

超宽带无线通信技术

王德强,李长青,乐光新
(北京邮电大学,北京 100876)



超宽带(UWB)信道的传播特征与传统的窄带信道有显著差异,UWB系统发送方案和接收机设计需要根据信道特征进行优化。本期讲述UWB信道特征、系统方案及接收机关键技术;上一期介绍了UWB的产生与发展、技术特点、信号成形及调制与多址技术;下一期将介绍UWB的应用前景和标准化情况。

中图分类号:TN925.93 文献标识码:A 文章编号:1009-6868 (2005) 05-0054-05

5 UWB信道传播特征

信道测量和建模是进行无线通信系统设计和系统性能评估的基础。无线信道的传播特征通常通过3个层面进行描述,即路径传播损耗、阴影衰落和多径衰落。前两者反映大、中尺度传播特征,表现为信号平均功率的起伏变化,主要用于链路预算。多径衰落反映信号在小尺度范围的信道传播特征,是影响接收机性能的主要因素。在传统窄带信道中,通常用瑞利(Rayleigh)分布或莱斯(Rice)分布来描述多径信道的衰落分布。由于超宽带(UWB)系统占据极大的带宽,其信道传播特征与传统的无线信道有明显的差异。

5.1 UWB信道测量与建模

从20世纪90年代中期开始,美国南加州大学的M. Z. Win、R. A. Scholtz等人率先开始研究超宽带脉冲在典型室内环境中的传播特征。2001年,D. Cassioli、M. Z. Win等人首先提出了一种基于时域窄脉冲测量方法得到的统计抽头延时线模型(STDLM),其时间分辨率为2 ns,反映典型室内环境1 GHz频段的信道传播特征,多径衰落服从纳卡伽米(Nakagami)分布。UWB技术向民用领域的开放极大地促进了UWB信道测量和建模工作的

开展,测量频率范围延伸至11 GHz甚至更高,测试环境涵盖了家庭、办公室、实验室、工厂等。根据测试结果,先后提出了频域自回归(AR)模型、 Δ -K模型、修正的Saleh-Valenzuela(简记为S-V)模型等一系列反映UWB特征的多径信道模型。Intel公司的Jeff Foerster等人根据2~8 GHz频段测试数据提出的修正S-V模型是最具代表性的UWB信道模型,其时间分辨率为0.167 ns,多径衰落分布服从对数正态(Log-Normal)分布。该模型被IEEE确定为IEEE 802.15.3a的标准信道。根据文献报道的若干信道测量结果,表1列出了UWB信道的主要特征参数并与传统窄带信道进行了比较。由表1可见,UWB信道的均方根时延扩展远小于窄带信道;由于UWB信号多径分

辨率极高,多径信号衰落分布不再服从Rayleigh分布,而演化为Nakagami、Log-Normal等分布;信号衰落范围只有5 dB左右,远小于窄带信道;阴影衰落比窄带信道明显改善。这充分反映了UWB信号的抗衰落特征。

5.2 IEEE 802.15.3a信道模型

IEEE 802.15.3a信道模型在建模方法上采用了传统的时域S-V模型,以双泊松过程描述多径信号成簇(Cluster)到达的现象,利用双指数衰减刻画信道中多径信号电平衰减规律,如图5所示。与传统S-V模型不同,多径衰落分布服从对数正态分布。对应的离散时域冲激响应为:

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (6)$$

▼表1 典型UWB信道与传统窄带信道参数比较

信道参数	链路条件	UWB信道	窄带信道
均方根时延扩展(ns)	LOS	4~12	10~100
均方根时延扩展(ns)	NLOS	8~19	<200
衰落分布	LOS	Nakagami、Log-Normal等	Rice
衰落分布	NLOS	Nakagami、Log-Normal等	Rayleigh
路径损耗指数(dB)	LOS	1.5~2	1~3
路径损耗指数(dB)	NLOS	2.4~4	2.1~6
阴影衰落标准差(dB)	LOS	1.1~2.1	3~6
阴影衰落标准差(dB)	NLOS	2~5.9	6~12
衰落范围(dB)		5	25

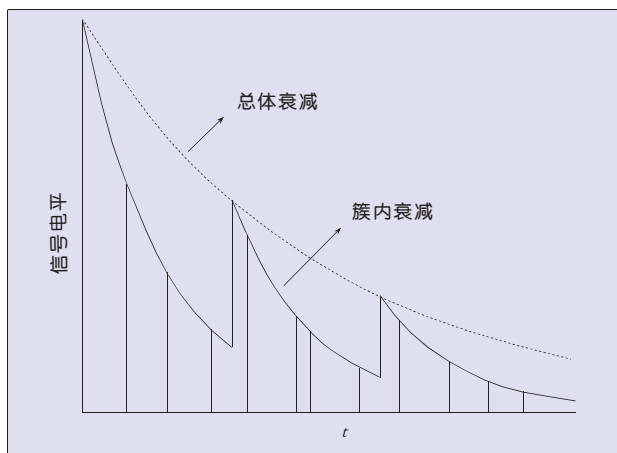


图5 S-V信道模型中的双指数衰减现象

表2 信道模型参数配置

模型参数	CM1	CM2	CM3	CM4
簇到达率 Λ (1/ns)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
簇内多径到达率 λ (1/ns)	2.5	0.5	2.1	2.1
簇衰减指数	7.1	5.5	14.00	24.00
簇内多径衰减指数	4.3	6.7	7.9	12
簇衰落标准差 σ_1 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
簇内多径衰落标准差 σ_2 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
阴影衰落标准差 σ_s (dB)	3	3	3	3

表3 四类信道的统计特征

模型统计特征	CM1	CM2	CM3	CM4
平均时延扩展(ns)	5.0	9.9	15.9	30.1
均方根时延扩展(ns)	5.0	8.0	15	25
NP_{10dB}	12.5	15.3	24.9	41.2
$NP_{85\%}$	20.8	33.9	64.7	123.3

其中, $\alpha_{k,l}$ 为多径响应幅度, T_l 为第 l 个路径簇的时延, $\tau_{k,l}$ 为第 l 个路径簇中第 k 个径相对于簇时延 T_l 的相对时延, X 表示服从对数正态分布的阴影衰落(标准差为 σ_s)。

路径簇到达时延 T_l 和簇内路径到达时延 $\tau_{k,l}$ 用两个泊松过程描述, 到达率分别为 Λ 、 Γ 。多径响应幅度为 $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}$, 其中, $p_{k,l}$ 以等概率取 ± 1 ; ξ_l 为第 l 个路径簇的衰落幅度, $\beta_{k,l}$ 为第 l 个路径簇中第 k 个径的衰落幅度, 两者均服从0均值对数正态分布, 标准差分别为 σ_1 、 σ_2 。

若 Ω_0 为首达径的平均功率, 则多径平均功率用双指数衰减描述:

$$E[|\xi_l \beta_{k,l}|^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (7)$$

该模型将室内环境分为4种典型情况: CM1 (0 ~ 4 m, 视距), CM2 (0 ~ 4 m, 非视距), CM3 (4 ~ 10 m, 非视距), CM4 (4 ~ 10 m, 极端恶劣), 对应的信道参数配置见表2。表3给出了4种传播环境的主要统计特征。其中, NP_{10dB} 表示与最强径能量之差小于10 dB的路径总数, $NP_{85\%}$ 表示捕获85%信道能量所需的路径数量。

图6给出了典型信道样本。可见, UWB信道表现出非常强烈的频率选择性, 信号能量在时间上产生严重弥散, 这将对数据传输速率和可靠性产生严重影响。为有效地捕获信号能量需要非常大的瑞克接收机叉指数, 若数据速率太高, 还会发生符号间干扰 (ISI), 需要采用复杂的信道编码和均衡器加以克服。

该模型的路径损耗模型采用自由空间传播公式, 即路径损耗指数为2。具体计算如下:

$$PL(dB) = L_1 + L_2 = 20 \log_{10}(4\pi f_c / c) + 20 \log_{10} d \quad (8)$$

其中, 第一项为参考距离 $d_0=1$ m 处的路径损耗, f_c 为信号中心频率, c 为光速 3×10^8 m/s, d 为传输距离。

6 UWB系统方案

UWB系统方案需要根据具体应

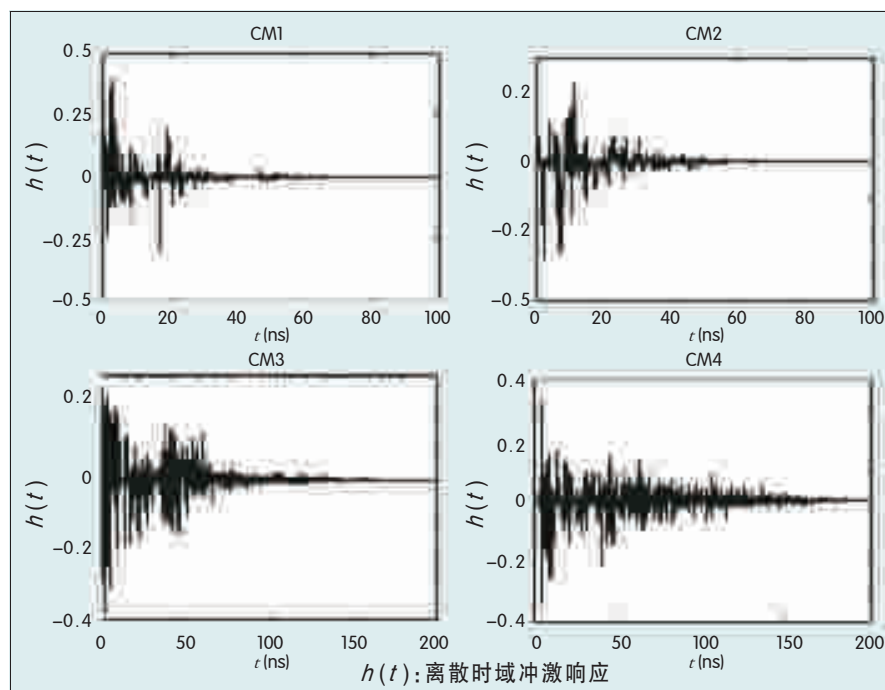
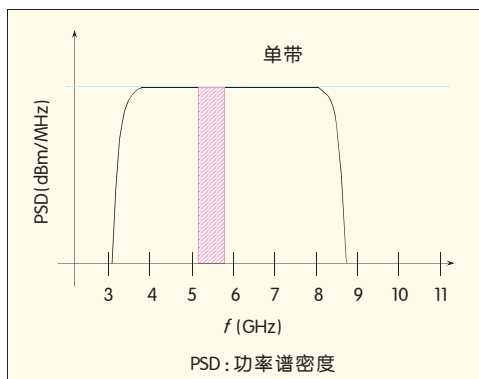


图6 IEEE802.15.3a多径信道样本



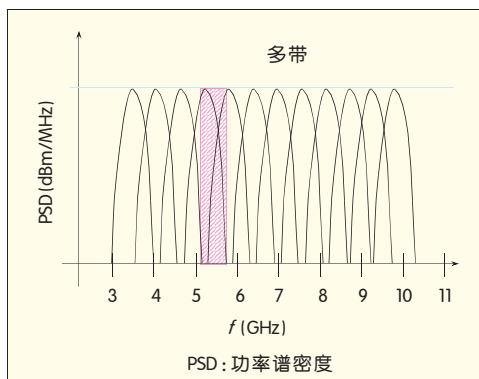
▲图7 单带系统频带规划

用需求、规则约束和信道特征进行优化选择。需要重点考虑的几个内容有:频带规划、调制与多址方案、共存性问题、系统复杂度、成本与功耗等。按照美国联邦通信委员会 (FCC) 规定, UWB信号的可用带宽为7.5 GHz, 瞬时辐射信号带宽应大于500 MHz。对于特定的应用, 系统频带规划和应用方案需要综合考虑各种因素进行合理选择。

目前已有的系统方案可以分为单频带和多频带两种体制, 如图7、图8所示。在多带体制中, 根据子带调制方式又分为多带脉冲调制和多带正交频分复用(OFDM)调制两种方案。

6.1 单带系统

在单频带系统中, 仅使用单一的成形脉冲进行数据传输, 信号频谱覆盖免授权频谱3.1 ~ 10.6 GHz的一部分或全部, 通常信号带宽高达几个吉赫兹。图9为单带脉冲UWB系统信号示意图。由于信号带宽很大, 其多径分辨率很高, 抗衰落能力强, 采用瑞克接收机可以有效地对抗频率选择性衰落。但由于信号的时间弥散严重, 若采用瑞克接收机则需要较多的叉指数, 增加了接收机复杂度。同时, 在数字接收机中, 单带信号对模数转换器(ADC)的采样率和数字信号处理器 (DSP) 的处理速度提出很高要求, 这在一定程度上将增加系统功耗。为解决共存性问题, 单带系统一般采用开槽滤波器对信号进行滤波, 从而避



▲图8 多带系统频带规划

免与带内窄带系统相互干扰, 但开槽滤波器的设计往往是比较复杂的。XSI和Motorola公司的方案是单带系统的典型代表, 为避免与UNII频段(免授权国家信息设施频段)IEEE 802.11a相互干扰, 将3.1 ~ 10.6 GHz分为高(3.1 ~ 5.15 GHz)、低(5.825 ~ 10.6 GHz)两个频段, 分别使用, 避开UNII频段不用。

在单带系统中, 调制方式可以采用脉位调制(PPM)、脉幅调制(PAM), 多址方式采用跳时多址(THMA)、直扩码分多址 (DS-CDMA)。对于低速系统, 由于符号周期比较长, 多径信道时延扩展不会引起符号间干扰, 此时采用跳时-脉位调制(TH-PPM)、跳时-脉幅调制(TH-PAM)是较合适的UWB系统方案。在满足速率要求的前提下, 采用二进制脉位调制(2-PPM)、二进制脉幅调制(2-PAM)将有利于降低设备复杂度, 采用多进制脉位调制(M-PPM)或多进制脉幅调制(M-PAM)与较低的脉冲重复频率, 则有利于克服多径信道引起的符号间干扰。

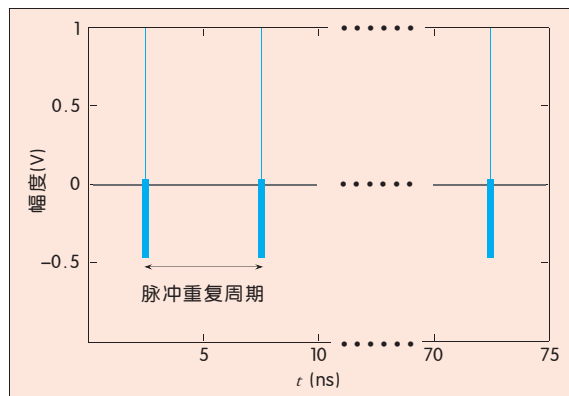
对于高速系统, 由于符号周期较短, 多径信道将引起严重的符号间干扰, THMA的性能严重下降, 采用DS-CDMA将有利于提高系统可靠性和多用户容量。若符号间干扰非常严重, 则需要使用瑞克接收机+均衡器的方案进

行消除。

6.2 多带系统

多带系统的3.1 ~ 10.6 GHz频段被划分成若干个500 MHz左右的子带。根据具体应用需要, 使用部分子带或全部子带进行数据传输。信号成形和数据调制在基带完成, 通过射频载波搬移到不同子带。子带数量的增加使射频部分复杂度提高, 通常需要复杂的射频频率合成电路和相应的切换控制电路。各子带接收信号经下变频处理后, 可以使用相同的基带处理部件和算法完成数据检测。与单带系统相比, 由于每个子带比单带信号的带宽小得多, 数字接收机对AD转换采样速率和DSP计算速度降低了要求。较小的子带信号带宽使系统抗衰落性能有所下降, 但捕获多径信号能量所需的瑞克接收机叉指数较少。多带系统在共存性和规则适应性方面具有很大的灵活性, 为避免与窄带系统相互干扰, 可以禁用某些子带, 或者配合信道监听技术选择无干扰的子带进行数据传输。

在多带系统中, 通常使用跳频技术(FH)解决多址问题。相对于符号速率, 跳频速率可分为慢跳和快跳两种方式。慢跳是指跳频速率低于符号传输速率, 连续几个符号在同一子带上传输。快跳是指跳频速率高于符号传输速率, 每个符号在几个子带上传输。慢跳可以降低频率切换和同步捕



▲图9 单带脉冲UWB系统信号示意图

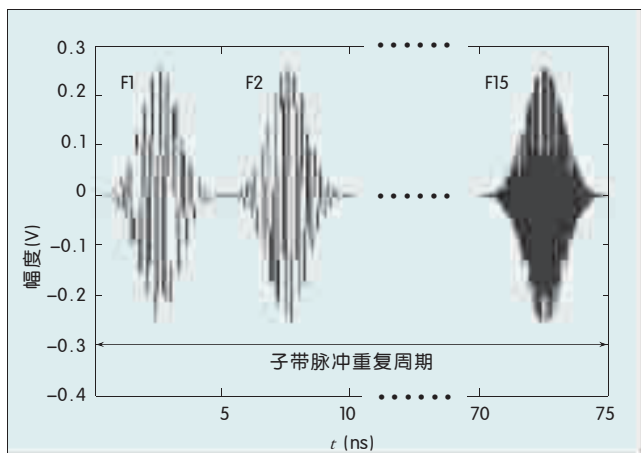


图10 跳频MB-IR系统信号示意图

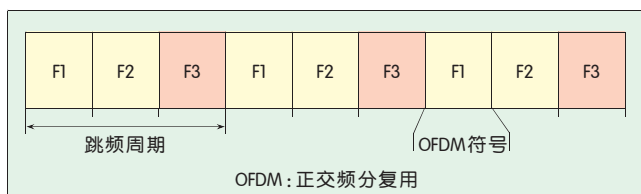


图11 跳频MB-OFDM系统信号示意图

获电路的复杂度,但多径信道引起的符号间干扰将影响传输可靠性。快跳可以克服符号间干扰并获得频率分集增益,但增加了频率切换和同步捕获的难度。因此,跳频方式的选择需要在传输速率、传输可靠性、系统复杂度之间进行折衷考虑。

按调制方式区分,多带UWB系统又可分为多带脉冲无线电(MB-IR)和多带正交频分复用(MB-OFDM)两种方式,图10、图11分别为跳频MB-IR和跳频MB-OFDM的信号示意图。在MB-IR系统中,每个子带利用持续时间极短的窄脉冲携带信息,采用脉位调制(PPM)、脉幅调制(PAM)等调制方式。因此,MB-IR系统继承了传统脉冲无线电的特点,可以采用瑞克接收机对抗多径信道引起的频率选择性衰落。由于采用了跳频技术,每个子带的脉冲重复频率大大下降,符号间干扰大大减弱,因此不必采用复杂的均衡技术。在MB-OFDM系统中,每个子带被划分成若干个等间隔的窄带子信道,借助逆快速傅里叶变换/快速傅里叶变换(IFFT/FFT)进行OFDM调制/解调。因此,MB-OFDM系统具有频谱利用率高、符号持续时间长的特

点,借助于循环前缀(CP)可以克服多径信道引入的时延扩展。结合跳频技术、交织技术,MB-OFDM系统可以进一步在时域和频域获得分集增益。OFDM系统固有的峰均比问题、同步问题、载波间干扰问题是MB-OFDM系统的难点。

7 UWB接收机关键技术

UWB信道严重的频率选择性衰落特征和UWB系统的低辐射功率限制对接收机设计提出严峻的挑战。为优化接收机设计,必须对定时同步、信道估计、接收机结构等若干关键技术进行深入研究。图12以UWB系统为例,给出了简化的接收机框图。

7.1 定时同步

定时同步是UWB通信系统中至

关重要的问题,定时偏差和抖动将严重影响接收机性能。一般定时同步分为捕获和跟踪两个阶段。在捕获阶段,要求接收机快速搜索信号到达时间,并根据搜索结果调整接收机定时。在同步跟踪阶段,接收机对微小的定时偏差进行补偿以保持同步。在UWB系统中,由于信号持续时间非常短,且信号功率很低,使同步捕获和跟踪变得相当困难。UWB信道的密集多径特征进一步增加了定时同步的复杂性。

总体上讲,目前提出的UWB系统定时同步方法可以分为两大类:数据辅助的定时同步(Data Aided)、盲定时同步(Non-data Aided)。数据辅助的同步方法借助于事先设计的导符号训练序列进行定时捕获和跟踪,采用的训练序列有M序列、Gold序列、巴克码等。结合判决反馈的方法可以进一步提高跟踪精度。这类同步方法的优点在于捕获速度较快、跟踪精度高,但在系统带宽效率和功率效率上付出较大的代价。盲定时同步借助于超宽带信号内在的循环平稳特征进行定时捕获和跟踪,不使用任何预知的训练符号。这类方法在系统带宽效率和功率效率上高于数据辅助的同步方法,但捕获速度和同步性能会有所下降。

上述两类同步方法都是采用滑动相关寻找峰值的办法,区别在于使用的相关器模板和先验信息。每种方法在具体实现上又可分为:串行搜索和并行搜索。串行搜索仅采用一路相关器对接收信号进行同步捕获,具有实现复杂度低的特点,但同步捕获所需时间较长。并行搜索将帧时间分为

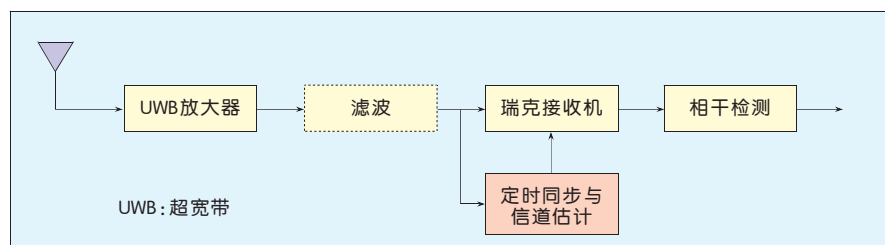


图12 基于脉冲的UWB系统接收机框图

几个时间片段,采用并行的几个相关器同时进行捕获,因此具有捕获速度快的特点,但在实现复杂度上要付出一定代价。在搜索策略上又分为线性搜索、随机搜索、反码跳序搜索等。线性搜索实现最简单,但平均捕获时间最长,后两种搜索策略可以在很大程度上加快捕获速度,但要付出一定的复杂度代价。

在高速无线个域网(WPAN)等无线网络中,一般采用突发式的包传递模式。因此,采用数据辅助的同步方法与并行搜索相结合是比较合理的选择。盲同步方法结合串行搜索比较适合于低成本、低功耗的低速网络。

7.2 瑞克接收

UWB系统的典型应用环境为家庭、办公室等室内密集多径环境,多径信道的最大时延扩展达200 ns以上,可分辨多径数量与信号带宽成正比,通常高达几十至上百条。传统的宽带码分多址(WCDMA)系统利用伪随机扩频码的自相关特性分离多径信号,采用瑞克接收机捕获、合并可分辨的多径信号能量,从而提高系统在多径衰落信道中的性能。UWB脉冲信号具有天然的多径分辨能力,因此可以采用瑞克接收技术对抗多径信道引起的时间弥散。由表3可见,若要捕获85%信道信号能量,往往需要几十甚至上百个瑞克叉指。鉴于UWB系统低功耗、低复杂度要求,瑞克接收机的设计应在复杂度和接收机性能之间进行折衷考虑。

至今已有很多文章研究瑞克接收机在UWB系统中的应用,分析了各种瑞克接收机结构在UWB信道中的性能以及瑞克接收机性能与信号带宽的关系。按瑞克接收机结构可以分为全瑞克(A-Rake)、选择式瑞克(S-Rake)和部分瑞克(P-Rake),合并策略分为等增益合并(EGC)、最大比合并(MRC)。A-Rake将所有可分辨的多径信号进行合并,S-Rake在所有可能分辨的多径信号中选择最强的几个

进行合并,而P-Rake将最先到达的几条径进行合并。EGC对各径信号以相同的加权合并,而MRC根据信道估计结果对各径信号按强度加权合并。就接收机性能而言,A-Rake优于S-Rake,S-Rake优于P-Rake,MRC优于EGC。就复杂度而言,EGC结合P-Rake最为简单,MRC与A-Rake结合实现复杂度最高。综合考虑接收机性能与实现复杂度,S-Rake与MRC结合对高速UWB系统是最合适的方案,而P-Rake与EGC结合特别适合于低成本、低功耗的低速系统。

由于UWB信号带宽相当大,收发天线和无线信道往往引起较严重的信号波形失真。若瑞克接收机仍然采用理想的脉冲波形作为相关器模板,系统性能将有很大的损失。因此,在UWB系统中,需要根据接收信号对瑞克接收机相关器模板进行估计和修正。一种较为实用的方法是将实测得到的UWB脉冲波形作为相关器模板。

信号带宽的选择也将影响瑞克接收机的复杂度和性能。仿真结果表明,若信号带宽在500 MHz左右,4~6叉指MRC S-Rake的性能已非常接近MRC A-Rake,若信号带宽在几个吉赫兹,则所需瑞克叉指数高达数十个。

7.3 信道估计

在数字通信系统中,若采用非相干检测则可以简化接收机复杂度,不需要进行复杂的信道估计。但非相干检测比相干检测有高达3 dB左右的性能损失,这对功率受限系统尤其难以接受。为了保证系统传输可靠性和功率效率,UWB系统一般采用相干检测,因此信道估计问题是UWB接收技术中的关键问题之一。

在基于脉冲的UWB系统中,采用瑞克接收机合并多径信号能量并进行相干检测,信道估计问题即估计多径信号的到达时间和幅度。在基于OFDM的UWB系统中,接收机根据信道频域响应对每个子信道进行频域均衡后进行相干检测,信道估计问题

即估计信道频域响应。

UWB信道是典型的频率选择性衰落信道,在时域表现为多径弥散且呈现出多径成簇到达的现象。根据利用的先验信息分类,现有的信道估计方法分为:数据辅助(Data-aided)的信道估计、盲(Blind)信道估计。数据辅助的信道估计方法利用已知的训练符号进行信道估计,具有估计速度快的特点,但在频谱利用率和功率利用率上付出一定代价。盲信道估计不需要训练符号,利用信号自身的结构特点或数据信息内在的统计特征进行信道估计,但计算复杂度很高,收敛速度通常很慢。

UWB系统的典型应用环境为室内,与数据传输速率相比,信道的变化速度非常慢,可以看作准静态。因此,对于突发式的包传递模式,采用数据辅助的信道估计方法最为合适,仅需插入少量训练符号即可快速估计信道信息,配合判决反馈可进一步提高估计精度。盲信道估计则比较适合于连续传输模式的网络。(待续)

收稿日期:2005-05-30

作者简介



王德强,山东大学副教授,北京邮电大学在读博士。参与国家自然科学基金、国家“863”高技术发展计划项目多项,已发表论文20余篇。主要研究方向为:超宽带无线通信技术、正交频分复用技术、宽带无线信道建模与分析、通信信号处理技术。



李长青,北京邮电大学在读博士。主要研究方向为超宽带无线通信技术、正交频分复用技术。



乐光新,北京邮电大学电信工程学院教授、博士生导师,北京邮电大学校学术委员会副主任。已发表论文50余篇。