

# 采用CCSK承载非同步随机接入信息的方法

赵建平<sup>1</sup>, 张忠培<sup>2</sup>, 汤东海<sup>2</sup>

(1. 中兴通讯股份有限公司 西安 710065; 2. 电子科技大学通信抗干扰重点实验室 成都 610054)

**【摘要】**未来的移动通信系统要求提供的数据传输速率将高达100 Mb/s以上, 支持的业务也将从语音业务扩展到多媒体业务(包括实时的流媒体业务)。该文提出采用 $m$ 序列的不同循环移位来构建CCSK序列, 并在前导CAZAC序列上叠加CCSK序列, 以用于隐含承载接入信息。为了减少两个序列之间的相互影响, 调整两种序列之间的能量比例以及采用干扰消除, 将显著提高两种序列的检测性能。

**关键词** CCSK序列; 检测性能; 干扰抵消; 能量比例  
**中图分类号** TN91 **文献标识码** A

## A CCSK Carrying Non-Synchronization Information Technique for Random Access Receiver

ZHAO Jian-ping<sup>1</sup>, ZHANG Zhong-pei<sup>2</sup>, and TANG Dong-hai<sup>2</sup>

(1. ZTE Corporation, Xi'an 710065;

2. National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** The data transmission rate will be update to 100 Mb/s in future mobile communication system, which require to supply multimedia traffic. So, high spectrum effective and great capacity techniques need to be researched. In this paper, we put forward a random access information bearing method, in which a constant amplitude zero auto-correlation (CAZAC) sequences is added by a cyclic code shift keying (CCSK) sequences, and the CCSK sequences are constructed by circle shifting of  $m$  sequences. With the method, the mutual interference of two sequences will be reduced. To cancel the interference, one power ratio adjustment technique is proposed, which is able to improve detection performance dramatically by simulation.

**Key words** CCSK sequence; detection performance; interference cancellation; proportion of energy

上行随机接入可以保证上行多用户在发起接入或由非同步到同步状态的转化中, 保证到达基站的时间都同步在一个基准CP之内, 上行随机接入的一般性过程的操作可以采取上行发射前导信号作为定时参考, 基站测量上行发射前导的参考信号的到达时间, 与基准参考时间比较, 确定终端发射需要提前或者滞后的时间, 然后通过下行的命令, 将需要调整的时间亦多进制或者步进调整的方式通知终端调整发射时间。如何设计上行随机接入信号序列以信息检测方法是3GPP长期技术演进(LTE)标准制定所关心的热点问题, 现已提出了各种标准化提案。文献[1]在非同步随机接入时需要传送4~10 bit的信息量。传送这些信息有两种方式, 单独导引和导引与信息叠加的方式, 将信息比特隐含在导引序列中, 这种方式对于需要传送较多的信息比特时有很强的竞争力。但为了得到这些信息比特要进行解调、解

码信道估计等, 将给随机接入过程带来更大的开销, 并且增加了接入过程的时间。

文献[2]提出两种传送控制信息的方式: 一种是控制信息和序列一一对应的方式, 另一种是在前导序列上复用二进制信号, 采用了Walsh序列。但是对于第一种方法, 当传送的比特信息较多时要采用的前导序列比较多, 复杂度提高; 第二种方法在Walsh解调时复杂度较高。

文献[3]指出要达到前导序列的漏检和虚警检测概率为1%,  $E_p/N_0$ 要达到16 dB, 采用在前导序列后面传送控制信息比特的方法, 频谱的利用率比较低。

文献[4]的提案是文献[2]的延伸, 对两种方法作进一步的说明。在文献[5]中讨论了非同步RACH的帧结构并且提出了两种承载信息的方法: 时域方法和码域方法。阐述了两种方法的优势, 采用了码域的方法, 用Walsh码来传送信息比特。在文献[7]中估

计了要承载信息的大小, 并且给出了一种承载信息的方法。

本文考虑采用隐含信息传送方式, 即信息不是直接调制在前导上, 而是通过某种映射关系承载信息, 这种映射关系可以是信息直接与前导一一对应, 也可以在前导上叠加一个序列, 信息与叠加的序列一一对应。隐含方式需要维持前导良好的自相关和互相关特性以及PAPR/CM特性。

### 1 CCSK承载信息的基本原理

用于识别用户和进行同步的序列采用CAZAC码, 生成方式为<sup>[7-8]</sup>:

$$P_v(n) = \exp(-j\frac{2\pi}{N_p}v\frac{n(n+1)}{2}) \quad n = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (1)$$

前导(隐含了信息比特)

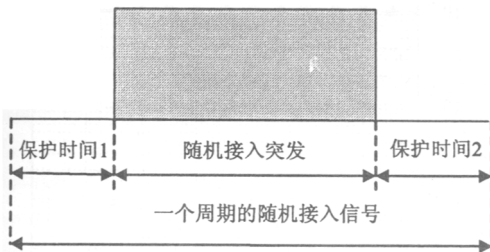


图1 隐含方式的随机接入结构

图1是隐含方式的随机接入结构, 包含保护时间1、2和前导(信息隐含其中)两部分。其中保护时间1、2分别是为了防止随机接入与前、后一个时隙数据之间的相互影响。

CAZAC码具有如下性质<sup>[3-5]</sup>:

- (1) 归一化的幅度值;
- (2) CAZAC/GCL 序列的频率响应也有CAZAC/GCL 的特性;
- (3) 单载波具有低的 PAPR/CM 特性;
- (4) 当  $N_p$  为素数时, 有较低的互相关性。

如图2所示, CAZAC码经过处理后成为长度为 $N$ 的时域序列。本文考虑 $N=768$ ,  $N_p=449$ 。图2所表示的基本方法是用循环键控序列通过多进制调制去承载信息, 而CAZAC序列经过数字傅里叶变换(DFT), 在频域上补零, 让其长度与时域CCSK相等, 将补零后的CAZAC序列经过逆数字傅立叶变换(IFFT)后, 与CCSK序列进行叠加, 得到随机接入信息承载序列。

将具有伪随机特性的 $m$ 序列通过不同循环移位构成CCSK序列, CCSK序列可以用来承载信息。由于多径影响, 只有有限个循环移位的 $m$ 序列可用来承载信息, 考虑时延扩展 $5 \mu\text{s}$ 和 $1.92 \text{ MHz}$ ( $1.25 \text{ MHz}$

带宽)抽样频率, 至少9.6个符号间隔的循环移位才是可用的, 本文考虑循环移位的间隔是16。这样具有32个循环移位可以承载信息, 采用隐含信息的方式可以承载5 bit。CCSK序列调制器采用BPSK调制, 即0映射为+1, 1映射为-1的调制方式。

结合图2, CCSK序列长度 $M$ 与CAZAC单载波处理后序列长度 $N$ 可能不同, 采用图3两个信号中间对齐, CCSK两边补零的方式进行相加。

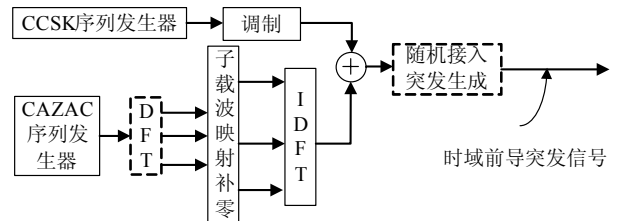


图2 时域前导序列的生成方法

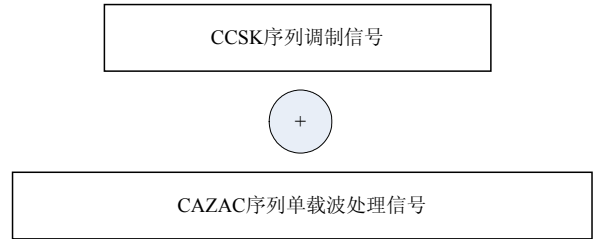


图3 复数相加示意图

定义 $p_v$  经过单载波处理后的序列是 $x_1$ 。

定义基本 $m$ 序列为 $m_0$  (长度设为512),  $x_2$ 为 $m_0$ 的循环移位, 并如图3在两边补零构建与 $x_1$ 长度一致的序列,  $m_0$ 的第 $j$ 个循环移位表示为 $m_0^{(j)}$ , 其中 $j=16k$ ,  $k=0, 1, \dots, 31$ 。

总的发射序列是:  $\mathbf{x} = \mathbf{x}_1 + \lambda \mathbf{x}_2$ , 其中 $\lambda$ 代表了 $x_1$ 和 $x_2$ 的能量比例。信道冲击响应 $h$ 为 $\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(N_s-1)]$  ( $N_s$ 对应于时延扩展)。

则接收信号为 $\mathbf{y} = \mathbf{x} * \mathbf{h} + \sigma$ , 其中 $\sigma$ 为背景噪声, “\*”为卷积运算, 为不影响通用性公式中没有考虑基站和终端距离导致的接入时延。

定义 $x(-i)$ 、 $x_1(-i)$ 、 $x_2(-i)$ 分别为各自序列的第 $i$ 个线性右移序列。

图4为接收信号处理流程, 说明如下:

- (1) 利用单载波CAZAC序列进行同步检测得到定时, 得到信道响应 $\hat{h}$ 。
- (2) 进行干扰抵消。

$$y' = y - \sum_{i=0}^{N_s-1} \hat{h}(i)x_1(-i) = \sum_{i=0}^{N_s-1} h(i)x_2(-i) + \sum_{i=0}^{N_s-1} (h(i)\hat{h}(i))x_1(-i) + \sigma = \sum_{i=0}^{N_s-1} h(i)x_2(-i) + \sigma' \quad (2)$$

(3) 构建长度为 $512+N_s$ 的序列。

$$y'' = y' \quad (\text{从128到}(639+N_s))$$

根据 $\hat{h}$ 构建CCSK复合信号:

$$Z^{(k)} = \sum_{i=0}^{N_s-1} \hat{h}(i)m_0^{(j)}(-i)$$

其中 $j=16k, k=0, 1, \dots, 31$ 。根据 $y''$ 和 $Z^{(k)}$ 进行对应相关得到 $d(k) = Z^{(k)}(y'')$ 。

(4) 进行判决。 $k$ 从0到31, 使得 $d(k)$ 最大的 $k_0$ 则是所承载的信息, 由 $k_0$ 可以得到隐含承载的二进制比特。

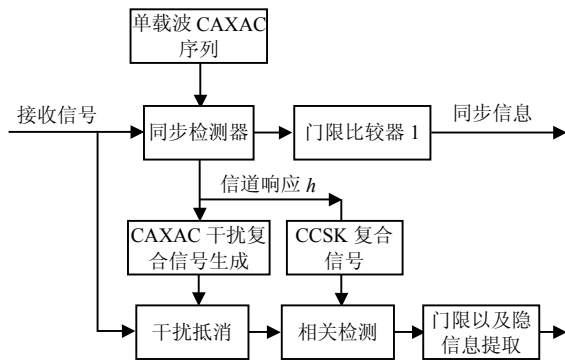


图4 CCSK接收

以上是单用户的情况, 对于多用户采用同样方式进行扩展。

## 2 性能分析和数值结果

基本仿真假设如表1所示。

表1 基本仿真假设

表1 基本仿真假设	
天线	一发两收
$N$	768
$N_p$	449
信道	典型城市环境
$E_p/N_0$	$NE_s/N_0$

### 2.1 CCSK对同步检测影响分析

为了与现有文献[9-10]结果进行比较, 本文进行了性能分析, CCSK序列与CAZAC序列之间的相关性对最终的检测结果有很大的影响, 具体表现在进行上述第一步运算时, 信道响应估计 $\hat{h}$ 不够精确, 从而影响到定时同步, 也会影响CCSK承载信息的提取。调整CCSK与CAZAC之间的能量比例有助于减少CCSK对于同步检测的影响。仿真结果如图5所示,  $E_p$ 代表每个前导符合的能力。从仿真的结果可以看出, 相关性对同步检测性能有着很大的影响, 消除相关性的影响在同步检测时就显得尤其重要, 比较理想的 $\lambda$ 可以选择小于0.5, 这时候叠加CCSK序列对于同步检测影响已经比较小。

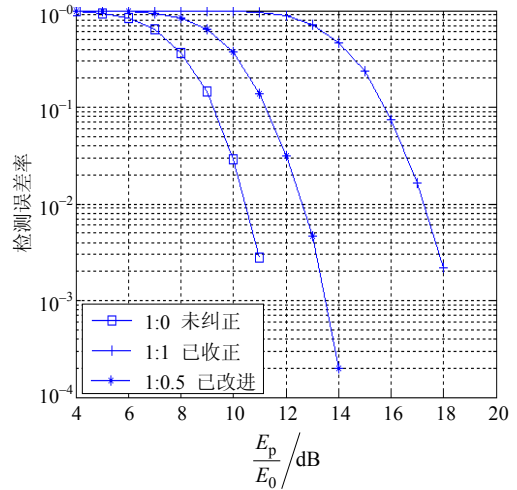


图5 CCSK序列与CAZAC序列在不同能量比例下同步检测性能

### 2.2 CCSK检测性能

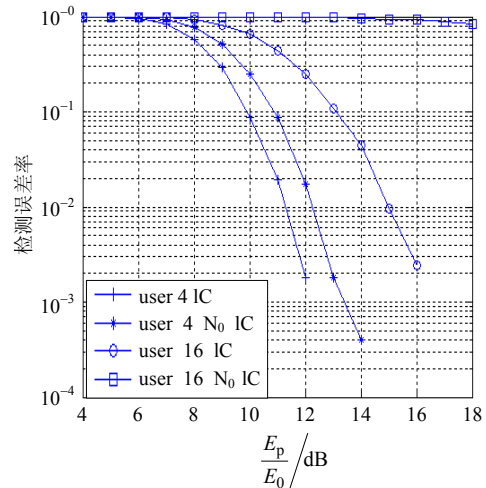


图6 采用与不采用干扰抵消方法CCSK检测性能比较

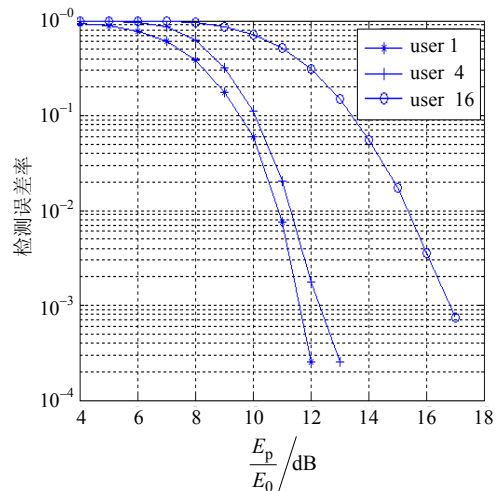


图7 采用本文干扰消除方法后的仿真结果

假设虚警概率为1%,  $\lambda=0.5$ , 比较在用户数为4和16情况下, 采用与不采用干扰抵消方法对于CCSK检测性能比较如图6所示, 从中可知看采用干扰抵消

是很好的措施, 如果不采用干扰抵消, 识别CCSK信息能量很差。

图7给出用户数为1、4和16时, 采用干扰消除方法的CCSK检测性能, 从图中可知 $E_p/N_0$ 在小于17dB时, 都能达到检测错误率小于1%的性能要求, 说明本文提出的方法是一种有效的方法。

### 3 结 论

为了减少两种序列之间的相互影响,  $\lambda$  选择小于0.5。干扰消除可以显著改善CCSK检测性能, 在用户数为16的情况下, 可以保证 $E_p/N_0$ 在小于17 dB时, 检测错误率小于1%。

#### 参 考 文 献

- [1] Huawei, RAN WG1 Meeting #44 Denver USA. RACH design for E-UTRA [EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [2] Motorola. RAN1 #44 Denver USA. RACH Design for EUTRA[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [3] QUALCOMM Europe, SG-RAN WG1 Denver USA. LTE Principles of RACH[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.

- <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [4] LG Electronics, RAN WG1 Meeting #44 Denver USA. Some considerations for LTE RACH [EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [5] Nortel Networks, RAN1 meeting #44 Denver USA. Consideration on UL RACH scheme for LTE [EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [6] FRANK R L, ZADOFF S A. Phase shift pulse codes with good periodic correlation characteristic[J]. IEEE Trans IT, 1962, 18: 381-382.
- [7] MADHOW U, PURSLEY M B. Acquisition in DS-SS communication networks An asymptotic analysis[J]. IEEE Trans on Communications, 1993, 39: 903-912.
- [8] NTT DoCoMo, Athens, Greece. Random access channel structure for E-UTRA uplink[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [9] Panasonic, Athens, Greece. Random access burst evaluation in E-UTRA uplink[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [10] Nortel Networks, Athens, Greece. On the performance of LTE RACH[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.

编辑 税 红

#### (上接第499页)

采用上述调制方案, 在相同带宽下, 可以传输的信息是MSK的1.2倍, 而在误比特率为 $10^{-5}$ 时, 所需的 $E_b/N_0$ 比MSK小3.5 dB。

#### 参 考 文 献

- [1] TANG W, SHWEDYK E. A quasi-optimum receiver for continuous phase modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(7): 1087-1090.
- [2] MENGALI U, MORELLI M. Decomposition of M-ary CPM signals into PAM waveforms[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1995, 41(5): 1265-1275.
- [3] HUH H, KROMEIER J V. Suboptimal symbol by symbol demodulation of continuous phase modulated signals using the laurent decomposition[J]. Signals Systems and Computers, 2002, 2(3-6): 1885-1889.
- [4] LAURENT P A. Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses(AMP)[J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, 34(2): 150-160.
- [5] ROBERTSON P, WIIRZ T. Bandwidth-efficient turbo trellis

- coded modulation using punctured component codes[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(2): 150-160.
- [6] SARI H, KARAM G, MAALEJ K. Multilevel CPM with 4-D trellis coding and linear receivers[C]. IEEE Global Telecommunications Conference, San Francisco, USA: IEEE Press, 1994: 1274-1278.
- [7] PIETROBON S S, DENG R H, LAFANECHERE A. Trellis-Coded multidimensional phase modulation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1990, 36(1): 63-89.
- [8] SARI H, KARAM G, PAXAL V, et al. Trellis-coded constant envelope modulations with linear receivers[J]. IEEE Trans on Communications, 1996, 36(1): 1298-1307.
- [9] VARSHNEY P, HESSEL C. Performance of trellis coded M-ary IRC CPM with linear receiver and pre-coding[J]. 21st Century Military Communications Conference Proceedings, Los Angeles, USA: IEEE Press, 2000: 373-376.
- [10] VARSHNEY P, HESSEL C. High speed data waveform over bandlimited channels[C]. MILCOM 97 Proceedings, Monterey, USA: IEEE Press, 1997: 530-534.

编辑 张 俊