



为什么选择超宽带?

超宽带技术综述

向 DARPA NETEX 项目办公室报告

经过

Leonard E. Miller
无线通信技术集团 国家标准与技术研究所 马里兰
州盖瑟斯堡

2003 年 4 月

为什么选择超宽带?

目录

数字列表.....	v
表列表.....	六
1. 简介*	1
1.1 背景.....	1
计划目标.....	1
特征.....	1
查.....	1
形.....	1
型.....	1
1.1.1 客观系统特.....	1
2 1.1.2 UWB 波形的调.....	1
3 1.2.1 波.....	1
3 1.2.2 波形的数学模.....	1
5	
2. UWB 信号的带宽特性.....	12
2.1 射频带宽背景	12
宽.....	12
信.....	12
力.....	12
透.....	12
项.....	12
点.....	12
扰.....	12
统.....	12
用.....	12
WPAN	12
信.....	12
位	12
信	12
12.2 的优点大的相对带.....	12
12.2.1 高速通.....	12
12.2.2 加工增益的潜.....	12
13 2.2.3 墙壁、地面的穿.....	13
13 2.2.4 大带宽信号传播损耗的注意事.....	13
14 2.3 相对带宽大的缺.....	14
16 2.3.1 对现有系统的潜在干.....	16
16 2.3.2 潜在干扰来自现有系.....	16
18 2.4 大相对带宽的应.....	18
20 2.4.1 高速率.....	20
20 2.4.2 低功耗、隐蔽通.....	20
21 2.4.3 室内定.....	21
22 2.4.4 多个访问通.....	22
22	
3. UWB 信号的时域特性.....	24
3.1 UWB 时域特性的背景	24
况	24
析	24
度	24
性。	24
益	24
点	24
径	24
代	24
34 3.4 短脉冲宽度的应用	34
与本地化.....	34
35	
24 3.1.1 超宽带发展概.....	24
24 3.1.2 涉及短脉冲的分.....	24
25 3.2 优点短脉冲宽.....	25
29 3.2.1 多路径组件的可解析.....	29
29 3.2.2 分集增.....	29
30 3.3 短脉冲宽度的缺.....	30
32 3.3.1 大量多路.....	32
33 3.3.2 长同步化时.....	33
35 3.4.1 本地化与联合僵.....	35
35	
4. UWB 信号的多径持久性	37
4.1 UWB 多径传播的背景	37
型	37
38	
37 4.1.1 UWB 信号的多径延迟扩展模.....	37

为什么选择超宽带?

4.1.2 UWB 多径的无线电波现象学.....	40
性的优点	41
距	41
耗	42
路径持久性的缺点.....	43
到达角中的散射.....	43
4.4 多路径持久性的应用.....	45
室内和船上的 NLOS 通信.....	45
5. UWB 信号的无载波传输特性.....	47
5.1 超宽带传输背景.....	47
5.1.1 发送器和接收器配置.....	47
置.....	48
传输的优势	51
性	51
件	53
无载波传输的缺点.....	51
号处理.....	51
用.....	52
寸	52
5.4 无载波传输的通信应用.....	53
络.....	53
6. 总结与评估.....	55
6.1 NETEX 要求概要.....	55
潜在 NETEX 应用和环境概要.....	55
景	55
素	56
法和目标.....	56
估	57
优点/缺点/次要意义的应用.....	57
义	58
6.3.3 UWB 的优点/缺点/应用最高意义.....	60
参考文献（作为尾注）	64

数字清单

图 1.1 单脉冲 UWB 波形 (来自参考文献 16)	3	图 1.2 天线对 UWB 脉冲形状的影响示例 (来自参考文献 17)	4	图 1.3 工作 UWB 通信系统的时间捕获和调制频谱 (来自参考文献 18)	5
UWB 脉冲形状的双峰模型 (来自参考文献 19) 。	6	图 1.5 多周期波形和功率谱密度。	7	图 1.4 UWB 脉冲形状的双峰模型 (来自参考文献 19) 6 图 1.5 多周期波形和功率谱密度。 7 图 1.6 示例 N 周期正弦脉冲与三角脉冲整形。 7 图 1.7 正弦脉冲的功率谱与三角脉冲整形 8 图 1.8 基于 Hermite 多项式的 UWB 波形示例..... 9 图 1.9 基于 Hermite 多项式的 UWB 脉冲功率谱..... 10 图 1.10 正负脉冲之间具有延迟的高斯双峰 (参考文献 11) 。 11 图 1.11 高斯单脉冲和双脉冲的频谱比较..... 11 图 2.1 通过各种材料的无线电信号衰减作为频率的函数 (来自参考文献 2)	14
使用传播损耗窄带模型时的 dB 误差。	15	图 2.3 平均有意辐射的 FCC 辐射掩模由 UWB 设备..... 17 图 2.4 矩形和三角形多环光谱与 FCC 发射掩模的拟合。 19 图 2.5 PPM 调制示例。	23	图 2.3 平均有意辐射的 FCC 辐射掩模由 UWB 设备..... 17 图 2.4 矩形和三角形多环光谱与 FCC 发射掩模的拟合。 19 图 2.5 PPM 调制示例。 23 图 2.6 PPM 谱示例 (来自参考文献 58) 。	25
器..... 25 图 3.2 8 阶 Walsh 函数 (来自参考文献 29)	25	图 3.3 基带响应示例 N 循环正弦曲线。	28	图 3.1 无载波波形的示例相关接收器..... 25 图 3.2 8 阶 Walsh 函数 (来自参考文献 29)	28
图..... 29 图 3.5 具有多路径的相关器输出..... 30 图 3.6 5 GHz 时室内传播损耗的实验数据 (来自参考文献。 67) 。	30	图 3.4 显示多径直接分辨率的概念图..... 29 图 3.5 具有多路径的相关器输出..... 30 图 3.6 5 GHz 时室内传播损耗的实验数据 (来自参考文献。 67) 。	30		
31 图 3.7 相关器输出的示例 rake 组合。	31	图 3.7 相关器输出的示例 rake 组合。	31	图 3.7 相关器输出的示例 rake 组合。	31
32 图 3.8 采样相关器输出以执行 rake 合并的概念..... 33 图 3.9 计算来自频率响应的信道脉冲响应 (来自参考文献 67) 。	32	32 图 3.8 采样相关器输出以执行 rake 合并的概念..... 33 图 3.9 计算来自频率响应的信道脉冲响应 (来自参考文献 67) 。	33	32 图 3.8 采样相关器输出以执行 rake 合并的概念..... 33 图 3.9 计算来自频率响应的信道脉冲响应 (来自参考文献 67) 。	33
33 图 3.10 Nr = 20 时 Rake 接收器参数的性能 (来自参考文献 77)	33	33 图 3.10 Nr = 20 时 Rake 接收器参数的性能 (来自参考文献 77)	33	33 图 3.10 Nr = 20 时 Rake 接收器参数的性能 (来自参考文献 77)	33
34 图 3.11 组合通信和 TDOA 操作的示例 (参考文献 83) 。	34	34 图 3.11 组合通信和 TDOA 操作的示例 (参考文献 83) 。	34	34 图 3.11 组合通信和 TDOA 操作的示例 (参考文献 83) 。	34
35 图 3.12 使用响应终端 (信标) 的室内地理定位示例 (参考文献 85) 36 图 4.1 对 UWB 脉冲的多径响应示例 (来自参考文献 33) 。	35	35 图 3.12 使用响应终端 (信标) 的室内地理定位示例 (参考文献 85) 36 图 4.1 对 UWB 脉冲的多径响应示例 (来自参考文献 33) 。	36	35 图 3.12 使用响应终端 (信标) 的室内地理定位示例 (参考文献 85) 36 图 4.1 对 UWB 脉冲的多径响应示例 (来自参考文献 33) 。	36
37 图 4.2 UWB 多径示例 (来自参考文献 3)	37	37 图 4.2 UWB 多径示例 (来自参考文献 3)	37	37 图 4.2 UWB 多径示例 (来自参考文献 3)	37
38 图 4.3 萨利赫- 多径到达的 Valenzuela 模型 (来自参考文献 86)	38	38 图 4.3 萨利赫- 多径到达的 Valenzuela 模型 (来自参考文献 86)	38	38 图 4.3 萨利赫- 多径到达的 Valenzuela 模型 (来自参考文献 86)	38
Nakagami m 分布 pdf 和河。	39	Nakagami m 分布 pdf 和河。	39	Nakagami m 分布 pdf 和河。	39
41 图 4.5 链路可靠性与阴影、衰落和两者 的余量 (来自参考文献 97) 。	41	41 图 4.5 链路可靠性与阴影、衰落和两者 的余量 (来自参考文献 97) 。	41	41 图 4.5 链路可靠性与阴影、衰落和两者 的余量 (来自参考文献 97) 。	41
42 图 4.6 不同室内位置的多径 TOA 与 AOA (来自参考文献 101)	42	42 图 4.6 不同室内位置的多径 TOA 与 AOA (来自参考文献 101)	42	42 图 4.6 不同室内位置的多径 TOA 与 AOA (来自参考文献 101)	42
44 图 4.7 关于单个集群平均值的 AOA 分布示例 (来自参考文献 100) 。	44	44 图 4.7 关于单个集群平均值的 AOA 分布示例 (来自参考文献 100) 。	44	44 图 4.7 关于单个集群平均值的 AOA 分布示例 (来自参考文献 100) 。	44
图 4.8 使用 UWB 信号的精确资产定位系统 (来自参考文献 14) 。	46	图 4.8 使用 UWB 信号的精确资产定位系统 (来自参考文献 14) 。	46	图 4.8 使用 UWB 信号的精确资产定位系统 (来自参考文献 14) 。	46
46 图 4.9 通过舱壁的船上传输路径 (来自参考文献 105)	46	46 图 4.9 通过舱壁的船上传输路径 (来自参考文献 105)	46	46 图 4.9 通过舱壁的船上传输路径 (来自参考文献 105)	46
46 图 4.10 图 4.9 路径接收到的信号的数字采样范围视图 (参考文献 105)	47	46 图 4.10 图 4.9 路径接收到的信号的数字采样范围视图 (参考文献 105)	47	46 图 4.10 图 4.9 路径接收到的信号的数字采样范围视图 (参考文献 105)	47

为什么选择超宽带?

图 5.2 典型的数字外差接收器 (左) 和单芯片直接转换接收器 (右), 集成了 RF 和 IF, 没有 SAW 滤波器 (来自参考文献 107) 48 图 5.3 UWB 基带系统实现的概念 (来自参考文献 108) 48 图 5.4 天线充电和放电产生的时域波形示例:

改进的圆锥形 (实线)、圆锥形 (点划线) 和线形 (点划线) (来自参考文献 112) 49 图 5.5 大电流辐射器 UWB 天线系统 (来自参考文献 79) 50 图 5.6 图 5.5 的天线系统性能 (来自参考文献 79) 50 图 5.7 无载波脉冲传输的接收机采样 (来自参考文献 123) 53 图 5.8 组合网络集群和地理定位 (来自参考文献 10) 54

表列表

表 1.1 UWB 波形特性的优点、缺点和应用 2 表 2.1 多周期波形的相对带宽 12 表 2.2 候选人高的数据要求评价 WPAN 应用程序。 21 表 3.1 64 阶沃尔什序列, 由编号索引。零交叉 (来自参考文献 29) 26 表 4.1 典型 UWB 场景的 SV 多径模型参数 (来自参考文献 91) 39 表 4.2 不同建筑物中多径和 AOA 参数的比较 (参考文献 99) 45

为什么选择超宽带?

1. 简介*

本报告由国家无线通信技术集团

位于马里兰州盖瑟斯堡的标准与技术研究所 (NIST) 旨在通过评估与使用该技术相关的技术问题,提供有关使用超宽带 (UWB) 无线电技术的观点。该报告的部分资金来自美国国防高级研究计划局 (DARPA) 的“极端网络”项目

(NETEX) 程序。

1.1 背景

DARPA 项目办公室已经启动了 NETEX 计划的第一阶段,正在寻求令人信服的论据,以证明和选择第二阶段的努力以期待该计划

审查。特别是,需要开发一个演示文稿,确定 UWB 技术对 NETEX 应用和环境的独特适用性。为了介绍所涉及的技术问题,我们回顾了 NETEX 计划的目标和目标系统的既定特征。

1.1.1 项目目标

NETEX 计划 1 的目标是开发“使用 UWB 技术在复杂、恶劣的环境中建立强大而快速的无线网络”。本项目目标陈述中的几个描述性词语的含义如下:

- 健壮是指不受信道影响的网络方案和实施衰落和设备中断。
- 复杂是指对无线电通信相对恶劣和/或受场景和位置相关传播特性影响的操作环境,例如密集的城市、室内和船上情况。
- 敌对是指需要以低检测概率运行以避免干扰的环境。
- 快速意味着网络可以“即时”配置为自组织网络,无需预留或竞争频谱分配。
- 使用UWB 技术表明操作场景的属性使得UWB 技术被认为在满足通信系统性能要求方面具有特殊优势。

*注:本报告中的参考文献以带下标的数字表示。他们的引文列在报告的末尾。

为什么选择超宽带?

UWB 技术在“极端”环境中提供可靠和充分通信的优势包括表 1.1 中总结的优势

NETEX 项目2 的广泛机构公告 (BAA)指出,在项目第一阶段结束时,将进行评估以回答以下问题:

- UWB 网络能否设计为与其他军用无线电、雷达、传感器和 GPS 接收器共存?
- 我们能否清楚地确定UWB 性能优于窄带RF 系统的运行机制?
- 哪些硬件设计和实现以及协议可以提供最大的
复杂环境中可扩展操作的鲁棒性?

BAA 中的这些声明强调,NETEX 计划下的研究应在网络环境和/或 UWB 技术的应用方面处理现实世界的系统。

表 1.1 UWB 波形特性的优缺点及应用

超宽带属性	优势 · 高速通	缺点 · 潜在干扰	应用
非常宽的分数和绝对射频带宽	信3 · 加工增益的潜力2 · 低频穿透墙壁、地面2,4	现有系统3,5 · 来自现有系统的潜在干扰3,4,6	· 高速 WPAN7 · 低功耗、隐蔽通讯2,4,8 · 室内定位2,3 · 多路访问4
非常短的脉冲	· 离散多径分量的直接可分辨性2,4 · 多样性增益9	· 大量多路径8 · 同步时间长4,10	低功耗组合通信和本地化11
多径反射的持久性12	· 低衰减余量11,13 · 低功率11	到达角散射 ¹⁴	非视距通信 室内和船上15
无载波传输	· 硬件简单2,4 · 小型硬件10	超分辨光束的不适用性 成型13	智能传感器网络10

1.1.2 客观系统特征

我们引用NETEX征集的文字 :2

随着处理技术的稳步发展,军用系统设计人员开始关注实现分布式系统的优点。特别是,廉价的处理能力使得可以在整个系统中传播智能,而不是依赖于更集中的建筑学。分布式平台通常提供更高的容错能力,覆盖更大的地理区域,并支持增强的分辨率覆盖范围。未来之战等平台例如,系统采用了坦克的概念,并用更强大、更用于陆战的可生存且更具机动性的分布式系统。预计这一趋势将在许多未来的系统中继续。

然而,去中心化系统智能所承诺的效力,如果没有强大的互连网络将节点连接在一起。为了实现分布式无人值守传感器的部署等应用,军事用户面临以下挑战:

1. 在复杂和恶劣的环境中快速创建强大的网络。这样的网络必须在复杂和恶劣的物理位置运行,包括密集的城市地形,这是美军可能遇到的最危险的交战环境。

该系统还必须在假定干扰和拦截尝试的敌对电磁环境中运行。

2. 协调可用频谱的分配。频谱分配问题因国内军用带宽减少的趋势和国际频谱分配环境的不一致性而变得更加复杂。

NETEX 计划的目标是创造新的无线网络技术来应对这些挑战。该计划的中心重点将是提升基于超宽带 (UWB) 无线电的能力,并利用其独特的物理层特性来形成强大的、可扩展的网络。

1.2 UWB 波形调查

在本节中,我们提供了为 UWB 通信系统提出的各种波形的样本,以及它们的数学模型。

1.2.1 波形

也许最简单的 UWB 通信波形是单脉冲,图 1.1 中绘制了一个示例 16。尽管它被描述为理想化的波形,但它确实有助于说明必须在发送和接收之间做出的重要区别

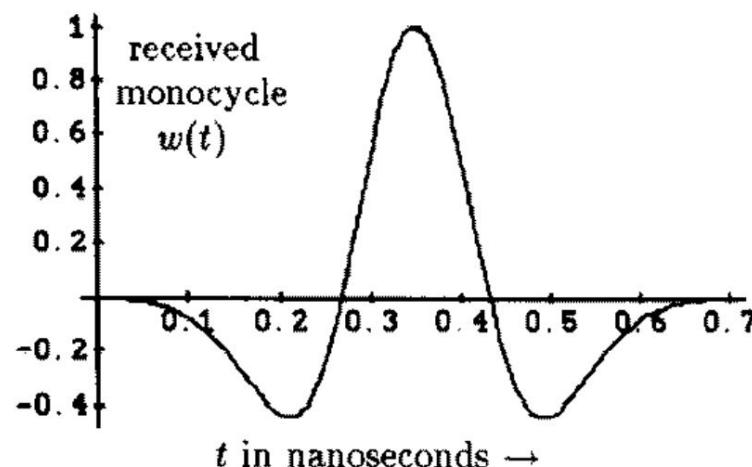


图 1.1 单脉冲 UWB 波形 (来自参考文献 16)。

为什么选择超宽带?

无载波 UWB 波形,这是必要的区别,因为发射和接收天线对波形形状的影响作为时间的函数是非常明显的,这与使用载波的较长持续时间波形的情况不同。在不深入细节的情况下

UWB 波形的物理生成,在这方面注意到发射天线具有区分呈现给它的时间波形的一般效果就足够了。

因此,传输的脉冲没有 DC (直流)值 波形在其持续时间内的积分必须为零。图 1.1 中的波形满足这个条件,因此是 UWB 波形的合理模型;从某种意义上说,它是理想的,除了没有 DC 值之外,它还具有峰值对称性。一般来说,这种对称性在实践中是无法实现的,我们将在下文中以来自文献的实际波形示例来说明这一点。

图 1.2 给出了天线如何影响 UWB 波形的一个清晰示例 17 ,其中类似脉冲的脉冲在被接收之前被微分两次。图中还显示了多径分量的接收,这是接收到的 UWB 信号的一个特征。图 1.3 显示了 UWB 信号测量的另一个示例 18 ,该示例还显示了使用基本脉冲生成波特率为 850 Kbps 的通信信号时波形占用的带宽。

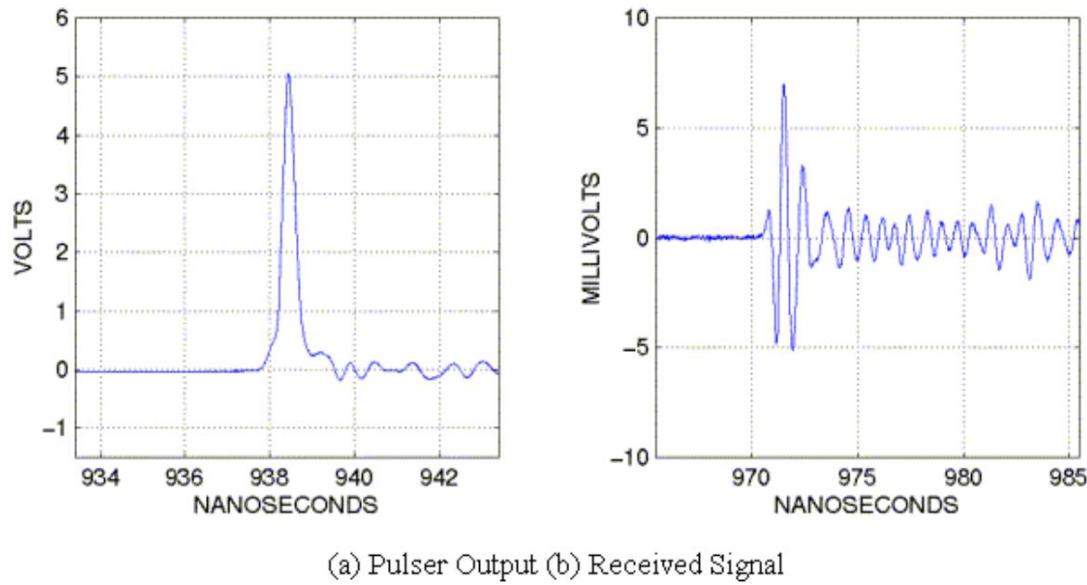


图 1.2 天线对 UWB 脉冲形状的影响示例 (来自参考文献 17)

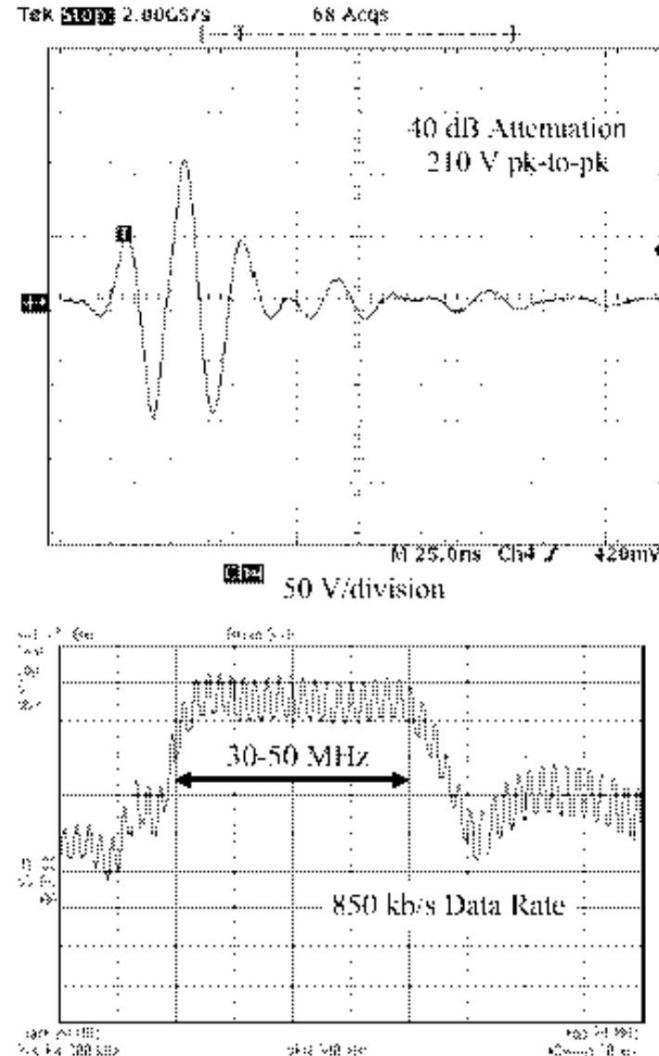


图 1.3 工作 UWB 通信系统的时间捕获和调制频谱

(来自参考文献 18)。

1.2.2 波形的数学模型

图 1.1 中显示的单脉冲波形是 UWB 脉冲形状数学建模的一个示例。另一个非常常见的模型是图 1.4 中所示的脉冲双峰 19。

出于分析目的,已经开发了元素 UWB 脉冲波形的各种理想化模型和概括。一个这样的分析模型 20 是由正弦曲线的 N 个周期组成的“多周期”波形:

(1.1a)

$$0, = \sum_{n=0}^N u(t - nT) \quad (1.1b)$$

为什么选择超宽带?

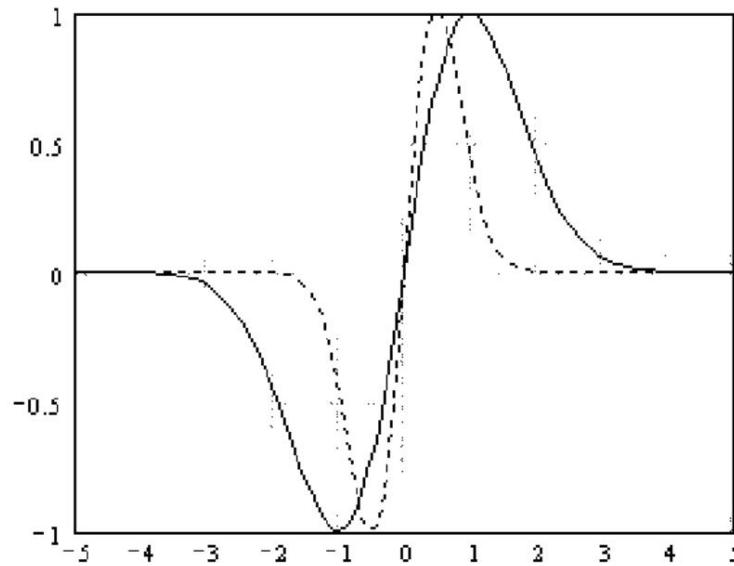


图 1.4 UWB 脉冲形状的双峰模型 (来自参考文献 19)。

在哪里 $\omega_r = 2\pi/T$ 和 $u(t)$ 是单位阶跃函数。对于 N 的整数值,傅里叶这个波形的变换是

$$\text{信号}(\omega) = \frac{1/\omega_r}{1 - (\omega/\omega_r)^2} = e^{-jN\pi\omega_r/2} \sin \frac{NT\omega_r/2}{2} \frac{\omega_r}{1 - (\omega/\omega_r)^2} \quad (1.2)$$

此门控波形及其功率谱密度如图 1.5 所示。请注意,频谱以正弦突发的频率为中心,并且信号的主瓣带宽与突发中的周期数 N 成反比。当 N 为 1 时,就带宽而言,信号从 UWB 转换为常规信号大于 4.20 这些

特性为在频谱中定位波形提供了一定的自由度,并且可以作为在传统通信系统中生成多个 UWB 频分复用 (FDM) 信道的基础。

代替简单的门控开、关门正弦模型,可以使用一个涉及线性增加和线性减少的模型,其中

$$\text{信号}(t) = \sin \left(\omega_r t + \frac{4\pi}{NT} u(t) - \frac{8(\pi NT/2)}{NT} u(t - NT/2) + \frac{4(\pi NT/2)}{NT} u(t - NT) \right) \quad (1.3)$$

如图 1.6 中 N = 5 和 N = 4.5 所示。请注意,当 N 为 1 时,波形有一个中心峰值 = M + 0.5,其中 M 是整数。对于 N 取整数值,该波形的傅立叶变换由下式给出

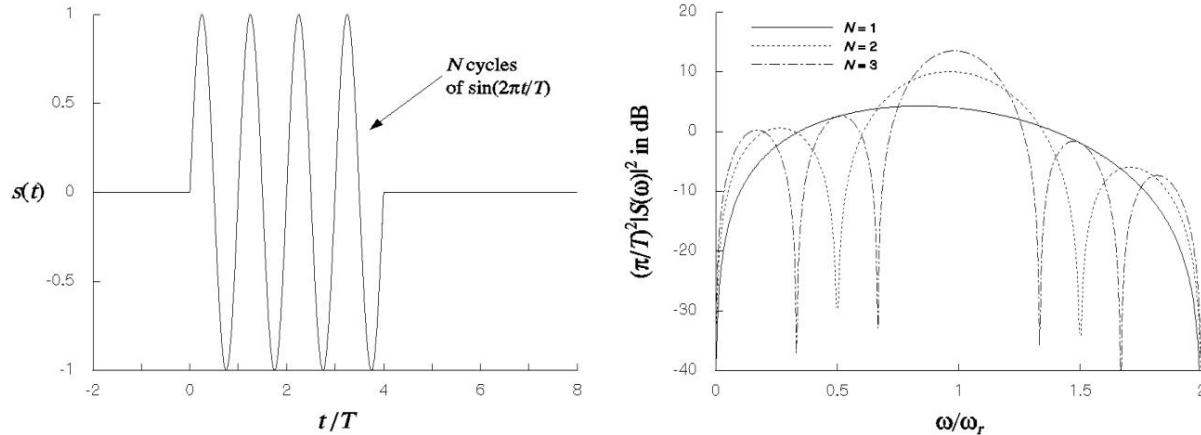
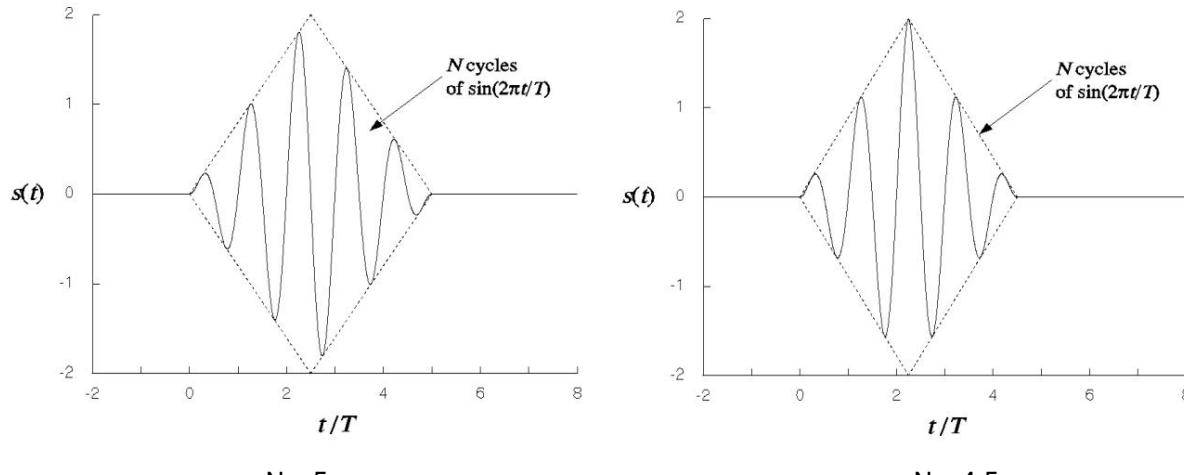


图 1.5 多周期波形和功率谱密度。

图 1.6 具有三角脉冲整形的 N 周期正弦脉冲串示例。

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\sin \left(\frac{jN\pi\omega}{T} \right)}{\left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2} \right)^2 = \frac{\left(\frac{3}{r} \right)^2}{\left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2} \\ & \left(\frac{\sin \left(\frac{jN\pi\omega}{T} \right)}{\left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2} \right)^2 = \frac{\left(\frac{3}{r} \right)^2}{\left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2} \times \text{个因数}^2 \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right) \end{aligned} \quad (1.4a)$$

对于非整数周期数($N = M + 0.5$), 波形的傅立叶变换由下式给出

$$\left(\frac{\sin \left(\frac{jN\pi\omega}{T} \right)}{\left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2} \right)^2 = \frac{\left(\frac{3}{r} \right)^2}{\left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2} \times \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)$$

为什么选择超宽带?

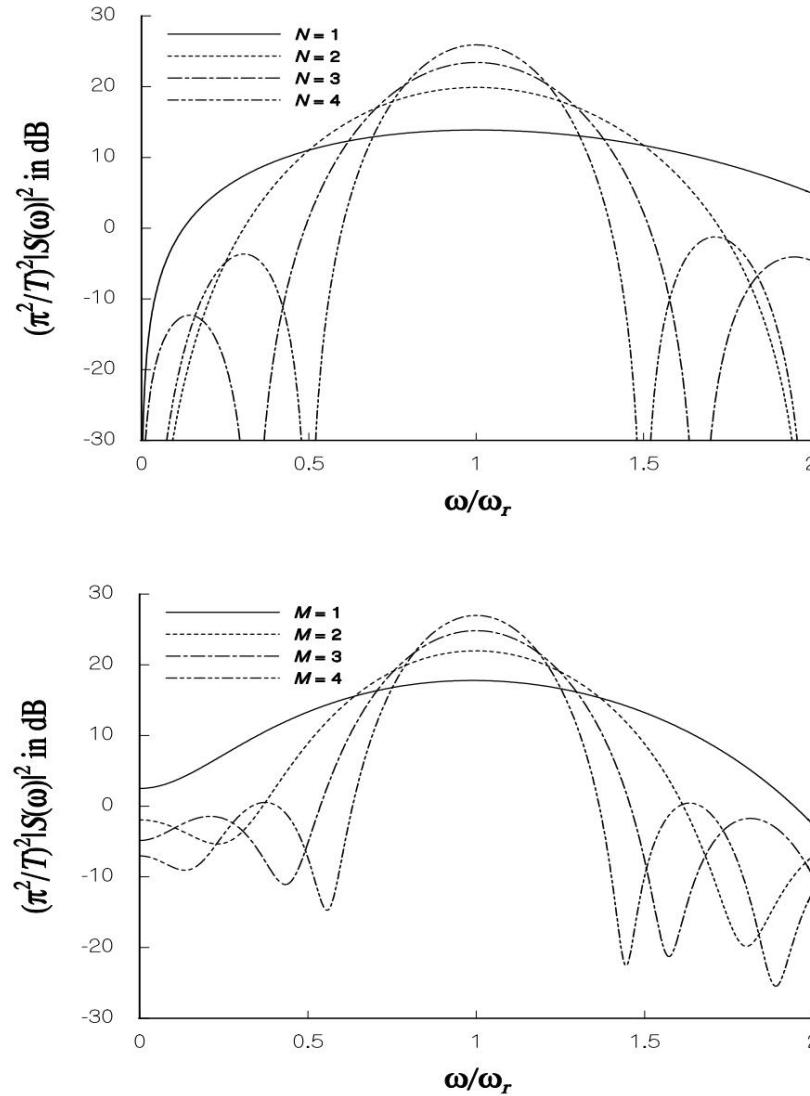


图 1.7 具有三角脉冲整形的正弦脉冲的功率谱。

UWB 脉冲的另一种数学模型是基于所谓的高斯脉冲形状与单脉冲的相似性,以及它的n 次导数有n 个零交叉的事实。22 可以使用 Hermite 多项式根据原始单脉冲表示导数,如如下等式所示:

Hermite多项式:23

$$\text{何灵}_n(x) = (-1)^n \frac{d^n}{dx^n} (e^{-x^2})^2 / 2 \quad (1.5a)$$

在哪里

$$\text{氮}0(x) = e^{-x^2/4} \text{He}_0(x) = 1, \quad \text{氮}1(x) = -x, \quad \text{氮}2(x) = -\frac{3}{2}x^2 + \frac{1}{2}, \quad \dots \quad (1.5b)$$

基于这些概念的脉冲波形是22

$$\text{氮}(t) = e^{-t^2/4} \text{He}_n(t) = e^{-t^2/4} (-1)^n \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2})^2 / 2 \quad (1.6a)$$

或其参数化版本19

$$p_N(t) \equiv_n = (t; T) g_n(t/T) \quad (1.6b)$$

其中T是脉冲宽度的方便度量。 (1.5b)中的递推关系可以应用 () ,并且可以证明 $g_n(t)$ 的傅里叶变换直接由

$$G_n(\omega) = F\{g_n(t)\} = 2\sqrt{\pi} e^{-\omega^2} (-j)_n^n n(2\omega) \quad (1.7a)$$

与递归关系

$$G_{n+1}(\omega) = -2j\omega G_n(\omega) + NG_{n-1}(\omega), \quad G_0(\omega) = 2\sqrt{\pi} e^{-\omega^2}, \quad \omega = -2j\omega e^{-\sqrt{\pi} - \omega^2} \quad (1.7b)$$

()和基于 $G_n(\omega)$ 的功率谱示例如图 1.8 和 1.9 所示，分别。请注意，在图 1.8 中，增加 n 不仅会增加过零次数（类似于前面讨论的多周期波形的半周期），还会增加整个波形的持续时间。对于 $n = (0, 1, 2, 3, 4, 5)$ ，图 1.8 中振荡的表观周期分别约为 $T_n = (6.0, 5.6, 4.6, 3.8, 3.2, 2.8)$ 。

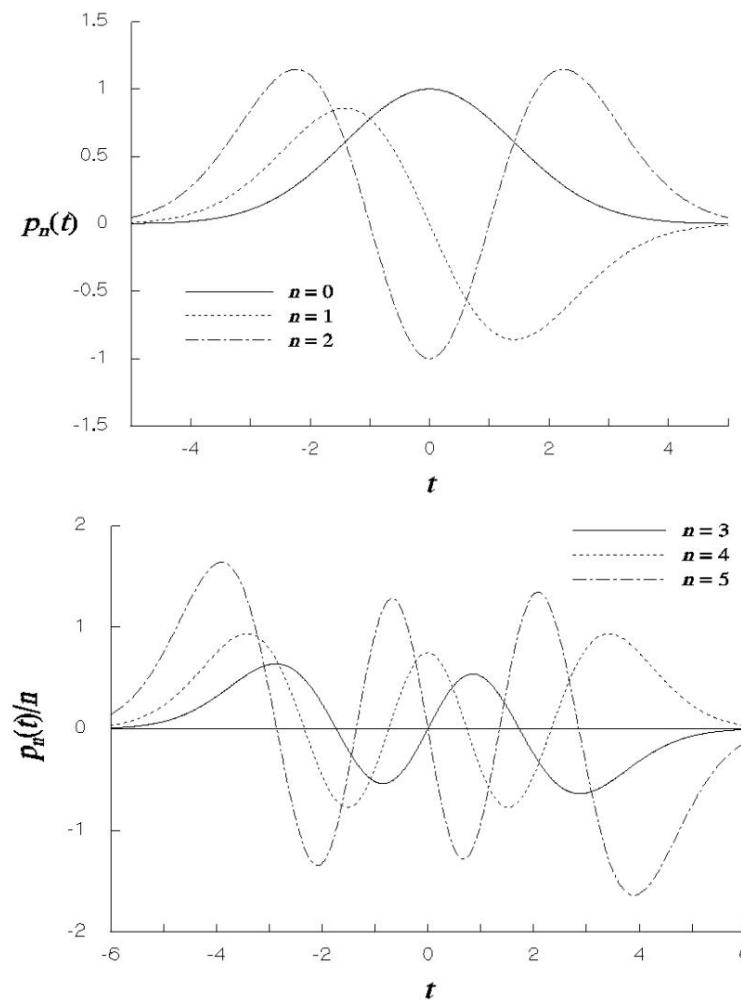
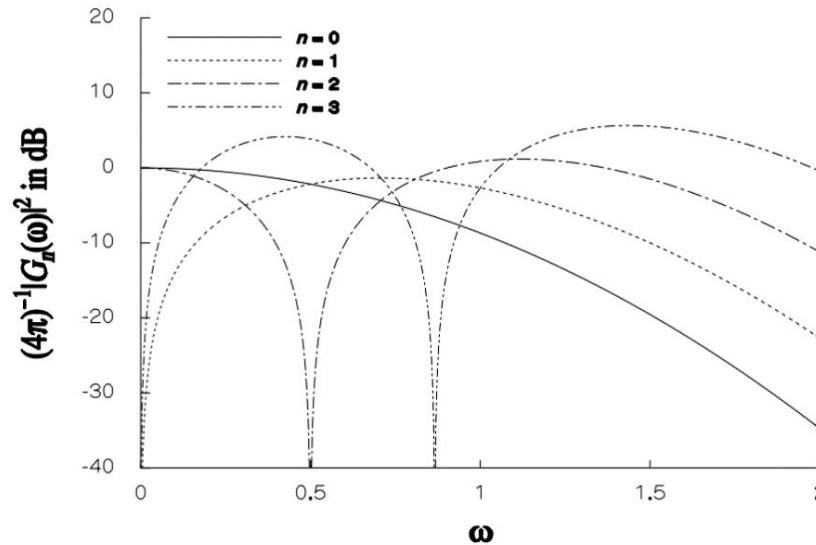
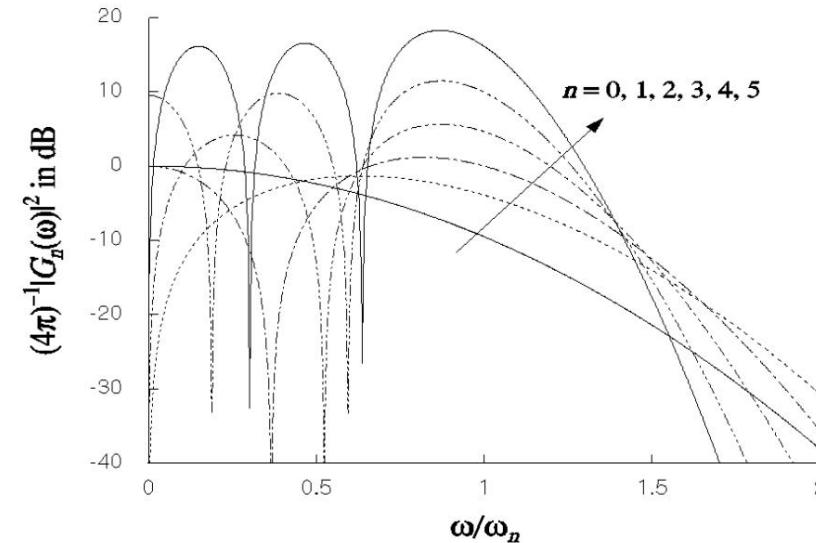


图 1.8 基于 Hermite 多项式的 UWB 波形示例。

为什么选择超宽带?



(a) 没有对角频率进行归一化



(b) 通过振荡的表观角频率对角频率进行归一化。

图 1.9 基于 Hermite 多项式的 UWB 脉冲功率谱。

图 1.9 中的角频率在图的 (a) 部分中未进行归一化。

图,并且在 (b) 部分中,对于每个 n 值,它通过图 1.8 中的表观角频率 $2/T$ 进行归一化 (缩放)。类似于图 1.7 中多环波形的光谱,

图 1.9 (b) 部分中的归一化显示基于 Hermite 多项式的波形的频谱在 的中心频率附近变得更窄;但是,从该图中可以清楚地看出,这些波形远非理想,因为除了光谱中的中心峰外,还有大的旁瓣。 $\omega = \omega_n$

在一个 UWB 实现 10 中, “高斯双峰”用于信号波形
这与图 1.4 中所示的双峰不同。这个波形,如图 1.10 所示,



图 1.10 正负脉冲之间具有延迟的高斯双峰（参考文献 11）。

由一个高斯单脉冲组成,随后是另一个在时间 τ 后符号相反的高斯单脉冲。该波形的傅立叶变换由下式给出

$$()((1.8)\sqrt{-\omega^2}(-j\omega\tau))\sqrt{-\omega^2}-j\omega\tau/2\pi$$

将双峰标准化 $1/2$ 后,它的频谱与高斯单脉冲的频谱进行比较,如图 1.11 所示:双峰的频谱在零频率和 ω 值处有零点

满足 $\omega\tau = 2n\pi$ 。可以操纵零点出现在现有窄带信号的频率上,以避免干扰它们。

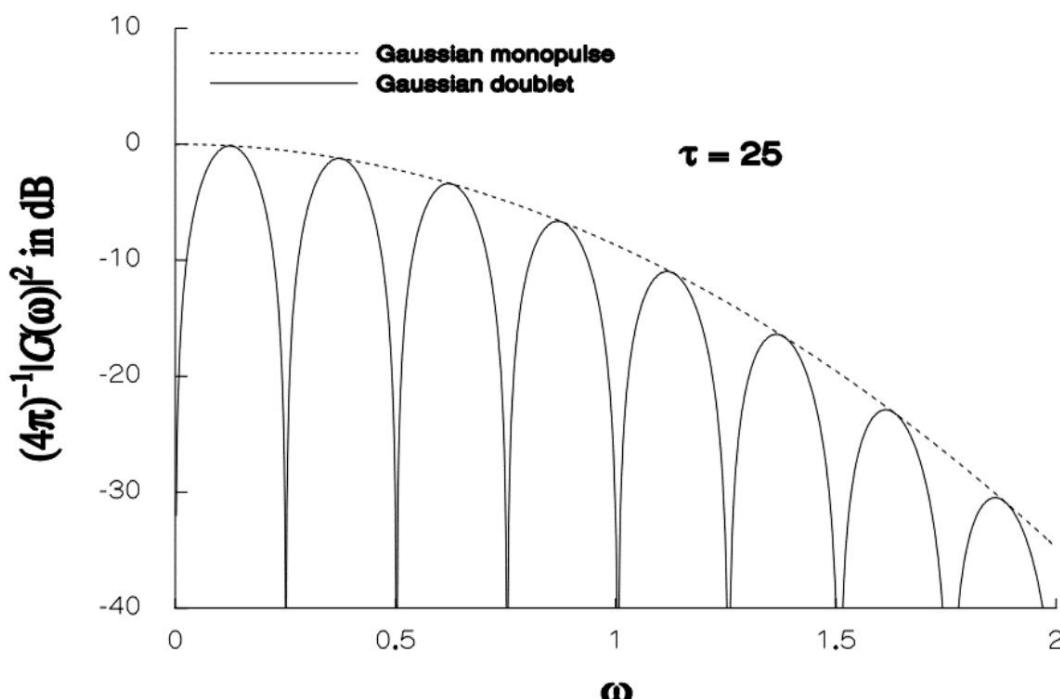


图 1.11 高斯单脉冲和双峰光谱比较。

为什么选择超宽带？

2. UWB信号的带宽特性

2.1 射频带宽背景

带宽可能是 UWB 通信系统最突出的特征,因为这个概念是“宽带”。尽管“超宽带”的定义 24 是具有大于 25% 相对 (相干 25) 带宽 (有时称为“分数带宽”2) 的信号,但它也是

确实,UWB 信号往往具有较大的绝对带宽。

UWB的相对带宽定义如下：

$$\text{乙}_{\text{相对}} = \frac{f_{\text{ff}} - f_{\text{ll}}}{F_{\text{平均}}} = 2 \frac{f_{\text{H}} - f_{\text{L}}}{f_{\text{ff}} + f_{\text{ll}}} \approx \frac{W}{c} \quad (2.1)$$

其中hf和lf分别是上频带和下频带边缘的频率, W是绝对带宽, cf是中心频率。在发射器和接收器的常规外差中实现线性度的难度大于约 10% 相对

带宽2导致了涉及非正弦信号的新信号技术的发展
波形。

相对带宽特性对符合 UWB 条件的波形类型具有深远影响。例如,当周期数为N = 4 时,图 1.4 所示的多周期波形根据 25% 相对带宽标准变为非 UWB,如表 2.1 所示：

表 2.1 多周期波形的相对带宽

高频	f布雷尔
1 1.31射频	0.42射频 103%
2 1.18射频	0.74射频 46%
3 1.13射频	0.84射频 29%
4 1.11射频	0.88射频 23%

2.2 相对带宽大的优势

2.2.1 高速通信

在大多数数字通信系统中,带宽等于或几乎等于信道符号率。因此,对于传统的“窄带”系统,更高数据速率的趋势导致分配更高的中心频率(载波),以便使用现有技术实施系统。通常,传播损耗和损伤随着频率的增加而增加。UWB 技术使用相对较低的中心频率提供高数据速率。

2.2.2 加工增益的潜力

通信系统中的处理增益定义为噪声带宽之比
接收器前端的数据带宽;通常,这个比率是经过充分计算的
作为信道符号 (调制) 率 R_s 与比特率 R_b 之比:

$$PG = \frac{R_s \text{ 中的噪声带宽}}{R_b \text{ 噪声带宽输出}} = \frac{s}{b} \quad (2.2)$$

该定义中嵌入了在信号处理操作 (如相关和平均 (积分)) 期间实现的增益概念,并且没有考虑前向错误控制编码和干扰的统计分布。然而,已经

表明根据最终比特率对处理增益的定义进行编码或不编码
是有效的,26 并且处理的效果是干扰对接收器的贡献
输出实际上是高斯的 (类噪声). 27

使用 UWB 设备的可用带宽 (千兆赫范围内的开关速率) 是如此之大,以至于对于许多应用而言,可以同时实现所需的高数据速率和处理增益的余量。

UWB 信号大带宽的另一个方面是,对与 UWB 信号在同一频段内工作的窄带接收机的干扰将被限制在
UWB 信号的功率 窄带接收器实际上将实现对 UWB 干扰的显着处理增益。该声明适用于 UWB 频谱是否
噪音样或有线条。

2.2.3 穿墙、穿地

如前所述,传统的窄带通信信号必须使用更高的载波频率才能实现更宽的带宽。随着这些信号的频率增加,它们所经历的传播损耗变得更大,如图 2.1 所示。

另一方面,UWB 信号可以以较低的中心频率实现高数据速率。
从 (2.1) ,

$$F_c = \frac{W}{\tau_{\text{相对}}} \quad \text{为了 } BB_{\text{相对}} > \text{ 版本2} \quad (2.3)$$

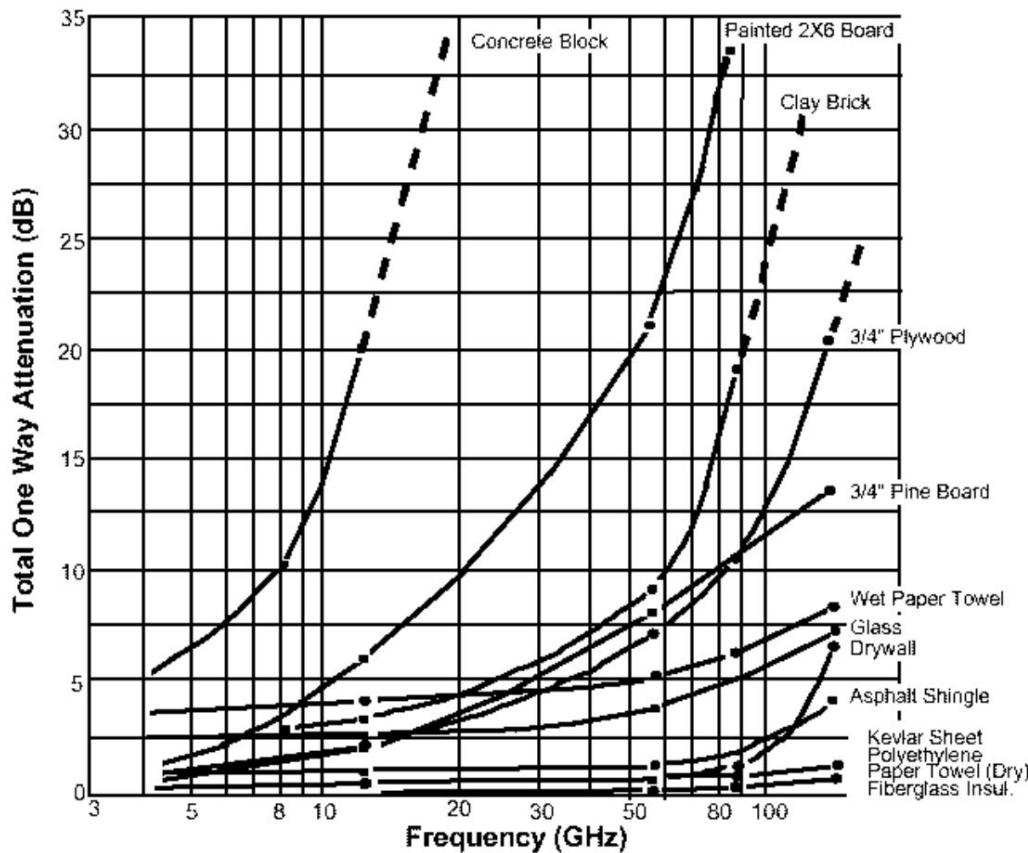
因此,与传统信号相比,UWB 信号在实现相同数据速率的情况下具有更大穿透障碍物 (如墙壁) 的潜力。

从图 2.1 中可以看出,无线电信号通过各种材料的衰减率在很大程度上取决于材料的种类。例如,无线电信号穿透混凝土块和“涂漆的 2×6 板”对频率非常敏感,而其他材料的穿透在中心频率处则要低得多

正在考虑用于手持和 ad-hoc 通信系统。因此,UWB 信号在这方面所享有的优势完全取决于场景,除非正在考虑非常大的数据速率和带宽。

另一个考虑因素是 UWB 频谱的位置。如果通讯
系统受限于特定频段,例如联邦通信下的 3.1–10.6 GHz

为什么选择超宽带?



Source: L. M. Frazier, Hughes, SPIE

图 2.1 作为频率函数的无线电信号通过各种材料的衰减 (来自参考文献 2)

佣金规则 (在下文第 2.3.1 节中讨论), 然后使用 (2.1) 我们发现具有 25% 相对带宽的波形的最小中心频率为 3.55 GHz, 绝对带宽为 900 MHz。如果说实际的数据符号率是 100 MHz, 那么可以设计一个中心频率为 3.15 GHz 的传统通信波形。在这种情况下, 常规信号对材料的穿透能力略好于 UWB 信号。这个

这个例子突出了这样一个事实, 即当 UWB 信号被允许占据射频频谱的较低部分时, 它们的材料穿透优势就会发挥作用。

2.2.4 大带宽信号的传播损耗注意事项

射频传播的已知效应已经在多年的发展

假设传统的窄带信号。问题是这种效应的常规表征是否充分模拟了 UWB 信号的传播。

以下分析表明, UWB 信号的中心频率可用于估计信号的传播损耗, 而不会在计算接收功率时产生重大误差: 让信号频谱表示为 $G_s(f)$; 则自由空间中的接收功率与 $\int G_s(f) df$ 的积分成正比

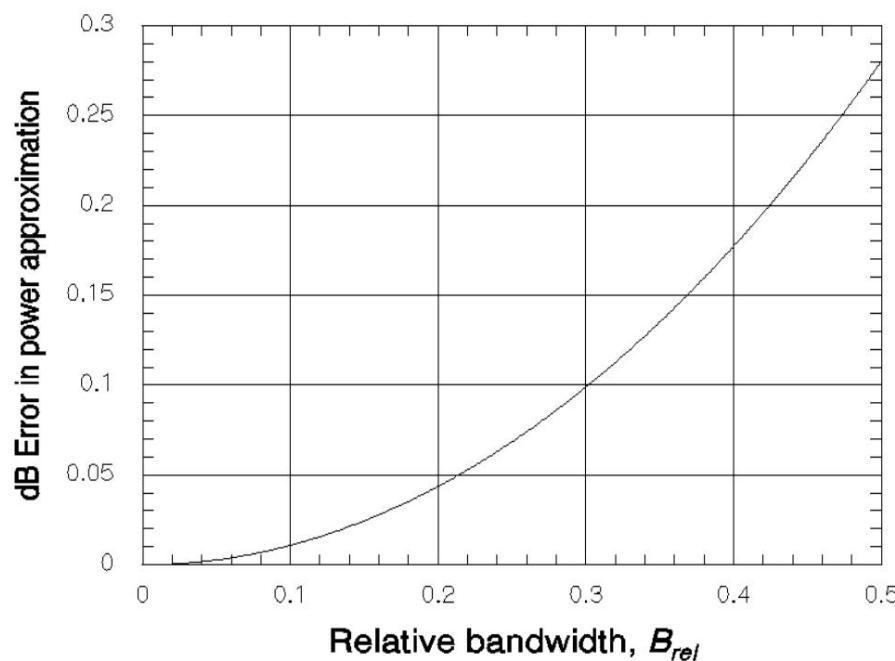
/ $G_s(f)$ 超过信号的带宽, 即从

带宽

$2cfW$ 到 $cfW + W/2$ ，在哪里 cf 是信号的中心频率， W 是它的带宽。
 近似 $G(f) \approx \text{const.}/W$ ，接收功率等于

$$r = \frac{\int_{W/2}^{W+1/2} \frac{1}{f^2} df}{\left(\frac{2}{c}\right)^2} = \frac{1}{c^2} \left(\frac{1}{\left(\frac{1}{2}\right)^2} - \frac{1}{\left(\frac{W+1}{2}\right)^2} \right)$$

$$\frac{1}{r} = \frac{1}{c^2} \left(\frac{1}{\left(\frac{1}{2}\right)^2} - \frac{1}{\left(\frac{W+1}{2}\right)^2} \right) = \frac{1}{c^2} \left(\frac{1}{\left(\frac{1}{2}\right)^2} - \frac{1}{\left(\frac{W+1}{2}\right)^2} \right) = \frac{1}{c^2} \left(\frac{1}{\left(\frac{1}{2}\right)^2} - \frac{1}{\left(\frac{W+1}{2}\right)^2} \right)$$



为什么选择超宽带?

2.3 相对带宽大的缺点

就其性质而言,UWB 信号占据了之前分配给各种军用、民用和商业信号的部分无线电频谱。需要考虑对这些信号的潜在干扰及其对 UWB 信号的潜在干扰。

2.3.1 对现有系统的潜在干扰

给定基本的 UWB 脉冲波形,例如第 1.3 节中讨论的波形之一,数据调制信号可以采用多种形式。例如,对映信号涉及调制脉冲的符号 (极性) ,产生数据调制波形,可以用以下等式表示:

$$\text{英}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(n) p(t - kT_s) \delta(t - kT_s), \quad = \pm 1 \quad (2.5)$$

其中 $p(t)$ 是基本信号波形 (脉冲)。该波的自相关函数形式是²⁹

$$R_d(t) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} R_d(r) p(t - rT_s) = p(t) * \sum_{r=-\infty}^{\infty} r d(r) \delta(t - rT_s) \quad (2.6)$$

其中 $R_d(r)$ 是数据的离散自相关序列, $R_p(t)$ 是脉冲的 (连续) 自相关函数。如果数据是完全随机的,则 $R_d(r)$ 为零。除了 $r = 0$,因此信号的自相关函数和频谱分别与脉冲的自相关函数和频谱相同。在另一个极端,如果

数据是周期性的,因此 $R_d(r)$ 是周期性的,周期为 P 个符号,则其功率谱密度函数涉及 $R_d(r)$ 的离散傅里叶变换,由下式给出

$$|D(f)| = |D(\omega)| \frac{1}{P} \sum_{r=0}^{P-1} \{d(r)\}$$

接收器中的本底噪声或更严重的影响,例如消除。因此,以 UWB 设备和参数为特征的通信系统的引入一直存在争议,人们非常关注 UWB 信号可能产生的影响。

拥有使用全球定位卫星 (GPS) 网络跟踪位置的接收器的操作,该网络利用以下频率的扩频信号:1575.42 MHz 载波频率的“链路 1”(L1) 和“链路 2”(L2) 在 1227.60 MHz 的载波频率上。此外,使用新信号结构的新 GPS 广播服务,称为“Link 5”

(L5),计划占用 1164-1188 MHz 的频段。^{30,31}在听取各方意见后,美国联邦通信委员会 (FCC) 发布了一项修订其第 47 篇《联邦法规》第 15 部分关于未经许可的射频设备传输的规则³²,以添加有关 UWB 传输的部分。³³发射限制这些规则建立的主要原因是国家电信公司推荐的³⁴和信息管理局 (NTIA) 分析³⁰,以保护在 690-1610 MHz 频段运行的 GPS 和其他政府系统。如图 2.3 所示,UWB 设备基本上不包括该频段,而允许频段内的发射限值为 -41.3 dBm/MHz,与非 UWB 系统相当。发射掩模还反映了保护 1610-3100 MHz 频带和卫星系统中的各种其他政府系统的愿望

10600 兆赫以上。本裁决的附加规定包括

- 将手持 (便携式)UWB 设备限制在 3100-10600 频段,由其 10-dB 带宽决定。
- 除了图 2.3 所示的平均功率电平限制外,1 GHz 以上的峰值发射电平和 1 GHz 以下的准峰值电平也有限制。

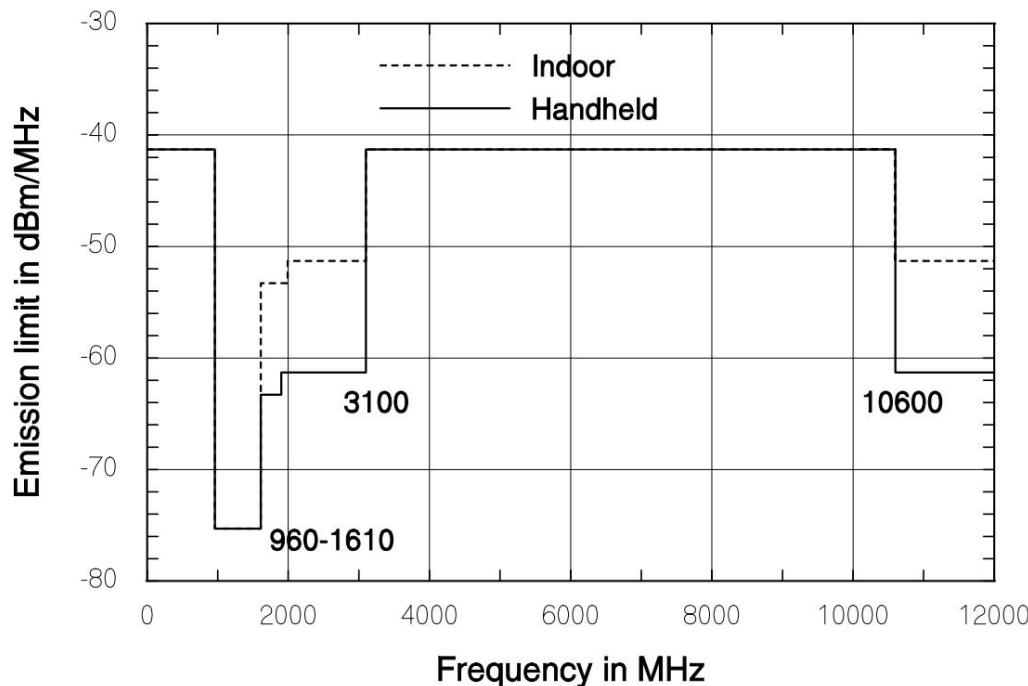


图 2.3 UWB 设备平均有意辐射的 FCC 辐射掩模。

为什么选择超宽带?

对峰值电平的限制是基于调制的 UWB 信号可能具有谱线这一事实,并且发现“UWB 信号对接收器的影响似乎取决于 UWB 信号的随机性和脉冲重复频率之间的关系 (UWB 信号的 PRF) 和接收器的带宽。”

33

请注意,图 2.3 中所示的 FCC 辐射掩模还为 UWB 设备提供了额外的保护,该设备的频率包含现有的 2.4 GHz ISM (工业、科学和医疗) 频段,该频段由当前无线局域网 (WLAN) (如 IEEE) 使用 802.11 和无线个人区域网 (WPAN), 例如蓝牙。

在某些情况下,可以修改发射谱线的 UWB 系统以重新定位谱线,从而不干扰已知的窄带系统。 FCC 在其裁决中反对告诉制造商在何处以及如何放置任何谱线,而是对任何此类谱线的功率进行了限制。

在图 2.4 的上半部分,我们展示了基于 (1.2) 和图 1.5 的矩形多环的 UWB 波形不能很好地拟合 FCC 掩模;请注意高旁瓣如何也使得难以避开缺口的 GPS 频段。然而,如图 2.4 的下部所示,图 1.6 的三角形多环可以通过额外的努力来拟合以减少下旁瓣。

最近,FCC35 发布了一项研究,该研究表明 GPS 和导航设备工作频段中现有的环境射频干扰水平在大多数情况下高于接收器热噪声水平,并且远高于 UWB 设备的发射限制。样本环境在很大程度上被选择来代表 GPS 将用于定位蜂窝紧急呼叫的情况。这些结果倾向于支持之前 FCC 决定修改 Part

其规则的 15 条,以允许 UWB 设备在未经许可的频段中运行。然而,仍然存在一些担忧,即多个 UWB 设备的集中可能会超过单个发射限制,并对 GPS 或飞机导航无线电设备造成有害干扰。

2.3.2 来自现有系统的潜在干扰

由于所提议的 UWB 系统信号的功率可能分布在非常宽的带宽上,该带宽包含分配给多个现有窄带系统的现有频率,因此在

这种情况下,UWB 系统会受到这些窄带系统的干扰。

由于窄带发射器在 UWB 接收器上的干扰量很大
取决于各自系统中使用的天线及其方向。 3

不使用直接序列 (DS) 或跳时 (TH) 扩频 (SS) 调制
不仅可以平滑 UWB 频谱中的任何线路,而且还可以消除强大的窄带干扰,而不会显着影响 UWB 接收器处理所需信号的能力。 4,11 此外,最小均方误差 (MMSE) 多用户

具有处理多径数据能力的检测方案能够拒绝强
窄带干扰。 5

窄带故意干扰 (干扰) 波形对 SS 系统的破坏性可能比具有相同功率的外部类噪声波形更大,因为干扰功率可以集中在影响最大的地方。另一方面,

带宽

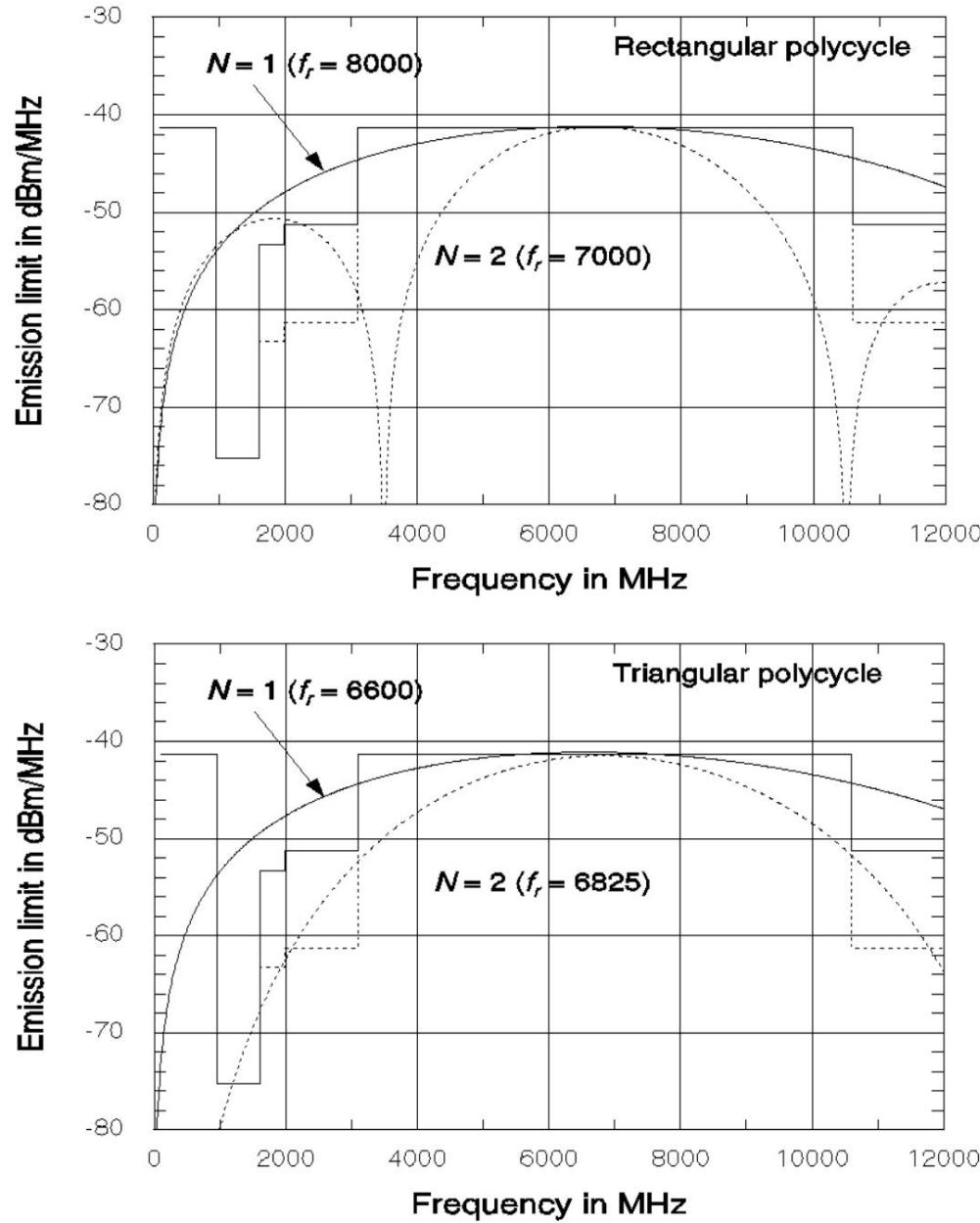


图 2.4 矩形和三角形多环光谱与 FCC 排放掩模的拟合。

无意的窄带干扰功率可能集中在影响最小的地方。对于具有显着谱线的 UWB 波形, 它遵循匹配滤波避免将这些线路置于共存窄带系统的带宽中的原则将同时使 UWB 系统不易受这些线路的干扰。
窄带系统。

为什么选择超宽带?

2.4 大相对带宽的应用

在当今的无线商业市场以及传统的军事和政府通信系统中,有许多大带宽应用。在这里,我们仅讨论与 UWB 系统特别相关的少数此类应用。

2.4.1 高速 WPAN

无线局域网 (WLAN)³⁶,传输半径约为数百

米和无线个域网 (WPAN)³⁷,传输范围在几十米或更短的数量级,正在迅速成为无线技术的流行应用,并且对更多带宽的需求不断增加。除了 IEEE 802.11 WLAN 产品 (“Wi-Fi”) 和基于蓝牙的 IEEE 802.15 WPAN 产品之外,还有大量用于家庭和商业应用的无线网络产品。³⁸

这种对带宽的需求很快导致形成了首先是 802.15.3 任务组,以开发高速 WPAN 标准³⁹,然后是一个新的研究组 (IEEE 802.15.SG3a,现在是一个任务组) , IEEE 802.15.3a) 考虑使用 UWB 技术实现的替代高速物理层 (PHY)。⁴⁰在概念上,新的高速物理层将与相同的介质访问控制层 (MAC) 接口正在为 IEEE 802.15.3 高速 WPAN 标准开发。

为支持组建 Alt-PHY 研究组而提交的原型申请
对于高速 WPAN,包括以下内容:

- 具有无线连接的无线视频投影仪和家庭娱乐系统
组件之间。⁴¹
- 高速电缆更换,包括从数码相机下载图片到
DVD 播放器和投影仪之间的 PC 和无线连接。⁴²
- 音频、静态视频和电影的共存和联网,用于固定和
便携式低功耗设备。⁴³
- 无线替代办公环境中计算机和外围设备之间的通用服务总线 (USB) 连接。⁴⁴
- 带有 Internet gateway.⁴⁵的家庭音频和视频网络
- 用于密集用户环境的多媒体无线分配系统,例如多
租户单元/多住宅单元 (MTU/MDU)。⁴⁵
- 办公室、家庭、汽车和可穿戴无线外围设备。⁴⁶

表 2.2 总结了提交给 SG3a 的候选应用程序的数据速率要求。
⁴⁷

基于这些目标应用,IEEE 802.15 的 SG3a 组作为其文档的一部分,成为能够接收替代 PHY 提案的常规任务组,制定了技术要求⁴⁸和选择标准

⁴⁹ 文件

未指定要使用的波形类型,但要求任何 PHY 提议

表 2.2 候选高速 WPAN 应用的数据要求。

要求	资源
100 / 200 / 400 和 480 Mb/s 高达 4.5 m 范围	02/031r0
20 Mb/s 至 10 m 范围	00/075r0
60 Mb/s、90.>100 Mb/s (信息亭)	02/043r0
2-25 兆比特/秒； 31-63 Mb/s 10 m 和 30 m	02/047r0
6-32 兆比特/秒； 15-50 MB/秒； 20-70 兆比特/秒； 30-100 Mb/s 10 m 或 30-50 m 范围	02/119r0
10kb/s 的语音到 128k 和 348kb/s 的高质量语音 30 m 距离处为 2 Mb/s； 10 m 处为 30 Mb/s 容量高达 300 Mb/s:可扩展 >10 m 范围至 3 m 范围	02/137r1
1.5 Mb/s、12 Mb/s、480 Mb/s 至 < 5 m 范围； 需要 10 -1000 Mb/s	02/139r0
50 Mb/s – 500 Mb/s 机身上 1 m 到 5 m 范围:可扩展 – 极低比特率到高比特率	02/143r0

“PHY-SAP [服务接入点:PHY 和 MAC 层之间的接口] 的有效载荷比特率在 10 米范围内应至少为 110 Mbps。”

2.4.2 低功耗、隐身通信

UWB 波形提供的潜在带宽远远超过高速数据通信所需的带宽,因此数据信号有空间通过快速运行的伪随机 (PN) 码进行扩展。通过将 PN 码与接收器处的本地参考相关联可获得的处理增益可用于降低传输功率,同时实现相同的效果

(后相关)接收到的信噪比 (SNR)。除了非常不利的截取几何形状外,由于信号能量在带宽中的广泛分布,得到的 UWB 信号低于许多接收器的本底噪声。⁴ 因此,大多数截取接收器对 UWB 脉冲的响应非常弱⁷ (参见第 3.1.2 节下面评估窄带接收器对 UWB 脉冲的响应。)

降低船上和政府办公室 WLAN 传输的拦截率的承诺导致海军研究办公室要求 2001 财年提出为 IEEE 802.11 WLAN 提供第四个 UWB 物理层的提案。^{2,50}这种物理层的可行性是前面显示的是非标准 MAC 层。⁹

为什么选择超宽带?

2.4.3 室内定位

由于存在阴影以及来自墙壁和物体的多径反射,因此难以在室内定位无线电信号。UWB 信号的宽带宽意味着精细

时间分辨率,使它们有可能用于高分辨率定位应用,提供
处理多路径(见下文第 3.2 节)。

除了这些关于 UWB 信号与定位相关的特殊属性的一般考虑之外, GPS 信号在室内通常太弱而无法提供定位解决方案这一事实促使人们对可能在室内和

GPS 信号较弱的其他地方。由于 GPS 处理器技术的最新进展是由

移动电话具有地理定位功能 51, 包括大规模并行相关处理, 可以利用低至 -150 dBm 的 GPS 信号进行定位 52。

2.4.4 多址通信

由于其显着的带宽, 基于 UWB 的无线电多址通信系统可以容纳许多用户。4 虽然可以考虑使用具有不同过零次数的 UWB 脉冲的频分复用(FDM), 但通常它是

首选 21 将 UWB 信号的多路访问设想为通过码分复用(CDMA)结合脉冲位置调制 2、16、53(PPM)(跳时)或对映脉冲调制 25、32 来实现, 因为码相关是一种用于隔离多路径的有用方法。

多址系统中第 n 个用户的典型 PPM 信号格式由下式给出

$$s^{(n)}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} p_k(t) c_k(t) \cos\left(\frac{2\pi f_k t}{T_c}\right) \quad (2.8)$$

其中

$p(t)$ = UWB 脉冲波形标称

T_f = 帧或脉冲重复间隔

c_k = {0, 1, ..., 1} = 用于加扰数据的用户特定的非二进制 PN 码片 PN 码片可以采用的整

N_h = 数值的数量

T_c = 1 值 PN 码片的时移量

$d^{(n)} \in \{0, 1\}$ = 用户的数据符号序列, N_s PN 码片为常数

τ_d = 1 值数据符号的时间偏移量

在这个公式中, 假设标称脉冲重复间隔是

UWB 脉冲波形的持续时间, 使信号具有非常低的占空比。还假设使得特定数据符号的伪随机时间跳变 $N T_c \leq T_f$,

发生在单个帧间隔内; 在最大允许间隔上的时间跳跃是

建议避免“灾难性”即周期性重复 来自不同用户的脉冲碰撞。在这些约束中的一个可能值是 $2 T_c$, 总共 $d T_c$

$$\tau_d = d T_c$$

带宽

$2N_h$ 帧内脉冲的可能位置,如图 2.5 所示

.使用这种类型的 PPM 波形进行多路访问,估计 $54 \times 4 N_h =$ 的用户可以接受低误码率和超过 500 Mbps 的组合传输容量。

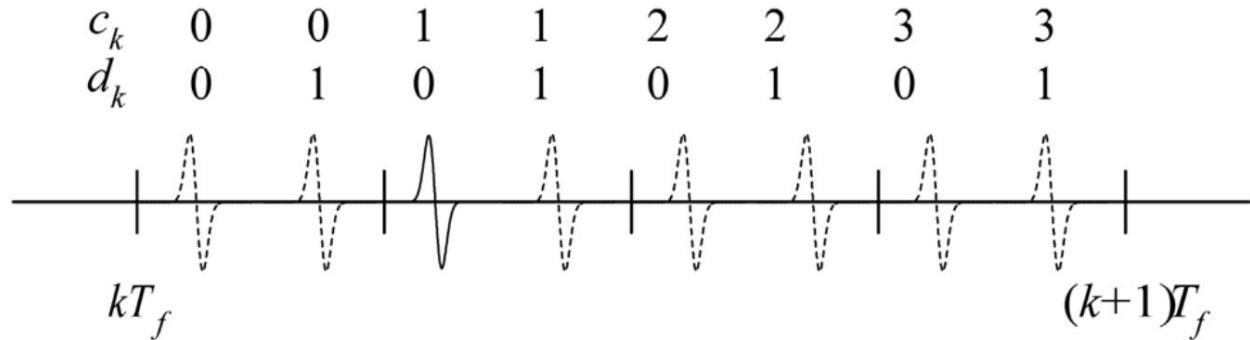


图 2.5 PPM 调制示例。

一般而言,PPM 信号的频谱往往具有基于脉冲形状的连续分量 (如前面对对映调制所见) 加上线谱,线的频率间隔由波特率 ($1/T_f$ 在上面的符号中)。连续和线谱中总功率的比例取决于脉冲位置调制的随机性;55,56,57 使用抖动使脉冲位置规则间隔

看起来更随机,线谱中的功率比例可以最小化但不能完全消除,如图2.658 所示。但是,如果脉冲的极性被伪随机切换和/或用于传送数据,则可以消除这些线路。 128

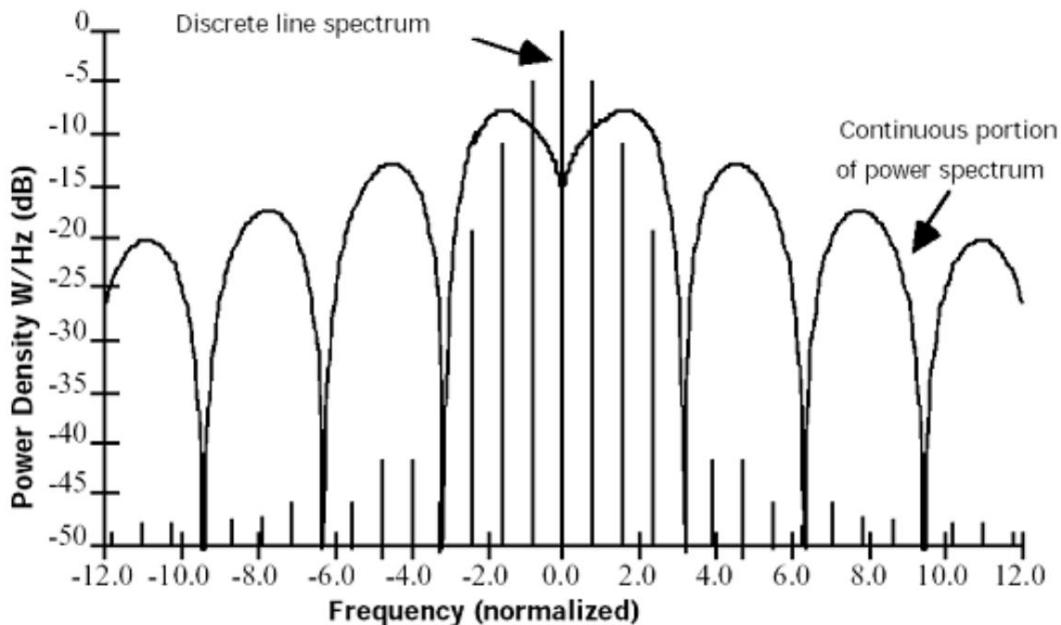


图 2.6 PPM 谱示例 (来自参考文献 58)。

为什么选择超宽带?

3. UWB信号的时域特性

虽然 UWB 信号的大带宽特性是众所周知的,但该技术是通常被称为时域技术,因为迄今为止其开发的重点一直是产生非常短的脉冲。

3.1 UWB时域特性背景

作为 UWB 信号时域特性的背景,我们简要回顾了 UWB 通信作为一个领域的发展,然后通过展示短脉冲如何影响窄带接收器来说明短脉冲对经典通信理论的影响

3.1.1 超宽带发展概况

关于 UWB 信号生成技术的发展,有许多有用的资源和调查。^{59,60,61}这里相关的是那些与使用 UWB 相关的发展通信技术。

在 1960 年代开发了用于测量电子元件和系统的脉冲响应的纳秒基带脉冲生成技术之后,实现了将这种“无载波”脉冲应用于雷达和通信的潜力。⁶⁰在同一时间框架内的相关发展是广义的表述

基带信号传输的概念。⁶² 1970 年代的研究和实验导致

“时域电磁学”⁶³ 领域工程应用的组件和技术的定义,包括“脉冲串发生器、脉冲串调制器、开关脉冲串发生器、检测接收器和宽带天线”,其中一些将其概念追溯到技术用于采样示波器。⁶¹ 在 1980 年代,使用 UWB 技术对通信系统设计的改进使得能够实施军事用途的低截获和检测 (LPI/D) 无线电,⁶⁰

“超宽带”一词由一个由政府赞助的小组来描述该技术。⁶⁴ 在 1990 年代,发明了使用低功率设备实现 UWB 信令的技术。⁶⁰ 作为基于脉冲为接收器开发的脉冲处理示例,脉冲的概念草图压缩机(脉冲串匹配滤波器)如图 3.1 所示。使用一个简单的矩形脉冲进行说明,该图显示了一个极性和间隔编码的脉冲序列到达接收器,它使用一个匹配滤波器来优化处理每个脉冲,以及一个与编码相匹配的延迟和相关器。脉冲序列。在这样的系统中,信息可以在脉冲延迟间隔和极性中编码,需要一组相关器,或者简单地

通过反转或不反转相同脉冲序列的周期性重复。请注意,我们在这里以相当一般的形式显示的相关器可以是

用更小的延迟间隔编程以匹配具有更高 PRF 的脉冲序列(脉冲重复频率)或具有较大的延迟间隔以匹配具有较低 PRF 的脉冲序列。在通过这种方式,接收器可以实现无载波波形的信号选择性,就像传统无线电接收器被调谐到载波频率一样。

时域

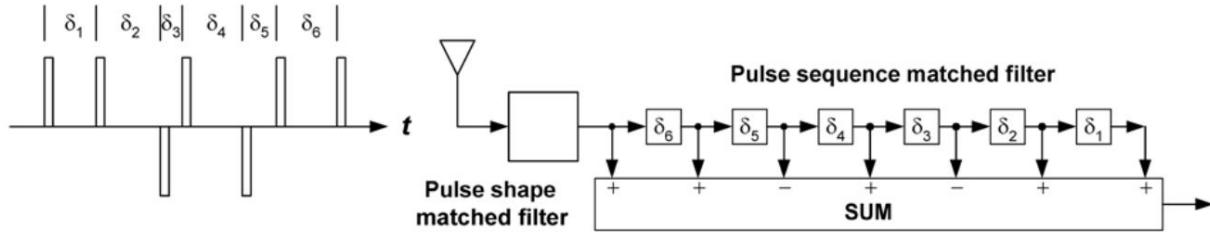


图 3.1 无载波波形相关接收器示例。

3.1.2 涉及短脉冲的分析

在 1960 年代,与以脉冲形式而不是载波调制波形传输信号有关,提出了通常的信号傅里叶分析的理论替代方案。例如,据表明 62,65 波形可以根据“广义傅立叶变换”根据过零率而不是根据正弦函数进行分析,正弦函数形成正交周期基函数系统;信号可以表示为周期性正交非正弦函数的组合,例如时间

基于表 3.1.29 所示 Walsh 序列的函数注意,当数字逻辑值“0”和“1”分别映射到代数值“+1”和“-1”时,Walsh $i()$ 具有每个周期过零,如图所示,对于 8 阶 Walsh 函数,序列 W_i 变为图 3.2 中的 Walsh 函数 $W(t)$ 。

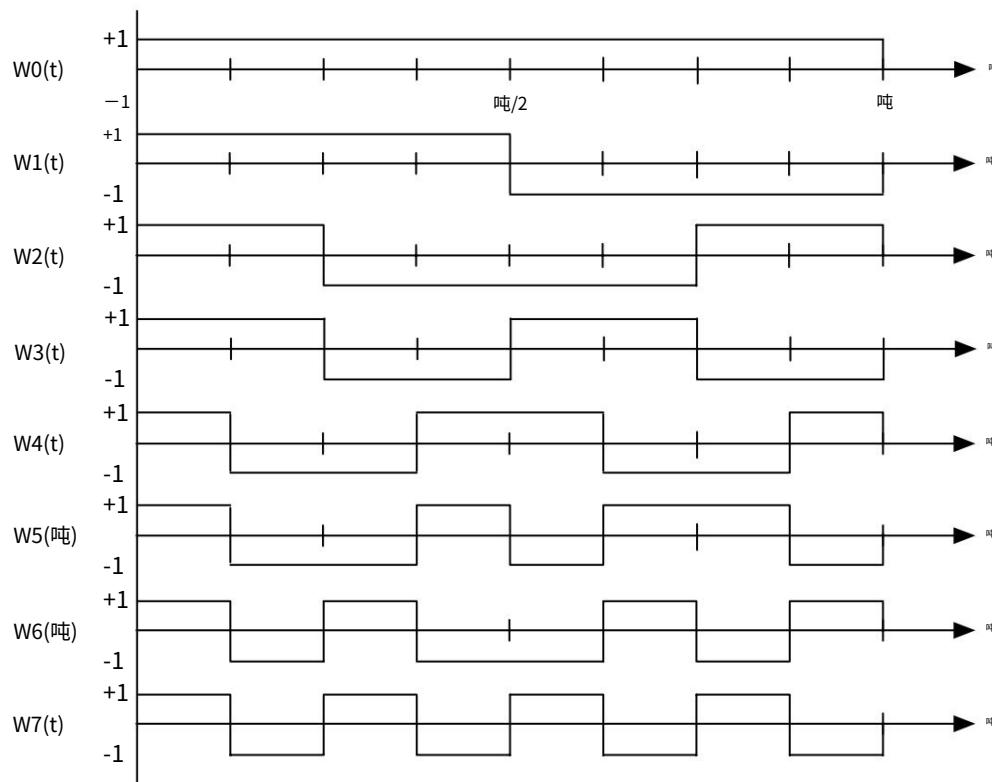


图 3.2 8 阶 Walsh 函数 (来自参考文献 29)。

使用 Walsh 函数分析 UWB 传输的概念并没有“流行起来”。

然而,在包括第二代和第三代 CDMA 数字蜂窝系统在内的各种通信系统中使用 Walsh 函数进行子信道的正交复用。^{29,66} 连同用于生成和处理脉冲雷达的有点“异国情调”的硬件组件信号,这些信号的非傅立叶分析的进步有一段时间给 UWB 技术创造了一种“神秘”的印象,因为有些人想知道是否使用麦克斯韦方程和傅立叶理论对其进行充分分析。然而,现在公认传统的测量和分析原理对 UWB 信号和系统很有用。

UWB 基本波形(脉冲)的持续时间短,便于分析

单个脉冲对同一频段窄带接收机的影响。考虑在第 1.3.2 节中讨论并在图 1.5 中说明的多周期 UWB 波形,具有 N 个周期

频率 $f = 1/T$ 的正弦波及其通过直接转换接收 $\omega_r / 2\pi = T$,
正交(I/Q)接收器与窄带信号匹配,脉冲形状调制载波频率 $f = \omega_c / 2\pi$ 很容易计算 $H(t)$

(同相)和 Q(正交)基带接收器输出由于 UWB 脉冲作为基带滤波器脉冲响应与 (1.1b) 乘以同相(余弦)和正交(正弦)本地振荡器的卷积,分别。使用这种方法,我们有

$$(I(t)) = (\cos(\omega_c t + \phi)) * h(t) = \int_0^{T/2} h(t-\tau) \cos(\omega_c(t-\tau) + \phi) d\tau \quad (3.1a)$$

和

$$(Q(t)) = (\sin(\omega_c t + \phi)) * h(t) = \int_0^{T/2} h(t-\tau) \sin(\omega_c(t-\tau) + \phi) d\tau \quad (3.1b)$$

在哪里 ϕ 是一个随机阶段。现在,由于与基带滤波器响应的持续时间相比,积分间隔非常短,我们可以代入以下近似表达式

在这些积分中:

$$H(t-\tau) \approx H(t) + \frac{dH}{dt} \tau, \quad 0 \leq \tau \leq T \quad (3.2)$$

例如,得到的 I 基带滤波器输出的近似表达式为

$$I(t) \approx \int_0^{T/2} H(t-\tau) \cos(\omega_c(t-\tau) + \phi) d\tau \approx H(t) \cos(\omega_c t + \phi) + \frac{dH}{dt} \int_0^{T/2} \cos(\omega_c(t-\tau) + \phi) d\tau \quad (3.3a)$$

在哪里

$$\int_0^{T/2} \cos(\omega_c(t-\tau) + \phi) d\tau = \frac{1}{2} \left[\sin(\omega_c(t-\tau) + \phi) \right]_0^{T/2} = -\frac{1}{2} \sin(\omega_c t + \phi)$$

为什么选择超宽带?

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\omega_r}{\omega_r^2 - \omega_c^2} \text{ 因 } \phi = \omega_c (\omega_c + \phi), \quad \omega_r \neq \omega_c \\
 &\quad \text{为了 } \omega_r \text{ 吨} = 2\pi \quad (3.3b) \\
 &= \frac{\text{新台币 } \sin \phi}{2}, \quad \omega_r = \omega_c
 \end{aligned}$$

和

$$\begin{aligned}
 &\int_0^{\text{新台币}} d\tau \left(\tau \right) \text{ 因 } \left(\omega_c \tau + \phi \right) = \frac{1}{2} \int_0^{\text{新台币}} d\tau \sin \left(\omega_r + \omega_c \right) \tau + \phi + \frac{1}{2} \int_0^{\text{新台币}} d\tau \sin \left(\omega_r - \omega_c \right) \tau - \phi \\
 &\frac{2\omega_r \omega_c}{\omega_r^2 - \omega_c^2} \sin \phi - \sin \left(\omega_c \text{ 新台币} + \phi \right) = \frac{\text{新台币} \omega_r \text{ 因 } \left(\omega_c \text{ 新台币} + \phi \right)}{\omega_r^2 - \omega_c^2}, \quad \omega_r \neq \omega_c \\
 &\text{为了 } \omega_r \text{ 吨} = 2\pi \quad (3.3c) \\
 &= \frac{\text{新台币} \sin \phi}{4\omega_r} - \frac{\left(\text{新台币} \right)^2 \sin \phi}{4}, \quad \omega_r = \omega_c
 \end{aligned}$$

例如,令 $1/T = 4 \text{ GHz}$ 和 $f_c = 5 \text{ GHz}$;然后是对N 循环的响应的 I 分量

脉冲由下式给出

$$\begin{aligned}
 h(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(1 - 7.074 \cdot 10^{-11} \right) \sin \left(\frac{5.004 \times 10^{-11}}{\tilde{n}} \left(\phi + \pi n \right) \right) + \frac{5.004 \times 10^{-11}}{\tilde{n}} \sin \left(\phi + \sin 5N(\phi + \pi) \right)
 \end{aligned}$$

对于理想 (矩形)基带滤波器,正交基带波形如图 3.3 所示,其数据速率为 $1/T_d = 20 \text{ Mbps}$ 。对于小N,

$0(t) = \text{sinc}(t / T_d)$, 波形基本上是滤波器的脉冲响应。

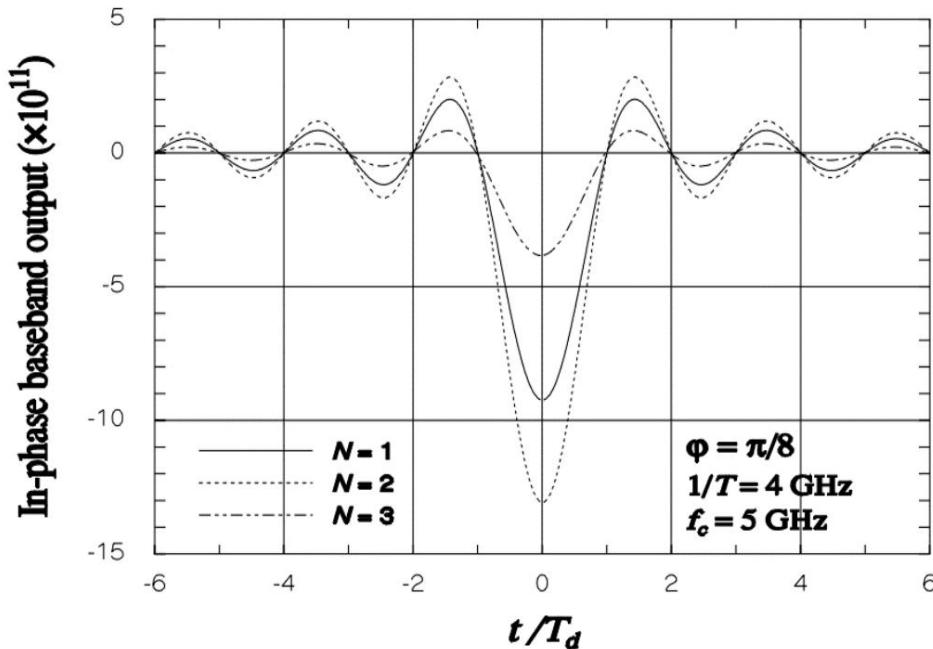


图 3.3 基带响应N 周期正弦波的示例。

3.2 短脉冲宽度的优点

文献引用了涉及非常短脉冲的传输的几个优点,这里将讨论其中两个优点:多径分量的直接可分辨性和相对容易实现分集增益。

3.2.1 多路径分量的可解析性

在以多径为特征的环境中接收信号的一般模型是
信号延迟副本的叠加,表示为 $s(t)$:

$$r(t) = \sum_n \alpha_n e^{-\tau_n} s(t - \tau_n) \quad (3.4)$$

下文第 3.3.1 节给出了多径信道的进一步描述。在这里,我们注意到,与连续波 (CW) 或正弦波形不同,UWB 脉冲波形在从发射器和接收器之间的路径附近的物体和表面反射 (散射) 时,由于时间极短,往往不会在时间上重叠。超宽带脉冲。因此有

这些波形的瑞利衰落非常小 ² 原则上可以解决 (隔离)
时间选通的多径接收,如图 3.4 所示。时间门控是时域中的一种匹配过滤形式,可用于开发“占空比”

处理增益”相对于对前端噪声持续开放的接收器。²

很明显,为了实现多路径的“直接”分辨率,对这种窄脉冲进行时间选通需要接收器以某种方式与输入脉冲流实现同步。为跳时波形 ⁴ 隔离多径的另一种方法是使用相关器,如图 3.1 所示;对于被编码为 N 个脉冲序列的极性的单个数据符号,相关器的输出是输入信号、噪声和多径干扰的 N 个样本的总和,对于第 k 个数据符号,可以将其写为

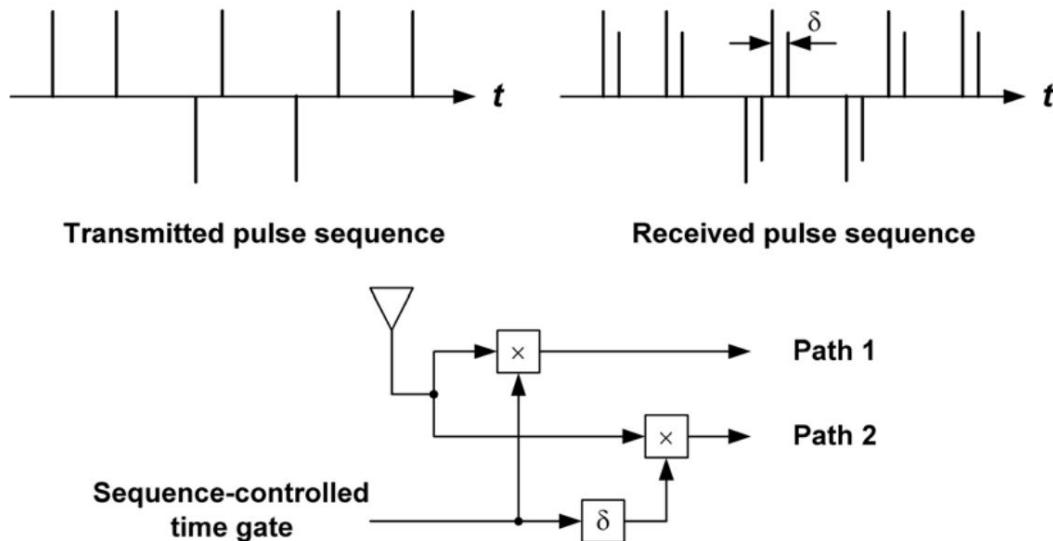


图 3.4 显示多径直接分辨率的概念图。

为什么选择超宽带?

$$x_{t+k}() = \sum_{n=0}^{N-1} (v_n + n v_i) \quad \text{不适用} \quad (3.5)$$

{在哪里 $A_k = \pm 1$ 是每个脉冲的极性编码数据幅度,
伴随信号样本的参考样本,并且 n_k 是{样本是独立的并且每个具有方差功率)的总和,而信号功率是 N ,相 σ^2 ,那么方差
关器是其中一个脉冲的 N 倍 实现了相干处理增益。
 σ^2 , 不适用 想情况下,在输出端的 SNR

在存在多径反射的情况下,图 3.1 中相关器的输出将如图 3.5 所示 (非最优) 脉冲代码示例。多路径

将自己识别为主要相关性的延迟和衰减版本。在多径组合接收机中,相关器可用于识别此类多径并估计

组合所需的时间和加权。注意延迟是如何传播的 (a 之后的时间
当接收到显着的多径能量时脉冲) 可以是在选择的一个考虑因素
脉冲和数据符号间隔:希望避免出现对应于不同数据符号的多径的间隔重叠。

3.2.2 多样性增益

由于 UWB 信号的多径反射是可分辨的,因此有可能将它们组合起来以实现分集增益。在某些情况下,接收到的多路径中的总功率足以改变有效传播功率定律。例如,使用网络分析仪在 23 个家庭中进行了 5 GHz ± 625 MHz 频段内的 67 次扫频功率测量,以开发超过 300,000 个室内视距 (LOS) 和非 LOS (NLOS) 复合信道

频率响应;将幂律曲线拟合到数据中,如图 3.6 所示,发现 LOS 数据点聚集在幂律曲线周围,表明中值传播

对于可用空间,损失与 $1/d^{1.7}$, 相比 $1/d^2$

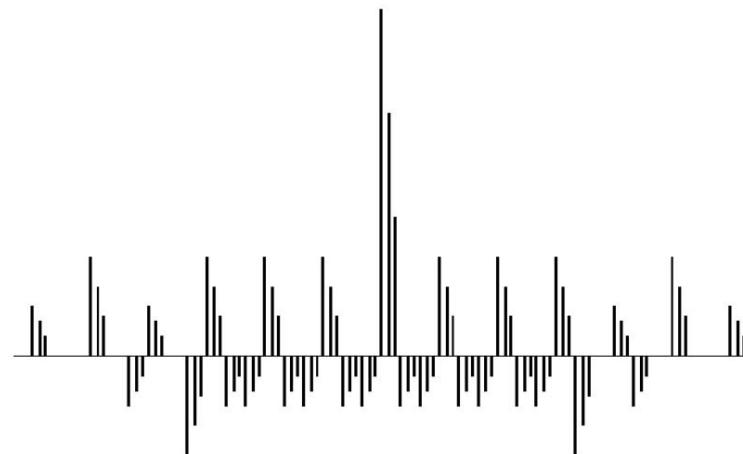


图 3.5 具有多径的相关器输出。

时域

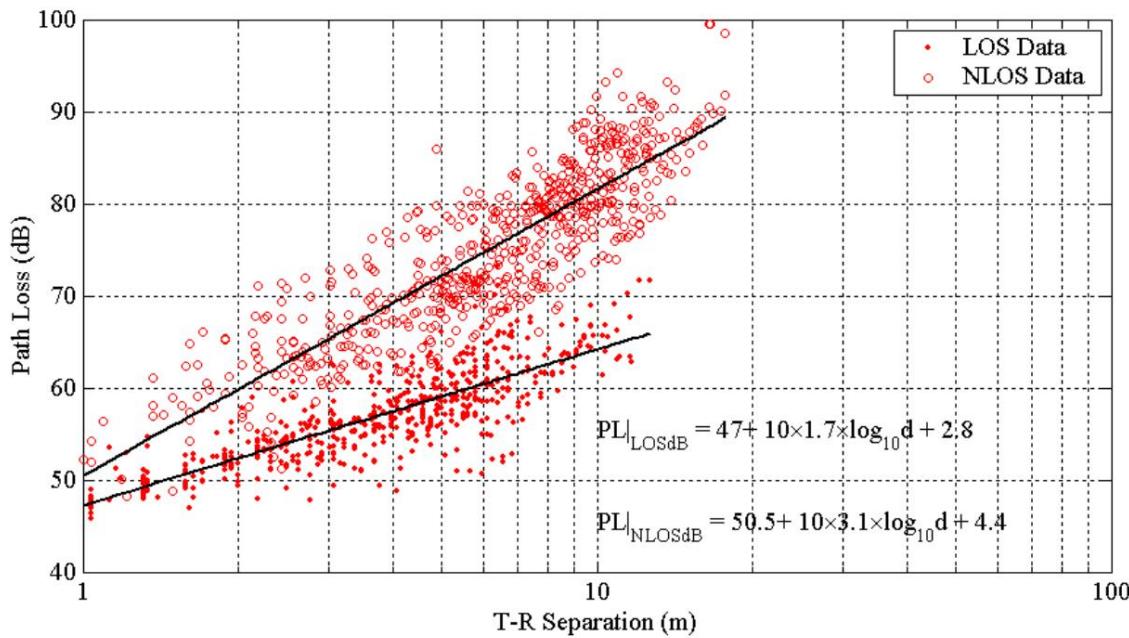


图 3.6 5 GHz 室内传播损耗的实验数据（来自参考文献 67）。

接收器以多径反射的形式恢复可用功率是使用“瑞克”接收器*完成的，以实现最大比率组合。68,69 原则上，最大比率组合对接收到的路径与其幅度成比例地加权，并且对于窄带信号，将它们与载波相位对齐。L-“finger”rake 接收器使用信道响应的估计来确定在组合中给予 L 个并行处理器输出的权重。在实践中，很难隔离接收到的 CW 信号的多径分量，因为它们

时间重叠。如果使用 DS-SS 技术扩展信号，则多径可以是使用 PN 码的相关特性进行解扩后近似隔离；这种方案用于 IS-95 CDMA 蜂窝系统，它使用“搜索接收器”来

估计三个或四个多路径的延迟并分配手指接收器来跟踪它们。

²⁹ 在里面

如前所述，在 UWB 脉冲信号的情况下，多路径实际上可能是孤立地到达的非重叠（但交错）信号，使其更容易执行分集合并。

经常使用次优的分集组合方案。在“等增益组合”下

(EGC)，组合是在基带完成的，不使用不同的权重。在努力将接收到的具有显着幅度的信号分量组合的意义上，EGC 方案本质上是 0 或 1 加权方案，其权重基于检测具有特定延迟的多径。瑞克接收机的非相干形式可以基于基带的检测后组合（在无载波 UWB 信号的情况下，到达的信号已经在

基带）。对于图 3.5 的示例，三个相关器输出的加权和组合如图 3.7 所示；在图 3.7 中，阴影线表示多径相关性

如果相关器之前有选择所需的时间门控（采样），则将不存在多路径并排除其他多路径。

分集组合的另一种次优形式是所谓的“pre-Rake 组合”方法。^{70,71} 在该方案的原始版本中，发射机发送多个副本

延迟的时间量与 rake 接收器延迟正常的时间量相同的信号

* 术语“耙子”是指原始设计中接收器的花园耙状平行结构。

为什么选择超宽带?

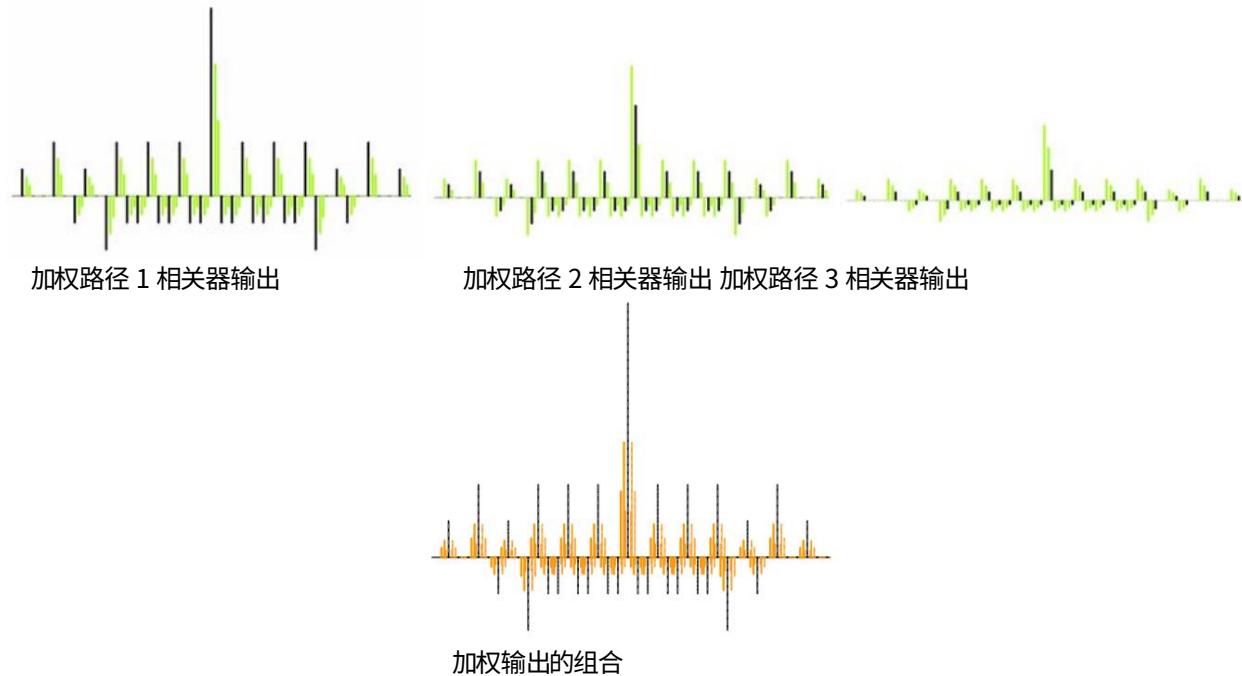


图 3.7 相关器输出的示例 rake 组合。

信号以便及时对齐多径分量。通过这种方法,接收器可以摆脱只使用一个相关器,同时仍然执行“rake”组合。该方案的修改版本,用于一些 IEEE 802.11b 接收器,在接收器的前端执行瑞克合并,因此只需要一个相关器。^{72,73}本质上,这种技术是

一种信道均衡形式,已知它是处理多路径的次优方法⁷⁴,但在许多情况下都能很好地工作。

对于使用短脉冲的 UWB 信号,属于不同多径反射的脉冲在时间上不重叠的趋势(它们的直接可分辨性)使其合理

考虑一个简单的单相关器基带 rake 接收机设计,不使用 pre-rake 技巧。使用图 3.1 中相关器的输出,对于已知数据(例如训练序列),它会生成信道多径分布的“快照”(如图

3.5),可以通过在适当的时间对相关器输出进行采样来恢复和组合来自不同多路径的数据。这个概念如图 3.8 所示。理想情况下,此接收器中加权和运算的输出将显示为图 3.7 下部所示的中心峰值,而没有任何其他峰值。

3.3 短脉冲宽度的缺点

除了使用短脉冲序列形成通信信号的优点外,还有一些实际的和可察觉的缺点。在这里,我们讨论“多路径丰富”的性质

“UWB 通道”和长脉冲序列同步问题。

时域

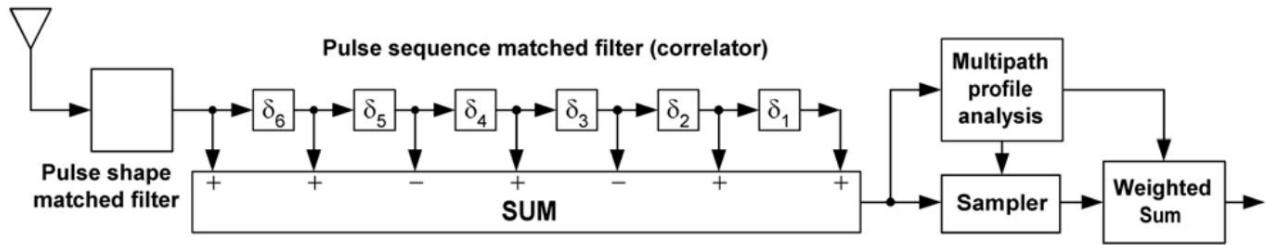


图 3.8 采样相关器输出以执行 rake 组合的概念。

3.3.1 大量多路径

使用 UWB 信号的信道测量显示了大量的多径,因此术语“UWB 信道”有时与“密集多径信道”同义使用。虽然存在与脉冲 UWB 信号相关的现象学,它可能导致大的多径延迟扩展(“多径持续性”,如下文第 4 节中讨论的),但重要的是要注意

多径反射的存在是由于信号运行的特定散射环境的基本事实。因此,至少部分地,在特定情况下大量多路径的存在是由于反射环境,例如家庭或办公室中的房间,而不是由于使用 UWB 信号本身。这只是这

由于 UWB 信号的结构,可以观察到许多多径。图 3.9 很好地说明了这一点,该图显示了使用网络分析仪(而不是 UWB 信号)通过离散傅里叶逆变换(IDFT)进行的 5 GHz \pm 625 MHz 频率扫描如何产生

室内环境的信道脉冲响应,具有 $1/1.25 \text{ GHz} = 0.8 \text{ ns}$ 的多径分辨率能力,并且存在非常多、紧密间隔的多径反射。⁶⁷

虽然我们已经强调了密集多路径和持久性之间的区别
多径,从接收器复杂性和功耗的角度来看^{8,75}
区别。如果要捕获全部或大部分可用信号能量,则需要处理大量多路径。⁷⁶通常,对于一个

T_d 的最大延迟和 W 的信号带宽。已经表明, L 的选择
最强的多路径产生的接收器错误性能接近于接收器处理

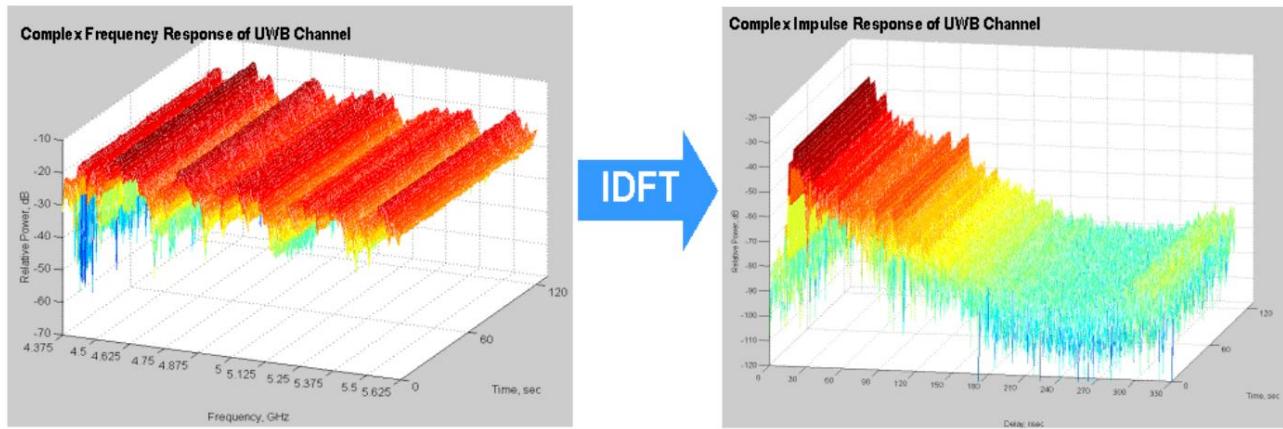


图 3.9 从频率响应计算信道脉冲响应(来自参考文献 67)。

为什么选择超宽带?

所有路径。8,75,77例如,基于有序多路径变换的分析

SNR 表明 77 瑞克接收机可实现的 M 进制相移键控 (MPSK) 的符号错误概率由下式给出

$$P_{\text{es}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\theta d\theta \frac{\sin^2 \theta}{\delta_* (\beta / \text{新能}) \sin^2 \theta} \prod_{n=1}^{N_r} \frac{\sin^2 \theta}{\delta_* (\beta / \text{神经}) \sin^2 \theta} \quad (3.6)$$

在哪里 $\delta_* = \sin^2 \theta / \pi$ 是脉冲形状因子。对于 $L = M = 2$, 该表达式的曲线如图 3.10 所示, 表明接收器的性能接近于 L 明显小于 N_r 的最优值。

3.3.2 同步时间长

基于短脉冲波形的 UWB 信号通常将信息嵌入脉冲序列的位置、极性和/或幅度属性中, 以促进接收器处的信号选择。这

通过匹配滤波 (相关) 进行选择, 以便及时锁定信号并在存在噪声、多径和其他波形的情况下增强接收器 SNR。附加编码可用于信道化、纠错和加扰。本质上, 这些信号利用了一种扩频调制形式, 因为信息比特率远小于信号带宽。扩频需要信号采集、同步和

在接收器处进行跟踪, 在 UWB 信号的情况下, 必须以非常高的时间精度 (相对于脉冲速率) 进行跟踪。实现这种高精度通常需要相对

采集和同步时间长。4

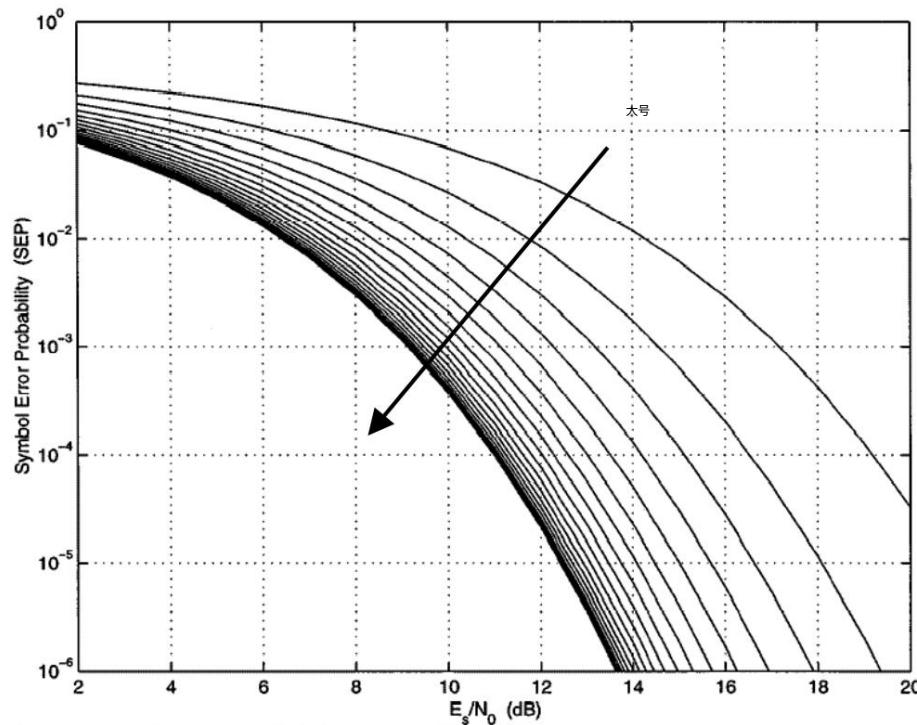


图 3.10 $N_r = 20$ 时 Rake 接收器参数在 L 中的性能 (来自参考文献 77)。

对于间歇性通信,例如分组无线电,获取和同步 UWB 信号的每次传输所涉及的开销可能很大。为了减少开销,可以实施全双工方案,通过在每个发射机处交错低速率、非间歇、低功率定时信道来维持系统定时。 9

另一种技术是使用专门为快速
收购.78

3.4 短脉冲宽度的应用

UWB 通信信号的短脉冲宽度可用于非通信目的。在这里,我们讨论脉冲宽度特性在定位中的应用。

3.4.1 本地化与联合通信与本地化

使用 UWB 波形以小于一米的分辨率进行定位的潜力是
从波形的带宽和脉冲宽度特性可以看出。 79 我们在这里关注
通过同一系统同时实现通信和本地化。

军方开发了一种战术通信/定位无线电系统,使用 UHF 频段中的常规信号波形,以增强型位置定位报告系统 (EPLRS) 的形式,80除了提供位置信息外,它还提供低速率数据能力

位置和显示在中央车站。基于 Qualcomm OmniTracs 的卫星版本
车辆跟踪系统,在 LOS 通信不可用时也被使用。 81
在一般应用中,人们对使用无线通信进行协作的传感器网络非常感兴趣。82 使用到达时间差 (TDOA) 方法,83
使用 UWB 波形已经证明了精度为 3 厘米的定位。如图 3.11 所示,对从要定位的目标和分布在接收器之间或
到中心位置的信标传输执行的测距提供了定位解决方案,并且数据通信可以是各种传输的有效载荷。
正在开发使用该技术的系统来跟踪消防员的位置。 84

在该技术的一个变体中,如图 3.12 所示 (其中 TOF 表示 “飞行时间”或传播延迟),要定位的对象
将 UWB 信号发送到其他终端,这些终端立即响应以提供往返时间可以测量到其他终端的距离。85

在已知位置使用固定接收器,低功耗 UWB RFID (射频识别)
标签发射器已被用于定位存储设备,其精度与信号带宽的倒数成正比。 14

为什么选择超宽带?

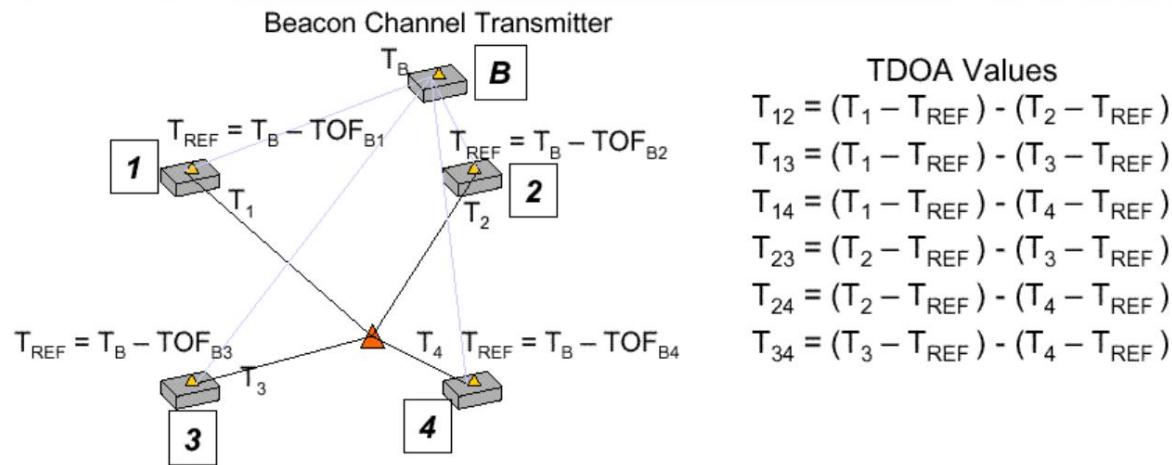


图 3.11 组合通信和 TDOA 操作的示例（参考文献 83）。

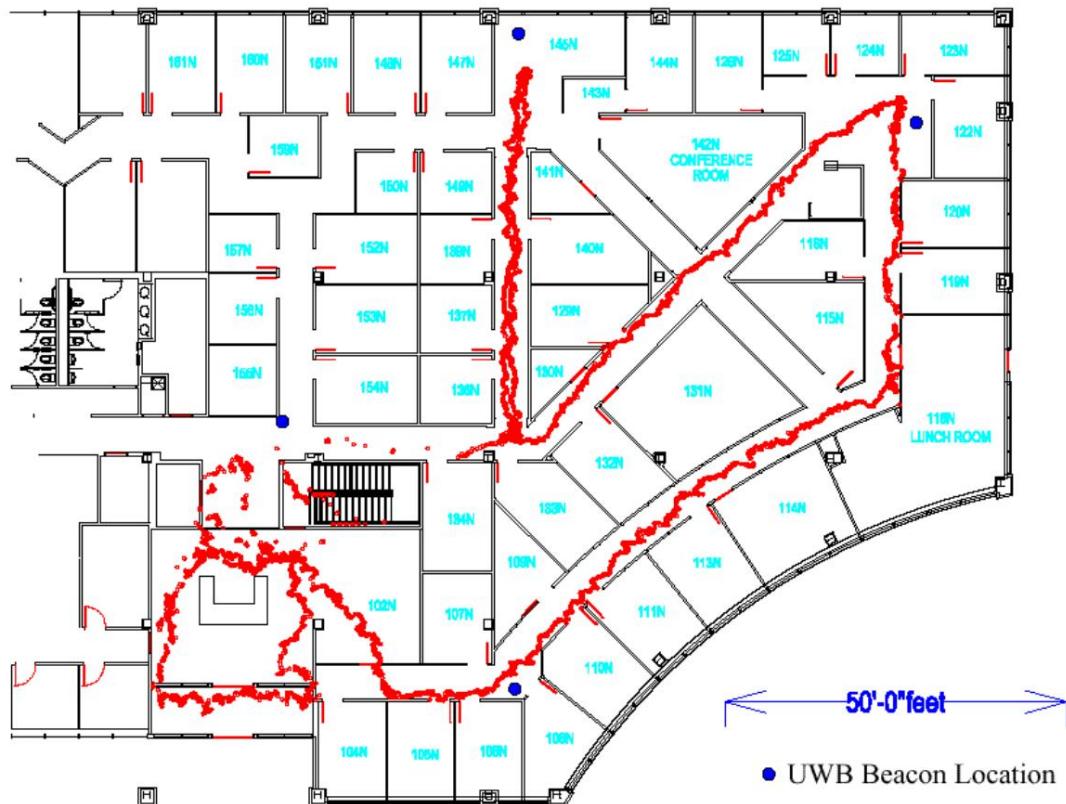


图 3.12 使用响应终端（信标）的室内地理定位示例（参考文献 85）

4. UWB 信号的多径持久性

我们之前在 3.3.1 节中提到过,UWB 信号通常是接收到大量的多径反射。虽然这些反射的存在是由于系统运行的环境造成的,但事实是反射到达接收器时的衰减比窄带信号的衰减要小。在本节中,我们将展示显示 UWB 信号这种效应的测量示例并讨论其物理基础,然后讨论该效应对通信系统的各种影响。

4.1 UWB 多径传播的背景

超宽带脉冲信号的测量揭示了一个异常长的多径周期
这些信号的反射 (混响)。图 4.1 和 4.2 显示了对 UWB 脉冲的多径响应的示例^{33,2}。请注意,在这些示例中,多径延迟传播

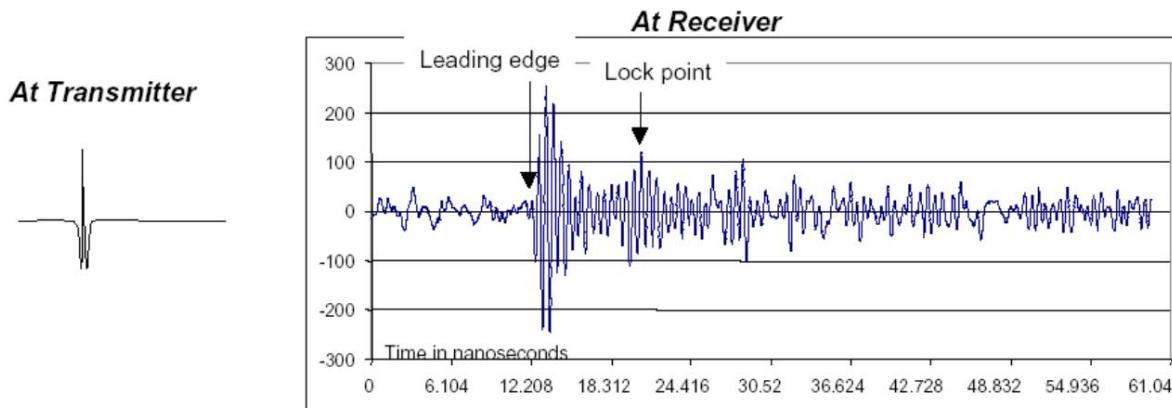


图 4.1 对 UWB 脉冲的多径响应示例 (来自参考文献 33)。

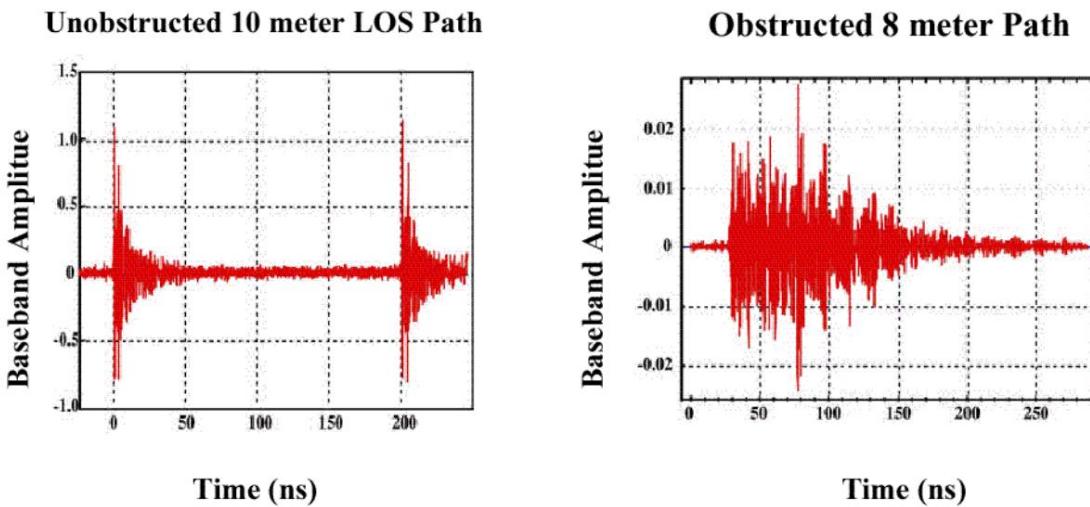


图 4.2 UWB 多径示例 (来自参考文献 3)。

为什么选择超宽带?

LOS 约为 50 ns,NLOS 延迟扩展约为 150 ns。除了反射的持续时间,这是反射表面环境的函数,86它们的密度是显着的。

4.1.1 UWB信号多径时延扩展模型

已经提出了用于多径延迟功率分布的各种模型。最喜欢的分析模型具有指数衰减曲线,从到达最短路径的信号开始,指数曲线由具有泊松到达的多路径填充。即信道脉冲响应由86、87、88建模

$$H(\tau) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \beta_k e^{-\theta_k \tau} \delta(\tau - \tau_k) \quad (4.1)$$

其中参数通常是随机时变函数 β_k , N_p 是 和 τ

可检测多径分量的随机数。89, 90多径功率分布 (MPP) 为
由

$$\overline{\beta^2} = MPP(\tau) = \overline{\beta^2} e^{-\tau/\gamma} \quad (4.2)$$

其中 γ 缩放指数衰减率。多径延迟的时刻由下式给出

$$\overline{\tau^2} \equiv \frac{\sum \beta_k^2 \tau_k^2}{\sum \beta_k^2} \quad (4.3)$$

使用矩的这种定义,RMS 延迟扩展,表示为随机多径延迟的标准偏差。到达的泊松特征由以下到达间隔时间的指数条件概率密度函数 (pdf) 表示:

$$p(\tau_k | \tau_1, \dots, \tau_{k-1}) = \lambda e^{-\lambda \tau_k} e^{-\lambda \tau_1 - \lambda \tau_2 - \dots - \lambda \tau_{k-1}} \quad (4.4)$$

其中 λ 是泊松到达率。

随着宽带和 UWB 波形的多径密度增加,由于 Saleh 和 Valenzuela 87,人们发现更详细的多径到达模型很有用。作为

如图 4.3 左侧所示,SV 模型将多路径描述为到达

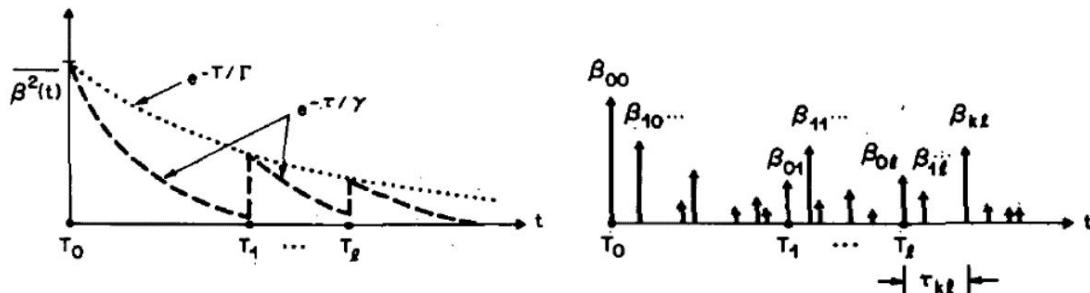


图 4.3 多径到达的 Saleh-Valenzuela 模型 (来自参考文献 86)。

多路径持久性

簇,每个簇都具有指数多径强度分布 (MIP),并且簇的平均强度也呈指数衰减,图右侧显示了特定的实现。这个双指数模型假设信道脉冲响应的形式为

$$H(\tau) = \sum_{lk} \sum_j \beta e^{k\theta_j} \delta(\tau - \tau_{kl}) \quad (4.5)$$

其中参数和Tl多径功率分布由下式给出, $\beta_{\text{簇}}^2 = \beta_{\text{簇}} \cdot \tau_{\text{簇}} / \gamma$, $\tau_{\text{簇}}$ 通常是随机时变函数。这

$$\beta_{\text{簇}}^2 = \beta_{\text{簇}} \cdot \tau_{\text{簇}} / \gamma \quad (4.6)$$

其中 Γ 缩放集群的指数衰减率, γ 缩放集群内多路径的指数衰减率。到达的泊松特征表示为

以下到达间隔时间的指数条件概率密度函数 (pdf) :

$$p(\tau_l | \tau_{l-1} = \Lambda \exp\{-\Lambda(\tau_l - \tau_{l-1})\}) \quad (4.7a)$$

和

$$p(\tau_l | \tau_{l-1}) = \lambda \exp\{-\lambda(\tau_l - \tau_{l-1})\} \quad (4.7b)$$

其中 Λ 是 (重叠)簇的泊松到达率, λ 是泊松到达率

集群内的多路径。因此,对于 SV 模型,指定了以下参数: Λ 、 λ 、 Γ 和 γ 。除了这些参数之外,为了模拟和测试,还需要一个多径幅度或功率的概率分布模型;这方面的

建模将在下面的第 4.1.2 节中讨论,时间分辨率和接收器阈值的问题也会影响观察到的多路径数量。

UWB 信号数据与 SV 模型的拟合表明没有单一的适合所有情况的参数。为了测试 IEEE 802.15 UWB WPAN 物理层建议,一些人推荐使用 SV 模型模拟多径环境

四种“典型”场景的研究人员,其参数列于表4.191,而其他研究人员推荐了更多的场景。 92

表 4.1 典型 UWB 场景的 SV 多径模型参数 (来自参考文献 91)。

模型参数	渠道模型 1	渠道模型 2	渠道模型 3	渠道模型 4
Λ	10.0233/ns	0.4/ns	30.0667/ns	0.0667/ns
λ	2.5/ns	0.5/ns	2.1/ns	2.1/ns
Γ	7.1 纳秒	5.5 纳秒	14.0 纳秒	24.0 纳秒
γ	4.3 纳秒	6.7 纳秒	7.9 纳秒	12 纳秒

为什么选择超宽带?

4.1.2 UWB 多径的无线电波现象学

除了测量和建模多径反射的到达时间和衰减率之外,还编制了多径幅度变化的统计数据和

权力。在许多散射情况下,接收到的信号幅度R具有瑞利分布,其具有 pdf²⁹

$$\text{像素}(\) = \frac{2}{b} e^{-x/b} \quad (4.8a)$$

其中b是R的平均值,通过变换 (4.9) 得到 $S = R^2$, S=R的pdf², 这与信号功率有关,被发现

$$\text{像素}(\) = \frac{1}{b} e^{-x/b} \quad (4.8b)$$

(4.8b) 中的指数 pdf 对应于b乘以 gamma 的 pdf 的特殊情况。一般情况由⁹³给出
对于m = 1的情况,具有参数 m 的随机变量 (RV)。⁸⁷

$$\text{像素}(\ ; \) = \frac{1}{\Gamma(m)} \frac{x^{m-1}}{b^m} e^{-x/b} \quad (4.9)$$

在哪里 $\Gamma(\)$ 是伽马函数。请注意,(4.9) 中的分布均值等于mb,因此将 RV 通过m归一化将创建具有相同均值 / m的 RV
它的方差等于所有m 的 mb^2 ,
值,即b,以及随m 减小的方差,即b²。
中上⁹⁴ 开发了一种对衰落信号幅度的统计变化进行建模的方法,该幅度有时是瑞利分布的,有时变化较小。转型 (4.9)

通过^{87,95} 我们获得 Nakagami m-distribution 的 pdf:

$$\text{像素}(\ ; \) = \frac{2^m}{\Gamma(m)} \frac{x^{m-1}}{b^m} e^{-x/b} \quad (4.10)$$

它绘制在图 4.4 的右侧,旁边是信号幅度平方的 pdf, S/m ,显示在左侧。

考虑到前面对衰落幅度统计模型的回顾,我们注意到对来自 UWB 脉冲信号的多径幅度的测量进行了分析和
发现没有被瑞利分布很好地建模。相反,统计变化
在相对于 MIP 的幅度中,通常具有 Nakagami 分布⁸或对数正态分布^{91,96}。对于对数正态分布,以 dB 为单位的多径幅度具有
关于其均值的高斯分布。

实验结果表明,脉冲 UWB 信号多径反射幅度的衰落往往不如瑞利衰落严重,这似乎是由于信号的占空比低且各种反射脉冲在
时间上不重叠。在多径之间没有任何相互干扰的情况下,仍然会有

由于阴影,它们在接收器处的幅度变化,这往往会导致对数正态
幅度分布。

多路径持久性

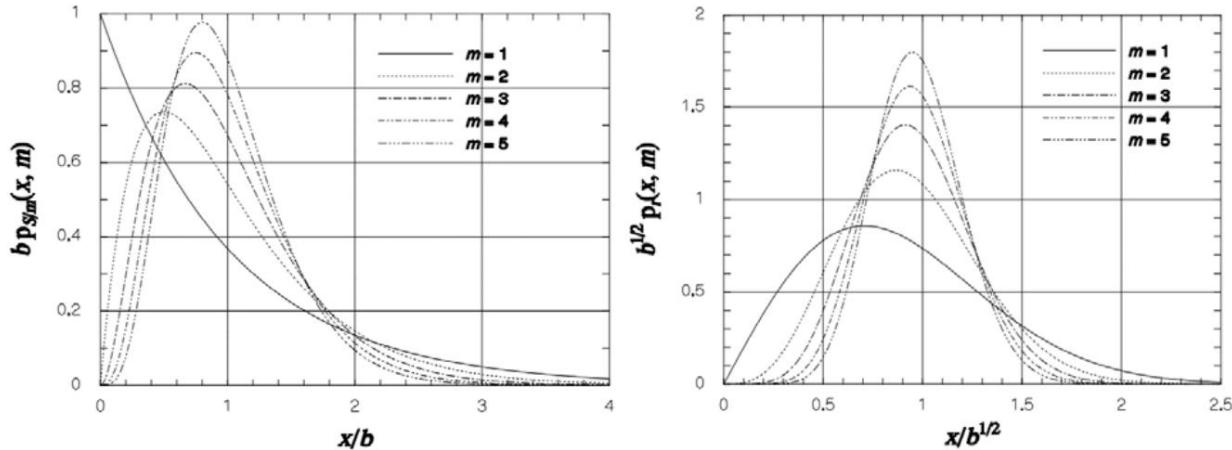


图 4.4 S/m 和 r 的 Nakagami m 分布 pdf。

4.2 多路径持久性的优点

UWB 信号在接收器处产生许多可解析的多径这一事实已在上文第 3 节中就所需的接收器处理和分集增益的潜力进行了讨论。在这里,我们讨论了多路径的潜在优势,特别是

与它们的衰减特性有关。

4.2.1 低渐变边距

当无线电通信信号受到“大规模衰落”(阴影)或多径诱发(“小规模”)衰落时,接收到的 SNR 是一个随机变量。通常是链接

通信系统的预算使用诸如传播损耗之类的链路数量的平均值或中值来估计接收 SNR 的中值。以 dB 为单位,链路上的余量为

预计的 SNR 中值与可接受的链路性能所需的 SNR 值之间的差异:

$$MdB \equiv \text{裕度 (dB)} = \text{SNRmed (dB)} - \text{SNRreq (dB)} \quad (4.11)$$

因此,如果接收到的以 dB 为单位的 SNR 等于 SNRmed + X,其中 X 是随机变量,则接收到的 SNR 大于或等于所需值的概率由下式给出

$$\begin{aligned} \Pr\{\text{信噪比} \geq \text{SNRreq}\} &= \Pr\{\text{SNR med} + X \geq \text{SNRreq}\} = \Pr\{X \geq -MdB\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} p_X(dx) \end{aligned} \quad (4.12)$$

从 (4.12) 可以明显看出,无限的余量值保证了 SNR 将始终满足要求,而有限的余量意味着仅在一定百分比的时间内满足要求。如果 X 的中值等于 0 dB,则余量为零的链路将在 50% 的情况下失败,对数正态阴影就是这种情况。对于瑞利衰落,如果余量为零,链路将有 63% 的时间失败;由于瑞利衰落,需要 10 dB 的余量才能实现 10% 的链路故障率。图 4.5 显示了 MdB 对链路的依赖性

为什么选择超宽带?

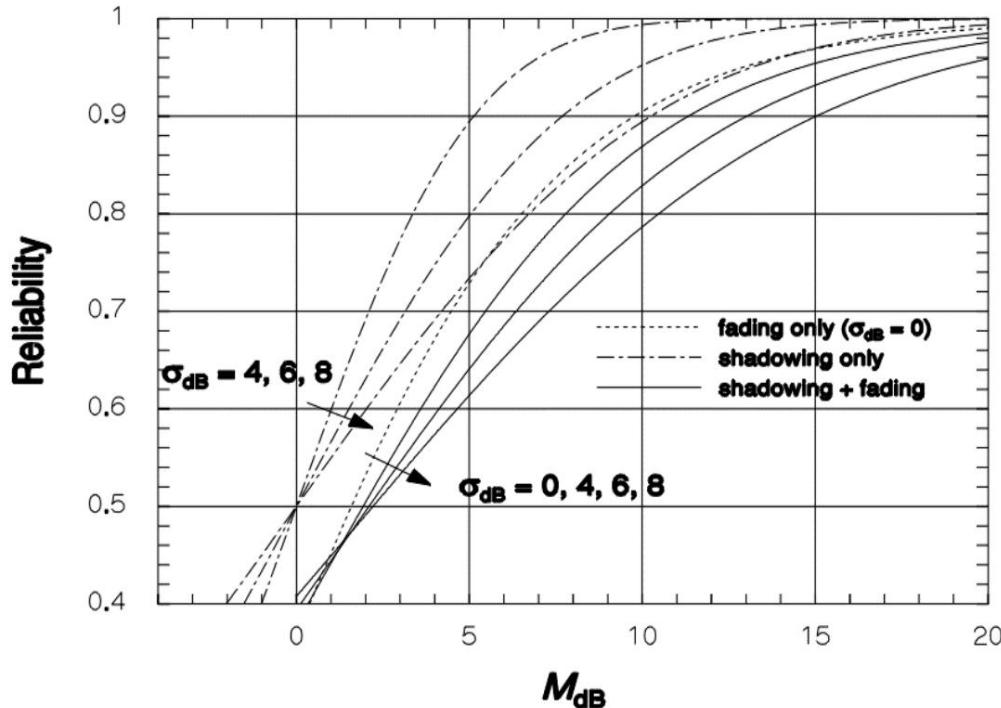


图 4.5 链路可靠性与阴影、衰落和两者的余量（来自参考文献 97）。

对数正态阴影、瑞利衰落以及这两种衰落的组合的可靠性 97

传统上用于移动无线电通信系统的“衰落余量”概念
考虑到模拟语音传输。应该注意的是，数字通信系统的系统性能是根据误码概率和所需的 SNR 或
比特能量噪声密度比(E_b/N_0)根据信道的不同而不同；当然，衰落下所需的 SNR 更高 瑞利衰落时为 25 至 30 dB，而瑞利衰落时为 9 至 14 dB，具体取决于所需的误码率。

实践是在假设的小范围衰落条件下说明所需的 SNR，并根据大范围衰落（通常是对数正态）计算链路预算的余量。

有了这个关于衰落余量的背景，很明显，小规模衰落可变性的降低将对链路预算产生深远的影响。如前一节所述，UWB 脉冲信号的多径分量由于其低占空比，往往不会重叠，因此不会像传统的 CW 信号那样相互干扰。据报道，当接收器在房间内四处移动时，UWB 信号的总接收能量仅变化约 5 dB，并且没有经历窄带信号常见的深度衰落。出于这个原因，推测 UWB 系统的链路预算可以包含一个小得多的余量，以允许小规模衰落。 98

4.2.2 低功耗

由于 UWB 脉冲信号的衰落余量要求更小，
多径组件的特性是对功率的要求较小。少几个 dB 的余量

链路预算中的传输功率会显着降低（以瓦为单位）。

对 UWB 信号的低功率要求也有贡献的是它们的低占空比和可用的各种系统增益 来自脉冲编码和分集的处理增益
结合增益。

4.3 多路径持久性的缺点

除了上面第 3.3.1 节讨论的 UWB 接收器必须处理大量多径反射的缺点外,还有其他传播现象与 UWB 波形中多径持续存在这一事实相关。在这里我们讨论

这些波形观察到的到达角 (AOA) 的散射。

4.3.1 到达角的散射

正如文献中所报道的,UWB 波形的多径分量的 AOA 种类繁多。

^{13,99,100,101,102} 部分原因是由于散射的多样性

与测量相关的环境。例如,测量的 TOA 和

图 4.6.102 显示了从单个位置发射并在建筑物同一楼层的不同 NLOS 位置接收的脉冲 UWB 信号的 AOA 。

在其他位置,TOA 和 AOA 之间的相关性非常弱,而在其他位置,脉冲似乎是从一个确定的方向到达的。即使对于可能相同的反射源 (产生特定的多径到达簇) ,关于平均值的 AOA 也存在相当广泛的分布,其趋向于具有以下形式的双指数 (拉普拉斯) 概率分布

$$f_{\theta|\sigma}(\theta|\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-\sqrt{2}|\theta|/\sigma} \quad (4.13)$$

在报告的测试环境中,参数 σ 取值从 20° 到 40°。^{99,100,101,102}

图 4.7 显示了 AOA 相对于 AOA 的集群平均值的拟合示例。一个
不同建筑物的SV多径模型与拉普拉斯分布参数对比见表4.2.99

在室内传播环境中,由于许多物体 (包括家具)通常放置在

整个建筑物。在室外情况下,一般情况下,多径信号分量从各个方向到达 (不仅在路径剖面通常可视化的所谓传播平面中)。¹⁰³我们在这里关注的是明显的

由于可分辨性和非相互性,脉冲 UWB 信号的 AOA 散射的“丰富性”

这些波形的干扰特性 (也会影响测量过程),⁹⁹和

可能是由于其他因素,例如宽带脉冲穿透各种建筑物的能力
比窄带信号衰减更小的材料。

多径环境下通信信号的AOA领域的研究是

仍在进行中。可能需要几年时间,AOA 测量才能可靠地用于定位目的,以增强仅基于时间测量的解决方案。

为什么选择超宽带?

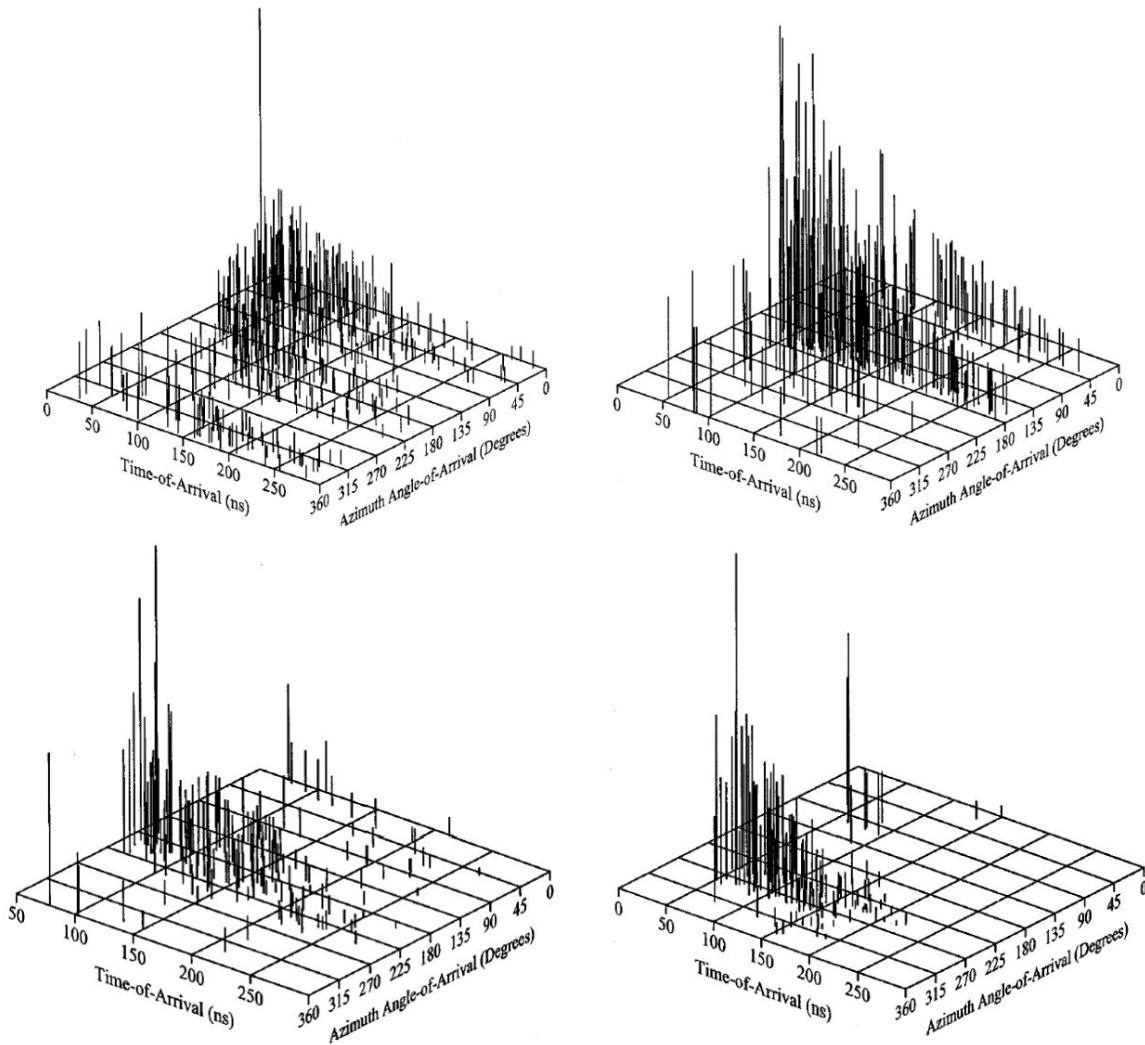


图 4.6 不同室内位置的多径 TOA 与 AOA (来自参考文献 101)。

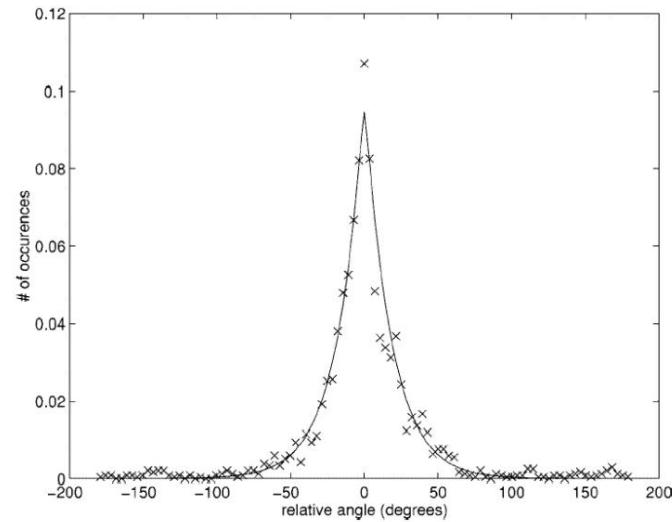


图 4.7 关于单个集群平均值的 AOA 分布示例 (来自参考文献 100)。

表 4.2 不同建筑物中多径和 AOA 参数的比较（参考文献 99）。

参数参考。99	参考。101	一个	Ref.101 乙	参考。86
Γ	27.9 纳秒	33.6 纳秒	78.0 纳秒	60 纳秒
	84.1 纳秒	28.6 纳秒	82.2 纳秒	20 纳秒
γ 1/λ	45.5 纳秒	16.8 纳秒	17.3 纳秒	300 纳秒
1/λ	2.3 纳	5.1 纳	6.6 纳	5 纳秒
σ	秒 37°	秒 25.5°	秒 21.5°	

4.4 多路径持久性的应用

如上文第 3.2.2 节所述,可以组合接收到的脉冲 UWB 信号的众多可解析多径分量以实现分集增益。这里我们注意到从 UWB 多径的持久性 (其现象学已在上文第 4.1.2 节中讨论过) 如何在实际系统中得到应用。

4.4.1 室内和船上的 NLOS 通信

通常使用射频识别 (RFID) 技术 104 跟踪昂贵的设备和关键库存物品,104包括无源 (如条形码) 和有源。主动技术利用无线电转发器“标签”,这些标签放置在要跟踪的物品上,并在被搜索无线电设备寻呼时发出适合定位的信号。

通常,无线电信号源的定位最好在 LOS 条件下完成,而多径分量对定位解决方案来说是一种“麻烦”而不是帮助。因此,很难在船上使用传统的 RFID 技术,因为船上的无线电传输以及在涉及金属容器的其他情况下会出现许多反射。然而,最近发现使用图 4.814 所示的系统,UWB 信号可以很好地在船上传播到角落、“通过容器之间的裂缝”和物体周围,因此可以确定相当准确的位置。使用的信号

图 4.8 的系统是具有 400 MHz 瞬时带宽的脉冲 UWB 波形。

值得注意的是,舰载环境对于射频操作来说尤其困难。

使用另一个 UWB 脉冲系统以及网络分析仪测量,对测试 RFID 系统的集装箱船的调查105发现多路径的延迟扩展

对于从峰值下降 6 dB 的多径幅度和从峰值下降 20 dB 的多径幅度来说,分量约为 1 微秒。观察到的大延迟扩展归因于船载反射环境和 UWB 脉冲的非衰落相结合。图 4.9 显示了一个示例船载测试路径,图 4.10 显示了该路径的接收到的数字采样示波器轨迹。

为什么选择超宽带?

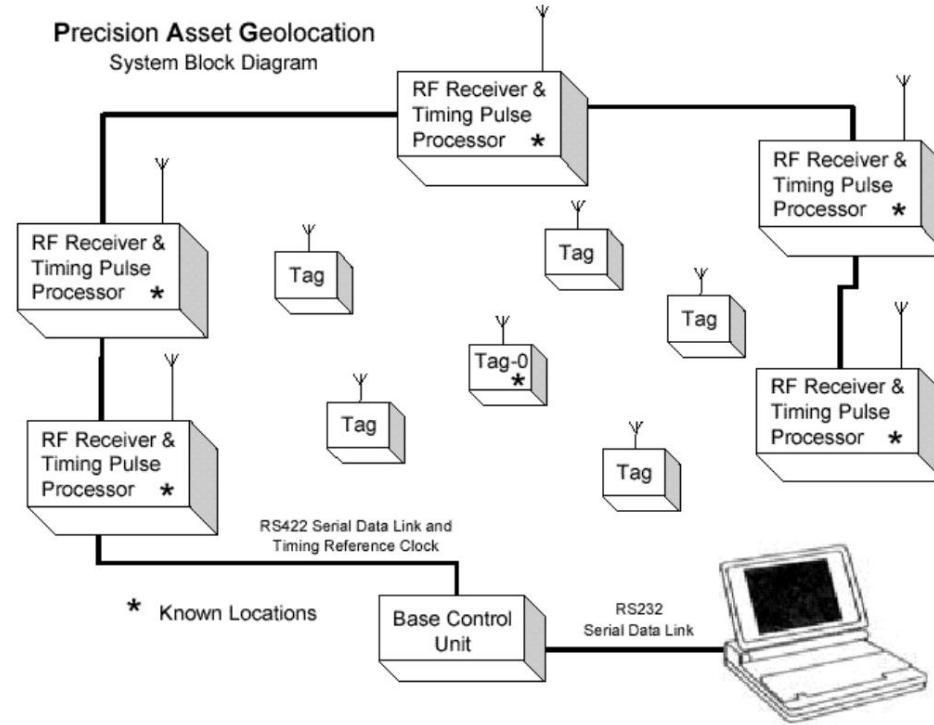


图 4.8 使用 UWB 信号的精确资产定位系统（来自参考文献 14）。



图 4.9 通过舱壁的船上传输路径（来自参考文献 105）

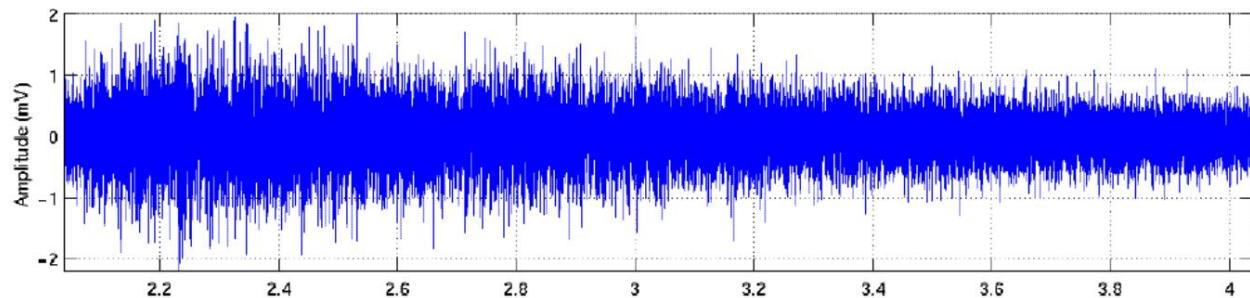


图 4.10 图 4.9 路径接收到的信号的数字采样范围视图（参考文献 105）。

5. UWB信号的无载波传输特性

我们之前在第 1.3 节中已经在一定程度上讨论了脉冲 UWB 波形的无载波（基带）方面,主要是关于对频谱的影响。在这里,我们关注无载波操作对所使用硬件类型的影响。

5.1 超宽带传输背景

在本节中,我们根据公开文献对发射和接收 UWB 无载波波形 (包括天线)所涉及的无线电组件的配置进行了简要调查。

5.1.1 发送器和接收器配置

马可尼最早的无线电传输是超宽带,从某种意义上说,马可尼的火花隙

发射机实际上产生了短脉冲并占用了相对较大的带宽,但是没有使用扩展增益来实现多址接入的方法。不久后的潜力

无线电作为一种通信媒介被理解,寻找共享媒介的有效方法,并发现涉及外差和窄带、可调谐发射器和接收器。图 5.1 给出了一个示例超外差接收器图 106 ,该图具有双重转换功能,以抑制信号的谐波镜像,这些谐波镜像是不想要的副产品。

外差 (乘法)运算。随着窄带无线设备的普及

今天和无线市场新设备的不断发展,趋势是

发射器和接收器变得更小更简单。例如,107图 5.2 显示了使用表面声波 (SAW) 滤波器的典型数字外差接收器和基于直接转换为不需要 SAW 滤波器的基带的“单芯片”接收器。随着数字处理的这种进步变得更便宜、更高效,在雷达和通信应用中使用 UWB 波形也变得可行。 33

理想情况下,在无载波 (基带) 传输中,如图 5.3 所示,无线电系统可以在没有本地振荡器的情况下运行,并且有时需要复杂的滤波

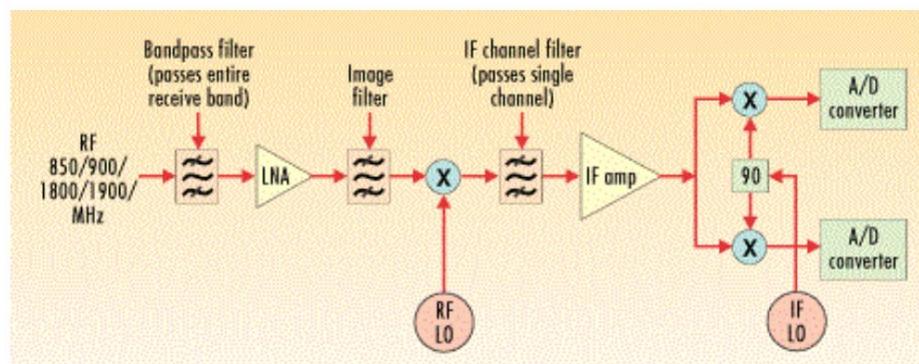


图 5.1 双变频超外差接收机 (来自参考文献 106) 。

为什么选择超宽带?

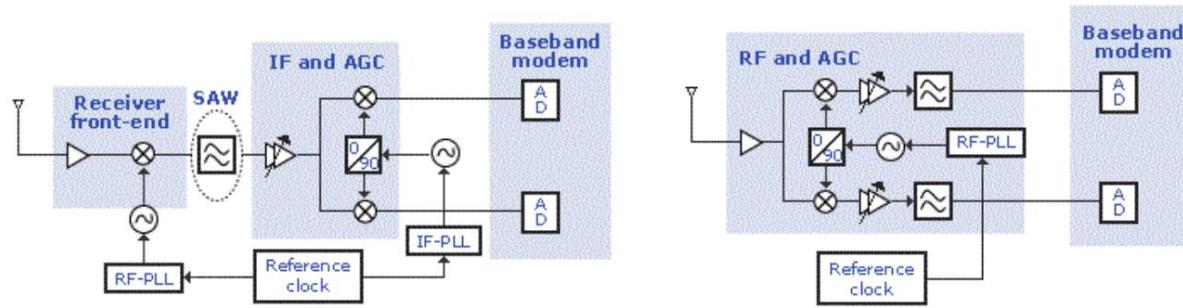


图 5.2 典型的数字外差接收器 (左) 和单芯片直接转换接收器 (右), 集成了 RF 和 IF, 没有 SAW 滤波器 (来自参考文献 107)。

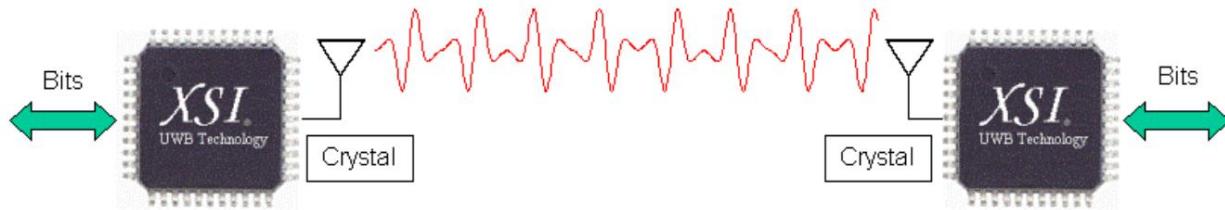


图 5.3 UWB 基带系统实现的概念 (来自参考文献 108)。

控制伴随外差的发射和杂散辐射。它几乎 (但不完全) 就像使用与无意中的传输相同的传输一样简单
由数字设备的印刷电路板发射, 天线直接连接到包含基带处理逻辑的集成电路。 108

5.1.2 天线配置

“经典”天线理论和实践已为正弦波很好地理解和发展
传输和接收。工程师对 UWB 信号的天线辐射方向图预测和确定并不熟悉, 因为天线对辐射信号的影响是
更关键 所有天线都会区分输入信号一次或多次, 具体取决于
天线, 虽然正弦曲线的导数只是正弦曲线的相移, 但整个形状
UWB 波形的数量可能会因天线而改变。109 虽然现有天线可以辐射 UWB 基带波形, 但由于所需的带宽较宽, 它们不一定能有效地辐射或具有所需的模式。因此, 建议天线

专为 UWB 应用而设计的波形。

¹⁰⁹ 这种理论

设计基本上是众所周知的, 但有时是有争议的。110,111,112

一种方法从基本的锥形天线形状开始, 用于生成参考场和波形, 113 并计算修改后的锥形辐射
表面, 以便在指定距离处提供所需的时间波形形状; 图 5.4,112 给出了这种方法和使用其他天线产生的
远场波形的比较, 其中假设未接地的天线充电到一定水平, 然后接地; 通过天线放电的电流会产生一个
窄脉冲波形。 (注: 图 5.4 中的 100 个时间单位等于 1 ns。)

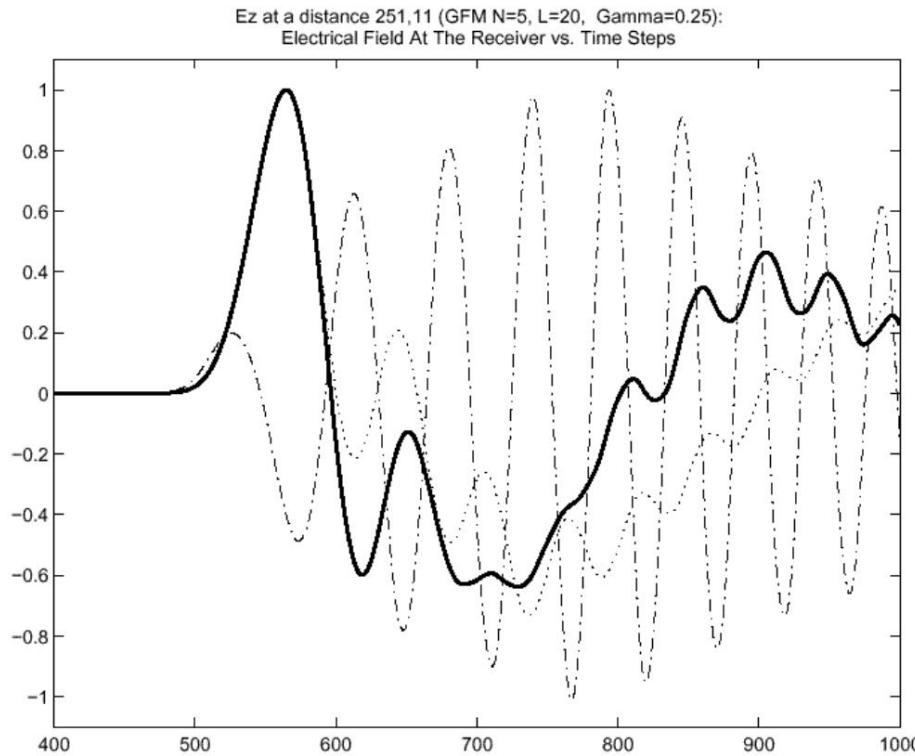


图 5.4 天线充电和放电产生的示例时域波形:改进的圆锥形(实线)、圆锥形(点划线)和线形(点划线)(来自参考文献 112)。

通常,不希望通过直接激励天线来生成 UWB 脉冲,其中脉冲的形状和带宽取决于天线配置 114,因为无意或有意弯曲天线,或将其靠近金属表面,可能会改变波形的中心频率并对现有系统造成严重干扰。

相反,脉冲形状应该在它到达天线之前由发射器电路确定。由于 FCC 对 UWB 发射的限制,这种用于 UWB 信号的天线理念占主导地位,因此天线设计和选择的重点是找到与脉冲生成电路匹配良好并具有足够带宽的配置。

一些基于这些考虑的 UWB 天线已在市场上销售 115 或包含在 UWB 芯片组中。116 通常在这些情况下,天线的尺寸和蚀刻在印刷电路板上的天线外观。117

一个例外是用于 UWB 地理定位系统 79 的 4 厘米双单极“大电流辐射器”天线系统,它由桥式电路驱动,以保持天线的形状。该天线系统的照片如图 5.5 所示,其性能为如图 5.6 所示,与 6 厘米电偶极子的比较,它区分了脉冲形状。图 5.6 比较的两种天线各自对波形的影响形状与其频率响应特性一致,鉴于有限能量波形的导数的傅里叶变换由下式给出 118

$$\text{F}(t) = i \int f(t) dt \quad (5.1)$$

为什么选择超宽带?

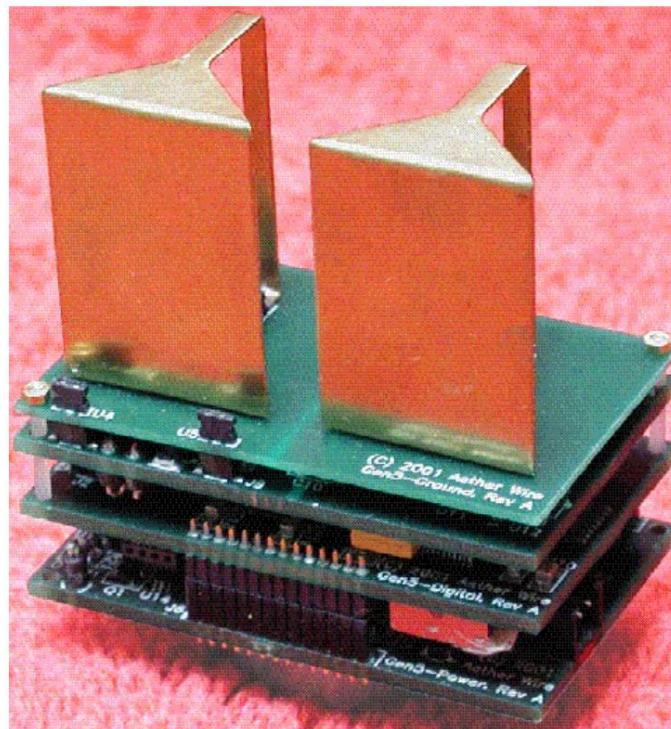


图 5.5 大电流辐射器 UWB 天线系统（来自参考文献 79）。

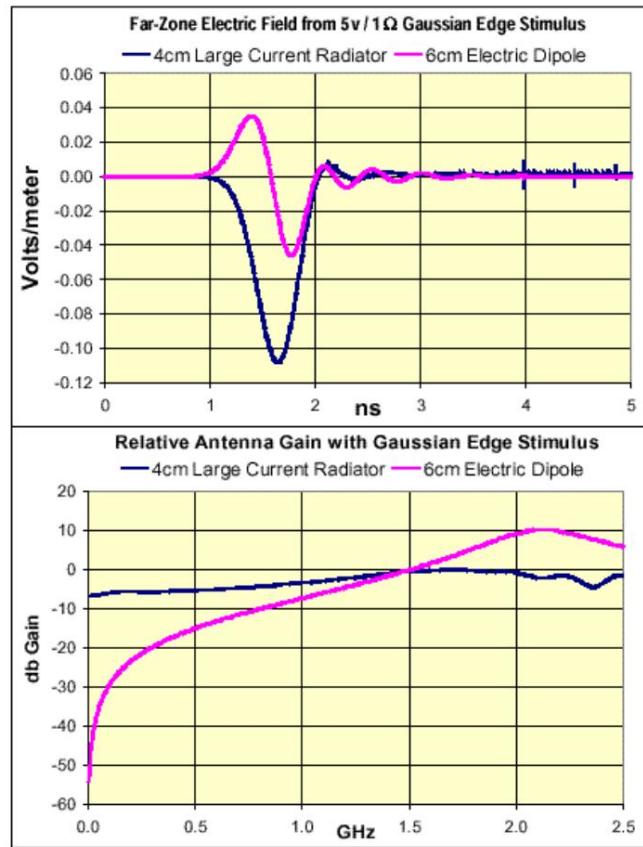


图 5.6 图 5.5 的天线系统性能（来自参考文献 79）。

5.2 无载波传输的优势

无载波传输带来了某些实施优势。在这里,我们在硬件简单性和硬件尺寸的标题下简要总结它们。

5.2.1 硬件简单性

由于无载波传输不需要外差、调谐和 IF 滤波,因此 UWB 收发器可以使用比窄带系统更简单的射频架构构建,组件更少,并且低功率传输不需要功率放大器。 33

UWB 基带 (无载波)功能被描述为具有以下优势:108

- 变送器不需要D/A 转换器。 ·接收器 A/D 转换器以比特率运行,与奈奎斯特采样相反速度。
- A/D 转换器不需要高分辨率,因为信息没有嵌入到信号相位中。 ·不使用数字脉冲整形滤波器。 ·不需要均衡器来校正载波相位失真。 ·使用低阶调制,如对映信令 (如在 BPSK 中),传输在许多情况下足够可靠,无需前向纠错 (FEC) 和接收器处的相应解码器。 ·可以使用低功耗、小型、成熟的CMOS 技术。

这些潜在优势的相关性取决于特定的应用和特定的操作场景。

5.2.2 小硬件

由于 UWB 无载波操作使用较少的射频组件,因此硬件的大小为主要是所使用的集成电路技术的功能。现有的使用 CMOS 技术的 UWB 基带处理芯片在尺寸上与其他通信系统组件 (例如蜂窝电话手机)的芯片相当。

5.3 无载波传输的缺点

无载波 UWB 传输的潜在优势和已实现优势自然会被某些劣势或成本所抵消。特定“劣势”的严重性取决于现有技术、为技术设想的应用和经济因素。在这里,我们关注使用无载波传输的后果,即必须使用相对更复杂的信号处理来完成多路复用和波束成形,以及可以实现的天线形状因数所涉及的不确定性。

为什么选择超宽带?

5.3.1 复杂信号处理

对于使用载波的窄带系统,频分复用非常简单,通信或其他窄带设备的开发只需要考虑直接影响自身的频带,并应注意通过包括滤波和波形整形在内的发射控制技术尽量减少对带外系统的干扰。对于无载波传输和接收,附近的每个窄带系统都是潜在的干扰源,其他所有无载波系统也是如此。因此无载体系统必须依赖

相对复杂和复杂的信号处理技术,用于从这种嘈杂的环境中恢复通信数据。

5.3.2 超分辨率波束赋形的不适用性

对于窄带无线电系统,正在研究使用多个天线的自适应波束形成,作为蜂窝通信系统中时间和频率资源的空间重用手段。通过对不同天线进行定相来形成波束,从而使组合信号的

载波在发送到特定方向或从特定方向接收时是相干的。使用基于不等间距天线的“超分辨率”波束成形,可以使用少量天线实现窄波束。

由于波束赋形和超分辨率波束赋形的理论基于正弦波形之间的相位关系,因此它并不直接适用于使用脉冲的 UWB 系统。然而,有一些方法可以区分从特定方向¹¹⁹ 到达的编码脉冲串,该方法利用了两个天线之间的编码脉冲串的 TDOA 取决于到达角这一事实。

5.3.3 天线外形

UWB 脉冲传输使用“电流模式”而不是“谐振模式”的天线。目前,设计适合外形尺寸(尺寸)的宽带非谐振天线

和形状)的其余硬件是一个挑战。³³示例在第 5.1.2 节中给出

UWB 天线相对较小并使用各种发射技术,不一定是最佳的。与 UWB 相关的天线形式因素的“缺点”在于,由于 UWB 传输对于大多数通信应用来说相对新颖,因此它在很大程度上是未知的。

UWB 系统的高射频频率和大带宽使它们有资格用于小型天线,可能需要在尺寸和效率/增益之间进行权衡。¹²⁰对于传统(窄带)无线电,天线 Q(品质因数)方面的传输分数带宽在理论上与天线尺寸相关

^{120,121} 通过以下表达式:

1/3

$$\frac{V}{\text{布雷尔}} = \left(\frac{2}{3} \right)^2 \quad (5.2)$$

其中 V 是包围天线的球形体积,λ 是中心频率。例如,大于 25% 的相对带宽对应于 V/λ^3 的比值大于约 73%。

将这些经典结果定量扩展到极宽带系统并不是一门精确的科学,尽管权衡仍然决定了相同的总体趋势。

5.4 无载波传输的通信应用

使用 UWB 波形进行高速传输的潜力来自于信号。第 2.4 节描述了一些利用高速潜力的 UWB 通信应用。在这里,我们考虑专门利用 UWB 波形的无载波传输特性进行通信的应用。

5.4.1 智能传感器网络

使用无载波传输的低功耗、简单硬件的潜力使 UWB 技术成为分布式传感器网络的有吸引力的替代方案。几个项目正在进行中,以确定将 UWB 用于各种类型的小型、廉价传感器网络的可行性。其中包括罗格斯大学 WINLAB 的一个重点项目,该项目旨在执行系统级原型设计,旨在验证信息站和/或传感器网络应用程序中的 UWB。

¹²² 目前该项目正在研究 MAC 层架构和问题
网络以及信道传播特性。

伯克利的“智能尘埃”项目正在研究可以组织自己进行协作信号处理和多跳连接的低功率传感器无线电的概念,并且在短距离“通信背景噪声”UWB 传感器无线电项目。¹²³ 伯克利 UWB 传感器无线电是

设计用于在 960 MHz 以下使用各种天线类型,并通过切换基带电路组件产生无载波脉冲。无线电发射单脉冲数据包

以脉冲幅度编码 PN 码扩展数据的波形;如图 5.7 所示,接收器在预期的脉冲到达时间内对输入信号进行采样

窗口只是为了节省功率,并且样本由匹配的过滤器处理。非常高
采样率是使用一组简单的 A/D 转换器而不是快速的单个 A/D 转换器来实现的,以最大限度地降低功耗。

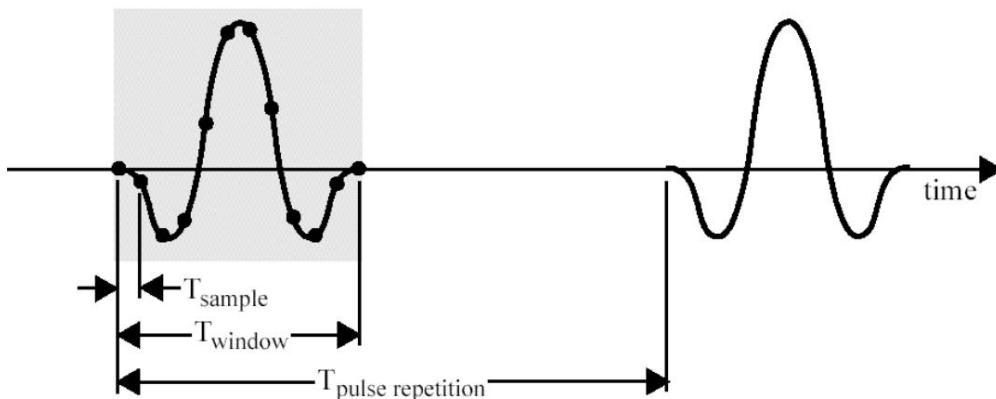


图 5.7 无载波脉冲传输的接收机采样 (来自参考文献 123)。

为什么选择超宽带?

Aetherwire UWB 传感器网络概念10使用高斯双峰 (如图 1.10 所示)作为基本芯片波形,并具有无线电之间的突发数据包通信,可以通过自组织路由算法进行集群,并使用脉冲定时进行地理定位到达。如图 5.8 概念性所示,这种网络

可以利用能力来定位和获取来自传感器的多跳通信,使用非常低的功率。

正在考虑 UWB 波形的军事传感器网络应用包括联合海战传感器网络应用124 “信息战”传感器网络,后者在 SBIR 提案中描述如下:125

我们建议开发基于时间调制超宽带无线电的信息战传感器网络。TM-UWB 无线电有几个特点,使其成为低成本的理想选择

宽带数据的隐蔽恢复。超宽带无线电发射的唯一信号是脉冲

时间伪随机生成。完美脉冲的傅里叶变换在所有频率上都是恒定的。我们目前使用的脉冲持续时间为 $1/2$ 纳秒,能量为

大约从 0.5 到 4 GHz。任何常规频带中的能量含量都远低于噪声,这使得 TM-UWB 传输很难检测到,除非您

知道脉冲的具体伪随机序列。使用 TM-UWB 没有载波频率,不需要上变频和下变频,输出级是一个产生二进制脉冲的晶体管,所有这些都导致无线电尺寸和复杂性降低。

脉冲的占空比约为 1/500,导致功耗低,因为 99.8% 的时间没有传输任何内容。在第一阶段,我们将演示 5 英里处的 UWB 通信,其中至少有两个同步通道。我们还将评估几个

与 IW 传感器网络相关的创新系统概念,包括自组织网络协议和距离测量能力。

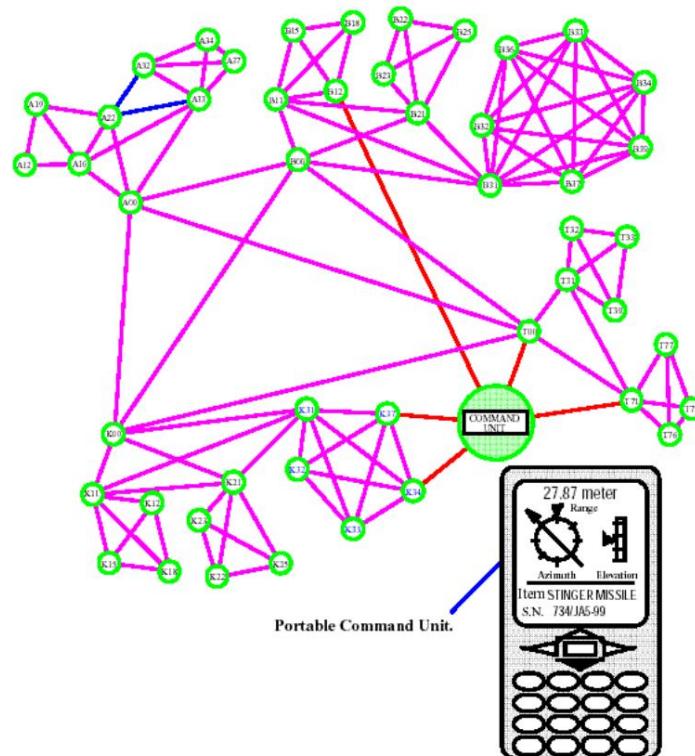


图 5.8 组合的网络聚类和地理定位 (来自参考文献 10)。

6. 总结与评估

在本节中,根据第 1 至第 5 节中的材料,我们对当前的 UWB 技术在 NETEX 环境中与所需的通信系统性能相关的现状。

6.1 NETEX 要求概要

NETEX 计划的客观系统特性,如前面 1.1.2 节所述,可以概括为要求通信网络系统(可能使用 UWB 技术)在“复杂和敌对”环境中“稳健”并且兼容现有的频谱分配。

技术(即性能)要求的关键是“稳健”和“环境”这两个词,原因如下:

- 所有具有相同容量的通信系统(波形、调制)将在理想环境下的表现大致相同。
- 所有系统都受到非理想环境的相同物理影响,例如城市陆地移动和室内传播信道。
- 需要余量(过剩功率)和/或特殊处理技术来克服非理想环境的影响。
- 某些系统具有便于使用特殊处理来制造它们的特性在特定情况下“稳健”。
- 因此,问题是UWB 是否具有与NETEX 相关的这些属性环境。

在考虑使用 UWB 技术的背景下,频谱分配问题被包括在考虑 UWB 系统与可能在同一区域内运行的其他系统共存的考虑中,无论是就UWB对那些其他系统的干扰而言系统以及那些其他系统对 UWB 系统的干扰。

6.2 NETEX 潜在应用和环境概要

对特定技术实现特定目标的潜力的任何评估应用程序必须以该应用程序所暗示的场景为条件,包括适用的环境因素。

6.2.1 NETEX应用场景

正如 1.1.2 节对 NETEX 程序目标的讨论所暗示的,目标系统是一个可以快速配置并成功运行的无线电通信网络

为什么选择超宽带?

复杂和恶劣的环境。这些对目标系统所需操作特性的描述所暗示的场景包括以下内容:

- 城市战斗或搜救行动
 - 移动自组织通信网络,可能与传感器集成
 - 自组织网络节点的地理位置
- Ad hoc 网络,用于在船上等困难环境中进行资产跟踪

6.2.2 NETEX 环境因素

目标系统描述中引用的主要环境因素暗示如下:

- “复杂和恶劣”的物理位置,包括密集的城市地形
 - 多路径和杂波
 - 非视距 (NLOS) 通信,包括通过建筑物外墙和内墙的传输
- 干扰和拦截企图的敌对电磁环境
假定
 - 希望发射尽可能少的功率和/或以低功率发射
占空比
 - 希望使用具有高处理增益的波形

6.2.3 NETEX 计划方法和目标

从 NETEX 计划的方法中可以明显看出第 1.1.1 节中引用的 UWB 系统的各种属性的相对重要性以及与其潜在部署相关的问题和目标,具体如下:¹²⁶

方法:

- 全面了解 UWB 系统运行对军用无线电的影响
 - 频率 (RF) 接收器
- 通过一系列硬件测试和系统仿真来表征 UWB 系统和通道属性
- 修改新兴的 ad-hoc 路由和多路访问协议,以利用独特的 UWB 系统的能力
- 将 UWB 通信和传感器系统集成到互操作网络中

2002 财年目标：

- 建立并发布 UWB 电磁干扰 (EMI) 测试方法
- 针对各种军用射频对 UWB 系统执行一系列 EMI 测试
接收器
- 开发 UWB 信道模型并进行 UWB 干扰仿真

2003 财年目标

- 针对各种军用射频接收器对 UWB 系统进行完整的 EMI 测试
- 识别 UWB 系统的频谱掩模和操作模式,不会导致其他设备出现意外操作
- 开发改进的 UWB 物理层 (信号干扰比提高 >20dB,接收器灵敏度或编码增益提高 >20dB,尺寸和功率降低一个数量级)
- 开发自组织网络和多路访问协议,以利用 UWB 的独特属性

6.3 评估

在本节中,我们通过评估表 1.1 中概述的 UWB 技术的各种声称的优点、缺点和应用的有效性来总结潜在的 NETEX 应用场景和环境因素。鉴于这些情况和

因素、各种声称的优点、缺点和应用程序具有不同程度的相关性和重要性 即对 NETEX 计划的重要性。在下面的评估中,我们按重要性相反的顺序讨论它们。

6.3.1 超宽带优势/劣势/次要意义的应用

我们将表 1.1 中列出的超宽带声明置于“次要重要性”类别中,并在本报告的前几节中单独讨论过。

- UWB 技术的超宽带宽特性提供了高速通信 (在参考文献3 和其他地方引用) 的优势,例如高速WPAN。

o 评估: 使用 UWB 波形可以提供高速通信的说法是有效的。实际实现的容量将是

调制方案以及对 UWB 发射的功率和带宽限制,以防止对关键现有系统的干扰。

o 基本原理: UWB 技术的这一方面包含在对 NETEX 计划意义较小的方面,因为该计划的重点不在于高速率通信本身。此外,WPAN 的短距离 (最长 10 米) 与 NETEX 物镜系统不一致。

为什么选择超宽带?

- UWB 技术的超宽带宽特性支持多址通信（参考文献4 和其他地方引用）。
 - o评估:UWB 波形的宽带宽可以支持多址通信的说法是有效的。文献中给出了某些形式的 UWB 信令的多址容量的理论估计。
 - o理由:UWB 技术的这一方面包含在对 NETEX 计划意义较小的方面,因为该计划的重点不是高容量多址系统本身。
- UWB 技术的无载波传输特性提供了硬件简单和小型硬件的优势（在参考文献 2、4 和 10 等中引用）。
 - o评估:声称使用 UWB 脉冲波形进行无载波传输
需要更简单和更小的硬件是部分有效的。传统窄带系统的现有技术水平使得可以在非常小的封装中执行非常复杂的信号处理功能。此外,实现 UWB 波形的潜力涉及一些实时信号处理复杂性,并且 UWB 天线的现有技术对于 NETEX 应用所设想的相对高功率系统而言并不先进。 o理由:UWB 技术的这一方面包含在对 NETEX 计划意义较小的方面,因为该计划的重点不在于终端尺寸本身。
- UWB 技术的无载波传输特性的缺点是不支持超分辨率波束成形（参考文献13 中引用）。
 - o评估:关于无载波 UWB 系统不支持超分辨率波束成形的说法是部分有效的 尽管对于 UWB 脉冲系统
没有载波,因此在相位相干性方面没有用于精细分辨率的载波相位,至少基带肯定有潜力等效于使用脉冲序列的相干性。
 - o基本原理:UWB 技术的这一方面包含在对 NETEX 计划意义较小的方面,因为该计划本身并没有波束成形,至少目前是这样。

6.3.2 UWB优势/劣势/应用意义更大

在“更重要”的类别中,我们将下面列出的 UWB 声明放在在表 1.1 中,并在本报告的前几节中单独讨论过。

- UWB 技术的超宽带宽特性提供了优势,即其较低的频率可以穿透墙壁和地面（参考文献 2 和 4 等引用）,从而实现室内定位应用（参考文献 2 和 3 等引用））。

o评估:UWB 波形在探地和穿墙雷达应用中的经验支持这些波形具有

总结与评估

更大的穿透能力,这与射频信号穿透材料的频率相关性有关。然而,如第 2.2.4 节所述,这种潜在优势的实现取决于系统和场景,并且

可能有人认为,UWB 脉冲波形的多径持久性(其中 UWB 脉冲不易衰减)与已观察到的穿透(NLOS)效应有关。

o基本原理:虽然 ad hoc 网络节点的地理位置是一种理想的能力

对于 NETEX 目标系统,UWB 技术的这一方面不包括在对 NETEX 计划最重要的方面,因为它取决于系统和场景。此外,大规模并行处理和“辅助”方案的最新进展可能使使用 GPS 的室内地理定位成为一种稳健且可行的解决方案。 51, 52

- UWB 技术非常短的脉冲宽度特性的缺点是会产生非常多的多径分量(在参考文献 8 和其他地方引用)。

o评估:许多研究人员已经观察到,UWB 脉冲信号导致大量多径分量的说法是正确的。这是

因此,UWB (和任何高速系统)接收器的必要任务是至少通过提取特定路径进行处理来处理多路径。 o理由:UWB 技术的这一方面不包括在对 NETEX 计划最重要的方面,因为严格来说,它

并不是真正“关于”UWB 波形本身,而是关于环境 任何宽带信号都会受到很多影响在相同情况下的多路径。

- UWB 技术非常短的脉冲宽度特性的缺点是信号的脉冲编码涉及相对较长的同步时间(在参考文献 4 和 10 中引用)。

o评估:UWB 脉冲信令涉及相对较长的同步时间的说法有一定的有效性;对于分组无线网络,同步时间限制了数据容量。使用编码脉冲序列提取

多路径和数据处理也引入了开销。然而,作为

在第 3.3.2 节中提到,已经设计了一些方案来最大限度地减少 UWB 分组网络中重复同步的需要。

o理由:UWB 技术的这一方面不包括在对 NETEX 计划最重要的方面,因为它相当依赖于实施方案 在这种情况下,是分组无线电。

- UWB 技术的多径持久性特性的缺点是到达角有很大的分散性(在参考文献 14 和其他地方引用)。

o评估:UWB 多路径“持续存在”是因为它们通常不会相互干扰的说法是正确的,已经被各种

研究人员认为,持久性的副作用是到达角的显着分散,这似乎是真的。这种现象增加了正确跟踪多路径的挑战。

为什么选择超宽带?

- o理由:UWB 技术的这一方面不包括在对 NETEX 计划最重要的方面,因为到达角尚未确定。
被特别标识为标记为可利用的信号参数。

6.3.3 超宽带优势/劣势/最显着的应用

在“最重要”类别中,我们将表 1.1 中列出的 UWB 声明放在下面列出的声明中,并且在本报告的前几节中单独讨论了这些声明。

- UWB 技术的超宽带宽特性提供了潜在的高处理增益优势(在参考文献 2 和其他地方引用),可应用于低功率、隐蔽通信(在参考文献 2.4 和 8 等中引用)。

- o评估:UWB 信号提供可用于降低发射功率的潜在高处理增益的说法是有效的,但在某种程度上取决于正在考虑的特定 UWB 波形的细节。事实是

UWB 信号的宽带宽与大量其他 RF 信号共存,并且只能由适当的接收器提取,这本质上是一种隐身操作模式。处理增益量(带宽与比特率之比)取决于具体的脉冲调制和编码方案

这是使用的。UWB 系统所需的功率量不仅取决于场景,而且还受到分集增益潜力的影响(见下文)
除了处理增益。

- o理由:虽然隐身本身并没有被明确表示为目标系统的属性,但 UWB 技术的低功耗方面对 NETEX 计划具有最高意义,因为目标系统旨在

在与现有通信基础设施相同的频段内运行。

- UWB 技术非常宽的带宽特性具有对现有系统造成干扰(在参考文献 3 和 5 等中引用)和受到现有系统的干扰(在参考文献 3.4 和 5 等中引用)的缺点。

- o评估:UWB 系统将对现有系统造成干扰的说法显然是有效的,因为 UWB 信号将占用与现有系统相同的频段。然而,重要的是干扰的数量和种类,通过对现有系统运行的影响来衡量,并且

需要评估 针对特定的 UWB 波形、现有系统和场景进行详细评估。因此,NETEX 计划下的持续努力关注 UWB 干扰对军用接收机的潜在影响。对于一般应用,FCC 已将 UWB 信号的发射限制在可避免对 GPS 运行产生重大干扰的水平和频段(参见第 2.3.1 节)。人们继续担心对关键航空系统的潜在干扰。

- o理由:UWB 技术的这一方面对 NETEX 计划,因为目标系统不得破坏现有的通信系统,除非可能在紧急情况下受限操作

总结与评估

目的。在大多数 NETEX 场景中,还希望 UWB 系统的存在不仅不引人注目而且难以检测。

- UWB 技术的极短脉冲宽度特性提供了多路径的优势
 - o 评估:可以解决短 UWB 脉冲信号的多径分量的说法是正确的,并且正是关于 UWB 技术的单一基本物理事实使得该技术不同于其他技术。(参见第 3.2.1 节中的讨论。)并非总是如此,但不同的反射经常不会在时间上重叠。这种效应已在室内观察到,而且很可能至少在室外同样明显。因此,与连续波 (CW) 不同,脉冲不会相互干扰,并且各个路径不会衰减

信号,其多径分量总是重叠并趋于衰落。

扩频 (SS) 编码的 CW 信号的多径分量可以通过相关器使用 SS 码的特性进行隔离,但仍然存在来自被拒绝多径的强干扰。对于 UWB 脉冲信号,不需要相关器来提取多径分量(但将用于定时),提取的分量将只有少量残留干扰。

o 基本原理:UWB 技术的这一方面对 NETEX 计划具有最高的意义,因为它是技术的一项基本的、使能的属性。

- UWB 技术的极短脉冲宽度特性提供了以下优势:
 - 组合多径分量的分集增益(在参考文献 9 和其他地方引用)。
 - o 评估:如第 3.2.2 节所述,该声明是有效的,即多路径 UWB 脉冲信号的成分可以组合起来实现分集增益。尽管可解析的多路径的数量可能很大,但多路径的时间分辨率是可能的这一事实使得为 UWB 脉冲信号构建相干、多路径组合“rake”接收器比为 CW 信号更容易。在接收器处从多路径组件收集的总功率可能高于自由空间传播的预测值。在引起各个多径波动的情况下,提取

并且将它们组合起来实现“多样性”信号处理的作用,以获得稳健(可靠)的信号接收。

o 基本原理:UWB 技术的这一方面对 NETEX 计划具有最高的意义,因为它是技术的一项基本的、使能的属性。

- UWB 技术的极短脉冲宽度特性支持低功率组合通信和定位(在参考文献 11 和其他地方引用)。
 - o 评估:无载波 UWB 信号的短脉冲宽度支持组合通信和定位的说法当然是有效的,一些开发人员已经展示了原型。各种军事

为什么选择超宽带?

过去的系统结合了通信和本地化;在大多数情况下,这些系统在应用和/或性能以及本地化和通信方面主要是一种系统或另一种系统

功能通常是可分离的而不是集成的。相比之下,UWB 波形似乎同样可用于定位和通信目的。此外,在为NETEX程序设想的应用中,所涉及的ad hoc网络可以根据位置和距离信息来组织和运行,从而使两种功能完全融合。

o理由:UWB 技术的这一方面对 NETEX 计划具有最高意义,因为它说明了该技术的全部潜力。

- UWB 技术的多路径持久性特性提供了低衰减的优势
边距 (在参考文献 11 和 13 中引用) 。

o评估:如第 4.2.1 节所述,声称 UWB 脉冲是有效的
波形可能需要低衰落余量,由于不频繁的干扰

在许多环境情况下,各个多路径相互关联,导致各个多路径的“持久性”。为了利用短脉冲的这一特性,脉冲编码波形的设计必须考虑多径延迟扩展。低衰落余量带来相应的低功率和更高链路可靠性优势,这两者都通过多路径的分集组合而得到增强。

o理由:UWB 技术的这一方面对 NETEX 计划具有最高意义,因为它显示了该技术对通信系统操作的实际影响:较低的衰落余量允许较低的功率。

- UWB 技术的多路径持久性特性提供了要求更少的优势
发射机功率 (在参考文献 11 和其他地方引用) 。

o评估:基于 UWB 脉冲波形的持久性或抗衰落特性,UWB 通信系统所需功率较低的说法是有效的。

由于系统的宽带宽,可获得处理增益。两者的
链路预算中的这些元素 (余量、处理增益) 可以用来换取发射机功率。 127

o理由:UWB 技术的这一方面对 NETEX 计划具有最高意义,因为它显示了该技术对通信系统操作的实际影响。

- UWB 技术的多路径持久性特性支持 NLOS 通信,例如室内和船上 (在参考文献 15 和其他地方引用) 。

o评估:根据对几个实验系统的报告,UWB 波形传播显着更高数量的

在 NLOS 路径 (穿墙)情况下到接收器的可用信号能量和
回响环境,例如可能发生在室内和船上场景中。
这种现象的物理解释有所不同,具体取决于

总结与评估

具体情况,但基本传播机制至少部分是由于 UWB 脉冲往往不会重叠并因此持续存在的事实。

o理由:UWB 技术的这一方面对 NETEX 计划具有最高意义,因为它展示了该技术如何应用于目标 NETEX 系统必须运行的“极端”环境。

- UWB 技术的无载波传输特性支持智能传感器网络应用程序 (在参考 10 和其他地方引用)。

o评估:无载波 UWB 波形支持智能传感器网络应用的说法是有效的,因为短距离、自组织和自定位网络基于使用这些波形是可行的

发信号。然而,UWB 传感器节点有多小还有待观察
包括天线 可以为此应用制作。迄今为止,这方面的研究还不完整。

o理由:UWB 技术的这一方面对 NETEX 计划具有最高意义,因为它代表了在相关应用中实施该技术所面临的挑战。

为什么选择超宽带?

参考文献 (作为尾注)

¹ MW Maeda, “极限网络 (NETEX) 计划” ,NETEX 工业日演示文稿,2001 年 9 月 10 日。

² http://www.darpa.mil/ito/Solicitations/CBD_01-46.html

³ P. Withington, “Ultra-wideband RFA Tutorial” ,2000 年 3 月在阿尔伯克基举行的 IEEE 802 全体会议上的演讲。文件 IEEE 802.15-00/083r0。可在<http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2000/Mar00/>在线获取

⁴ RA Scholtz 等人,“UWB 无线电部署挑战” , Proc。 PIMRC 2000。可用在线http://ultra.usc.edu/New_Site/publications.html。

⁵ MZ Win 和 RA Scholtz,“脉冲无线电:它是如何工作的” , IEEE Comm。信件,卷。 2,页。 10-12 (1998 年 1 月)。

⁶ Q. Li 和 LA Rusch,“DS-CDMA UWB 多用户接收器” , Proc。 IEEE 2002 会议。在 UWB 系统上。和技术,巴尔的摩。

⁷ D. Porcino 和 G. Shor,“通过 UWB 技术实现无线视频链接:应用要求” ,IEEE 802.115 文档 SGAP3a-02/119r0。可在<http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Mar02/> 在线获取。

⁸ RJ Fontana 等人,“用于无人驾驶车辆应用的超宽带通信链路” ,Proc。助理。用于无人驾驶汽车。系统。 1997 年国际会议,巴尔的摩,1997 年 6 月 3 日至 6 日。

⁹ D. Cassioli 等人,“在现实 UWB 中的低复杂度 Rake 接收性能频道, ” Proc. IEEE 2002 International Comm. Conf.,第 763-767 页。

¹⁰ SS Kolenchery 等人,“用于战术军事通信的新型脉冲无线电网络化, ” PROC。 IEEE 1998 年军事。通讯。会议,第 59-65 页。

¹¹ R. Fleming 和 C. Kushner,“使用超宽带、非正弦通信技术的低功耗、微型、分布式定位和通信设备” ,

Aetherwire & Location, Inc. 向 ARPA/FBI 报告,1995 年 7 月。可在http://www.aetherwire.com/PI_Report_95/awl_pi95.pdf 在线获取。

¹² RA Scholtz 和 MZ Win,“Impulse Radio” ,特邀论文, Proc。 PIMRC 1997。可用在线http://ultra.usc.edu/New_Site/publications.html。

¹³ F. Ramirez-Mireles,“关于超宽带信号在高斯噪声中的性能和密集多路径, ” IEEE Trans。车辆技术, 2001 年 1 月,第 244-249 页。

¹⁴ JM Cramer 等人,“关于 UWB 通信信道的分析” , Proc。 IEEE 1999 军事。通讯。会议。

¹⁵ RJ Fontana 和 SJ Gunderson,“超宽带精密资产定位系统” , Proc。 IEEE 2002 会议。在 UWB 系统上。和技术,巴尔的摩。

¹⁶ RA Scholtz,“具有跳时脉冲调制的多路访问” , Proc。 IEEE 1993 军事。通讯。会议,第 457-450 页。

¹⁷ , “传播测量” ,南加州大学 UltraLab 的网页 :http://ultra.usc.edu/New_Site/propagations.html

¹⁸ R. Fontana 等人, “超宽带通信系统的最新进展” , Proc。2002 年 IEEE 会议。关于超宽带系统和技术(UWBST 2002),2002 年 5 月 21-23 日,巴尔的摩。

¹⁹ C. Corral 等人, “超宽带通信的脉冲频谱优化” , Proc。2002 年 IEEE 会议。关于超宽带系统和技术(UWBST 2002),2002 年 5 月 21-23 日,巴尔的摩。

²⁰ JD Taylor, “超宽带雷达概述” ,超宽带雷达简介系统, CRC 出版社。

²¹ M. Welborn, “UWB WPAN 的多种访问选项” ,向 IEEE 802.15 high 介绍率 WPAN 备用 PHY 研究组 (SG3a),文件 02/382。可在<http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Sep02/>在线获取

²² LB Michael,M. Ghavami 和 R. Kohno, “使用基于 Hermite 多项式的正交脉冲进行超宽带通信的多脉冲发生器” , Proc。2002 年 IEEE 会议。关于超宽带系统和技术(UWBST 2002),2002 年 5 月 21-23 日,巴尔的摩。

²³ UW Hochstrasser, “正交多项式” ,《数学函数手册》第 22 章, M. Abramowitz 和 IA Stegan 编辑,国家标准局 [现为 NIST] 应用数学系列 55,政府印刷局,华盛顿,1970 年。

²⁴ , “Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology” ,OSD/DARPA Ultra-Wideband Radar Review Panel,R-6280,Defense Advanced Research Projects Agency,1990 年 7 月 13 日。另见 C. Fowler,J. Entzminger 和 J. Corum ,“超宽带 (UWB) 技术评估” , IEEE 航空航天和电子系统杂志, 1990 年 11 月,第 45-49 页。

²⁵ JD McCorkle, “超宽带技术教程” ,IEEE 802.15 无线个人区域网络标准委员会文件 00/082r1,2000 年 3 月。可在<http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/>在线获取Mar02/

²⁶ AJ Viterbi, “扩频通信 神话与现实” , IEEE Communications 化杂志,第一卷。 17,第 11-18 页,1979 年 5 月。

²⁷ KS Gilhousen 等人, “关于蜂窝 CDMA 系统的容量” , IEEE Transactions on Communications, 第一卷。 40,第 303-312 页 (1991 年 5 月)。

²⁸ SS Soliman,高通关于 UWB Trans 第 15 部分规则的修订报告任务系统,FCC 文件 ID 6512561759。可在线获取http://gullfoss2.fcc.gov/prod/ecfs/retrieve.cgi?native_or_pdf=pdf&id_document=6512561759。

²⁹ JS Lee 和 LE Miller, CDMA 系统工程手册。波士顿:Artech House,1998 年。

³⁰ DS Anderson 等人, “Assessment of Compatibility Between Ultrawideband (UWB) Systems and Global Positioning System (GPS) Receivers” ,NTIA 特别出版物 01-45,美国商务部,2001 年 2 月。

³¹ T. Stansell, “UWB 与 GPS 共存” ,在 Intel-USC UWB 研讨会上的演讲,2002 年 10 月。可在<http://csi.usc.edu/INTEL-USC/presentations/stansell.ppt>在线获取。

为什么选择超宽带?

³² , 第 15 部分未许可射频设备规则,联邦通信委员会,2002 年 8 月 23 日。可从<http://www.fcc.gov/oet/info/rules>在线获取

³³ M. Welborn 和 K. Siwiak 编辑,“超宽带教程”,IEEE 802.15 文档 02/133r1。可在http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Mar02/02133r1P802-15_WG-Ultra-Wideband Tutorial.ppt在线获取。

³⁴ 。关于修订委员会关于超宽带传输系统的规则第 15 部分的第一份报告和命令,联邦通信系统文件 FCC 02-48,2002 年 4 月 22 日。可在线获取http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-02-48A1.pdf。

³⁵ SK Jones,“用于评估超宽带 (UWB) 的测量排放数据全球定位系统 (GPS) 使用的频段中的排放限值, ” TRB 02-02 项目报告,FCC 工程技术办公室,2002 年 10 月 22 日。
可在http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/DA-02-2786A2.pdf在线获取。

³⁶ 请参阅 IEEE 802.11 无线局域网工作组网页<http://www.ieee802.org/11/>。

³⁷ 请参阅 IEEE 802.15 无线个人区域网络工作组的网页,网址为<http://www.ieee802.org/15/>。

³⁸ 请参阅无线 LAN 协会 (WLNA) 的网页,网址为<http://www.wlana.com/direct/matrix.htm>。

³⁹ J. Karaoguz,“高速无线个人区域网络”, IEEE Communications ,2001 年 12 月,第 96-102 页。
杂志,第 39 卷第 12 期 ,

⁴⁰ 请参阅 IEEE 802.15 的备用高速物理层任务组的网页,网址为<http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>。

⁴¹ M. Duval,“视频高速 WPAN 的要求”,IEEE 802.15 文档 02/047。
可在线访问http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jan02/02047r0P802-15_SG3a-CFA-Response-Alt-Rate-for-Video.ppt。

⁴² P. Gandolfo,“SG3a CFA 响应”,IEEE 802.15 文档 02/031。可在线获取
http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jan02/02031r0P802-15_SGAP3-CFAReaponeAltPHY.ppt。

⁴³ M. Akahane 等人,“替代 PHY CFA 的 CE 要求”,IEEE 802.15 文档 02/043。可在http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jan02/02043r0P802-15_SG3a-CE-Requirements-for-Alternative-PHY-CFA.ppt在线获取。

⁴⁴ C. Brabenac,“SG3a CFA 响应 无线外围设备”,IEEE 802.15 文档 02/139。
可在线访问http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Mar02/02139r0P802-15_SG3a-Intel-CFA-Response-Wireless-Peripherals.ppt。

⁴⁵ J. Meyer,“密集用户环境”,IEEE 802.15 文档 02/137r1。可在线获取
http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Mar02/02137r1P802-15_SG3a-CE-SG3a-Dense-User-Environments-CFA-TDC.ppt。

⁴⁶ R. Aiello 等人，“高速 WPAN 的应用机会” ,IEEE 802.15 文档 02/143。可在http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Mar02/02143r0P802-15-SG3a-Application_Opportunities-GA.ppt 在线获取。

⁴⁷ K. Siwiak, “SG3a 应用摘要” ,IEEE 802.15 文档 02/149。可在线获取
http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Mar02/02149r0P802-15_SG3a-Application_Summary.doc。

⁴⁸ K. Siwiak、J. Ellis 和 R. Roberts, “TG3a 技术要求” ,IEEE 802.15 文档 03/030。可在http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Jan03/03030r0P802-15_TG3a-Technical_Requirements.doc 在线获取。

⁴⁹ K. Siwiak 和 J. Ellis, “P802.15.3a Alt PHY Selection Criteria” ,IEEE 802.15 文档 03/031。可在http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Jan03/03031r6P802-15_TG3a-PHY-Selection_Criteria.doc 在线获取。

⁵⁰ JA Freebersyser, “IEEE 802.11 WLAN 的超宽带物理层” ,ONR FY 01 重点领域 31-03。在线访问<http://www.dtic.mil/dust/focusfy01/navy/onr3103.htm>。

⁵¹ F. van Diggelen 和 C. Abraham, “室内 GPS:无芯片挑战” , GPS World, 2001 年 9 月 1 日。

⁵² F. van Diggelen 和 C. Abraham, “室内 GPS 技术” ,发表于 CTIA,2001 年。PDF 文件可在<http://www.globallocate.com/> 获得。

⁵³ F. Ramirez-Mireles、MZ Win 和 RA Scholtz, “室内无线的信号选择脉冲广播频道,” Proc. 1997 年 IEEE 车辆技术会议,第 2243-2247 页。

⁵⁴ F. Ramirez-Mireles 和 RA Scholtz, “使用 SS 跳时和块波形脉冲位置调制的无线多址,第 2 部分:系统性能” , Proc. 伊西塔 98.

⁵⁵ JR Hoffman 等人,“确定对 GPS 接收器的潜在干扰的测量来自超宽带传输系统,”NTIA 报告 01-384,2001 年 2 月。

⁵⁶ D. Middleton,统计通信理论导论。纽约:麦格劳希尔,1960 年。

⁵⁷ JL Lawson 和 GE Uhlenbeck, “阈值信号” ,麻省理工学院辐射实验室系列卷。24. 纽约:麦格劳希尔,1950 年。

⁵⁸ RJ Fontana, “关于抖动脉冲序列的功率谱密度计算的说明” ,可从http://www.multispectral.com/pdf/UWB_psd.pdf 在线获取。

⁵⁹ 参见<http://www.aetherwire.com/CDMROM/General/papers.html> 上的“UWB 技术精选文章”。

⁶⁰ RJ Fontana, “UWB 通信简史” ,在线地址:
<http://www.multispectral.com/history.html>。

⁶¹ TW Barrett, “超宽带 (UWB) 雷达和通信的历史:先驱者和创新者” ,在线<http://www.multispectral.com/pdf/Barrett.pdf>。

为什么选择超宽带?

⁶² HF Harmuth, “频率和一些应用的广义概念”, IEEE Trans 信息论行动,卷。 IT-14,第 375-381 页 (1968 年 5 月)。

⁶³ CL Bennett 和 GF Ross, “时域电磁学及其应用”, IEEE 会议记录,卷。 66,第 299-318 页 (1978 年 3 月)。

⁶⁴ C. Fowler、G. Entzinger 和 J. Corum, “超宽带 (UWB) 技术评估”, IEEE 航空航天和电子杂志, 1990 年 11 月,第 45-49 页。可在http://umunhum.stanford.edu/~morf/ss/ss/UWB_CDROM_1/PAPERS/REPORT.PDF 在线获取。

⁶⁵ HF Harmuth, “Walsh 函数在通信中的应用”, IEEE Spectrum, 1969 年 11 月,第 82-91 页。

⁶⁶ , “cdma2000 扩频系统的物理层标准”, TIA/EIA/IS 2000.2-C, 电信行业协会, 2002 年 5 月。

⁶⁷ SS Ghassemzadeh 和 V. Tarokh, “超宽带室内路径损耗模型”, IEEE 802.15 文档 02/278r1。可在http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02278r1P802-15_SG3a-802-15-UWB_PathLoss-Model-Presentation.ppt 在线获取。

⁶⁸ R. Price 和 PE Green, Jr., “多路径通道的通信技术”, Proc。 IRE, 卷。 46, 第 555-570 页 (1958 年 3 月)。

⁶⁹ DG Brennan, “线性多样性组合技术”, Proc。 IRE, 卷。 47, 第 1075-1102 页 (1959 年 6 月)。

⁷⁰ R. Esmailzadeh 和 M. Nakagawa, “用于直接序列扩频移动通信系统的 Pre-RAKE 分集组合”, IEICE Trans。 关于通信 (日本), 卷。 E76-B, 第 1008-1014 页 (1993 年 8 月)。

⁷¹ R. Esmailzadeh 和 M. Nakagawa, “用于直接序列的 Pre_RAKE 多样性组合扩频通信系统,” Proc。 IEEE ICC 93, 第 463-467 页。

⁷² B. Pearson, “互补码键控变得简单”, Intersil 应用笔记 AN9850.2, 2001 年 11 月。可在<http://www.intersil.com/data/an/an9/an9850/an9850.pdf> 在线获取。

⁷³ T.-D. 邱和 S.-M. 李, “网格编码的高速补码键控无线 LAN 系统,” IEEE 通信快报, 卷。 5, 第 191-193 页 (2001 年 5 月)。

⁷⁴ RA Iltis, “用于联合信道估计和干扰抑制的基于 GLRT 的扩频接收器”, IEEE Trans。 关于通讯, 卷。 37, 第 277-288 页 (1989 年 3 月)。

⁷⁵ MZ Win 等人, “扩展带宽和分集顺序对密集多径信道中 Rake 接收的错误概率性能的影响”, Proc。 IEEE 1999 WCNC, 第 1558-1562 页。

⁷⁶ MZ Win 和 RA Scholtz, “关于密集多径环境中超宽带宽信号的能量捕获”, IEEE 通信快报, 卷。 2, 第 245-247 页 (1998 年 9 月)。

⁷⁷ MZ Win 等人，“密集多径信道中 Rake 接收的性能:扩展带宽和选择分集顺序的影响”， IEEE J. 通讯中的选定区域,卷。 18,第 1516-1525 页 (2000 年 8 月)。

⁷⁸ R. Fleming 等人，“超宽带定位器的快速采集”， Proc。 IEEE 2002 会议。
在 UWB 系统上。和技术,巴尔的摩。可在http://www.aetherwire.com/Aether_Wire/Rapid_Acquisition_for_UWB_Transceivers.pdf在线获取。

⁷⁹ R. Fleming 和 C. Kushner, “CMOS Ultra-Wideband Localizers for Networking in the Extreme” , NETEX 工业日演示文稿,2001 年 9 月 10 日。可在http://www.aetherwire.com/Aether_Wire/CMOS_UWB_Localizers_for_NETEX.pdf在线获取。

⁸⁰ ME Brown 和 RS Reska, “在增强位置报告系统 (EPLRS) 测试过程中吸取的经验教训” Proc。 IEEE 1992 位置定位和导航研讨会,第 147 – 151 页。

⁸¹ B. Robinson 和 RK Troxell, “巴尔干数字化倡议” , Proc。 IEEE 2001 军事通信会议,第 775-779 页。

⁸² JC Chen 等人,“源定位和波束成形” , IEEE 信号处理杂志, 2002 年 3 月,第 30-39 页。

⁸³ K. Siwiak 和 M. Franklin, “超宽带技术的进步” ,在电台发表解决方案 2001,伦敦。可在http://www.time-domain.com/Files/downloads/techpapers/LPRA_nov2001.pdf在线获取。

⁸⁴ , “UWB 无线消防员定位器” ,
<http://www.iai.com/view.asp?type=view&PassageID=69&SubID=13&TopicID=1>。

⁸⁵ RJ Fontana, “超宽带精密地理定位系统的实验结果” , 在爱丁堡的 EuroEM 2000 上发表。可在<http://www.multispectral.com/pdf/GeoVGs.pdf>在线获取。

⁸⁶ A. Saleh 和 RA Valenzuela, “室内多路径传播的统计模型” , IEEE J.关于社区中的选定区域,卷。 SAC-3,第 128-137 页 (1987 年 2 月)。

⁸⁷ JG Proakis,数字通信 (第三版) 。纽约:麦格劳-希尔,1995。

⁸⁸ GL Turin, “通过嘈杂的随机多径信道进行通信” , 1956 年 IRE 会议记录,第 154-156 页。

⁸⁹ H. Hashemi, “室内无线电传播频道” , Proc。 IEEE,卷。 81,第 943-968 页 (1993 年 7 月)。

⁹⁰ H. Hashemi, “室内无线电传播信道的脉冲响应建模” , IEEE J. 关于通讯中选定区域,卷。 11,第 967-978 页。

⁹¹ JR Foerster, “Channel Modeling Subcommittee Report Final” ,IEEE 802.15.3a 文档 02/490。可在http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02490r0P802-15_SG3a-ChannelModeling-Subcommittee-Report-Final.zip在线获取。

⁹² M. Pendergrass, “SV 通道模型与经验数据的比较” ,IEEE 802.15 文件 02/383r1。可在线获取

为什么选择超宽带?

[http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Sep02/02383r1P802-15_SG3a-Comparison-Of-SV-Channel-Model-To-Measurement-Data.ppt。](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Sep02/02383r1P802-15_SG3a-Comparison-Of-SV-Channel-Model-To-Measurement-Data.ppt)

⁹³ M. Zelen 和 NC Severo, “概率函数” ,《数学函数手册》第 26 章, M. Abramowitz 和 IA Stegan 编辑,国家标准局 [现为 NIST]

应用数学系列 55,政府印刷局,华盛顿,1970 年。

⁹⁴ M. Nakagami, “The m-DistributionA General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading” ,无线电波传播的统计方法, WC Hoffman (编辑) ,第 3-36 页。

纽约:佩加蒙出版社,1960 年。

⁹⁵ WR Braun 和 U. Dersch, “物理移动无线电信道模型” , IEEE Trans.车辆技术,卷。 40,第 472-482 页 (1991 年 5 月) 。

⁹⁶ M. Toeltsch 等人, “城市空间无线电信道的统计特征” , IEEE J. on Comm., Vol.中的选定领域。 20,第 539-549 页 (2002 年 4 月) 。

⁹⁷ LE Miller, “组合对数正态阴影和瑞利衰落的链接可靠性的近似值” ,2002 年 8 月 30 日。可在<http://w3.antd.nist.gov/wctg/manet/LRappx.pdf> 在线获取。

⁹⁸ MZ Win、RA Scholtz 和 MA Barnes, “超宽带信号传播
室内无线通信,” Proc。 IEEE 1997 国际会议。在 Commun., 第 56-60 页。

⁹⁹ QH Spencer 等人, “室内宽带时间/到达角多径传播结果” , Proc。 IEEE 1997 车辆。技术。 Conf., 第 1410-1414 页。

¹⁰⁰ RJ Cramer, “室内超宽带通信信道评估” ,IEEE
802.15 文档 02/325,2002 年 7 月。可在线获取[http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02325r0P802-15-SG3a_Evaluation_UWB_Channel.ppt。](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02325r0P802-15-SG3a_Evaluation_UWB_Channel.ppt)

¹⁰¹ QH Spencer 等人, “模拟室内多径信道的统计时间和到达角特性” , IEEE J. on Selected Areas in Commun., Vol。 18,第 347-360 页 (2000 年 3 月) 。

¹⁰² RJ Cramer、RA Scholtz 和 MZ Win, “超宽带传播的评估
通道,” IEEE Trans.关于天线和传播,卷。 50,第 561-570 页 (2002 年 5 月) 。

¹⁰³ BH Fleury 和 PE Leuthold, “移动通信中的无线电波传播:一个
“欧洲研究概述” , IEEE 通讯杂志, 1996 年 2 月,第 70-81 页。

¹⁰⁴ RFID 主页, [http://www.aimglobal.org/technologies/rfid/。](http://www.aimglobal.org/technologies/rfid/)

¹⁰⁵ S. Gundersen 等人, “舰载环境表征” ,附录 A,技术报告:USS Curtiss 的海军总资产能见度测试,加利福尼亚州 Hueneme 港,2000 年 12 月 25 日至 10 月 6 日,2002 年 3 月。可在线获取[http://ultra.usc.edu/New_Site/papers/NTAV_Appendix_A_USC.pdf。](http://ultra.usc.edu/New_Site/papers/NTAV_Appendix_A_USC.pdf)

¹⁰⁶ J. Strange 和 D. Grant, “直接转换:没有痛苦,没有收获” ,通信系统
设计, 2002 年 4 月 2 日。可在<http://www.commsdesign.com/story/OEG20020402S0032> 在线获取。

¹⁰⁷ , “直接转换射频？” GCT 半导体技术文章,在线<http://www.gctsemi.com/products/rf.asp>。

¹⁰⁸ M. Rofheart, “XtremeSpectrum Multimedia WPAN PHY Proposal” ,IEEE 802.15 文档 00/195r8,2000 年 10 月。可在[http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2000/Nov00/00195r8P802-15_TG3-XtremeSpectrum_Multimedia-WPAN-PHY.ppt 在线获取。](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2000/Nov00/00195r8P802-15_TG3-XtremeSpectrum_Multimedia-WPAN-PHY.ppt)

¹⁰⁹ HF Engler, Jr., “超宽带雷达系统中的技术问题” ,引言 超宽带雷达系统, CRC 出版社。

¹¹⁰ RW Ziolkowski, “超宽带脉冲驱动阵列产生的电磁束的特性” , IEEE Trans.天线和传播,卷。 40,第 888-905 页 (1992 年 8 月) 。

¹¹¹ SN Samaddar 和 RW Ziolkowski, “关于 ‘超宽带宽脉冲驱动阵列产生的电磁束特性’ 的评论” , IEEE Trans.关于天线和传播,卷。 41,第 520-522 页 (1993 年 4 月) 。

¹¹² R. Holtzman 等人, “使用格林函数法 (GFM) ABC 和遗传算法的超宽带天线设计” , Proc. IEEE 2001 天线 和传播。症状,第 238 页-241.

¹¹³ RT Johnk, “NIST 的超宽带计量” ,在 Intel-USC UWB 上的演讲 研讨会,2002 年 10 月。可在[http://csi.usc.edu/INTEL-USC/presentations/johnk.pdf 在线获取。](http://csi.usc.edu/INTEL-USC/presentations/johnk.pdf)

¹¹⁴ ,Multispectral Solutions, Inc. 对 FCC 关于制定规则的通知的回应 (ET 案卷 98-153,“委员会关于超宽带传输系统的规则第 15 部分的修订”) ,2000 年 9 月 12 日。可在线获取http://www.multispectral.com/pdf/MSSI_091200.pdf。

¹¹⁵ , 用于商业 UWB 应用的 3.1-6.0 GHz 超宽带天线, ”SkyCross, Inc. 在线<http://www.skycross.com/pdf/smt3to6ma.pdf>。

¹¹⁶ ,Trinity 芯片组简介,XtremeSpectrum, Inc. 在线http://www.xtremespectrum.com/xsi_trinity_brief.pdf。

¹¹⁷ HG Schantz, “超宽带技术从新天线中获得提升” ,天线 系统和技术, 2001 年 1 月/2 月。可在[http://www.timedomain.com/Files/PDF/news/AntennaSchantz.pdf 在线获取。](http://www.timedomain.com/Files/PDF/news/AntennaSchantz.pdf)

¹¹⁸ BP Lathi,线性系统和信号。加利福尼亚州卡迈克尔:伯克利-剑桥出版社,1992 年。

¹¹⁹ NJ Mohamed, “非正弦编码波形的波束形成” , IEEE Trans.关于电磁兼容性,卷。 EMC-28,第 142-147 页 (1986 年 8 月) 。

¹²⁰ FM Caimi, “基于品质因数 Q 的天线理论尺寸约束” ,IEEE 802.15 文档 02/295.可在[http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02295r0P802-15_SG3a-Theoretical-Size Constraints-for-Antennas-Based-on-Q.ppt 在线获取。](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02295r0P802-15_SG3a-Theoretical-Size Constraints-for-Antennas-Based-on-Q.ppt)

¹²¹ J. McLean, “重新审视电辐射 Q 的基本限制 小型天线, ” IEEE Trans.关于天线和传播,卷。 44,第 672-675 页 (1996 年 5 月) 。

为什么选择超宽带?

122 “UWB PHY/MAC” ,罗格斯大学 WINLAB 重点项目摘要,在线
[http://www.winlab.rutgers.edu/pub/docs/focus/UWB2.html。](http://www.winlab.rutgers.edu/pub/docs/focus/UWB2.html)

123 ID O Donnell 等人,“用于低速率室内无线系统的集成、低功耗、超宽带收发器架构”,IEEE CAS 无线通信和
网络研讨会,2002 年 9 月 5 日至 6 日。在线提供在http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Research/UWB/publications/io_cas_paper_9_02.pdf。

124 J. Walrod,“用于联合海底战的传感器网络技术”,在 NDIA 上发表
联合海底战技术会议,圣地亚哥,2002 年 3 月 21 日。在线访问http://www.ndia.org/committees/usw/walrod_sensornets.pdf。

125 “使用 TM-UWB 的信息战传感器和无线网络”,海军 SPAWAR
SBIR 奖励摘要 N01-055。在线http://enterprise.spawar.navy.mil/spawarpublicsite/sbir/re01_1int.htm

126 , NETEX 项目主页, <http://www.darpa.mil/ato/programs/netex.htm>, 2 月 4 日
2003 年。

127 LE Miller,“NIST 通用链路预算计算器”,电子表格应用程序
可从http://w3.antd.nist.gov/wctg/manet/prd_linkbudgetcalc.html 下载。

128 MZ Win,“随机 UWB 信号的光谱密度”, IEEE 通信快报,卷。6,第 526-528 页 (2002 年 12 月)。

129 S. Mo,“基带数据白化以降低 UWB 信号的 PSD”,IEEE 802.15.3a
文档 03/122r1,2003 年 3 月。在线访问http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/03122r1P802-15_TG3a-Panasonic-CFP Document.doc。
