

时变衰落信道中同步时间扩展信号的分集接收技术

孟德香 吴湛击 梁红玉 吴伟陵

(北京邮电大学信息工程系 181 信箱 北京 100876)

摘 要: 扩频通信可以区分多径信号进行RAKE分集接收, 是一种有效处理多径效应的手段。与此对应, 时间扩展通信也可以在频域上进行类似“RAKE”的分集接收, 有效处理时变衰落带来的影响。时间扩展会带来严重的符号间干扰, 同步时间扩展可以有效控制和处理符号间干扰。基于信道分解的分集接收技术保证了同步时间扩展在时变衰落信道下的性能。获得 10^{-4} 误码率, 本文分集算法(扩展长度 1024)在时变衰落信道中所需的信噪比与AWGN信道不分集处理所需的信噪比只相差 1.4dB。

关键词: 时间扩展, 时变衰落信道, 信道分解, RAKE 接收

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)11-1695-04

Diversity Receiving Technique for Synchronous Time Spreading Signal in Time-Varying Fading Channels

Meng De-xiang Wu Zhan-ji Liang Hong-yu Wu Wei-ling

(Department of Information Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract By Spectrum Spreading, the multi-path signals can be distinguished and received by RAKE receiver, and spectrum spreading is an efficient way to overcome multi-path fading. Time spreading can implement RAKE diversity receiving in frequency domain. But time spreading comes with serious ISI in fading channels. Synchronous time spreading can overcome the ISI. By channel decomposing, the signal can be received by diversity receiver, so good performance can be achieved. To achieve 10^{-4} BER performance, the SNR required in time-varying fading channels by our algorithm with 1024 bit spreading length is only 1.4dB more than that in AWGN channels without diversity.

Key words Time spreading, Time-varying fading channels, Channel decomposing, RAKE receiver

1 引言

无线信道的多径衰落是影响移动通信的一大问题, 特别是时变衰落对通信系统影响更严重。如何提高在多径衰落环境下的通信性能是目前通信研究的一个重点。

扩频通信对通信信号频谱进行扩展, 获得了较高的时域分辨率, 可以区分多径信号进行RAKE分集接收, 扩频通信是一种有效处理多径效应的手段^[1]。

将上述思想从频域改换到时域, 增加通信符号的持续时间, 可以获得多普勒频域内的高分辨率, 在此基础上可以进行分集接收, 提高时变衰落信道下的通信性能。这就是本文时间扩展信号的分集接收技术的基本思想。时间扩展所面临的最大问题是符号间干扰^[2-4], 作者在文献中提出了同步时间

扩展技术, 该技术减少了符号间相互干扰的程度, 具有较好的性能^[5,6]。

本文在信道分解基础上, 提出了同步时间扩展信号的一种分集接收技术。结构安排如下: 第2节介绍同步时间扩展过程; 第3节为时变信道的多普勒分解; 第4节为基于信道分解的最大似然接收, 这是一种分集接收技术; 第5节为同步时间扩展信号分集接收性能分析与仿真; 最后是总结。

2 同步时间扩展处理过程

2.1 扩展序列选择

同步扩展系统需要选择一组在 $[0, T_s]$ 扩展区间 (T_s 为时间扩展符号长度) 内相互正交的扩展函数 $\{q_i(t), 0 \leq t < L\}$, 做为扩展序列组¹⁾。

扩展序列组内任何两个扩展序列 $q_i(t)$ 与 $q_j(t)$ 在 $[0, T_s]$ 扩展区内满足正交特性:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} q_i(t) q_j(t) dt = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (1)$$

式中 $T_s = LT_b$, T_b 为二进制比特传输间隔。

2.2 扩展过程

同步扩展首先按顺序将数据比特分成组, 每组有 L 个数据。

不失一般性, 本文将时间限制在 $[0, T_s]$ 区间内, 并假设数据都是双极性二进制数据。

扩展时, 将各位数据在 $[0, T_b]$ 内的取样值分别与其对应的扩展序列在 $[0, T_s]$ 区间内相乘, 得到该数据的扩展信号。 $[0, T_b]$ 区间内双极性二进制数据组用 $\{b_i\}$ 表示, 二进制数据 b_i 对应的扩展信号为 $b_i q_i(t)$ ($t \in [0, T_s]$)。将各数据位的扩展信号相加, 得到等效低通同步时间扩展信号 $s_f(t)$ 。

$$s_f(t) = \sum_{i=0}^{L-1} b_i q_i(t) \quad (2)$$

3 同步时间扩展信号在时变衰落信道中的传输

Sayeed 和 Aazhang 在文献[7]中进行了多径衰落信道的频域-多普勒分解, 本节采用文献[7]中的方法和结论对时间扩展信号在时变衰落信道中传输进行研究。

令 $c(\tau, t)$ 为信道等效低通时变冲激响应, $s_f(t)$ 是信道上传输的等效低通时间扩展信号, $r_f(t)$ 为等效低通接收信号。经过时间扩展, 当信号持续时间 T_s 远远大于信道多径扩展时间 T_m , ($T_m \ll T_s$), 相邻组间的多径影响可忽略不计, 可将 $c(\tau, t)$ 简记为 $c(t)$ 。不失一般性, 这里讨论仅局限于第0组数据的处理。接收信号表示为

$$r_f(t) = c(t) s_f(t) + z(t), \quad 0 \leq t < T_s \quad (3)$$

式中 $z(t)$ 为均值为0, 方差为 $N_0/2$ 加性复值噪声。

由于持续时间限制在 $[0, T_s]$ 内, 相当于对 $c(t)$ 施加了矩形窗 $g_{T_s}(t)$ 。 $c(t) g_{T_s}(t)$ 的Fourier变换为

$$C'_\lambda(\lambda) = C_\lambda(\lambda) * G(\lambda) = \int_{-B_d}^{B_d} C_\lambda(\theta) G(\lambda - \theta) d\theta \quad (4)$$

式中 $C_\lambda(\lambda)$, $G(\lambda)$ 分别是 $c(t)$ 和矩形窗 $g_{T_s}(t)$ 的Fourier变换。

$C_\lambda(\lambda)$ 基本为非零值的 λ 取值范围为信道多普勒谱范围。设最大多普勒频偏为 B_d , 则 $\lambda \in [-B_d, B_d]$ 。 $G(\lambda)$ 的主瓣范围为 $[-1/T_s, 1/T_s]$ 。所以 $C'_\lambda(\lambda)$ 的主要能量区间为 $[-(B_d + 1/T_s), B_d + 1/T_s]$ 。可将 $c(t) g_{T_s}(t)$ 展开成级数形式²⁾:

$$c(t) g_{T_s}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j2\pi kt/T_s} \approx \sum_{k=-K}^K C_k e^{j2\pi kt/T_s} \quad (5)$$

其中 $C_k = \frac{1}{T_s} C'_\lambda(\frac{k}{T_s})$, $K = \lceil T_s B_d \rceil$ 。式(5)的意义在于, 它将时变衰落信道 $c(t)$ 分解成一组相互正交的子信道 $\{c_k(t), 0 \leq k < L\}$, 而且子信道 $c_k(t)$ 的幅度 $|C_k|$ 不随时间变化。²⁾

本文假设信道参数已知, 有关信道参数估计内容不在这里研究。

将式(5), 式(2)代入式(3), 接收信号可表示为

$$r_f(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{k=-K}^K b_i C_k q_i(t) e^{j2\pi kt/T_s} + z(t) \quad (6)$$

式中 $K = \lceil B_d T_s \rceil$, $C_k = \frac{1}{T_s} C'_\lambda(\frac{k}{T_s})$ 。

4 基于信道分解的最大似然接收

本节讨论同步时间扩展信号的最大似然接收。假设所有数据均为双极性二进制数据。

在已知信道系数 $\{C_k\}$ 和数据 $\{b_i\}$ 的条件下, 对数似然函数可表示为

$$\begin{aligned} A(r_f(t) | \{b_i\}, \{C_k\}) &= -\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left| r_f(t) - \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{k=-K}^K b_i C_k q_i(t) e^{j2\pi kt/T_s} \right|^2 dt \\ &= -\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |r_f(t)|^2 dt + \sum_{i=0}^{L-1} 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=-K}^K C_k^* b_i r(i, k) \right\} \\ &\quad - \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} \sum_{l=-K}^K \sum_{k=-K}^K b_i b_j C_k C_l^* Q_{i,j}(l-k) \end{aligned} \quad (7)$$

式中

$$r(i, k) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} q_i^*(t) r_f(t) e^{-j2\pi kt/T_s} dt \quad (8)$$

$$Q_{i,j}(k) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [e^{-j2\pi kt/T_s} q_j(t) q_i^*(t)] dt \quad (9)$$

数据 $\{b_i\}$ 的最大似然估计使式(7)最大。式(7)由3部分组成, 第1部分是 $|r_f(t)|^2$ 的积分, 它是共有项, 可以忽略; 第2部分中 $r(i, k)$ 是时间相关器, 用于处理信道快速衰落, 第2部分起到时域RAKE相关作用^[1]; 第3部分是扩展序列相关值, 反映了符号间干扰情况。

如果通过设计和处理, 使函数 $Q_{i,j}(k)$ 满足

$$Q_{i,j}(k-l) = \delta(k-l) \delta(i-j), \quad 0 \leq i, j < L, -K \leq k, l \leq K^3 \quad (10)$$

则式(7)可化简为

$$\begin{aligned} A(r_f(t) | \{b_i\}, \{C_k\}) &= -\int_0^{T_s} |r_f(t)|^2 dt + \sum_{i=0}^{L-1} 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=-K}^K C_k^* b_i r(i, k) \right\} \\ &\quad - \varepsilon_b \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{k=-K}^K |C_k|^2 \end{aligned} \quad (11)$$

式中 ε_b 为比特能量, 右边第3部分是常值, 表示符号间干扰可以忽略。忽略符号间干扰的二进制数据 b_i 的最大似然估

²⁾ 式中误差主要来自于窗函数频谱 $G(\lambda)$ 的旁瓣能量泄露。矩形窗能量泄露约为总能量的9.7%, 对通信性能的影响可以忽略不计。文中以后内容均按等式处理

³⁾ 时间扩展信号采用OFDM形式时不满足该式, OFDM在时变衰落信道中的处理作者在[9]中有专门讨论。

计测度为

$$U_i = \text{Re} \left\{ \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r_i(t) \left[\sum_{k=-K}^K C_k^* e^{-j2\pi kt/T_s} \right] q_i(t) dt \right\} \\ = \text{Re} \left\{ \sum_{k=-K}^K C_k^* r(i, k) \right\} \quad (12)$$

式(12)说明了基于信道分解的同步时间扩展信号的最大似然接收是一种分集接收技术。它进行 $2K+1$ 阶分集, 按最大比合并输出。

实际应用中, 多普勒频偏较小, 式(9)中 K 值也较小(一般情况下为 1), 积分项中的指数部分变化不大。对伪随机序列进行改进, 使其正交, 可作为时间扩展序列^[8]。在 $e^{-j2\pi kt/T_s}$ 近似不变的情况下, 通过滤波, 可使式(10)得到近似满足。

图 1 是用 m 序列构造序列的函数 $Q_{ij}(k)$, 扩展长度 256。由图可见, 在一定的扩展长度下, 通过选择扩展序列可以使函数 $Q_{ij}(k)$ 基本满足式(10)。

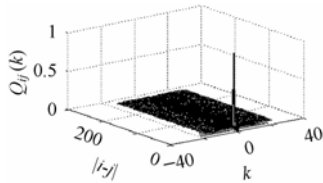


图 1 长度为 256 的伪随机扩展序列的函数 $Q_{ij}(k)$

5 同步时间扩展的性能分析与仿真

5.1 同步时间扩展的性能分析

将接收信号式(2)代入判决量表达式(12)得

$$U_i = \text{Re} \left\{ \varepsilon_b \sum_{k=-K}^K |C_k|^2 + b_i \sum_{k=-K}^K C_k^* N_{i,k} \right\} \quad (13)$$

式中 ε_b 是比特能量, $N_{i,k} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} b_i q_i^*(t) z(t) e^{-j2\pi kt/T_s} dt$, 是 $z(t)$ 在 $b_i q_i(t) e^{-j2\pi kt/T_s}$ 上的投影, 它是均值为 0, 方差为 $\frac{1}{2} N_0 \varepsilon_b$ 的白噪声。

式(13)与文献[1]中 RAKE 接收机的判决量非常相似, 下面采用文献[1]中的方法推导二进制双极性信号的差错率。

二进制双极性数据的差错率为

$$P_2(\gamma_b) = Q(\sqrt{2\gamma_b}) \quad (14)$$

其中 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$, $x \geq 0$, γ_b 为等效比特信噪比 SNR:

$$\gamma_b = \frac{\varepsilon_b}{N_0} \sum_{k=-K}^K |C_k|^2 = \sum_{k=-K}^K \gamma_k \quad (15)$$

式中 γ_k 为第 k 条子信道的瞬时 SNR。

文献[1]在研究 RAKE 接收时推导了类似分集的性能。现给出双极性调制的结论。详细的推导和其它调制方式下的性能请参考文献[1]。

定义信道平均信噪比 $\bar{\gamma}_c$:

$$\bar{\gamma}_c = \frac{\varepsilon_b}{N_0} \sum_{k=-K}^K E|C_k|^2 \quad (16)$$

误码特性为

$$P_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=-K}^K \pi_k \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k}{1 + \bar{\gamma}_k}} \right] \quad (17)$$

其中 $\pi_k = \prod_{i=-K, i \neq k}^K \frac{\bar{\gamma}_k}{\bar{\gamma}_k - \bar{\gamma}_i}$, $\bar{\gamma}_k = \frac{\varepsilon_b}{N_0} E|C_k|^2$ 。当 $\bar{\gamma}_k$ 足够大(大于 10dB)时, 误码率近似为

$$P_2 \approx \left(\frac{4K+1}{2K+1} \right) \prod_{k=-K}^K \frac{1}{4\bar{\gamma}_k} \quad (18)$$

5.2 性能仿真与比较

异步时间扩展受到符号间干扰的影响, 系统性能较差, 文献[4]中提出了一种抑制干扰的算法, 在一定程度上提高了时间扩展系统性能的方法。它的性能在图 2 给出, 测试条件为衰落信道最大多普勒频移 90Hz, 数据速率 1.5625kbps, 时间扩展长度 $L=1024$ 。由于在相同信道传输条件下, 同步扩展可实现的扩展长度约为异步扩展的 2 倍, 因此, 同步扩展的扩展长度 $L=2048$ 。文献[4]中异步时间扩展算法和本文同步时间扩展分集接收算法的性能比较见图 2。测试条件为: Clark 衰落信道模型, 最大多普勒频移 90Hz, 数据速率 1.5625kbps, 文献[4]算法采用异步时间扩展模型, 文献[6]算法和本文分集算法采用同步时间扩展模型。在 10^{-3} 误码率时, 本文算法所需的 E_b/N_0 较文献[4]算法减少了 7.1dB, 本文算法取得了较好的扩展增益。从图 2 可以发现, 文献[4]的时间扩展方法存在明显的“误码地板效应”, “误码地板”为 5×10^{-4} , 而本文算法没有明显的“误码地板”。

作者在文献[6]中还提出了一种同步时间扩展的接收算法。图 2 也比较了本文分集接收算法和文献[6]算法的差异。在相同扩展长度($L=1024$)和信道环境下, 10^{-3} 误码率时, 分集算法所需的 E_b/N_0 较文献[6]算法减少了 5.4dB; 10^{-4} 误码率时, 减少了 5.5dB。本文分集算法较文献[6]的算法优越。

图 2 还给出了 AWGN 信道的误码性能。 10^{-4} 误码率时, 扩展长度 $L=1024$ 分集算法所需的 E_b/N_0 与 AWGN 信道相差 1.4dB。分集算法性能已逼近 AWGN 性能。

本文同步时间扩展的分集接收算法具有较好的性能。

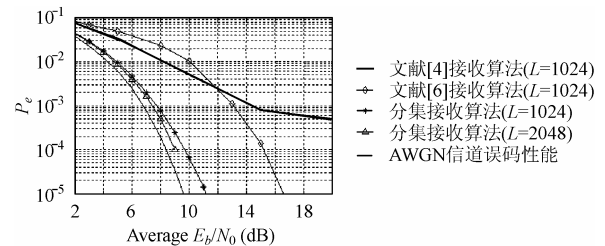


图 2 时间扩展不同接收算法性能比较图

7 结束语

通过时间扩展增加数据传输的持续时间,以长时间的统计值取代瞬时抽样值,可以提高抵抗衰落和噪声的能力。时间扩展面临的主要困难是处理扩展后数据相互重叠形成的符号间干扰。同步时间扩展可以将重叠控制在同一组中,同时减少了相互干扰数据的数目。时变衰落信道具有一定的多普勒频移,衰落信道的多普勒分解表示将信道分解成若干固定频偏、幅度固定的子信道。时间扩展中基于信道的多普勒分集处理与扩频通信中的 RAKE 处理技术互相对偶,可以有效提高通信的性能。在多普勒扩展适中的衰落信道中,时间扩展处理也可达到较好的效果。研究还发现分集接收技术对不同类型多普勒谱的衰落不敏感,具有较好的适应性。

分集算法性能的取得没有占用额外的频率带宽,也没有增加额外的开销,它是在衰落信道状态已知条件下,通过对信号进行处理得到的。一方面它采用同步时间扩展,减少了多径效应带来的符号间干扰,增强了处理衰落和抵抗干扰的能力。另一方面它利用了多普勒频移进行分集,将时变多径效应的影响大大降低,取得了优异的性能。

以上是同步时间扩展信号的分集接收算法较异步扩展算法和其它同步扩展接收算法的改进之处。

同时,需要指出的是,分集算法性能的取得是以高数据处理复杂度为代价获得的。分集接收算法的信号处理复杂度主要体现在信道分解和分集接收,复杂度与分集阶数成正比。系统性能的提高是建立在分集基础上的,分集阶数越大,性能越好。文献[6]算法的处理复杂度与异步算法处理复杂度相当。在图 2 的性能仿真中,不考虑信道估计,同步时间扩展处理的分集复杂度约为其它两种算法复杂度的 230 倍。

同步时间扩展分集接收性能的提高是以增加处理复杂度为代价得到的。

参 考 文 献

- [1] Proakis J. Digital Communications, New York, McGraw Hill, 4th ed., 2001: 822 – 830, 842 – 851.
 - [2] Wittneben A. An energy- and bandwidth-efficient data transmission system for time-selective fading channels. in Proc. IEEE GLOBECOM, San Diego, CA., Dec. 1990: 1968 – 1972.
 - [3] Davies E T J, Linde L P. A novel time spread mechanism to combat flat fading. in COMSIG 97 Proc., Grahamstown, South African, Sept. 1997, 59 – 62.
 - [4] Swanepoel S A, Linde L P. A time spread technique with interference cancellation for fading mobile communication channels. 1999 IEEE AFRICON, Cape Town, South Africa, Sept. 1999: 131 – 134.
 - [5] Meng D, Wu Z, Liang H, Wu W. A novel time spreading technique for fading mobile channels. in FTC 2003 Proc., Beijing, China, Dec. 2003: 301 – 304.
 - [6] 孟德香, 梁红玉, 吴伟陵. 基于同步时间扩展处理的信道编码, 无线电工程, 2004, 34(3): 7 – 9.
 - [7] Sayeed A M, Aazhang B. Exploiting Doppler diversity in mobile wireless communications. in Proc. 1997 Conf. Information Sciences and Systems (CISS'97), Baltimore, MD, 1997: 287 – 292.
 - [8] Lee J S, Miller L E 等著, 许希斌, 周世东等译. CDMA 系统工程手册(CDMA System Engineering Handbook), 北京人民邮电出版社, 2001.
 - [9] Andoh H, Sawahashi M, Adachi F. Channel estimation using time multiplexed pilot symbols for coherent Rake combining for DS-CDMA mobile radio. in Proc. PIMRC'97, Helsinki, FI, Sept., 1997: 954 – 958.
- 孟德香: 男, 1973 年生, 博士生, 研究方向为移动通信信号处理、信道编码等。
- 吴湛击: 男, 1977 年生, 博士, 松下电器尖端移动通信研究所的高级研究员, 研究方向为编码理论、移动通信中的关键技术等。
- 梁红玉: 女, 1970 年生, 博士, 研究方向为空时编码、OFDM 等。
- 吴伟陵: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会信息论分会主任委员, 从事信息论、信息处理与移动通信方面的教学和科研工作。