

采用脉冲调制和循环前缀的超宽带无线通信系统

徐斌** 杨晨阳* 毛士艺*

*(北京航空航天大学电子与信息工程学院 北京 100083)

** (东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文提出一种采用循环前缀和脉冲调制的超宽带无线通信系统(UWB-CP/PM), 以及相应的信号处理算法。借鉴采用循环前缀的单载波通信系统(SC-CP)的基本思想, UWB-CP/PM 系统通过变换域均衡可以很好地抑制多径干扰。借助脉冲调制, UWB-CP/PM 系统可以大大简化收发器件。利用脉冲重复周期大于脉冲宽度的特点, UWB-CP/PM 系统不仅可以通过多支路接收和并行处理降低系统对基带处理速度的要求, 还可以通过变换域信号处理有效地抑制衰落、多用户干扰和窄带干扰。仿真结果验证了上述性能。

关键词: 超宽带, 干扰抑制, 并行处理, WPAN, 无线通信

中图分类号: TN92, TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)08-1264-05

An Ultra-wideband Wireless Communication System Employing Cyclic Prefix and Pulse Modulations

Xu Bin** Yang Chen-yang* Mao Shi-yi*

*(School of Electronics and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

** (State Key Laboratory of Mobile Communications, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract A solution of Ultra-Wide Band(UWB) communication systems based on Cyclic Prefix and Pulse Modulations (UWB-CP/PM) and its corresponding signal processing algorithms are presented for short-range wireless networks in this paper. Borrowing the basic idea from the Single-Carrier system with Cyclic Prefix (SC-CP), an UWB-CP/PM system is capable of elegantly combating multipath interferences by employing transform-domain equalization. Due to pulse modulations, it can significantly simplify its transceiver. By exploiting the property that the pulse repetition period is much larger than the duration of each pulse, it is able to not only ease the requirements on the speed of baseband processing through multi-branch receiving and parallel processing, but also efficiently suppress fading, narrow-band interferences and multiuser interferences by transform-domain signal processing. Simulation results verify the above-mentioned claims.

Key words Ultra-Wide Band (UWB), Interference suppression, Parallel processing, Wireless Personal Area Network (WPAN), Wireless communications

1 引言

近年来, 超宽带(Ultra-WideBand, UWB)技术在无线通信领域的应用引起了人们广泛的关注^[1-7]。相对于传统的窄带无线通信系统, UWB 无线通信系统具有高空间频谱效率、高测距精度、低截获概率、抗多径衰落、不干扰现有通信系统、低功耗、低成本等诸多优点和潜力^[1]。这些优点使 UWB 通信成为中短距无线网络理想的传输/接入技术之一^[2], 以 UWB 通信为无线传输/接入技术的移动自组织个域网(WPAN)、局域网(WLAN)和分布式传感器网络在智能家居、计算机通信、公共安全、军事、库存盘点等领域有着广泛的应用前景。然而, 为了使 UWB 无线网络在密集多径环境中

提供高速率的数据传输和多用户同时通信, 以及使 UWB 系统与众多的窄带通信系统共存, UWB 系统仍然面临着许多严峻的挑战^[1]。如何很好地解决多径干扰(MultiPath Interferences, MPI)、窄带干扰(Narrow Band Interferences, NBI)、多用户干扰(Multi-User Interferences, MUI)和实现复杂度等问题将是 UWB 系统设计的关键, 也是本文研究的主要内容。

为了解决 UWB 无线通信系统面临的众多问题, 人们展开了大量的研究, 提出了很多解决方案^[3-6]。根据调制方式的差异, 现有的方案主要可以分成连续载波调制^[3,4]和脉冲调制^[5-7]两大类。连续载波调制的基本原理与传统的窄带通信系

统相似, 可以方便地通过载波搬移和划分信号频谱。多带 (Multi-band) OFDM 方案就是一种使用连续载波的 UWB 系统方案^[3], 该方案可以通过频谱划分和多带策略灵活地解决 NBI 和 MUI 问题。但是, 这类方案相对于传统的窄带通信系统, 除了可以利用的带宽大大增加之外, 没有其它显著的特征。脉冲调制使用极窄的时域非正弦/正弦信号传递信息, 是经典的 UWB 技术。该技术可以避免连续载波调制, 从而大大降低了收发器件的复杂度, 使 UWB 系统的全数字、低成本实现成为可能。然而, 相对于连续载波调制方案, 现有的脉冲调制技术在密集多径环境中解决高数据率传输、MPI、NBI 和 MUI 等问题时面临着更大的困难。为此, 本文将提出一种采用循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 和脉冲调制 (Pulse Modulation, PM) 的 UWB 系统方案 (UWB-CP/PM), 力图很好地解决这些问题。

UWB-CP/PM 系统继承了传统的采用 CP 的单载波 (Single Carrier, SC) 系统 (SC-CP)^[8] 通过变换域均衡抑制 MPI 的基本思想。但与 SC-CP 系统比较, UWB-CP/PM 系统具有以下特点: (1) 时域信号不调制在连续载波上而通过脉冲成形直接发射, 因此系统可以降低收发器件的复杂度; (2) 发射信号占用的带宽和中心频率通过脉冲设计^[2,9] 由脉冲的特性决定; (3) 根据多径的高分辨率特性和脉冲重复周期大于脉冲宽度的特点, 可以通过多支路接收和并行处理降低系统对基带处理速度的要求, 通过变换域信号处理抑制衰落、MUI 和 NBI^[5]。

与采用多带 OFDM 的 UWB 系统比较^[3], UWB-CP/PM 系统不需要连续载波来发送信号, 也不需要复杂的频率切换, 从而大大降低了收发器件的复杂以及整个系统的复杂度。

与采用 RAKE 接收机和脉冲调制的 UWB (UWB-PM) 系统比较, UWB-CP/PM 系统避免采用复杂的 RAKE 接收机来实现多径分集和干扰抑制^[10], 但具有更好的分集能力和抗干扰能力, 以及更低的复杂度。

本文将在第 2 节中, 描述 UWB-CP/PM 系统模型; 在第 3 节中, 提出 UWB-CP/PM 系统的信号处理算法; 在第 4 节中, 给出 UWB-CP/PM 系统的一个设计例子及相应的仿真结果; 最后是小结。

2 系统及信号模型

UWB-CP/PM 系统的基本原理如图 1 所示。来自信源的数据经过信道纠错编码/卷积码、伪随机码 (PN) 扩展、串/并转换 (S/P)、插入 CP、并/串转换 (P/S) 和脉冲成形后, 由天线直接发射, 其中, PN 码扩展用于调节数据率、提高信号噪声比 (Signal to Noise Ratio, SNR) 和抗干扰等。发射的脉冲序

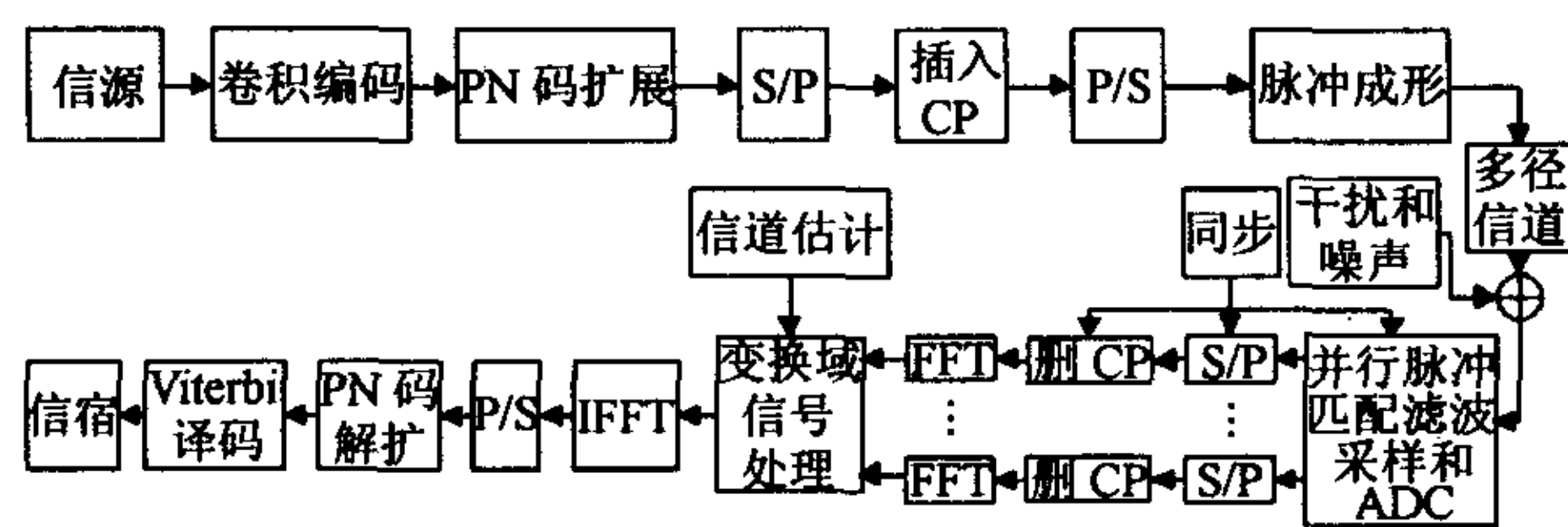


图 1 UWB-CP/PM 系统结构

列经过多径信道并受各种干扰和噪声污染后到达接收端。在接收端, 信号经过脉冲匹配滤波、并行采样、模数转换 (Analog Digital Conversion, ADC) 后分多支路处理, 每支路的信号经过定时、S/P、删除 CP、快速傅里叶变换 (FFT) 后送到变换域信号处理器, 多支路信号在变换域经过信号处理后合并为一路信号, 合并的信号再经过逆 FFT 变换 (IFFT)、P/S、PN 码解扩和 Viterbi 译码后恢复发送的数据。

本文的目的在于提出 UWB-CP/PM 系统的基本思想和理论框架, 为了描述简洁和不失一般性, 本文仅介绍 UWB-CP/PM 系统的核心部分: 发射端的脉冲调制和接收端的信号处理算法, 其中, 假设不采用 PN 码扩展, 即 PN 码长度为 1 的情况。

考虑功率效率较高的二相 (Bi-phase) 调制和多用户同步通信 (准同步多用户信号之间的相对延迟可以通过信道模型来体现), 其中, 多用户数目为 U 。每个用户首先把发送的二相信号进行分组, 每组信号个数为 N , 用户 u 的第 k 组信号记录为 $N \times 1$ 维的矢量 $\mathbf{b}_{u,k} = [b_{u,k}(0), b_{u,k}(1), \dots, b_{u,k}(N-1)]^T$, 其中, $b_{u,k}(n) \in \{\pm 1\}$, 然后, 在每组信号之前插入长度为 P 的 CP, 最后, 对插入 CP 的信号序列进行脉冲成形。这样, 可以得到下面的发射信号:

$$s_u(t) = A_u \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N+P-1} x_{u,k}(i) \cdot a(t - ((N+P) \cdot k + i)T_r), \quad u = 1, 2, \dots, U \quad (1)$$

其中, A_u 为用户 u 发射脉冲的幅度; T_r 为脉冲重复周期; $a(t)$ 为脉冲波形, $\int_{-\infty}^{\infty} a^2(t) dt = 1$, 脉冲波形的有效宽度或最小的路径分辨时间为 T_m ; 设脉冲重复周期为脉冲宽度的倍数, 并定义 $M = T_r/T_m$, 那么, M 为每个脉冲重复周期内可以分辨的多径数目; $x_{u,k}(i) = \begin{cases} b_{u,k}(i+N-P), & 0 \leq i \leq P-1, \\ b_{u,k}(i-P), & P \leq i < N+P. \end{cases}$

考虑文献[11]中规定的离散等效的信道模型:

$$h_u(t) = \beta_u \cdot \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{u,l} \cdot \delta(t - l \cdot T_m), \quad u = 1, 2, \dots, U \quad (2)$$

其中, L 为总的可分辨路径条数; $\alpha_{u,l}$ 为用户 u 第 l 条路径的系数, $l = 0, \dots, L-1$, $\sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_{u,l}|^2 = 1$; β_u 为信号经过信道后的衰减系数。衰减系数 β_u 和路径系数 $\alpha_{u,l}$ 根据[11]中的规定产生。

不失一般性地, 假设多用户同步发送信号(实际上, 只要多用户在 CP 范围内准同步即可), 多用户发送的信号经过不同的信道响应后, 在接收端, 得到如下的信号:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{u=1}^U s_u(t) \otimes h_u(t) + I(t) + n(t) \\ &= \sum_{u=1}^U \beta_u \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{u,l} \cdot s_u(t - lT_m) + I(t) + n(t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $n(t)$ 为加性白高斯噪声(AWGN), $I(t)$ 为 NBI。

考虑信道响应时间长于脉冲重复周期并短于 CP 的情况, 即 $T_r < T_m \cdot L$ 和 $T_r \cdot P > T_m \cdot L$ 。根据脉冲重复周期与脉冲宽度的关系, 接收信号经过脉冲匹配滤波、采样和 ADC 后可以分成并行的 M 路信号^[5]。为了降低采样和 ADC 的速率, 也可以分 M 条支路对接收信号进行并行采样和 ADC。多支路采样的顺序如图 2 所示, 其中, 每条支路的采样周期为脉冲重复周期, 总支路数目为 8, 即 $M=8$ 。每路接收信号经过准确定时和删除 CP 后, 在相应于第 k 组发送信号的周期内可以得到 M 组离散信号如下:

$$\begin{aligned} y_{k,m}(i) &= \sum_{u=1}^U A_u \beta_u \sum_{l=0}^{L_r-1} \alpha_{u,l \cdot M+m} x_{u,k}(i-l+P) + I_{k,m}(i) + n_{k,m}(i) \\ &= \sum_{u=1}^U \tilde{A}_u \sum_{l=0}^{L_r-1} h_{u,m}(l) x_{u,k}(i-l+P) + I_{k,m}(i) + n_{k,m}(i) \\ &= \sum_{u=1}^U y_{k,m}^u(i) + I_{k,m}(i) + n_{k,m}(i), \\ m &= 0, 1, \dots, M-1, \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $L_r = L/M$ 设为整数, $h_{u,m}(l) = \alpha_{u,l \cdot M+m}$, $\tilde{A}_u = A_u \cdot \beta_u$,

$$y_{k,m}^u(i) = \tilde{A}_u \sum_{l=0}^{L_r-1} h_{u,m}(l) x_{u,k}(i-l+P).$$

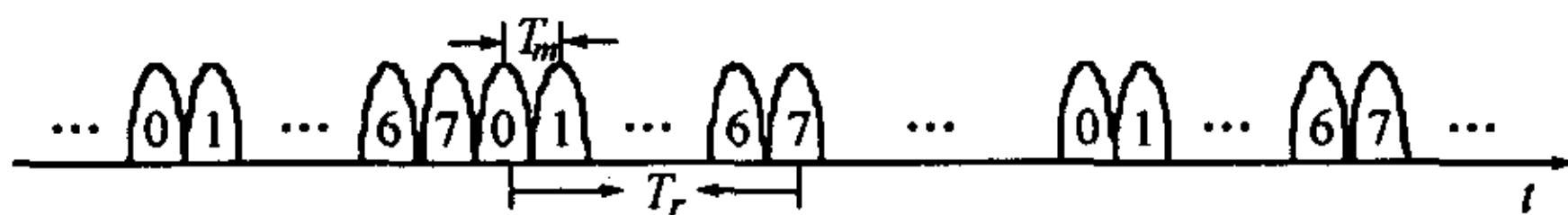


图2 UWBP-CP/PM 系统接收机的多路采样顺序

3 信号处理算法

根据式(4)中接收信号的表达式, 定义信号矢量 $y_{k,m}^u = [y_{k,m}^u(0), \dots, y_{k,m}^u(N-1)]^T$ 和信道矢量 $h_{u,m} = \tilde{A}_u \cdot [h_{u,m}(0), \dots, h_{u,m}(L_r-1)]^T$, 不难理解, $y_{k,m}^u$ 为用户 u 的信号矢量 $b_{u,k}$ 与信道矢量 $h_{k,m}$ 的循环卷积, ($m=0, 1, \dots, M-1$)。

定义信号矢量 $y_{k,m} = [y_{k,m}(0), \dots, y_{k,m}(N-1)]^T$, 对 $y_{k,m}$ 进行 N 点 FFT 变换, 可以得到变换域的信号表示如下:

$$\begin{aligned} y_{k,m}[i] &= \sum_{u=1}^U b_{u,k}[i] \cdot h_{u,m}[i] + I_{k,m}[i] + n_{k,m}[i], \\ m &= 0, 1, \dots, M-1, \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $b_{u,k}[i]$ 为时域信号 $b_{u,k}$ 经过 N 点 FFT 变换后子载波 i 上的信号, $h_{u,m}[i]$ 为 $h_{u,m}$ 经过 N 点 FFT 变换后子载波 i 的信

道响应, $I_{k,m}[i]$ 和 $n_{k,m}[i]$ 分别为 NBI 和噪声经过 FFT 变换后子载波 i 上的值。不失一般性地, 本文用 $[\]$ 和 $(\)$ 符号区分时域信号和变换域信号, 如 $y_{k,m}(i)$ 代表时域接收信号, $y_{k,m}[i]$ 代表相应的变换域接收信号。

把各支路子载波 i 上的接收信号写成矢量形式可以表示为

$$\begin{aligned} y_k[i] &= \begin{bmatrix} y_{k,1}[i] \\ y_{k,2}[i] \\ \vdots \\ y_{k,M}[i] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1}[i] & h_{2,1}[i] & \cdots & h_{U,1}[i] \\ h_{1,2}[i] & h_{2,2}[i] & \cdots & h_{U,2}[i] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1,M}[i] & h_{2,M}[i] & \cdots & h_{U,M}[i] \end{bmatrix} \\ &\quad \cdot \begin{bmatrix} b_{1,k}[i] \\ b_{2,k}[i] \\ \vdots \\ b_{U,k}[i] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{k,1}[i] \\ I_{k,2}[i] \\ \vdots \\ I_{k,M}[i] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k,1}[i] \\ n_{k,2}[i] \\ \vdots \\ n_{k,M}[i] \end{bmatrix} \\ &= [h_1[i] \ \cdots \ h_U[i]] \cdot b_k[i] + I_k[i] + n_k[i] \\ &= H[i] \cdot b_k[i] + I_k[i] + n_k[i], \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $h_u[i] = [h_{u,1}[i] \ \cdots \ h_{u,2}[i]]^T$, $H[i] = [h_1[i] \ \cdots \ h_U[i]]$, $b_k[i] = [b_{1,k}[i] \ \cdots \ b_{U,k}[i]]^T$, $I_k[i] = [I_{k,1}[i] \ \cdots \ I_{k,M}[i]]^T$, $n_k[i] = [n_{k,1}[i] \ \cdots \ n_{k,M}[i]]^T$ 。

根据式(6), 可以采用多种信号检测方法估计各用户的变换域信号 $b_k[i]$ 。不失一般性, 本文考虑线性 MMSE 滤波算法。设 $M \times 1$ 维的矢量 $w_u[i]$ 为线性 MMSE 滤波系数, 用以估计用户 u 在子载波 i 上的信号分量 $b_{u,k}[i]$, 那么, 可以得到 $b_{u,k}[i]$ 的估计值如下:

$$\hat{b}_{u,k}[i] = w_u^H[i] \cdot y_k[i] \quad (7)$$

对经过变换域 MMSE 滤波后的信号矢量 $\hat{b}_{u,k} = [\hat{b}_{u,k}[0], \dots, \hat{b}_{u,k}[N-1]]^T$ 进行 IFFT 变换, 就可以获得用户 u 时域信号 $b_{u,k}$ 的估计。

假设各用户的信号、NBI 和噪声互不相关, 且 $E\{b_k[i] \cdot b_k^H[i]\} = I_U$ (I_U 为 $U \times U$ 的单位矩阵)。根据 MMSE 准则, 使 $E\{[b_{u,k}[i] - \hat{b}_{u,k}[i]]^2\} = E\{[b_{u,k}[i] - w_u^H[i] \cdot y_k[i]]^2\}$ 最小的滤波系数 $w_u[i]$ 计算如下:

$$w_u[i] = R^{-1}[i] \cdot r_{u,yb}[i] \quad (8)$$

其中, $R[i] = E\{y_k[i] \cdot y_k^H[i]\} = H[i] \cdot H^H[i] + R_I[i] + \sigma_n^2[i] \cdot I_M$ 为子载波 i 上接收信号的自相关矩阵, $R_I[i] = E\{I_k[i] \cdot I_k^H[i]\}$ 为 NBI 的自相关阵, $R_n[i] = E\{n_k[i] \cdot n_k^H[i]\} = \sigma_n^2[i] \cdot I_M$ 为白噪声自相关阵, $r_{u,yb}[i] = E\{y_k[i] \cdot b_{u,k}^*[i]\} = h_u[i]$ 为接收信号与期望信号的互相关矢量。

当信道中不存在 MUI 和 NBI, 即接收信号中只有一个用户的信号和白噪声时, MMSE 滤波系数可以简化为

$w_1[i] = \frac{h_1[i]}{h_1^H[i] \cdot h_1[i] + \sigma_n^2}$ 。这时的 MMSE 滤波等效于对 M 路接收信号先进行最大比合并, 再进行 MMSE 信道均衡。当脉冲重复周期与脉冲宽度相等, 即 $M = T_r/T_m = 1$ 时, UWB-CP/PM 系统的基带部分与 SC-CP 系统的基带部分等价, MMSE 滤波简化为简单的 MMSE 均衡。

当 NBI 的带宽远远小于每支路的采样速率时, 不难知道, 经过 FFT 变换后, NBI 只在少数子载波上存在较大的值, 而在大部分子载波上的值可以忽略不计, 也就是说, NBI 仅仅对少数子载波上的信号造成干扰, 并且这些子载波上的干扰还可以通过 MMSE 滤波抑制。

4 仿真结果

本节将通过 UWB-CP/PM 系统设计例子和仿真结果考察 UWB-CP/PM 系统抑制衰落, MPI, NBI 和 MUI 的未编码的误比特率(BER)性能, 并以 AWGN 信道的性能作为比较基准。

在考虑的 UWB-CP/PM 系统例子中, 采用功率效率较高的二相调制, 脉冲宽度或最小可分辨的时间间隔为 0.5ns, 脉冲重复周期为 4ns, 即脉冲重复频率为 250MHz, 那么, 每个脉冲重复周期内可并行采样的支路数为 8。在发射端, 每组信号的长度 $N = 128$, CP 的长度 $P = 32$, 那么, 可完全抑制的 MPI 最大延迟为 128ns。CP 占总发射信号的 20%, 即功率利用率为 80%。采用变换域 MMSE 滤波, 该 UWB-CP/PM 系统在理论上最多可提供 8 个用户同时通信, 每个用户的数据率为 200Mbps。当然, 通过设计脉冲重复周期、脉冲宽度和信号调制方式(如脉冲幅度调制, 正交脉冲调制^[6]), 还可以实现其它期望的传输速率。

为了考察 UWB-CP/PM 系统在恶劣多径环境中的性能, 本节采用文献[11]中规定的 CM4 信道模型, 其一次实现如图 3 所示, 其中, 不可忽略的多径延迟超过了 100ns, 远远大于脉冲重复周期。

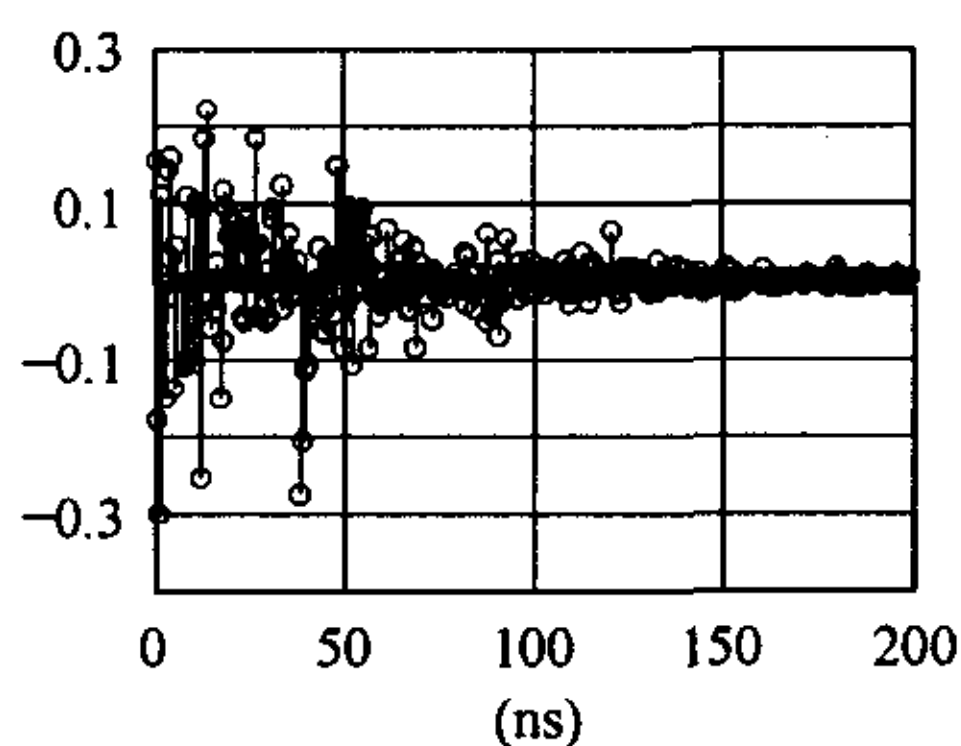


图 3 CM4 信道模型的一次实现

首先考察 UWB-CP/PM 系统在单用户情况下抗 MPI 和 NBI 的性能, 并与采用脉冲调制和 RAKE 接收机的经典 UWB 系统(UWB-PM)进行比较, 其中, 假设信道信息已知。两个系统采用相同的二相脉冲调制技术, 但是, 为了使两个系统的传输速率相同, 在 UWB-PM 系统中采用 5ns 的脉冲重复

周期。在 UWB-PM 系统中, 同时给出 ARake, SRake 和 PRake 3 种 RAKE 接收机的性能^[12], 其中, ARake 是一种理想的 RAKE 接收机, 最大比合并所有可分辨多径的能量, SRake 选择能量最大的部分路径进行最大比合并; PRake 选择最先到达的部分路径实现最大比合并。

UWB-CP/PM 系统和 UWB-PM 系统抗 MPI 和 NBI 的 BER 性能如图 4 所示, 其中, 除了 AWGN 信道的基准性能曲线之外, 实线表示只有 MPI 没有 NBI 的情况, 虚线表示既有 MPI 也有 NBI 的情况。NBI 为调制在 2.4GHz 载波上 3dB 带宽为 16.8MHz 的信号, 功率比 UWB 信号高 30dB。在 UWB-PM 系统中, SRake 和 PRake 接收机的抽头数均为 40。

由图 4 中的仿真结果可见, 在只有 MPI 的情况下, UWB-CP/PM 系统的性能与 AWGN 信道的基准性能接近, 在 BER 等于 10^{-4} 时, UWB-CP/PM 系统的性能只比基准性能下降约 1.5dB, 其中, 包括 CP 导致的 0.97dB 和衰落导致的 0.53dB。当存在 NBI 时, UWB-CP/PM 系统的性能曲线与没有 NBI 时的性能曲线(图中带圈的虚线所示)几乎重合, 这说明通过变换域滤波, UWB-CP/PM 系统可以有效地抑制 NBI。然而, 对于经典的 UWB-PM 系统, 即使采用理想的 ARake 接收机, 也无法有效地抑制 MPI, 相对于基准性能, 存在很大的损失。在抽头数多达 40 条时, SRake 接收机的性能才基本与 ARake 接收机接近, 而 PRake 接收机要达到相同的性能需要更高的 SNR 或抽头数。当存在严重的 NBI 时, 3 种 RAKE 接收机的性能曲线重合, BER 几乎等于 50%, 也就是说, 在 NBI 的影响下, UWB-PM 系统几乎无法正常工作。

在图 5 中, 考察了 UWB-CP/PM 系统同时抗 MPI 和 MUI 的性能, 其中, 每个用户的信道信息已知且功率相等。由仿真结果可见, UWB-CP/PM 系统具有较强的抗 MUI 能力, 每增加一个用户只损失 1dB 的 E_b/N_0 。

仿真结果表明, 基于脉冲调制的 UWB-CP/PM 系统可以有效抑制衰落、MPI、NBI 和 MUI, 具有在密集多径环境中提供低成本、低功耗、高速率无线传输/接入的潜力。

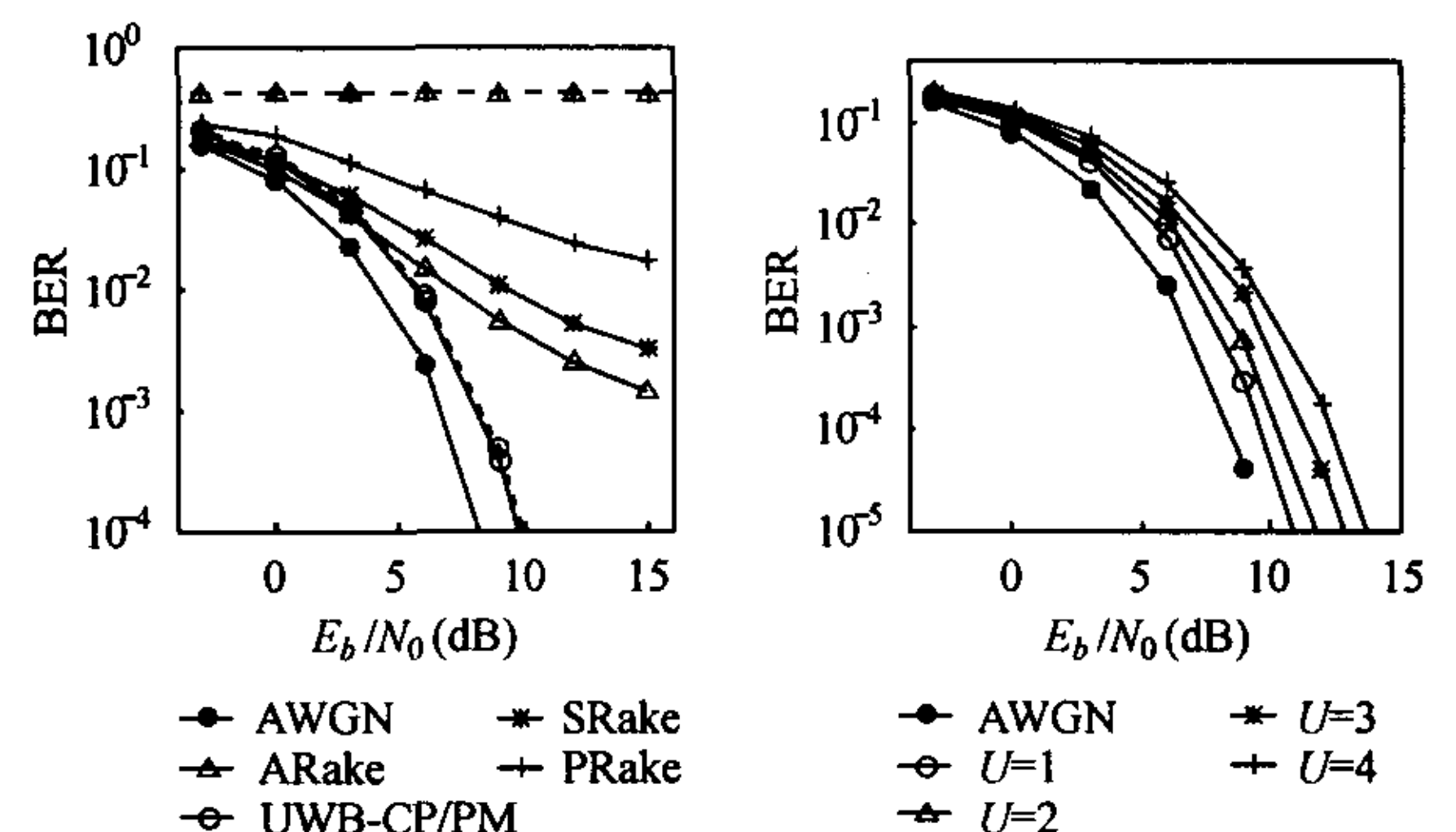


图 4 UWB-CP/PM 系统抗 MPI 和 NBI 的性能

图 5 UWB-CP/PM 系统抗 MPI 和 MUI 的性能

5 结束语

本文提出了采用 CP 和脉冲调制的 UWB-CP/PM 系统方案及相应的信号处理算法。UWB-CP/PM 系统借鉴了 SC-CP 系统抑制 MPI 的基本思想,同时也结合了超宽带脉冲调制的众多优点。理论分析和仿真结果表明,通过多支路接收和变换域信号处理, UWB-CP/PM 系统可以有效地抑制衰落、MPI、NBI 和 MUI,从而充分发挥 UWB 无线通信系统低成本、低功耗和高速率的潜力。UWB-CP/PM 系统也可以通过设计脉冲重复周期、脉冲宽度、脉冲波形、PN 码长度等参数方便地实现需要的传输速率。另外,本文提出的多支路并行接收与处理思想^[5]还可以推广到采用 OFDM 调制的 UWB 系统中^[7],以及载波调制的情况。

本文的目的在于提出 UWB-CP/PM 系统的基本思想和理论框架。限于篇幅, UWB-CP/PM 系统的编码、同步、信道估计、复杂度、理论性能分析和自适应实现等问题将在其它论文中详细研究,并与更多的 UWB 系统方案做更全面的比较。

参 考 文 献

- [1] Porcino D, Hirt W. Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(7): 66 – 74.
- [2] Roy S, Foerster J R, Somayazulu V S, Leeper D G. Ultrawideband radio design: The promise of high-speed, short-range wireless connectivity. *Proc. IEEE*, 2004, 92(2): 295 – 311.
- [3] Batra A, et al.. Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a. IEEE P802.15-03/268r2, Nov. 2003.
- [4] Welborn M. XtremeSpectrum CFP document. IEEE P802.15-03/154r3, July 2003.
- [5] 徐斌. 提高无线网络频谱效率的信号处理算法研究,第七章:一种超宽带无线通信系统的基带设计方案. [博士论文], 北京:北京航空航天大学, 2003 年 7 月.
- [6] Saberinia E, Tewfik A H. Pulsed and non-pulsed OFDM ultra wideband wireless personal area networks. *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Virginia (USA), Nov. 2003: 275 – 279.
- [7] Xu B, Yang C, Mao S. A carrierless UWB/OFDM system. Accepted by 7th International Conference on Signal Processing, to be held in Beijing, Aug. 2004.
- [8] Sari H, Karam G, Jeanclaude I. Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting. *IEEE Communications Magazine*, 1995, 33(2): 100 – 109.
- [9] Parr B, Cho B L, Wallace K, Ding Z. A novel ultra-wideband pulse design algorithm. *IEEE Communications Letters*, 2003, 7(5): 219 – 221.
- [10] Boubaker N, Letaief K B. A low complexity MMSE-RAKE receiver in a realistic UWB channel and in the presence of NBI. *IEEE conference on Wireless Communications and Networking (WCNC 2003)*, New Orleans (USA), March 2003, vol.1: 233 – 237.
- [11] Foerster J. Channel Modeling Sub-Committee Final Report. IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, 2003.
- [12] Cassioli D, Win M Z, Vatalaro F, Molisch A F. Performance of low-complexity RAKE reception in a realistic UWB channel. *IEEE International Conference on Communications (ICC2002)*, New York (USA), May 2002, vol. 2: 763 – 767.

徐斌: 男, 1974 年生, 博士后, 研究方向为通信信号处理和无线多媒体无线网络.

杨晨阳: 女, 1965 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信信号处理和无线网络.

毛士艺: 男, 1936 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、高分辨率成像、数据融合和通信信号处理.