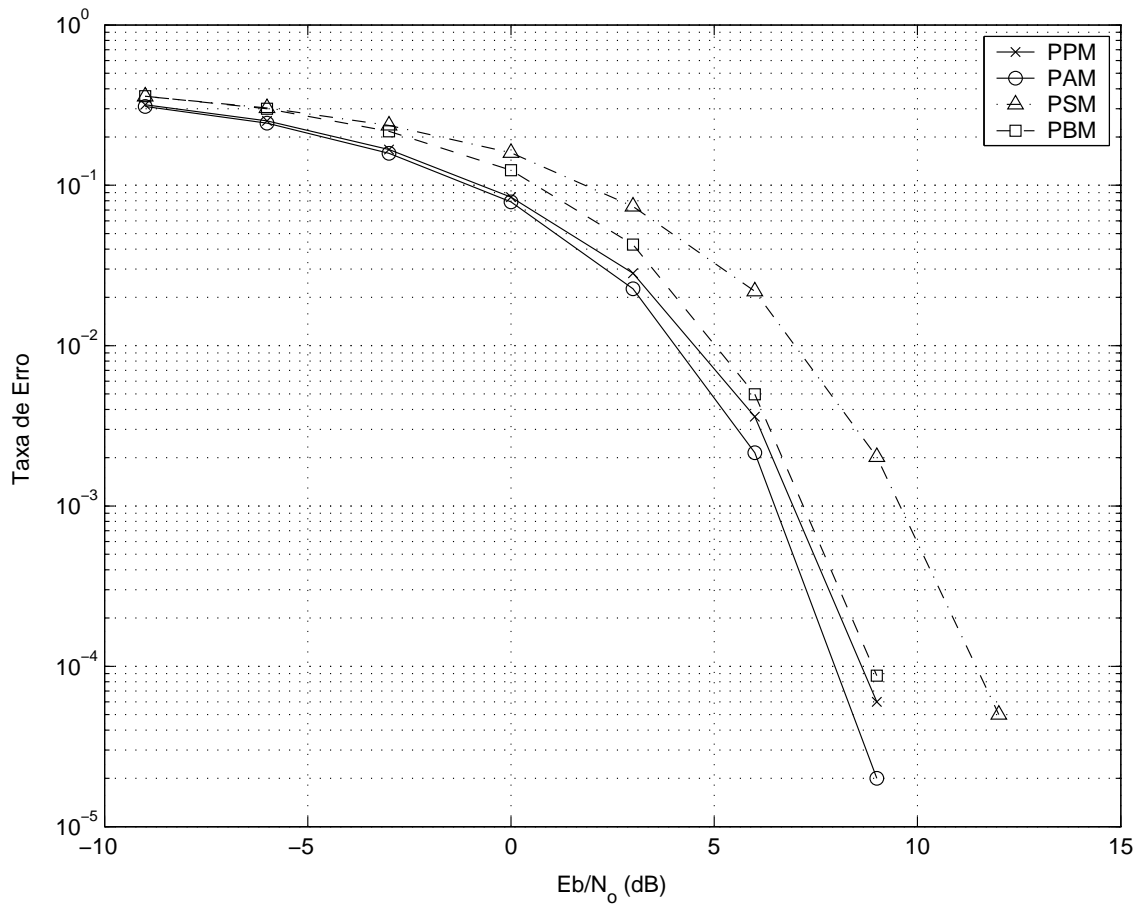


Figura 5.8: Curvas de taxa de erro das modulações em UWB em presença de ruído branco aditivo.

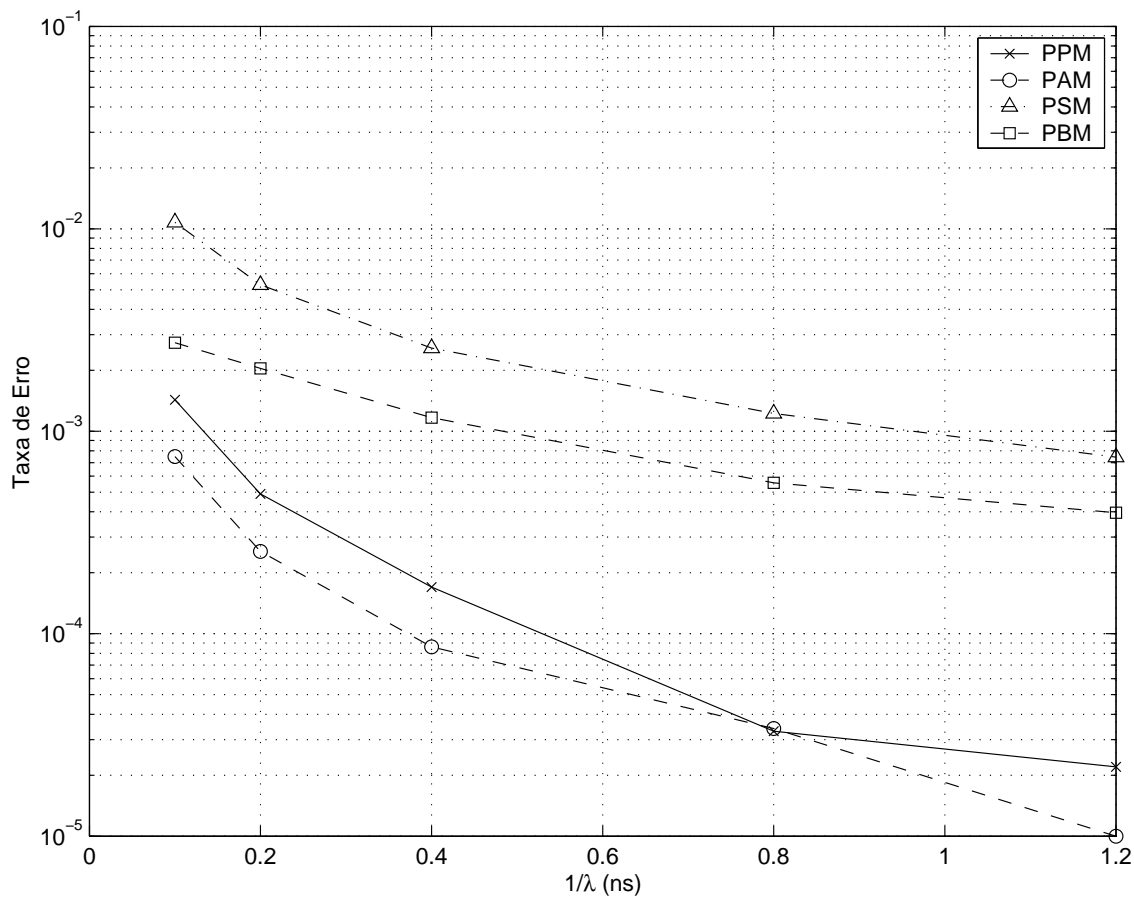


Figura 5.9: Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal de Saleh–Valenzuela.

5.2.2 Simulações com Modelo de Canal Saleh-Valenzuela

Nas simulações com o modelo SV sob as restrições do FCC e em sincronização perfeita, não foi adicionado ruído branco. Dois esquemas de recepção foram experimentados: no primeiro, foi considerado o conhecimento apenas do percurso que apresenta a menor atenuação; no segundo, foi utilizado o esquema de recepção adaptativa descrito na seção 4.2.

Estão apresentados na Figura 5.9 os resultados das simulações com conhecimento de apenas um percurso na recepção. Novamente, para facilitar a comparação entre as técnicas de modulação, utilizou-se no eixo das abscissas o tempo médio entre percursos, $1/\lambda$. Do melhor para o pior resultado temos em ordem PAM, PPM, PBM e PSM.

A Figura 5.10 mostra as curvas da experiência com o receptor adaptativo.

Tanto a modulação PPM quanto a PAM não apresentaram erros. As taxas de erro das modulações PSM e PBM variaram de 5×10^{-4} a 3×10^{-3} (a primeira com bastante irregularidade em relação à segunda). A recepção adaptativa apresentou resultados melhores que os obtidos com a recepção onde empregou-se o conhecimento de um percurso. Ressalta-se que este melhor resultado foi obtido na segunda experiência, apesar de não ter havido suposição sobre nenhum conhecimento prévio sobre o canal.

5.2.3 Simulações com Modelo de Canal Saleh-Valenzuela e Sincronização Imperfeita

A Figura 5.11 apresenta as curvas obtidas com a simulação do modelo de canal SV, com $1/\lambda = 0,5 ns$ constante. A diferença entre os relógios de transmissão e recepção variam de $-4T_s$ to $4T_s$, onde $T_s = 0.04167 ns$ corresponde ao período de amostragem de um sinal de $12 GHz$ de largura de banda.

Como se pode observar na figura, em $t = 0$, quando os relógios estão perfeitamente sincronizados, as modulações PPM e PAM não apresentaram erros. Porém, estas mesmas técnicas apresentaram taxas de erro iguais ou superiores a 2% com o desvio de sincronismo de apenas meio período de amostragem, e para desvios pouco maiores a taxa de erro chega a ficar extremamente alta.

Em $t = 0$, a modulação PBM superou apenas os resultados da PSM. Foram obtidos 0,1% de taxa de erro contra cerca de 0,5%. Porém, nas situações em que se apresenta qualquer desvio de sincronismo, a curva da modulação PBM é bem mais suave e mantém-se sempre abaixo de 1% de taxa de erro. A técnica PBM obtém bons resultados em todo o período estudado correspondente a oito amostras de desvio de sincronismo.

Conforme visto na Figura 5.11, o *jitter* empregado nesta experiência foi modelado por variações de *clock* de $0 ps$ a cerca de $160 ps$, em passos de aproximadamente $20 ps$. Faz-se importante referenciar neste ponto a experiência apresentada em [17] que corrobora os valores que foram utilizados em nosso estudo. Na experiência mencionada, empregaram-se variações de $0 ps$ a $120 ps$, com passos de $20 ps$, para relacionar o *jitter* com o limite máximo possível do número de usuários num sistema que emprega *time-hopping* combinado com a modulação PPM.

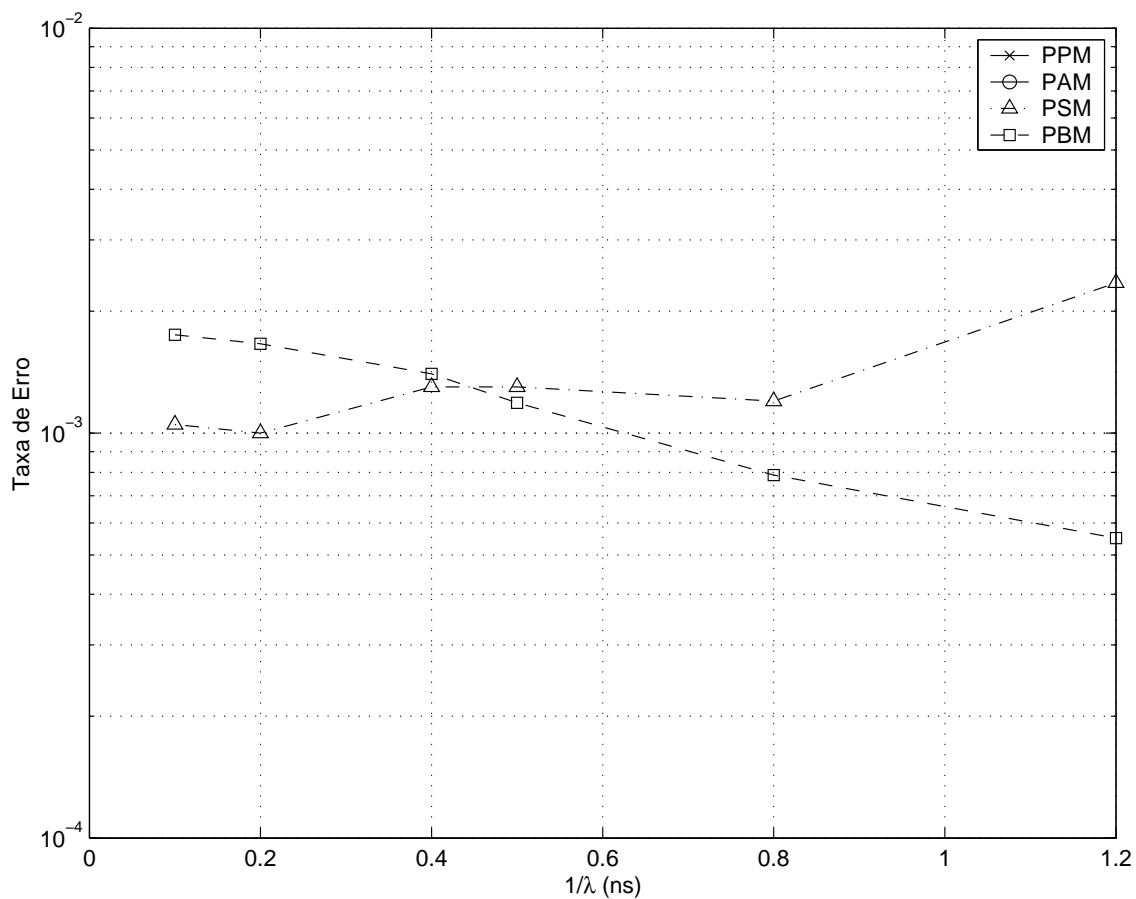


Figura 5.10: Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal de Saleh–Valenzuela, com o método de recepção adaptativa. As curvas relativas às modulações PPM e PAM não aparecem na figura porque nenhum erro foi apresentado. As curvas relativas às modulações PBM e PSM são irregulares porque realmente não houve convergência assintótica. O gráfico apresenta o resultado de uma simulação feita com 200.000 eventos para cada técnica de modulação.

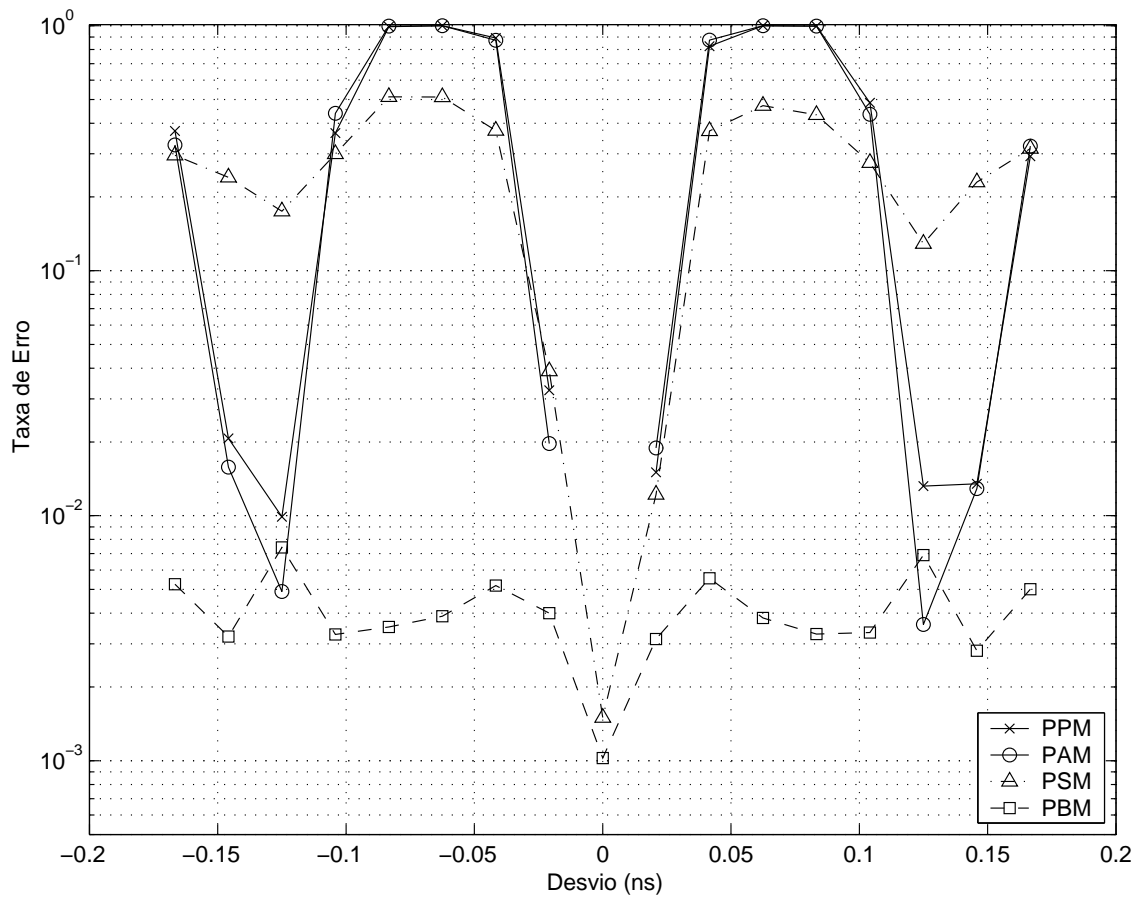


Figura 5.11: Curvas de taxa de erro das modulações em UWB num modelo de canal Saleh-Valenzuela (com $1/\lambda = 0.5 \text{ ns}$) sob sincronização imperfeita entre transmissor e receptor.

Capítulo 6

Conclusões e Considerações Finais

Este trabalho propôs uma discussão sobre três pontos fundamentais das comunicações em UWB:

1. a modelagem de canais em UWB;
2. as simulações de comunicações em UWB da forma que vêm sendo feita atualmente, ou seja, com as hipóteses de que o sincronismo já está implementado e de que não há restrições regulamentares de irradiação; e
3. simulações mais realistas, que considerem tanto a possibilidade de um sincronismo imperfeito quanto a possibilidade de restrições regulamentares de irradiação.

Os modelos de canais comparados foram o Cassioli–Win–Molisch (CWM), o Hovinen–Hämäläinen–Patsi (HHP), e o Saleh–Valenzuela (SV). Nas simulações que desconsideram o sincronismo e as regulamentações, foram experimentados os modelos HHP e SV com as modulações PPM, PAM, PSM e QPSM. Nas simulações com características mais realistas, utilizaram-se, sob o modelo de canal SV, as modulações PPM, PAM, PSM e PBM. Esta última modulação foi proposta neste trabalho.

Os experimentos deste trabalho permitiram entre outras coisas verificar a consistência dos modelos de canais estudados e pesquisar que tipo de modulação é vantajosa, seja sob interferência de ruído branco aditivo, seja sob interferência de múltiplos percurso.

Adicionalmente foi elaborado um modelo de recepção adaptativa que se mostrou bastante eficiente, especialmente se combinado com a modulação PBM,

em situações onde seja possível um desvio de sincronismo de centésimos de nanosegundo.

A primeira seção deste capítulo contém as considerações sobre a modelagem de canais. Na segunda seção, apresentam-se as considerações sobre as simulações onde não se levam em conta a necessidade de sincronismo e a possibilidade de regulamentação sobre a potência de irradiação. Na terceira seção, são apresentadas considerações sobre as simulações em circunstâncias mais realistas, supondo sincronismo imperfeito, e com regulamentação da potência de irradiação.

6.1 Considerações sobre Modelagem de Canais em UWB

Dos modelos encontrados em nossa pesquisa, o que melhor representa o canal de UWB em recintos fechados é o Saleh–Valenzuela, pois trata-se do modelo de mais fácil implementação, que permite reproduzir as características principais do canal de UWB em recintos fechados.

No estudo dos modelos Saleh–Valenzuela, Hovinen–Hämäläinen–Pätsi e Cassioli–Win–Molisch, foram levantados cuidados especiais, a serem tomados durante a elaboração de um modelo de canal de UWB, para que não se produzam inconsistências.

O primeiro fator que é imprescindível levar-se em conta na modelagem de canal de UWB é a taxa de amostragem. Segundo o teorema de amostragem de Nyquist (veja [18]), se a largura de banda de um canal de UWB pode atingir, por exemplo, 7 GHz , a amostragem dos sinais em UWB devem ser de pelo menos 14 amostras/ns . Taxas de $0,5\text{ amostras/ns}$ ou de 6 amostras/ns não são suficientes para que se produzam simulações neste tipo de canal.

Um segundo fator a considerar diz respeito à existência dos múltiplos percursos. Há algumas razões para não se estimar, como se fez nos modelos HHP e SV, a resposta ao impulso do canal de UWB como se esta fosse formada por uma única curva cujo formato obedeça a algum padrão estatístico. Vejamos duas destas razões: Em primeiro lugar, devemos lembrar que a resposta ao impulso do canal de UWB forma-se, não de apenas uma, mas de diversas curvas que representam cada

uma a resposta ao impulso de um percurso praticamente independente dos demais. Em segundo lugar, este tipo de canal é variável com o tempo, possui até correlação com fatores físicos que são móveis. Por exemplo, se um homem se movimenta dentro de uma sala, a transmissão de UWB nesta sala será de alguma maneira afetada por esta movimentação.

O terceiro fator que a nosso ver merece grande atenção na elaboração de um modelo de canal de UWB é a própria premissa básica, mencionada logo acima, de que, neste tipo de canal, cada percurso possui a sua própria resposta ao impulso. Diferentemente dos sistemas em banda estreita, nas comunicações em UWB não se justifica representar um percurso por um impulso. Se um percurso de UWB pudesse ser representado por um único impulso, isto equivaleria a dizer que o ambiente de um escritório responderia a uma senóide de frequência 1 GHz , da mesma forma que a uma senóide de qualquer outra frequência (9 GHz ou 10 GHz por exemplo), o que não parece nada óbvio. Nos canais em banda estreita, esta aproximação se faz, pois o ganho do canal não varia muito de uma senóide de 1 GHz para outra senóide de $1,01\text{ GHz}$. Em canais de banda larga, esta mesma aproximação não se deve fazer sem algum respaldo científico.

Um modelo como o SV, onde o surgimento de múltiplos percursos é visto como um processo estocástico, favorece simulações em UWB. Apesar de o modelo SV ter sido concebido para descrever um canal de banda estreita, seus parâmetros podem ser adaptados, a taxa de amostragem pode ser ampliada, o tempo médio entre percursos pode ser variado e o espalhamento de percursos pode ser reproduzido com facilidade. Parece-nos que o ideal seria modelarmos as respostas dos percursos por funções do tipo $f(\tau, \mathbf{P})$, onde $f()$ representa os possíveis formatos de cada tipo possível de percurso, τ representa o tempo, e \mathbf{P} representa um vetor de variáveis aleatórias que se relacionam com os múltiplos percursos. O canal de UWB seria então representado por um processo de poisson, mas em lugar de representar cada evento por um impulso, os eventos seriam representados por uma curva $f(\tau, \mathbf{P})$ cujo formato é também aleatório.

6.2 Considerações sobre Comunicações em UWB

Supondo Sincronismo Perfeito

As simulações de comunicações em UWB supondo sincronização perfeita foram realizadas tanto em presença de ruído branco quanto sob interferência de múltiplos percursos. Na primeira subseção a seguir, são comentados os resultados obtidos nas simulações em presença de ruído branco. Na segunda subseção, comentam-se os resultados obtidos sob canal de múltiplos percursos em presença ou não de ruído branco aditivo.

6.2.1 UWB em Presença de Ruído Branco

Quando a comunicação é suposta em sincronização perfeita, em um canal cujo único efeito sobre o pulso de UWB é a adição de ruído branco, pode-se dizer que a modulação PAM apresenta vantagens sobre as modulações PPM, PBM, PSM e QPSM. E fez pouca diferença a adaptação experimentada destas técnicas às condições do FCC. Em geral, as modulações PPM e PBM necessitam de uma relação E_b/N_o de apenas 1 dB mais alta para que as respectivas taxas de erro se reduzam ao mesmo nível da modulação PAM.

Como nos sistemas de UWB o sinal é de densidade de potência relativamente baixa, existe uma preocupação particular em garantir uma operação sob baixa relação sinal-ruído com taxas de erro tão baixas quanto possível. A curtíssima duração dos pulsos de UWB permitem boa folga de tempo para compensar esta baixa relação sinal-ruído com a inserção de redundância, mas ao longo da implementação de um sistema completo de comunicações em UWB novas redundâncias deverão ser introduzidas. Por exemplo: nas comunicações em UWB de múltiplos usuários será necessária introdução de redundância para o emprego do *time-hopping*. Os resultados apresentados neste trabalho, com relação sinal-ruído próxima a 0 dB (cerca de 10%), mostram que, compensados os efeitos de múltiplos percursos, é possível trabalhar com o UWB numa relação sinal-ruído bastante baixa.

6.2.2 UWB em Canais de múltiplos percursos

Nos sistemas de sincronização perfeita com simulação de canais de múltiplos percursos, a modulação PAM também produziu os melhores resultados, e foi seguida de perto pela modulação PPM. É interessante destacar que no receptor de dez percursos foi possível compensar praticamente toda a interferência de múltiplos percursos em todas as técnicas de modulação. Este resultado sugere que com relativamente pouca informação sobre o canal de múltiplos percursos, excelentes resultados podem ser obtidos. É claro que tal afirmação precisa de confirmação num experimento onde se empregue um modelo de canal feito exclusivamente para os sistemas de comunicações de UWB em recintos fechados.

Para finalizar a seção, podemos dizer portanto que a transmissão em UWB com modulação PAM apresenta melhor imunidade tanto à interferência de múltiplos percursos quanto ao ruído branco aditivo, desde que a sincronização seja perfeita.

6.3 Considerações sobre Comunicações em UWB sob Condições Mais realistas

As condições mais realistas propostas neste trabalho foram a sincronização imperfeita e a limitação da potência de irradiação. Adicionalmente foram propostas, numa tentativa de facilitar a sincronização, uma técnica de modulação, a PBM, e um esquema adaptativo de recepção.

Antes de proceder à experiência sob sincronização imperfeita, foi necessário computar alguns resultados, obtidos sob sincronização perfeita, em condições de irradiação regulamentada. Primeiramente empregaram-se as técnicas de modulação em presença de ruído branco aditivo. Em seguida, empregou-se o modelo de canal Saleh-Valenzuela. O resultado destes dois experimentos, conforme comentado na seção anterior, favoreceu à técnica de modulação PAM.

Em seguida, ainda sob sincronização perfeita, comparou-se o esquema de recepção adaptativa com o esquema de demodulação onde se supunha o conhecimento do percurso de menor atenuação. Tal experiência é comentada na primeira subseção que se segue.

Por fim, foi feita uma comparação entre as técnicas de modulação PAM,

PPM, PBM e PSM, sob sincronização imperfeita, com o esquema adaptativo de recepção. Esta experiência é comentada na segunda subseção a seguir.

6.3.1 Simulações sob Restrições Regulamentares de Potência de Irradiação

A introdução das restrições do FCC não alterou o quadro de comparações entre os desempenhos dos diversos esquemas de modulação experimentados, seja em presença de ruído branco, seja no canal de múltiplos percursos. A modulação PAM manteve a vantagem, seguida de perto pela modulação PPM.

A novidade nestas condições de experimento foi o bom resultado apresentado pelo esquema de recepção adaptativa proposto neste trabalho. Este receptor foi comparado ao receptor *Rake* de um percurso, e o superou, apesar de em sua elaboração não ter sido pressuposto nenhum conhecimento prévio sobre o canal.

O fato de as modulações PAM ou PPM apresentarem menores taxas de erro não é suficiente para que as definamos como únicos padrões disponíveis nas comunicações em UWB. Não pode ser descartada a possibilidade de que, após constituir-se um modelo mais consistente de canal em UWB, seja visto que uma outra técnica obtenha resultados comparáveis. Por outro lado, os resultados aqui apresentados indicam que, observada uma sincronização adequada, estas técnicas de modulação favorecem, em comparação com a PSM e a PBM, uma melhor compensação do ruído branco aditivo e da interferência de múltiplos percursos.

Com referência aos resultados obtidos com o esquema proposto de recepção adaptativa, pode-se concluir que o processo de demodulação usualmente empregado nas pesquisas de UWB pode ser melhorado. É possível criar um circuito adaptativo de recepção que retire do próprio sinal informação suficiente para produzir comunicação a taxas relativamente pequenas de erro.

6.3.2 Simulações sob Restrições Regulamentares e sob Sincronismo Imperfeito

As experiências que levaram em conta a possibilidade de sincronismo imperfeito mostraram que um pequeno desvio de sincronismo pode prejudicar bas-

tante a comunicação. Mesmo quando se utilizam as modulações PAM e PPM, que mostraram grande robustez contra o ruído branco e contra a interferência de múltiplos percursos, um desvio de meio período de amostragem (cerca de 2 centésimos de nanosegundo em nossas experiências) produziu um efeito drasticamente lesivo à comunicação em UWB.

Resultados animadores foram, porém, obtidos com a modulação PBM. Além de produzir bons resultados quando a sincronização é perfeita, esta modulação permite excelentes resultados sob sincronização imperfeita. A menos que se consiga produzir com facilidade um sistema de UWB com *jitter* menor que 1 centésimo de nanosegundo, é vantajosa a idéia de empregar um alfabeto de UWB formado com pulsos cujos espectros de frequência são minimamente sobrepostos.

Referências Bibliográficas

- [1] MITCHEL, T., “Broad Is The Way”, *IEEE Review*, , Jan. 2001.
- [2] “FCC Part 15, subpart F”, www.fcc.org, may 2002.
- [3] WITHINGTON, P., FULLERTON, L. W., “An Impulse Radio Communications System”. In: *Proc. of the Intl. Conf. on Ultra-Wide Band, Short-Pulse Electromagnetics*, Brooklyn, NY, USA, Oct. 1992.
- [4] SCHOLTZ, R. A., “Multiple Access With Time-Hopping Impulse Radio”. In: *Proc. of the Milcom Conf.*, Boston, MA, USA, Oct. 1993.
- [5] CASSIOLI, D., WIN, M. Z., MOLISCH, A. F., “The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel: From Statistical Model to Simulations”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 20, n. 6, Aug. 2002.
- [6] HOVINEN, V., HÄMÄLÄINEN, M., PÄTTSI, T., “Ultra Wideband Indoor Radio Channel Models: Preliminary Results”. In: *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2002.
- [7] LEE, H., HAN, B., SHIN, Y., IM, S., “Multipath Characteristics of Impulse Radio Channels”. In: *IEEE Proc. 50th Annual Int. Vehicular Technology Conf.*, Tokyo, Japan, 2000.
- [8] RAMIREZ-MIRELES, F., WIN, M. Z., SCHOLTZ, R. A., “Signal Selection for the Indoor Wireless Impulse Radio Channel”. In: *Proceedings on VTC’97*, 1997.
- [9] MARTRET, C. J. L., GIANNAKIS, G. B., “All Digital PAM impulse radio for multiple-access through frequency-selective multipath”. In: *IEEE Proc. Global Telecomm. Conf.*, Nov. 2000.

- [10] SILVA, J. A. N. D., CAMPOS, M. L. R. D., “Orthogonal Pulse Shape Modulation for Impulse Radio”. In: *International Telecommunications Symposium*, Natal, Brazil, 2002.
- [11] SALEH, A. A. M., VALENZUELA, R. A., “A Statistical Model For Indoor Multipath Propagation”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. SAC-5, n. 2, Feb. 1987.
- [12] SILVA, J. A. N. D., CAMPOS, M. L. R. D., “Performance Comparison of Binary and Quaternary UWB Modulation Schemes”. In: *IEEE Proc. Global Telecomm. Conf.*, San Francisco, USA, 2003.
- [13] QIU, R. C., “A Study of the Ultra-Wideband Wireless Propagation Channel and Optimum UWB Receiver Design”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 20, n. 9, Dec. 2002.
- [14] KUKSHYA, H. X. V., , RAPPAPORT, T. S., “Spatial and temporal characterization of 60 GHz indoor channels”. In: *IEEE Proc. Vehicular Technology Conf.*, Sept. 2000.
- [15] SCHOLTZ, M. Z. W. R. A., “Ultra-Wide Bandwidth Signal Propagation for Indoor Wireless Communications”. In: *IEEE*, 1997.
- [16] COVER, T. M., THOMAS, J. A., *Elements of Information Theory*. Wiley-Interscience, 1991.
- [17] LOVELACE, W. M., TOWNSEND, J. K., “The Effects of Timing Jitter on the Performance of Impulse Radio”, *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, , 2002.
- [18] DINIZ, P. S. R., SILVA, E. A. B. D., NETTO, S. L., *Digital Signal Processing: System Analysis and Design*. UK, Cambridge University Press, 2002.