在微蜂窝码分多址小区的上行链路实现比特同步的设想 [1]

姜为民 李承恕 *

(广东江门五邑大学 广东 529020)
*(北方交通大学现代通信研究所 北京 100044)

摘 要 本文认为在微蜂窝小区的结构下，即蜂窝小区的半径在 100m 到 200m 时，可由小区基站发出比特同步信息，小区内的各手持机根据接收到的比特同步信息，实现上行链路的比特同步通信。本文的分析和计算表明，同步通信可显著地降低误码率。

关键词 微蜂窝小区，码分多址，上行链路

中图号 TN92

1 概 述

蜂窝码分多址有两条链路，由小区基站发向移动台的信号组成了下行链路，由移动台发向小区基站的信号组成了上行链路。下行链路的信号由基站统一发出，很容易做到不同用户的信号的互相同步，对于上行链路，因为各个移动台发信号的随机性，一般认为只能使用异步的方式。

在未来微蜂窝小区的结构下，比如小区半径是一百多米，则可由基站发一路广播信号，而小区内的各手持机从中提取比特同步信息，并根据这一同步信息完成上行链路信号的发送，这样基站收到的各个不同的移动用户的信号都是比特同步的。

微蜂窝小区的结构保证电波延时和多径效应不会对比特同步有过大的影响。设微蜂窝小区的半径为 200m ，话音加编码之后的数据率是 20kbps ，则每数据比特宽 $50\mu s$ 。靠近基站的用户和靠近小区边缘的用户所收到的基站的比特同步信息有 $2/3\mu s$(光速为 3×10^{10}m/s) 的时间差，基站收到的两者的信号最大会有 $4/3\mu s$ 的比特时差，但可以认为各用户信号之间是比特对齐 (同步) 的。

微蜂窝小区的电波传播以直线传播为主，不呈现强的多径效应，即使有多径传播，由于小区半径不大，不会对比特同步有大的影响。

基站的比特同步信息可按如下方式发生：在不间断的 0 ， 1 相间的比特流上加上一特别的扩频码，每个移动台都对这一路扩频码进行解调，得到一个连续的 0 ， 1 相间的同步信息。如果按 QUALCOMM 公司的体制，以 WALSH 函数划分信道，则可把同步信号加在一特定的 WALSH 函数中，每个移动台都对这一 WALSH 函数进行解调。

同步带来的好处是误码率的降低，误码率的降低意味着可容纳更多的用户。本文在以后的诸节中从直观上和数学分析上比较同步链路和非同步链路的性能差别。对于现在的 10km 左右的蜂窝上述方法是不可取的，因为电波传播的延时已相当于比特时宽，且多径效应严重。

2 系统描述和直观上的比较

设微蜂窝小区的基站位于小区的中心，移动台具有理想的功率控制系统，因而不论其是靠近基站还是在小区的边缘，其发射的信号到达基站时具有相等的功率。基站要接收的一路信号可表示为

[1] 1995-01-29 收到， 1995-11-16 定稿

$$s_0(t)=a_0(t)b_0(t)\cos(\omega t),\tag{1}$$

其中 $b_0(t)$ 是信息序列，比特时宽设为 T ，以概率 1/2 分别取值 1 和 -1 ，各比特之间互相独立； $a_0(t)$ 是扩频序列，扩频码元时宽为 T_c ，设 $N=T/T_c$ ， N 就是扩频处理增益；设每一比特信息中都填充了一个周期的扩频序列，即 $a_0(t)$ 的周期是 T ； ω 是载波频率；接收机为相干接收，由于认为接收机可以理想地跟踪发射机的相位变化，随机相位一项没有出现。

基站的一路处理器在接收一路信号时，其它各路信号均是多用户干扰，它们可表示为

(1) 同步时

$$s_i(t)=a_i(t)b_i(t)\cos(\omega t+\theta_i),\qquad i=1,2,\cdots,M;\tag{2}$$

(2) 异步时

$$s_i(t)=a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\cos(\omega t+\theta_i),\qquad i=1,\cdots,M;\tag{3}$$

式中 $b_i(t)$ 是第 i 路的信息序列， $a_i(t)$ 是第 i 路的扩频序列，分别有与 $a_0(t), b_0(t)$ 相对应的特性； θ_i 是不同移动台的载波之间的随机相位差，为 $(0,2\pi)$ 均匀分布。在异步时，由于移动台发信号的随机性，各用户之间的信息比特是不对齐的。 τ_i 表示 $s_i(t)$ 与 $s_0(t)$ 之间的时差，为一均匀分布于 $(0,T]$ 的随机变量。设各随机变量是互相独立的。由于假定了理想的功率控制，功率一项没有出现。

先看同步时的接收机的输出。加在接收机输入端的信号为

$$r(t)=s_0(t)+\sum_{i=1}^{M}s_i(t).\tag{4}$$

接收机的输出为

$$\begin{aligned}g_0=&\int_0^T a_0^2(t)\cos^2(\omega t)\cdot\mathrm{d}t\\&\sum_{i=1}^{M}\int_0^T a_i(t)a_0(t)b_i(t)\cos(\omega t)\cos(\omega t+\theta_i)\mathrm{d}t.\end{aligned}\tag{5}$$

设在接收时的 $b_0(t)$ 的码元为 1 ，忽略高频项，则

$$g_0=\frac{1}{2}T+\sum_{i=1}^{M}\frac{1}{2}\cos\theta_i\int_0^T a_0(t)a_i(t)b_i(t)\mathrm{d}t.\tag{6}$$

设 $b_i(t)$ 在接收时的码元为 b_i ，则

$$g_0=\frac{1}{2}T+\sum_{i=1}^{M}\frac{1}{2}b_i\cos\theta_i\int_0^T a_0(t)a_i(t)\mathrm{d}t.\tag{7}$$

$\int_0^T a_0(t)a_i(t)\mathrm{d}t$ 是两个不同扩频序列的时间互相关值。如果在选择扩频序列时，选定不同的扩频序列的互相关值为 ρ_i ，则

$$\int_0^T a_0(t)a_i(t)\mathrm{d}t = \rho_i T. \tag{8}$$

$$g_0 = \frac{1}{2}T(1 + \sum_{i=1}^{M} \rho_i b_i \cos\theta_i). \tag{9}$$

令 $G_0 = 1 + \sum_{i=1}^{M} \rho_i b_i \cos\theta_i$ ，则可将其作为统计判决量。

对于非同步时的情形有

$$g_0' = \int_0^T a_0^2(t)\cos^2(\omega t) b_0(t)\mathrm{d}t + \sum_{i=1}^{M}\int_0^T a_0(t)a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\cdot\cos(\omega t)\cos(\omega t+\theta_i)\mathrm{d}t. \tag{10}$$

仍设 $b_0(t)$ 在接收时为 1 ，则有

$$g_0' = \frac{1}{2}T + \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{M}\int_0^T a_0(t)a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\cos\theta_i\mathrm{d}t. \tag{11}$$

考察 $\int_0^T a_0(t)a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t$ ，这时积分跨越了两个 $b_i(t)$ 的码元，一段是 $(0,\tau_i)$ ，另一段是 (τ_i, T) ，分别设这两段的 $b_i(t)$ 为 b_{i1} 和 b_{i2} ，则有

$$\int_0^T a_0(t)a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t = b_{i1}\int_0^{\tau_i} a_0(t)a_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t + b_{i2}\int_{\tau_i}^{T} a_0(t)a_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t. \tag{12}$$

下面作一个对比，比较一下 $\int_0^T a_0(t)a_i(t)\mathrm{d}t$ ， $\int_0^{\tau_i} a_0(t)a_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t$ ， $\int_{\tau_i}^T a_0(t)a_i(t-\tau_i)dt$ 的性态。

第一个积分公式是同步时的输出的关键部分，为 $a_0(t)$ 与 $a_i(t)$ 互相关，其特性完全可在选择扩频函数时决定。后两个积分公式是 $a_0(t)$ 与 $a_i(t)$ 不满一个周期的互相关。在数学上，不满一个周期的互相关的相关值具有什么特性，尚无明确结论，但有一点可以肯定，那就是其互相关值是比不上满周期的互相关值的；否则的话，人们就可用不满一个周期的互相关来区分不同的用户了。

由此看来 (12) 式不但分裂为两项，且各项的性能都比不上 $\int_0^T a_0(t)a_i(t)\mathrm{d}t$ ，因此可以说非同步系统有比同步系统高一倍的多用户干扰。

3 同步时的误码率分析——准确的解析式

将 (9) 式改写为

$$G_0 = b_0 + \sum_{i=1}^{M} b_i \cos\theta_i \cdot \rho_i. \tag{13}$$

判决准则为 $G_0 > 0$，则 $b_0 = 1$；$G_0 < 0$，则 $b_0 = -1$。

设发送端发 -1 为事件 H_0，发 1 为事件 H_1，接收端判决 -1 为 D_0，判决 1 为 D_1，则误码率可表示为

$$P_e = P(H_0)P(P_1/H_0) + P(D_1)P(D_0/H_1). \tag{14}$$

因为

$$P(H_0) = P(H_1) = 1/2,$$

$$P(D_1/H_0) = P(\sum_{i=1}^{M} b_i \cos\theta_i < 1), \tag{15}$$

$$P(D_0/H_1) = P(\sum_{i=1}^{M} b_i \cos\theta_i > -1), \tag{16}$$

所以

$$P_e = \frac{1}{2}[1 - P(-1 < \sum_{i=1}^{M} b_i \cos\theta_i < 1)]. \tag{17}$$

令 $\beta = \sum_{i=1}^{M} \rho_i b_i \cos\theta_i$，$\beta_i = \rho_i b_i \cos\theta_i$，则各 β_i 是互相独立的，β_i 的特征函数可表示为

$$\begin{aligned} F_i(t) &= E[\exp(j\beta_i t)] = E[\exp(j\rho_i b_i \cos\theta_i t)] \\ &= E\{\cos[\rho_i(\cos\theta_i)t]\} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \cos[\rho_i(\cos\theta_i)t] \cdot \mathrm{d}\theta_i. \end{aligned} \tag{18}$$

注意，b_i 为取值 ±1 的离散随机变量。由于各 β_i 的形式的相似性，如各 ρ_i 相等，则

$$F_i(t) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \cos[\rho(\cos\theta)t]\mathrm{d}\theta, \qquad i = 1, 2, \cdots, M. \tag{19}$$

由于 β_i 的独立性，β 的特征函数为诸 β_i 的特征函数之积，有

$$F(t) = \left\{\cdot\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \cos[\rho(\cos\theta)t]\right\}^M \tag{20}$$

β 的密度函数为

$$\begin{aligned} f(x) &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} F(t)e^{-jtx}\mathrm{d}t \\ &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \left\{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \cos[\rho(\cos\theta)t]\right\}^M e^{-jtx}\mathrm{d}t. \end{aligned} \tag{21}$$

注意到 $F(t)$ 是 t 的偶函数，所以

$$f(x)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}(\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\cos[\rho(\cos\theta)t)]^M\cos tx\cdot\mathrm{d}t. \tag{22}$$

而

$$P_e=\frac{1}{2}P(-1<\beta<1)=\frac{1}{2}[1-\int_{-1}f(x)dx]. \tag{23}$$

$f(x)$ 是 x 的偶函数，所以

$$P_e=\frac{1}{2}-\int_0^1 f(x)d(x). \tag{24}$$

4　非同步时的误码率分析——准确的解析式

将非同步时的判决统计量写为

$$G=b_0+\sum_{i=1}^{M}\frac{\cos\theta_i}{T}\int_0^T a_0(t)a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t. \tag{25}$$

令

$$\eta'=\sum_{i=1}^{M}\frac{\cos\theta_i}{T}\int_0^T a_0(t)a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t. \tag{26}$$

同前一节的讨论类似，接收时的误比特率可写为

$$P_e=1/2[1-P(-1<\eta'<1)]. \tag{27}$$

令

$$\eta_i'=\frac{\cos\theta_i}{T}\int_0^T a_0(t)a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t,\qquad i=1,2,\cdots,M, \tag{28}$$

则 η' 为 M 个独立的 η_i' 之和。为了计算 (27) 式，需求得 η_i' 的特征函数，先将 η_i' 做一些变换：

$$\eta_i'=\frac{\cos\theta_i}{T}\left[b_i'\int_0^{\tau_i}a_0(t)a_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t+b_i''\int_{\tau_i}^{T}a_0(t)a_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t\right], \tag{29}$$

b_i' 和 b_i'' 是两个独立的信息码元。令

$$R_i(\tau_i)=\int_0^{\tau_i}a_0(t)a_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t, \tag{30}$$

$$\hat{R}_i(\tau_i)=\int_{\tau_i}^{T}a_0(t)a_i(t-\tau_i)\mathrm{d}t, \tag{31}$$

由于 $a_0(t)$ 和 $a_i(t)$ 是 T 的周期函数，有

$$\hat{R}_i(\tau_i)=R_i(T-\tau_i). \tag{32}$$

设 η_i 的特征函数为 $H_i(t)$ ，则

$$H_i(t) = E[\exp(jt\eta_i)]. \tag{33}$$

不难推得：

$$H_i(t) = \frac{2}{\pi T}\int_0^T\int_0^{2\pi}\cos(t\cdot x(\tau_i)\cdot\frac{\cos\theta_i}{T})\mathrm{d}\tau_i\cdot\mathrm{d}\theta_i + \frac{2}{\pi T}\int_0^T\int_0^{2\pi}\cos(t\cdot y(\tau_i)\cdot\frac{\cos\theta_i}{T})\mathrm{d}\tau_i\cdot\mathrm{d}\theta_i \tag{34}$$

其中

$$x(\tau_i) = R_i(\tau_i) + \hat{R}_i(\tau_i), \tag{35}$$

$$y(\tau_i) = R_i(\tau_i) - \hat{R}_i(\tau_i), \tag{36}$$

由于 η_i 结构的相似性，可得 η' 的特征函数为

$$H(t) = (H_i(t))^M, \tag{37}$$

η' 的密度函数可写为

$$f(x) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}H(t)e^{-jtx}\mathrm{d}t, \tag{38}$$

而

$$P_e = \frac{1}{2}\left[1 - \int_{-1}^{1}f(x)\mathrm{d}x\right]. \tag{39}$$

5 数值结果和结论

本文计算了 5 个用户使用两种不同的伪随机码时的同步误比特率和非同步误比特率。两种伪随机码的码长分别为 511 和 1023 。

当码长是 511 时，5 个用户使用的 PN 码发生函数为 (1)x^9+x^4+1 ，(2)$x^9+x^6+x^4+x^3+1$ ，(3)$x^9+x^8+x^5+x^4+1$ ，(4)$x^9+x^8+x^6+x^5+1$ ，(5)$x^9+x^8+x^7+x^2+1$ 。PN 码发生器的初始状态都为 $0,0,\cdots,0,1,$ 。这时算得，同步时的 P_e 为 3.426×10^{-8} ，非同步时的 P_e 为 8.121×10^{-8} 。

当码长是 1023 时， 5 个用户使用的 PN 码发生函数为 (1)$x^{10}+x^3+1$ ，(2)$x^{10}+x^8+x^3+x^2+1$ ，(3)$x^{10}+x^6+x^5+x^3+x^2+x+1$ ，(4)$x^{10}+x^9+x^8+x^6+x^3+x^2+1$ ，(5)$x^{10}+x^8+x^7+x^6+x^5+x^4+x^3+x+1$ 。PN 码发生器的初始状态都为 $0,0,\cdots,0,1,$ 。这时算得，同步时的 P_e 为 4.172×10^{-9} ，非同步时的 P_e 为 8.132×10^{-9} 。

码分多址系统是以不同地址码的小的互相关性来区分不同的用户的，而这种互相关性的推导得来，都是在比特同步 (即码元位置是对准) 的基础上进行的。在实际使用时，如果是非同步的话，这种理论上的小的互相关性只具有参考意义。

本文提出了在微蜂窝小区 (100 ～ 200m 半径) 的上行链路实行比特同步的方案，并提出了同步之后的误比特率将降低一半。

参 考 文 献

[1] Lee W C Y. Overview of cellular CDMA. IEEE Trans. on Veh. Technol., 1991, VT-40(2): 291–302.

[2] Geraniotis E A. Pursley M B. Performance of coherent direct-sequence spread-spectrum communications over specular multipath fading channels. IEEE Trans. on Commun. 1988, COM-33(6): 502–517.

[3] 霍姆斯. J. K, 著，梁振兴，蔡开基译．相干扩展频谱系统．北京：国防工业出版社， 1991, 第七章、第八章.

THE BIT-SYNCHRONOUS COMMUNICATION ON THE UP-LINK OF MICRO-CELL CDMA SYSTEMS

Jiang Weimin　　Li Chengshu*

(*Wuyi University, Jiangmen, Guangdong* 529020)

*(*Modern Communication Research Institute, Northern Jiaotong University, Beijing* 100044)

Abstract This paper points out that in micro-cell situation, that is the cell's radius is between 100m and 200m, the cell's basestation can transmit the bit-synchronous information, and all the mobile phones of the cell can be bit-synchronous on the up-link according to this information. The analysis and calculation present that bit-synchronous can greatly decrease the bit-error probability.

Key words Micro-cell, CDMA, Up-link

姜为民：　男， 1961 年生，博士，从事通信和电子系统方面的研究.

李承恕：　男， 1932 年生，教授，博士生导师，长期从事无线通信方面的研究.