

一种新的 CDMA2000 多载波解调方法

许昌龙, 蒋良成, 尤肖虎

(东南大学移动通信国家重点实验室, 南京 210096)

摘 要: CDMA2000 采用多载波和直接序列扩频两种方式来达到提供宽带数据业务的目的. 本文针对 CDMA2000 前向信道的三载波调制方式, 提出了一种新的多载波解调方法. 文章首先分析了三载波的调制结构, 根据 Rake 接收机的原理, 推导出相应 CDMA2000 前向 RAKE 接收机模型并给出解调结构. 最后, 用 COSSAP 软件对此模型进行了仿真, 给出了仿真结果.

关键词: CDMA2000; RAKE 接收机; 多载波

中图分类号: TN929.533 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2000)11A-0159-03

A Novel Demodulation Approach for Multi-carrier of CDMA2000

XU Chang-long, JIANG Liang-cheng, YOU Xiaohu

(NCRL of Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Multi-carrier and direct spread are utilized by CDMA2000 for supporting wideband data service. A novel demodulation approach is proposed for multi-carrier of CDMA2000. In this paper, the structure of multi-carrier is shown and the principle of REKE receiver is discussed. Then, the structure of bandpass RAKE receiver and the model of demodulation are depicted. We also present simulation results about the system performance.

Key words: CDMA2000; RAKE receiver; Multi-carrier

1 引言

近年来, 基于码分多址(CDMA)技术的第三代无线通信系统, 因其具有容量大、通信质量好、支持高速率的数据业务等特点, 已成为通信领域的研究热点.

CDMA2000^[1]是北美基于 IS-95^[2]系统发展而来的第三代无线通信系统. 在前向信道结构上, CDMA2000 采用多载波和直接序列扩频两种方式来达到提供宽带数据业务的目的. 在多载波方式中, 每个载波的切普速率均为 1.2288MHz, 在频谱分配上很容易和 IS-95 相兼容. CDMA2000 标准中, 只规定了发射技术的具体建议, 几乎不涉及接收部分, 所以, 接收技术是研究的重点. 本文就是针对 CDMA2000 前向多载波信道的发射技术标准, 提出了相应的接收方案, 并进行软件仿真和性能分析.

2 多载波调制结构

CDMA2000 前向信道支持 5 种切普速率, 即 $N \times 1.228$ MHz ($N = 1, 3, 6, 9, 12$). 当 $N > 1$ 时, 可选择多载波和直接扩频两种方式. 本文只讨论 $N = 3$ 时的多载波调制方式. 下面介绍多载波的调制结构, 如图 1 所示.

这个调制结构适用于所有的前向信道. 图 1 中的信道是指经过卷积编码、交织、映射及长码扩频后的信息比特. 信息

比特流被分解成六路, 分别对应于三个载波的实部与虚部, 再进行载波调制. 对于导频信道, 三个载波的实部全为 1, 虚部全为 0. 而对于同步信道, 由于速率很低, 不要多路分解, 只需用一个载波即可. 图 1 中三个载波的频率分别是 1.25MHz、2.5MHz 和 3.75MHz. 最后, 三个载波相加后的准基带信号(带有载波的基带信号)被送往发射机. 图 2 显示每个了载波的具体调制结构. 每个载波先进行沃尔什正交扩频, 沃尔什函数的长度随着信道速率的变化而变化, 信道速率越高, 沃尔什函数的长度越短. QOF_{sign} 是 +1/-1 的序列, 由它来提供准正交 Walsh 函数的掩码. $Walsh_{r,c}$ 的值为 1 时, 表示翻转使能. 图 2 中 PV_1 和 PV_0 的切普速率都是 1.2288MHz, 其生成多项式与 IS-95 的相同.

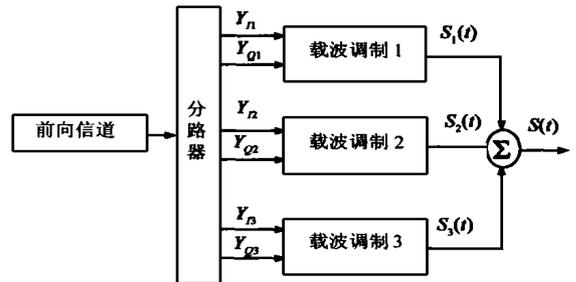


图 1 CDMA2000 前向信道多载波调制结构

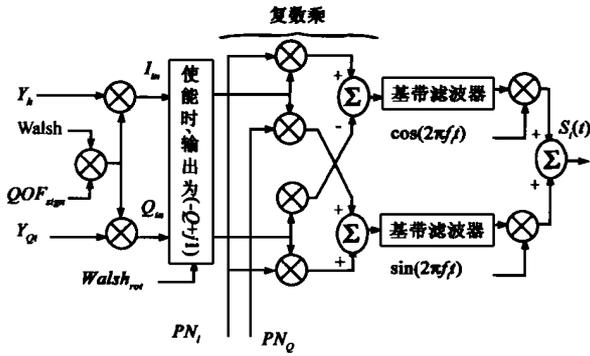


图 2 每一个载波的调制结构

3 解调结构

为达到节省的目的,接收机只设置了一套模拟接收电路把信号从中频搬移至准基带.准基带信号经带宽为 5MHz 的模拟滤波器后,进行 A/D 采样.对 A/D 采样后的每一路信号,先将其搬到基带,经基带滤波后,再进行 RAKE 接收.多载波解调结构如图 3 所示.

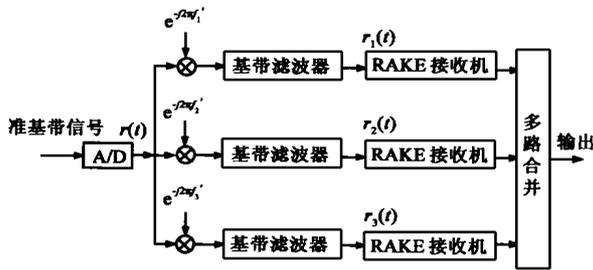


图 3 多载波解调结构

4 RAKE 接收机

众所周知,当数字信号通过频率选择性信道时,可以用一个系数是时变且统计独立的抽头延时线模型来等效.由此,可得到传统的 RAKE 接收机模型^[3].考虑 CDMA2000 的前向多载波调制特性,本文提出了相应的 RAKE 接收机模型.

假设前向信道由导频信道和 K_u 个业务信道.利用图 1 的调制结构,等效准基带发射信号可表示为:

$$u(t) = x_0(t) + \sum_{i=1}^{K_u} x_i(t) = \sum_{i=0}^{K_u} \sum_{m=1}^3 \sqrt{P_i} d_{im}(t) \cdot \text{Wal}_i(t) p_n(t) e^{j2\pi f_m t} \quad (1)$$

式中 $x_i(t)$ 表示第 i 个业务信道的信号, $x_0(t)$ 表示的是导频信道,它是全 1 的序列并使用 0 号 Walsh 函数来扩频. P_i 是第 i 个信道的发射功率, $d_{im}(t)$ 表示第 i 个信道在第 m 个载波上扩频前的复信息序列,是取值为 +1 或 -1 的等概序列, $\text{Wal}_i(t)$ 是分配给第 i 信道的 Walsh 函数, f_m 是第 m 个载波的频率, $p_n(t)$ 是等效复 PN 序列,由 I、Q 两路 PN 码组成.

经过有 L 个抽头的抽头延时线信道模型后,接收的准基带信号为

$$r(t) = \sum_{k=0}^{L-1} c_k(t) u(t - kT_c) + n(t) \quad (2)$$

式中时变的抽头系数 $\{c_k(t)\}$ 是统计独立的复高斯过程.设 $c_k(t) = a_k(t) e^{-j\theta_k}$, 其模值 $a_k(t)$ 和相位 $\theta_k(t)$ 分别满足瑞利分布和 $[0, 2\pi]$ 间的均匀分布.

$r(t)$ 乘以复数 $e^{-j2\pi f_n t}$ 来完成对载波 f_n 的频谱搬移.即

$$r(t) e^{-j2\pi f_n t} = \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} c_k(t) u(t - kT_c) + n(t) \right\} e^{-j2\pi f_n t}, \quad n = 1, 2, 3 \quad (3)$$

将式(1)代入式(3)得到

$$r(t) e^{-j2\pi f_n t} = \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} c_k(t) \sum_{i=0}^{K_u} \sum_{m=1}^3 \sqrt{P_i} d_{im}(t - kT_c) \text{Wal}_i(t - kT_c) e^{j2\pi f_m(t - kT_c) + n(t)} \right\} e^{-j2\pi f_n t} \\ = \sum_{k=0}^{L-1} c_k(t) \sum_{i=0}^{K_u} \sum_{m=1}^3 \sqrt{P_i} d_{im}(t - kT_c) \text{Wal}_i(t - kT_c) \cdot p_n(t - kT_c) e^{-j2\pi f_m kT_c} e^{j2\pi(f_m - f_n)t} + n(t) e^{-j2\pi f_n t} \quad (4)$$

由于图 3 中的基带滤波器的带宽为 1.2288MHz, 只有当 $f_m = f_n$ 时,即和 f_n 具有相同频率的载波上的基带信号才能通过该滤波器.这时,通过滤波器的基带信号可表示为

$$r_n(t) = \sum_{k=0}^{L-1} c'_k(t) \sum_{i=0}^{K_u} \sqrt{P_i} d_{im}(t - kT_c) \cdot \text{Wal}_i(t - kT_c) p_n(t - kT_c) + n'(t) \quad (5)$$

上式中 $c'_k(t) = c_k(t) e^{-j2\pi f_n kT_c}$, $n'(t) = n(t) e^{-j2\pi f_n t}$.

相应的带通 RAKE 接收机如图 4 所示.在 lT_c 到 $lT_c + T_s$ 的时间间隔内,对信道 h ,在第 n 个载波 RAKE 接收机的第 l 个抽头上的相关结果为:

$$y_{hnl} = \int_{T_c}^{T_c + T_s} r_n(t) p_n^*(t - lT_c) \text{Wal}_h(t - lT_c) dt \\ = \int_{T_c}^{T_c + T_s} \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} c'_k(t) \sum_{i=0}^{K_u} \sqrt{P_i} d_{im}(t - kT_c) \text{Wal}_i(t - kT_c) p_n(t - kT_c) + n'(t) \right\} p_n^*(t - lT_c) \text{Wal}_h(t - lT_c) dt \quad (6)$$

考虑沃尔什函数的正交性和扩频码的自相关特性,上式可简化为:

$$y_{hnl} = \sqrt{P_h} \int_{T_c}^{T_c + T_s} c'_k(t) d_{hn}(t - lT_c) \text{Wal}_h(t - lT_c) dt + z_{hnl} \quad (7)$$

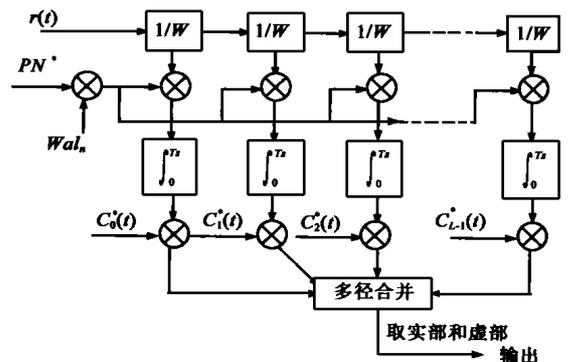


图 4 RAKE 接收机的结构

式中 z_{hnl} 是白噪声在相关器的输出,包括由信道时延造成沃尔什函数不对齐而产生的多址干扰和由扩频码的自相关特性不

理想产生的多径干扰。

如果在一个符号间隔 T_s 内, 信道系数 $c'_l(t)$ 不变, 记为 c_l , 对式(7)表示的相关结果可以表示为:

$$y_{hd} = 2 \sqrt{P_h T_s} c_l d_{hn} + z_{hd} \quad (8)$$

由于式(8)的结果带有相位因子, 为了将各个抽头的输出信号合并, 要对抽头的输出信号进行相位校正, 若采用最大比合并方式, 只需乘以信道抽头系数 c_l 的复共轭, 这样就可以得到最优判决变量:

$$U_{hd} = \operatorname{Re} \left[\sum_{l=0}^{L-1} y_{hd} c_l^* \right] \quad (9)$$

对每个载波上的最优判决结果并串转换后, 就可以进行解交织与译码, 得到信息比特。

为了估计信道抽头系数 c_l , RAKE 接收机中有一个信道测试单元, 利用导频信道来估计 c_l

$$y_{pd} = \int_{T_c}^{T_c + T_c} r_n(t) p_n^*(t - T_c) dt \quad (10)$$

上式中 N_{pn} 是大于 1 的整数。由于导频信道未调制数据, 所以 N_{pn} 应在满足 c_l 基本不变的情况下尽可能取最大值, 从而提高信道估计的准确度。这样式(10)可以表示为:

$$y_{pd} = 2N_{pn} T_c \sqrt{P_0} c_l + z_{pd} \quad (11)$$

所以可以得到 c_l 的估计值:

$$\hat{c}_l = \frac{y_{pd}}{2N_{pn} T_c \sqrt{P_0}} \quad (13)$$

5 仿真结果

基于上面所建立的模型, 用 COSSAP 软件包对 CDMA2000 3X 前向信道的 RAKE 接收机的特性进行仿真。选用前向信道中的基本业务信道, 其结构如下: 20 毫秒每帧, 帧长为 768 比特, 加 16 位 CRC 和 8 位的尾比特, 1/3 卷积编码, 2304 比特的块交织^[4]。采用图 1 的结构, 其中 Walsh 码的长度为 64 比特, 且三个载波使用相同的 Walsh 码。RAKE 接收机的多径搜索步长为 1 个 chip, 搜索窗的大小为 12 个 chip, 分集数为 3, 采用最大比合并。采用 ITU 推荐的 M. 1225 信道模型和加性高斯白噪^[5]。

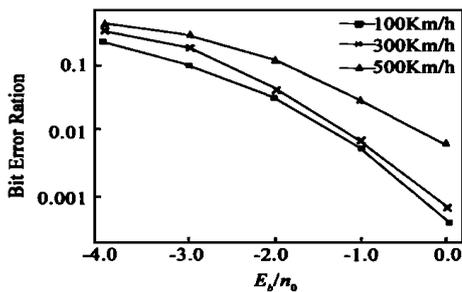


图 5 不同车速下接收机的性能比较

基于以上的仿真系统, 对在不同车速、不同导频积分长度这两种情况下, 接收机的性能进行了仿真。当信道参数估计区间长度 N_{pn} 为 512 个 chip 时, 不同车速下接收机的性能如图 6 所示。可以看出, 在车速较低的情况下, RAKE 接收机可以达到传输数据的要求。当车速大于 300km/h 时, RAKE 接收机已

不能正常工作。

为了使信道估计更加精确, 应该尽量增加导频信道的积分长度, 不过要保证信道的抽头系数在此期间几乎保持不变。但在车速很高的情况下, 信道的抽头系数变化较快, 要求导频信道的积分长度又不能太长。这一点在图 6 中得到了验证。图

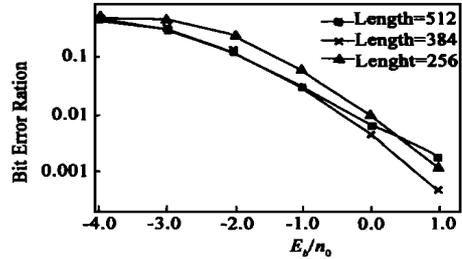


图 6 不同信道参数估计区间长度下接收机的性能

6 给出了在不同信道参数估计区间长度下接收机的性能。在车速为 500 公里/小时的条件下, 当积分长度为 512 个 chip 时, 接收机不能正确估计快速变化的抽头系数, 所以性能很差。当把积分长度减为 384 个 chip 时, 接收机能正确估计抽头系数, 性能有很大的改善。而积分长度进一步减为 256 个 chip 时, 虽然可以正确估计抽头系数, 但积分长度变短使得估计精确度下降, 效果反而比 384 个 chip 的差。可见, 改变信道参数估计区间长度, 可以作为提高高车速下接收机性能的一种改进方法^[6]。

6 结论

本文针对 CDMA2000 前向信道的三载波调制方式, 提出了一种新的多载波解调方法。经仿真证明在车速低于 300km/h 的情况下是完全可行的, 并给出了一种高车速下的改进方法。

参考文献:

- [1] TIA/EIA/IS-2000 2 Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum System [S]. 1999, 6.
- [2] TIA/EIA/IS-95A. Mobile Station Base Station Compatibility Standard for Dual Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System [S]. 1995.
- [3] Proakis J.G. Digital Communications [M]. McGraw-Hill Inc, 1995.
- [4] Introduction to CDMA 2000 standards for spread spectrum system [S]. 1999, 7.
- [5] 华似韵, 随机过程 [M]. 东南大学出版社, 1988: 321-334.
- [6] Xu Changlong, You Xiaohu. Model of the rake receiver for CDMA2000 reverse link [J]. Journal of Southeast University, Dec. 1999, 15.

作者简介:

许昌龙 1972 年生, 分别于 1995 年和 1998 年在东南大学无线电信工程系获学士及硕士学位。现在东南大学无线电移动通信国家重点实验室攻读博士学位。主要从事第三代移动通信的关键技术的研究。

蒋良成 1962 年生, 分别于 1990 年和 1994 年于东南大学信号与信息处理专业获硕士及博士学位。现为东南大学移动通信国家重点实验室副教授, 主要从事移动通信系统的研究开发工作。