

超宽带 Rake 接收机在密集多径信道下的性能

王德强 刘丹谱 乐光新

(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

摘要: 超宽带信号在室内环境中将经历密集多径传播,产生严重的时间弥散。采用 Rake 接收是提高超宽带接收机性能的重要手段。该文针对采用 BPSK 调制的超宽带系统,推导出密集多径信道下 Rake 接收机的误码性能计算公式,揭示了 Rake 接收机性能与多径信道参数以及脉冲波形自相关系数之间的关系。针对典型信道模型和脉冲给出了计算实例。

关键词: 超宽带, Rake 接收机, 多径信道

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)03-0415-04

Performance of Ultra-wide Band Rake Receivers in Dense Multipath Channels

Wang De-qiang Liu Dan-pu Yue Guang-xin

(College of Telecomm. Eng., Beijing Univ. of Posts and Telecomm., Beijing 100876, China)

Abstract In indoor environments, ultra-wide band signals suffer from dense multipath propagation and severe time dispersion. Rake reception is an important way to boost the performance of ultra-wide band receivers. With the assumption that BPSK modulation is used, the equations used to compute BER performance of Rake receivers in dense multipath channels are derived. The BER performance is related to the multipath channel parameters and the pulse autocorrelation coefficients. With a typical channel model and specific pulse shapes, the computation has been done.

Key words Ultra-wide band, Rake receiver, Multipath channel

1 引言

无线传播环境的时变多径衰落特征是制约无线通信系统性能的关键因素。由于超宽带信号具有 500MHz 至几个吉赫兹的带宽,与传统的窄带系统相比具有更强的多径分辨能力,因此具有抗多径衰落的特点,采用 Rake 结构可以有效地提高系统性能^[1,2]。但由于超宽带脉冲信号时间宽度为纳秒级,多径传播使信号能量严重弥散,要充分利用信号能量往往需要大量的 Rake 叉指数^[3,4]。在超宽带接收机设计中,需要借助准确的多径信道模型在 Rake 叉指数与系统性能之间进行折衷。典型的信道模型有文献[5]根据 1GHz 频段实测结果建立的 2ns 分辨率统计抽头延时线(STDL)模型和文献[6] Intel 根据 2GHz~8GHz 实测数据提出的 0.167ns 分辨率 S-V 模型。后者被采纳为 IEEE802.15.3a 的标准信道模型。文献[4,7]利用文献[5]提出的信道模型对 Arake (全 Rake), Prake (部分 Rake), Srake (选择 Rake) 等接收机的性能进行了分析,文献[8]分析了 Rake 接收机性能与信号带宽的关系;文献[9]利用文献[6]提出的信道模型比较了最大比合并(MRC)

Arake, Srake 和等增益合并(EGC)Prake 的性能。上述文献一般都假设多径信号间无混叠。本文重点考虑多径信号间有混叠的密集多径信道,研究 Rake 接收机的性能与多径信道及超宽带脉冲自相关系数的关系,给出 Rake 接收机的性能分析公式。利用本文结果可以方便地计算和分析不同信道和脉冲波形参数下各种 Rake 接收机的误码性能。本文结果具有通用性,多径信号间无混叠的情况可以看作本文结果的特例。本文假设系统采用未编码 BPSK 调制方式,符号重复周期不小于信道最大时延扩展。

2 系统模型

图 1 示出采用 BPSK 调制的超宽带系统框图。假设发射天线、接收天线传输特性理想,系统采用的时限超宽带脉冲波形为 $w(t), t \in [0, T_p]$, 则 BPSK 信号可表示为

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m w(t - mT_s) \quad (1)$$

其中 $b_m \in \{+1, -1\}$ 表示 BPSK 映射后的二进制数据流,且 ± 1

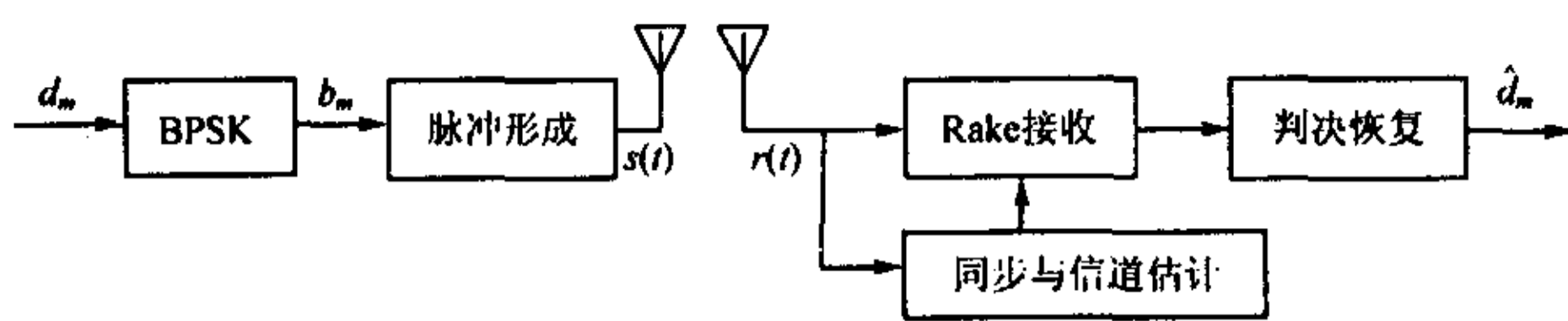


图1 采用BPSK的超带系统框图

等概率出现； T_s 表示符号重复周期，对于超宽带系统 $T_s \gg T_p$ 。可见，超宽带系统利用时限窄脉冲实现扩频，其扩频增益取决于脉冲带宽与符号传输速率的比值。对脉冲波形 $w(t), t \in [0, T_p]$ 我们计算其自相关函数 $R_w(\tau)$ 和自相关系数 $r_w(\tau)$ ：

$$R_w(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)w(t-\tau)dt \quad (2)$$

$$r_w(\tau) = R(\tau)/R(0) \quad (3)$$

由式(1)知，单个符号能量为 $E_b = R_w(0)$ 。

在室内环境中，无线信道的变化与符号传输速率相比通常很慢，在若干符号时间内可视作准静态信道。对于分辨率为 Δ 的多径信道，我们可以用有限冲激响应滤波器(FIR)表示：

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k \delta(t - k\Delta) \quad (4)$$

其中 $\alpha_k, k=0,1,\dots,L-1$ 表示路径响应幅度， L 表示路径数量， $T_m = L\Delta$ 为多径信道最大时延扩展。

经多径信道传播后，接收信号为

$$r(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k w(t - mT_s - k\Delta) + n(t) \quad (5)$$

其中 $n(t)$ 表示信道加性高斯白噪声，其双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。假设 $T_s \geq T_m$ ，即无符号间干扰(ISI)，则单个符号接收信号可表示为

$$r_m(t) = b_m \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k w(t - mT_s - k\Delta) + n(t), \quad mT_s \leq t \leq (m+1)T_s \quad (6)$$

可见，接收信号为脉冲信号 $w(t)$ 经移位后加权求和的结果。根据多径信道分辨率 Δ 与脉冲宽度 T_p 的关系，式(6)可分为两种情况：若 $\Delta \ll T_p$ ，则产生严重的多径信号间混叠；若 $\Delta \geq T_p$ ，则多径信号间无混叠。接收机的任务就在于充分利用式(6)接收信号能量对 b_m 做出判决，以便使系统接收机性能达到最佳。由最佳接收机理论可知，若接收机采用相关器进行解调，则使系统性能达到最佳的本地相关模板应为^[10]

$$s(t) = \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k w(t - k\Delta) \quad (7)$$

此时，对特定信道条件 $\alpha_k, k=0,1,\dots,L-1$ ，在理想同步条件下，系统误码率达到BPSK的理论上限^[10]：

$$P_{e|\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}} = Q(\sqrt{2E_{\text{total}}/N_0}) \quad (8)$$

其中 E_{total} 表示式(6)中信号项的总能量。

3 Rake接收机及性能分析

要使系统性能达到式(8)性能上限，必须知道 $\alpha_k, k=0,1,\dots,L-1$ 的准确信息，实际应用中难以做到。因此，许多文献中提出采用Rake接收机结构提高UWB系统的性能，并探讨了不同Rake结构和合并策略的性能。Arake接收机将所有可分离的多径信号进行合并；Srake在所有可分离的多径信号中选择信号最强的几条径进行合并；Prake对先到达的几条径进行合并。合并方式分为最大比合并和等增益合并，最大比合并优于等增益合并。采用最大比合并的Arake接收机性能最佳^[4,10]。Rake接收作为一种多径分集技术利用互不相关的可分离路径有效地捕获信号能量，从而达到克服衰落提高系统可靠性的目的。“带限”脉冲的多径分辨率与带宽的倒数成正比^[10]，而超宽带系统采用“时限”窄脉冲，与CDMA系统类似，取“切普”宽度为Rake接收机多径分辨率可以得到图2所示的基于相关器结构的最大比合并Arake接收机。可见，最大比合并Arake接收机用一个多径分辨率为脉冲宽度 T_p 的抽头延时线模型与密集多径信道做最佳匹配，在准确估计抽头参数 $\beta_i, i=0,1,\dots,M-1$ （其中 $M=L\Delta/T_p$ 表示可分离的不相关路径数）的基础上，构造最佳的相关匹配模板对接收信号进行相关接收。最大比合并Srake对 M 个抽头按强度排序并从中选择强度最大的几个进行合并，而Prake取先到达的几个进行合并。

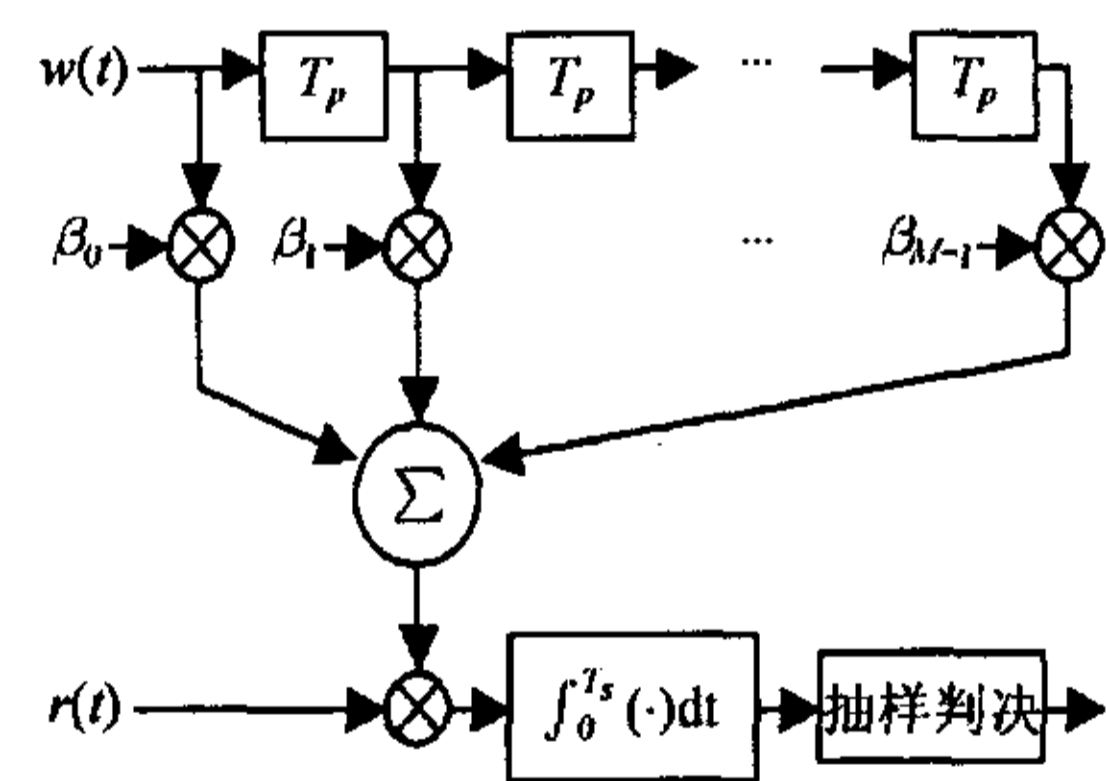


图2 基于相关器的Arake接收机框图

假设抽头参数 $\beta_i, i=0,1,\dots,M-1$ 可借助导频符号进行准确估计：

$$\begin{aligned} \beta_i &= \frac{1}{R_w(0)} \int_0^{T_s} \left[\sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k w(t - k\Delta) \right] \cdot w(t - iT_p) dt \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k \left[\frac{1}{R_w(0)} \int_0^{T_s} w(t - k\Delta) \cdot w(t - iT_p) dt \right] \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k r_w(k\Delta - iT_p) \end{aligned} \quad (9)$$

我们可以将最大比合并Rake接收机构造的相关匹配模板表示为

$$r_{\text{Rake}}(t) = \sum_{i \in \{i_s\}} \beta_i w(t - iT_p) \quad (10)$$

其中， $\{i_s\} \subseteq \{0,1,\dots,M-1\}$ 表示不同Rake接收机结构选择的

路径集合。对于 Arake, $\{i_s\}$ 取遍所有 M 个径, 对于 Srake 和 Prake, $\{i_s\}$ 取集合 $\{0, 1, \dots, M-1\}$ 的某个子集。

此时, 式(6)接收信号可以作如下分解:

$$\begin{aligned} r_m(t) &= b_m \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k w(t - mT_s - k\Delta) + n(t) \\ &= b_m \left[\sum_{i \in \{i_s\}} \beta_i w(t - mT_s - iT_p) + \text{err}(t) \right] + n(t) \\ &= b_m [r_{\text{Rake}}(t - mT_s) + \text{err}(t)] + n(t), \quad mT_s \leq t \leq (m+1)T_s \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $b_m r_{\text{Rake}}(t - mT_s)$ 被有效捕获, $b_m \text{err}(t)$ 为信号损失部分。

易知, $r_{\text{Arake}}(t - mT_s)$ 与 $\text{err}(t)$ 相互正交: $\int_{mT_s}^{(m+1)T_s} r_{\text{Arake}}(t - mT_s) \cdot \text{err}(t) dt = 0$ 。故 Rake 接收机输出变量只受高斯白噪声 $n(t)$ 影响。为便于分析, 我们推导如下几个变量:

(1) 接收信号总能量

$$\begin{aligned} E_{\text{total}} &= \int_{mT_s}^{(m+1)T_s} \left| b_m \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k w(t - mT_s - k\Delta) \right|^2 dt \\ &= \int_0^{T_s} \left| \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k w(t - k\Delta) \right|^2 dt = \sum_{k=1}^{L-1} \alpha_k^2 \int_0^{T_p} w^2(t) dt \\ &\quad + \sum_{\substack{i, j \in \{0, 1, \dots, L-1\} \\ i \neq j}} \alpha_i \alpha_j \int_0^{T_p} w(t) w[t - (i-j)\Delta] dt \\ &= R_w(0) \sum_{k=1}^{L-1} \alpha_k^2 + \sum_{\substack{i, j \in \{0, 1, \dots, L-1\} \\ i \neq j}} \alpha_i \alpha_j R_w[(i-j)\Delta] \\ &= \left\{ \sum_{k=1}^{L-1} \alpha_k^2 + \sum_{\substack{i, j \in \{0, 1, \dots, L-1\} \\ i \neq j}} \alpha_i \alpha_j r_w[(i-j)\Delta] \right\} E_b \end{aligned} \quad (12)$$

(2) 有效捕获能量

$$\begin{aligned} E_{\text{Rake}} &= \int_{mT_s}^{(m+1)T_s} |b_m r_{\text{Rake}}(t - mT_s)|^2 dt = \sum_{i \in \{i_s\}} \beta_i^2 \int_0^{T_p} w^2(t) dt \\ &= \left\{ \sum_{i \in \{i_s\}} \left[\sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k r_w(k\Delta - iT_p) \right]^2 \right\} E_b \end{aligned} \quad (13)$$

(3) 捕获效率

$$\eta = \frac{E_{\text{Rake}}}{E_{\text{total}}} = \frac{\sum_{i \in \{i_s\}} \left[\sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k r_w(k\Delta - iT_p) \right]^2}{\sum_{k=1}^{L-1} \alpha_k^2 + \sum_{\substack{i, j \in \{0, 1, \dots, L-1\} \\ i \neq j}} \alpha_i \alpha_j r_w[(i-j)\Delta]} \quad (14)$$

显然, 对特定信道参数 α_k , $k = 0, 1, \dots, L-1$, 在理想同步条件下, 最大比合并 Rake 接收机的输出信噪比为 $\text{SNR}_o = 2E_{\text{Rake}}/N_0$ 。接收机的误码率可表示为^[10]

$$\begin{aligned} P_{e|\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}} &= Q(\sqrt{\text{SNR}_o}) = Q(\sqrt{2E_{\text{Rake}}/N_0}) = Q(\sqrt{2\eta E_{\text{total}}/N_0}) \\ &= Q\left(\sqrt{\left\{ \sum_{i \in \{i_s\}} \left[\sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k r_w(k\Delta - iT_p) \right]^2 \right\} 2E_b / N_0}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

式(15)即为特定多径信道条件下最大比合并 Rake 接收机所能达到的性能上限。对比式(8), 式(15), 显然在 $P_{e|\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}}$ 相同时, 最大比合并 Rake 接收机与最佳接收机相比有 $10 \cdot \lg(1/\eta)$ dB 的功率损失。

分析式(14), 式(15)可见, 能量捕获效率 η 和系统误码率 $P_{e|\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}}$ 取决于多径信道路径响应幅度 α_k , $k = 0, 1, \dots, L-1$ 和脉冲波形 $w(t)$, $t \in [0, T_p]$ 自相关系数 $r_w(\tau)$ 的分布情况。对于密集多径信道 ($\Delta \ll T_p$), 给定信道参数 α_k , $k = 0, 1, \dots, L-1$, 我们可以按式(14), 式(15)计算不同 Rake 结构和脉冲波形的捕获效率和系统性能。为系统设计提供参考。

对于 $\Delta \geq T_p$ 的情形, 由于多径信号间无混叠, 假设可以精确地估计出 α_k , $k = 0, 1, \dots, L-1$, 则最大比合并 Arake 接收机的能量捕获效率 $\eta = 1$ 。此时, 最大比合并 Arake 接收机将达到最佳接收机的性能。Srake 和 Prake 将有不同程度的性能损失。

上述分析过程中, 我们未考虑多径信道的时变衰落特性。对时变信道, 如果知道多径信道路径响应幅度 α_k , $k = 0, 1, \dots, L-1$ 的联合概率密度 $f(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1})$, 则以式(15)为条件错误概率 $P_{e|\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}}$ 进行 L 维积分, 便可得到时变衰落信道下的系统性能:

$$P_e = \iiint \dots \int P_{e|\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}} f(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}) d\alpha_0 d\alpha_1 \dots d\alpha_{L-1} \quad (16)$$

对于超宽带信道, 一般多径数量 L 取值很大 (上百条), 计算式(16)通常非常复杂。为估计时变衰落信道下的 Rake 接收机性能可采用蒙特卡洛方法^[4,9]: 产生大量信道样本, 针对每个样本信道, 利用式(15)计算 Rake 接收机在不同信噪比时的误码率, 然后在信道样本集合上进行统计平均即可。

4 应用实例

根据 2GHz~8GHz 信道测试结果, Intel 提出一种改进的 Saleh-Valenzuela 多径信道模型, 其时间分辨率为 0.167ns, 路径强度符合对数正态分布, 根据典型室内环境分为 CM1~CM4 4 种典型模型, 详细情况请参考文献[6]。该模型被采纳为 IEEE802.15.3a 的标准信道模型, 要求用 CM1~CM4 各 100 个信道样本对各种标准提案进行系统性能评价。我们以信道模型 CM3 为例, 其均方根时延扩展为 14.79ns, 最大时延扩展约 220ns。系统成形脉冲采用中心频率为 3.35GHz、脉冲宽度为 4ns 的修正余弦脉冲和升余弦脉冲, 如图 3, 图 4 所示。按上述方法分别计算最大比合并 Arake, Prake 和 Srake 的误码性能曲线如图 5, 图 6 所示。图 7 为两种脉冲 Rake 性能比较。图中误码性能曲线均为 100 个信道样本的统计平均结果。

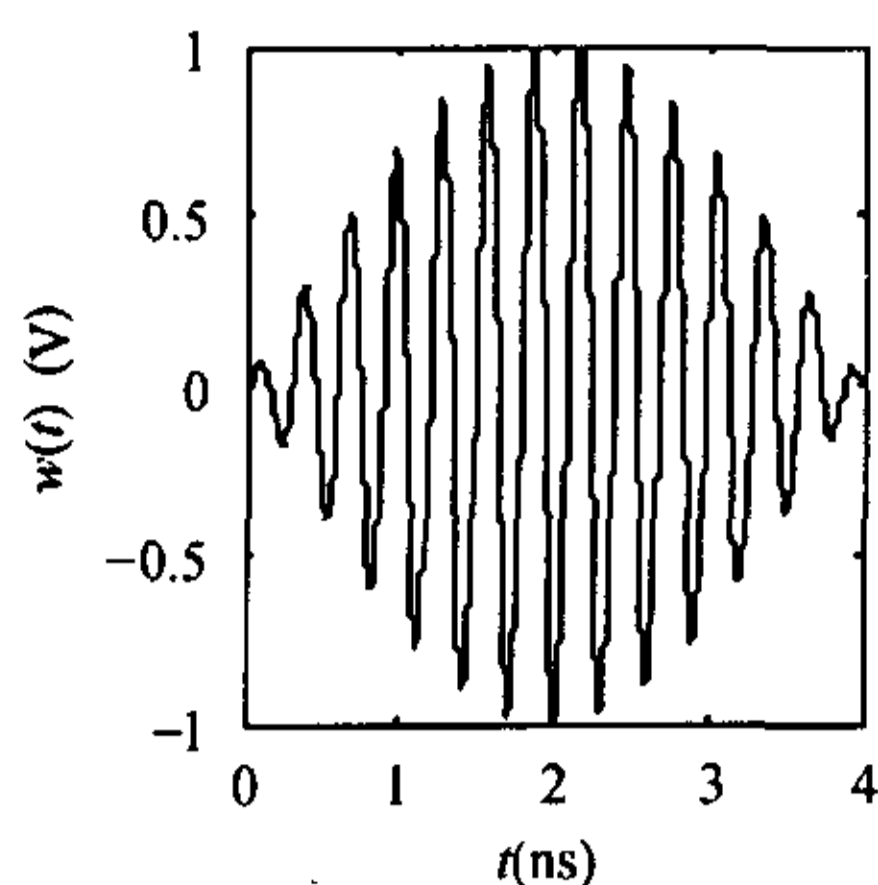


图3 修正余弦脉冲

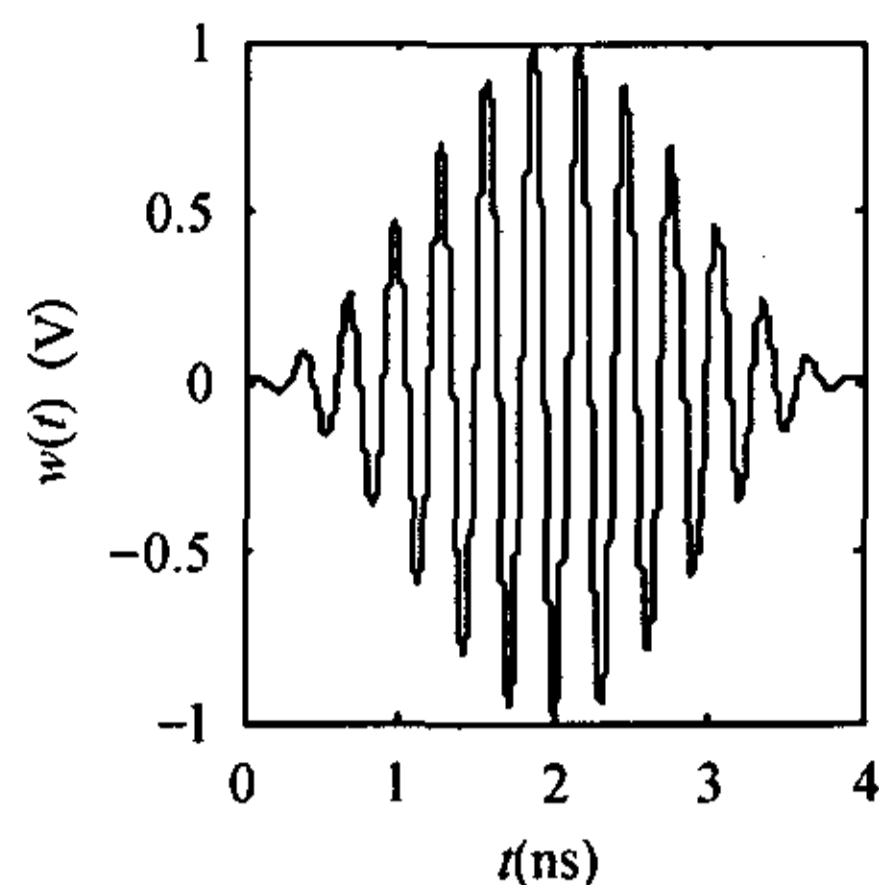


图4 升余弦脉冲

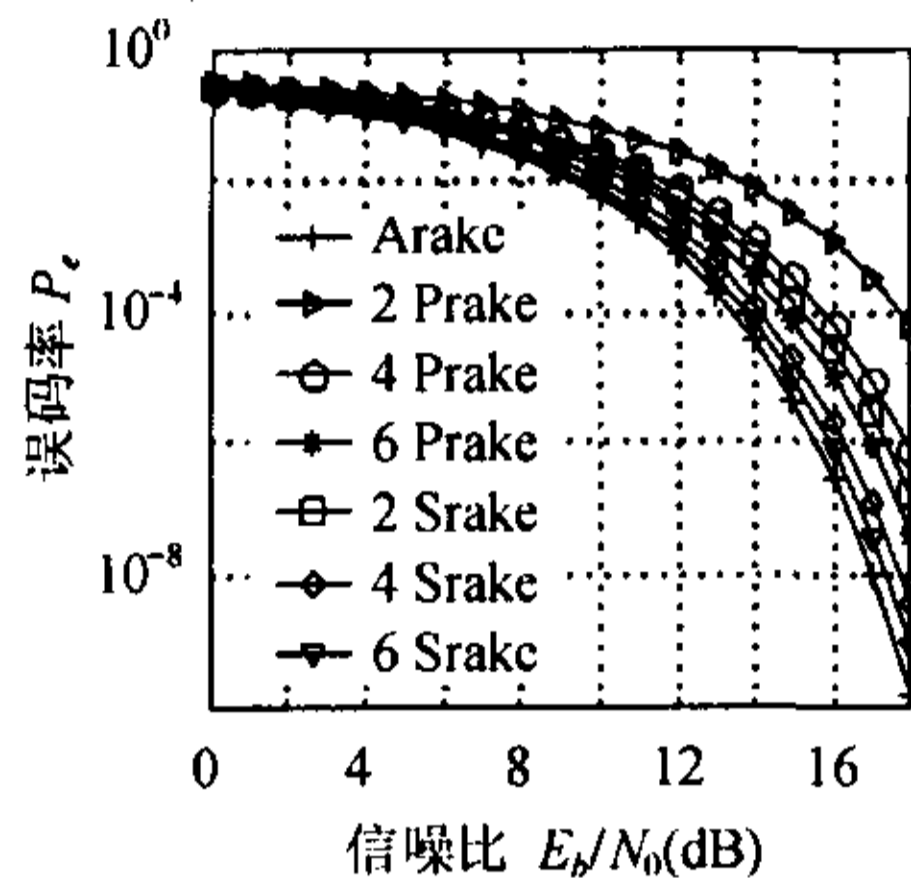


图5 修正余弦脉冲在 CM3 信道下 Rake 接收机误码性能

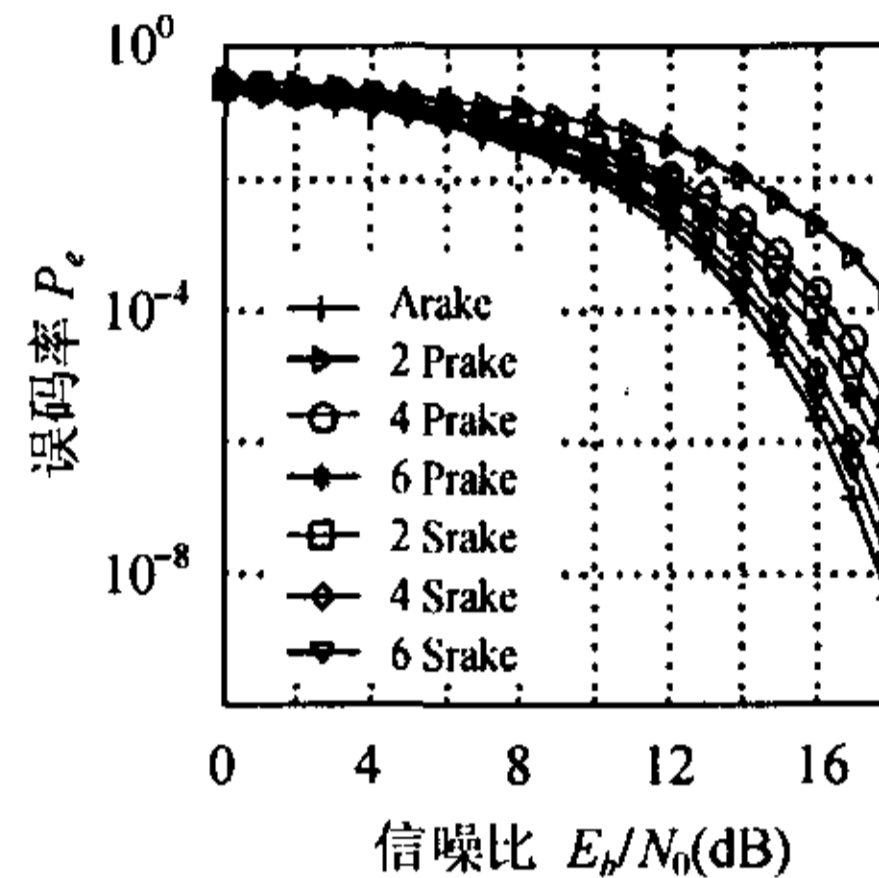


图6 升余弦脉冲在 CM3 信道下 Rake 接收机误码性能

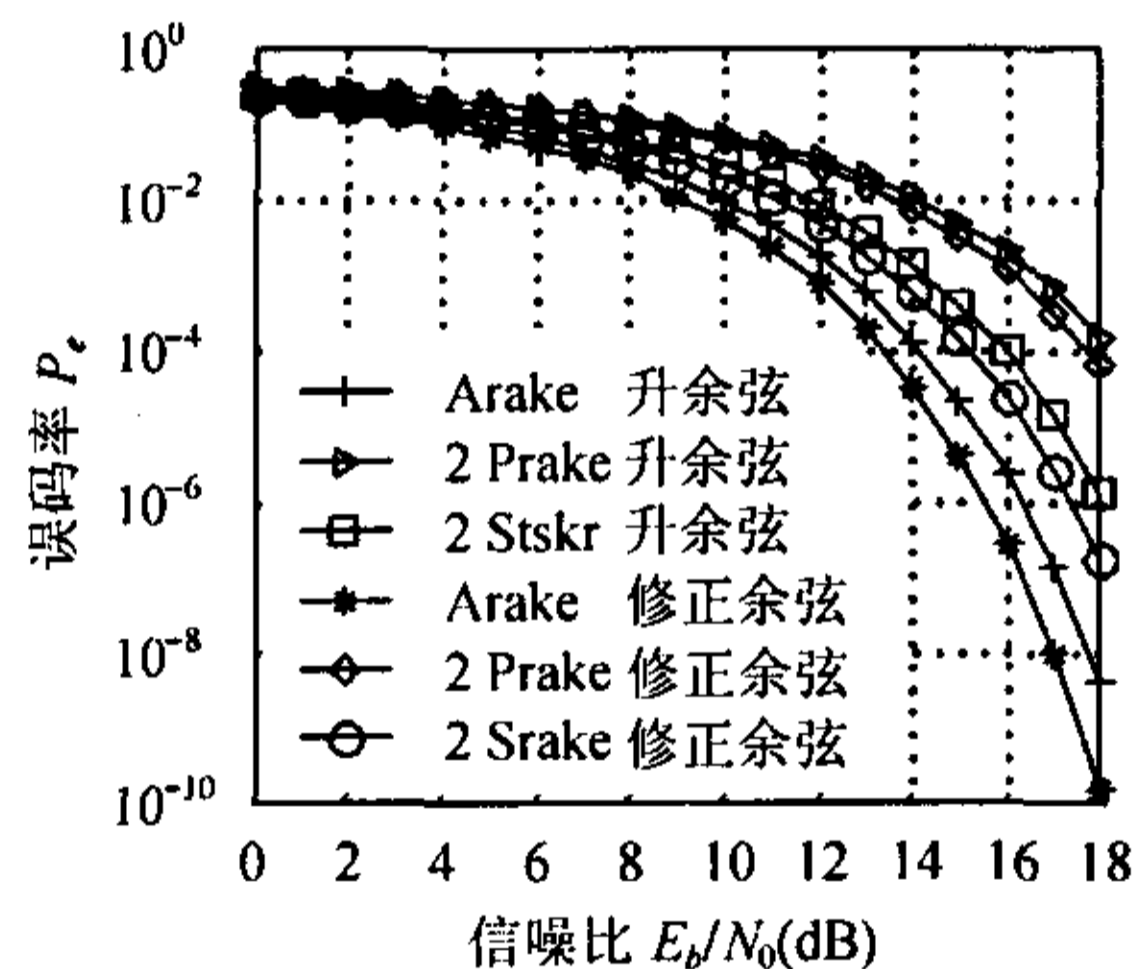


图7 两种脉冲在 CM3 信道下 Rake 接收机误码性能比较

观察图 5, 图 6 曲线可见: Arake 性能最佳; 叉指数相同时, Srake 性能优于 Prake, 但随着叉指数增加二者性能差距减小; 对修正余弦脉冲, 误码率为 10^{-4} 时, 6 叉指 Prake 和 Arake 相差不到 1.5dB, 4 叉指 Srake 与 Arake 相差不到 1dB。观察图 7 曲线可见: 在 Rake 结构和叉指数相同时, 修正余弦脉冲优于升余弦脉冲。这些结果对系统设计有重要的参考价值。

5 结论

本文针对无符号间干扰的 BPSK 超宽带系统, 对密集多径信道下最大比合并 Rake 接收机的性能进行了分析, 利用相关接收机理论推导出 Rake 接收机误码性能与多径信道参数及系统脉冲自相关系数的关系。对特定多径信道样本和脉冲波形, 利用本文结果, 可以直接计算各种 Rake 接收机的性能, 不必进行大量的数据仿真。在大量信道样本的基础上, 可利用本文结果对时变衰落信道下系统性能进行估计。对于

特定的信道模型, 通过比较不同脉冲波形的性能, 可以对系统脉冲成形方案做出优化选择。对存在符号间干扰的情形, 干扰信号功率将使系统性能下降, 但本文结果可以作为评价系统性能的参考。

参考文献

- [1] Win M Z, Scholtz R A. On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments. *IEEE Commun. Lett.*, 1998, 2(2): 51 – 53.
- [2] Cramer J M, Scholtz R A, Win M Z. On the analysis of UWB communication channel. Proc. of MILCOM 1999, Atlantic, NJ, 1999, vol. 2: 1191 – 1195.
- [3] Win M Z, Scholtz R A. On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments. *IEEE Commun. Lett.*, 1998, 2(9): 245 – 247.
- [4] Cassioli D, Win M Z, Vatalaro F, et al.. Performance of low-complexity rake reception in a realistic UWB channel. Proc. of ICC'02, New York, NY, Apr. 2002, vol.2: 763 – 767.
- [5] Cassioli D, Win M Z, Molisch A F. A statistical model for the UWB indoor channel. Proc. of IEEE Veh. Tech. Conf., Rhodes, Greece, May 2001, vol.2: 1159 – 1163.
- [6] IEEE P802.15-02/279r0-SG3a, UWB Channel Modeling Contribution from Intel, available at <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02>.
- [7] Niu H, Ritcey J A, Liu H. Performance of UWB Rake receivers with imperfect tap weights. Proc. of ICASSP'03, Hong Kong, Apr. 2003, vol.4: 125 – 128.
- [8] Cassioli D, Win M Z, Vatalaro F, et al.. Effects of spreading bandwidth on the performance of UWB rake receivers. Proc. of ICC '03, Anchorage, AK, May 2003, vol.5: 3545 – 3549.
- [9] Rajeswaran A, Foerster J R, Srinivasa S V. Rake performance for a pulse based UWB system in a realistic UWB indoor channel. Proc. of ICC '03, Anchorage, AK, May 2003, vol.4: 2879 – 2883.
- [10] Proakis J G. Digital Communications, Fourth Edition. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2001: 231 – 332.

王德强: 男, 1968 年生, 博士生, 副教授, 研究方向: 超宽带无线通信技术。

刘丹谱: 女, 1972 年生, 博士, 副教授, 研究方向: 超宽带无线通信技术。

乐光新: 男, 1937 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向: 数字通信与高速信息网络。