

## MC-CDMA 信号的类型识别及参数盲估计

周 杨\* 张天骐 钱文瑞

(重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室 重庆 400065)

**摘 要:** 针对 MC-CDMA 信号符号周期、有用数据周期、码片持续时间以及保护间隔长度等参数盲估计问题, 该文提出一种改进型的循环自相关算法。首先在接收端对 MC-CDMA 信号求自相关函数, 取傅氏变换, 再在频域累积, 通过检测不同切片上的谱峰间隔, 可以同时估计以上多个参数。此外, 根据 MC-CDMA 信号自身特点, 提出一种新的估计符号周期方法—累加平均法, 将 3 维图中平行于延时轴的每列谱线累加平均(间隔为符号周期), 可估计出符号周期。理论推导了 MC-CDMA 信号的循环自相关表达式, 证明加循环前缀的 MC-CDMA 信号具有循环平稳性。仿真实验证明了改进型的频域累积循环自相关算法的有效性, 且适用于低信噪比环境。

**关键词:** MC-CDMA 信号; 循环自相关; 循环前缀; 符号周期; 正交频分复用

**中图分类号:** TN911.7

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2017)11-2607-08

**DOI:** 10.11999/JEIT170166

## Type Identification and Parameters Blind Estimation of MC-CDMA Modulation Signal

ZHOU Yang ZHANG Tianqi QIAN Wenrui

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing,

Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** The modified cyclic autocorrelation algorithm is proposed to estimate problems of the useful data period, entire symbol period, chip duration, and guard interval length in MC-CDMA signal. Firstly, the autocorrelation function of the received MC-CDMA signal is computed. Then, Fourier transformation and accumulation in frequency-domain are used. Finally, through detecting the interval of the peak pulses in different slices, parameters mentioned above can be estimated. In addition, a new method of estimating symbol period, the accumulative average method, is developed. By averaging amplitudes of the spectral lines in each column parallel to the delay axis, the symbol duration can be obtained. Cyclic autocorrelation expression of the MC-CDMA signal is derived theoretically, and it is proved that MC-CDMA signal with cyclic prefix has cyclostationary. The simulation results show that, the improved cyclic autocorrelation algorithm is effective in the low signal-to-noise cause.

**Key words:** MC-CDMA signal; Cyclic autocorrelation function; Cyclic prefix; Symbol period; Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)

### 1 引言

结合了 OFDM<sup>[1,2]</sup>和 CDMA 优点的 MC-CDMA<sup>[3]</sup>技术具有频带利用率高, 抗干扰性能好等特点, 并且可通过 IFFT 和 FFT 来实现调制及解调,

使系统的复杂度降低, 在移动通信中具有广阔的发展空间。目前, 有关 MC-CDMA 信号的研究, 主要集中在信道估计<sup>[4-6]</sup>, 误比特<sup>[7-10]</sup>性能分析上, 涉及 MC-CDMA 信号的符号周期等估计问题, 国内外相关文献发表较少。在非协作通信中, 符号周期, 循环前缀长度等参数已知是解调信息的基础, 所以对这方面的研究具有重要意义。文献[11]提出基于最小均方误差(Least Mean-Squared Error, LMSE)的方案, 用于符号定时、载波相位、多径增益等参数估计, 前提是用户的扩频码已知, 而这不适用于非协作通信。

由于 MC-CDMA 信号与 OFDM 信号具有相似之处, 而且关于多载波的 OFDM 信号已被广泛研

收稿日期: 2017-02-27; 改回日期: 2017-07-07; 网络出版: 2017-08-28

\*通信作者: 周杨 zhouyang@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61371164, 61275099, 61102131), 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(CSTC2009CA2003), 重庆市杰出青年基金(CSTC2011jjjq40002)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61371164, 61275099, 61102131), The Project of Key Laboratory of Signal and Information Processing of Chongqing (CSTC2009CA2003), The Chongqing Distinguished Youth Foundation (CSTC2011jjjq40002)

究,并取得大量的理论和实践成果。因此,可借鉴 OFDM 信号的相关算法并将其运用于 MC-CDMA 信号中。文献[12,13]提出基于循环平稳的调制识别方法区分正交频分复用(OFDM)信号和单载波线性数字(SCLD)调制信号,主要利用加循环前缀的 OFDM 信号的二阶循环累积量在有用符号周期处产生尖峰,通过峰值的有无来识别 OFDM 和 SCLD 信号。文献[14]利用极大似然函数估计 OFDM 信号参数,并通过动态粒子群优化算法降低了计算复杂度。文献[4]先利用导频估计初始信道信息,在此基础上利用最小二乘算法估计 OFDM 信号的特征参数,但由于存在误差传递,估计性能一般。文献[15]利用循环自相关算法估计 OFDM 信号的有用数据周期、符号周期,估计性能良好。文献[16]提出一种改进型的 OFDM 符号周期估计,首先通过时域自相关求出有用数据周期,再以有用数据长度作为固定的相关时延长度采用移动自相关的周期性估计 OFDM 符号周期,对相偏和频偏有较好的鲁棒性。

为解决 MC-CDMA 信号符号周期、有用数据周期、码片持续时间以及保护间隔长度等参数估计的问题,本文提出改进型的循环自相关算法来估计以上多个参数。同时,针对符号周期估计问题,根据 MC-CDMA 信号自身特点,研究了累加平均法,避免了先估计有用数据周期带来的较大误差,提高了符号周期的估计精度。理论推导了 MC-CDMA 信号的自相关和循环自相关表达式,仿真实验不仅有效估计出以上多个参数,揭示了不同的信道环境以及不同的循环前缀(Cyclic Prefix, CP)长度下改进型的算法与信噪比的关系,还通过与 OFDM 信号的对比,得出该算法可以作为一种调制识别算法来区分 MC-CDMA 信号及 OFDM 信号。

## 2 信号模型

MC-CDMA 信号的发送原理图如图 1 所示,数据流经复制器后,与每一个码片相乘,经 IDFT 变换后,加入循环前缀,使得每一路都可以看成平坦的衰落信道。再经并串变换,脉冲成型发送出去。

经子载波调制后输出矢量  $\mathbf{s}_{k,i}$  可表示为

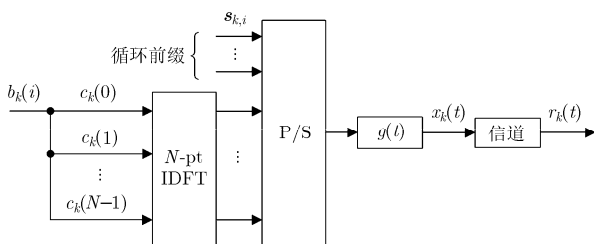


图1 MC-CDMA上行链路第  $k$  个用户信号流程图

$$\mathbf{s}_{k,i} = \sqrt{P_k/N} b_{k,i} \mathbf{v}_k \quad (1)$$

其中,  $P_k$  为第  $k$  个用户的平均发送功率,  $b_{k,i}$  表示第  $k$  个用户的第  $i$  个比特,  $b_{k,i} \in \{1, -1\}$ , 服从等概率分布, 均值为 0, 方差为  $\sigma_b^2$ ,  $\mathbf{v}_k$  由扩频序列  $\mathbf{c}_k = [c_{k,0}, c_{k,1}, \dots, c_{k,(N-1)}]^T$  经过 IDFT, 再取后  $L$  个元素作为循环前缀共同组成。  $\mathbf{v}_k(m) = \sum_{n=0}^{N-1} c_{k,n} \cdot \exp[j2\pi n(m-L)/N]$ ,  $m = 0, 1, \dots, N'-1$ ,  $N' = N+L$ ,  $c_{k,n} \in \{1, -1\}$ 。第  $k$  个用户的发送信号可表示为

$$x_k(t) = \sqrt{\frac{P_k}{N}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N'-1} \sum_{n=0}^{N-1} b_{k,i} c_{k,n} \cdot \exp[j2\pi n(m-L)/N] g(t - iT_w - mT_c) \quad (2)$$

其中,  $T_w$  为整个符号周期,  $T_c$  为码片周期,  $T_w = (N+L)T_c$ ,  $T_u = NT_c$  为有用符号周期,  $g(t)$  可表示为

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (3)$$

在传输过程中, 信号受多径衰落信道  $h(t) = \sum_{l=1}^{L_k} h_{k,l} \delta(t - \tau_{k,l})$  及噪声  $v(t)$  的影响。  $L_k$  表示第  $k$  个用户的多径总数,  $h_{k,l}$  及  $\tau_{k,l}$  分别表示第  $k$  个用户的第  $l$  条路径的信道增益和时延。假设最大时延小于循环前缀持续时间, 并设  $h_{k,1}$  为一条视距路径。如果  $h(t)$  均值为 0, 则包络  $|h(t)|$  服从瑞利分布, 否则  $|h(t)|$  服从莱斯分布。莱斯  $K$  因子可定义为  $K = |h_{k,1}|^2 / \sum_{l=2}^{L_k} |h_{k,l}|^2$ , 它反映了非衰落分量(视距分量)的功率与所有衰落分量功率总和的比率。当  $K$  趋于 0 时, 信道包络从莱斯分布转为瑞利分布。  $v(t)$  是 0 均值, 方差为  $\sigma_n^2$  的高斯白噪声。噪声与信号相互独立。

接收端第  $k$  个用户的信号为

$$\begin{aligned} r_k(t) &= \sum_{l=1}^{L_k} h_{k,l} x_k(t - \tau_{k,l}) + v(t) \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N'-1} \sum_{l=1}^{L_k} a_{k,i}(m) h_{k,l} \cdot g(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l}) + v(t) \end{aligned} \quad (4)$$

其中,

$$a_{k,i}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{\frac{P_k}{N}} b_{k,i} c_{k,n} \exp[j2\pi n(m-L)/N] \quad (5)$$

若系统共有  $S$  个用户, 接收端经下变频后总的信号为  $r(t) = \sum_{k=0}^{S-1} r_k(t)$ 。由于不同用户信息不相关, 且噪声不具有循环自相关特性, 在接下来的理论分析中, 忽略噪声, 且考虑单用户情况。

### 3 理论分析

#### 3.1 MC-CDMA 信号自相关周期性

先不考虑脉冲成型,  $a_{k,i}(m)$  的自相关函数为

$$E \{ a_{k,i}(m) a_{k,i}^*(m - \tau) \} = E \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{\frac{P_k}{N}} b_{k,i} c_{k,n} \exp \left[ \frac{j2\pi n(m-L)}{N} \right] \cdot \sum_{n'=0}^{N-1} \sqrt{\frac{P_k}{N}} b_{k,i}^* c_{k,n'}^* \exp \left[ \frac{-j2\pi n'(m-L-\tau)}{N} \right] \right\} \quad (6)$$

其中,  $\tau$  表示时延,  $E\{\cdot\}$  表示期望。假定:

(1) 各用户信息码不相关, 即  $E \{ b_{k,i} b_{k,i'}^* \} = \sigma_b^2 \delta_{ii'}$ ,

并且  $E \{ b_{k,i} \} = 0$ , 其中  $\delta_{ii'} = \begin{cases} 1, & i = i' \\ 0, & i \neq i' \end{cases}$ ,  $\sigma_b^2$  为  $b_{k,i}$  的方差;

(2) 同一用户的码片相关性: 当  $c_{k,n} = c_{k,n'}^*$  时,

$E \{ c_{k,n} c_{k,n'}^* \} = \sigma_c^2$ , 否则  $E \{ c_{k,n} c_{k,n'}^* \} = -\sigma_c^2$ 。

式(6)可简化为

$$E \{ a_{k,i}(m) a_{k,i}^*(m - \tau) \} = \begin{cases} P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2, & n = n', \tau = 0 \text{ 或者 } \tau = N \\ \frac{P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \left\{ \pm \exp \left\{ j2\pi [n(m-L) - n'(m-L-\tau)] / N \right\} \right\}, & n \neq n' \\ 0, & n = n', \tau \neq 0 \text{ 而且 } \tau \neq N \end{cases} \quad (7)$$

式(7)的第 1 项说明, 在加有循环前缀的一个符号周期(长度为  $N'$ )内, 只有在  $\tau = 0$  或  $\tau = N$  才有自相关, 而这正是由循环前缀造成的, 即一个完整符号的前  $L$  个数与后  $L$  个数相同。对于第 2 项, 可认为该项一般不为 0。

然后,  $r_k(t)$  的自相关为

$$R_{r_k}(t, \tau) = E \{ r_k(t) r_k^*(t - \tau) \} = R_{rx}(t, \tau) + \sigma_n^2 \delta(\tau) \quad (8)$$

其中,

$$R_{rx}(t, \tau) = E \{ x_k(t) x_k^*(t - \tau) \} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} E \left\{ \sum_{m=0}^{N'-1} \sum_{l=1}^{L_k} a_{k,i}(m) h_{k,l} g(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l}) \cdot \sum_{m=0}^{N'-1} \sum_{l=1}^{L_k} a_{k,i}^*(m) h_{k,l}^* g^*(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l} - \tau) \right\} \quad (9)$$

下面分 3 种情况讨论  $R_{rx}(t, \tau)$  的周期性。

(1) 当  $n = n'$  且  $|\tau| < T_c$ , 式(9)可简化为

$$R_{x1}(t, \tau) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2 h_{k,l_1} h_{k,l_2}^* \cdot \sum_{m=0}^{N'-1} g(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l_1}) \cdot g^*(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l_2} - \tau) \quad (10)$$

通过展开  $m$  的多项式, 并利用  $T_w = N'T_c$  的关系可以推出  $R_{x1}(t, \tau) = R_{x1}(t + T_c, \tau)$ 。

(2) 当  $n = n'$ , 假定  $\tau' = |\tau| - NT_c$ ,  $|\tau'| < T_c$ , 在一个符号周期中, 由于循环前缀与符号最后面部分长为  $L$  的数据相同。相关函数有如下特征:

$$R_{x2}(t, \tau) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} E \left[ \sum_{m=N}^{N'-1} a_{k,i}(m) h_{k,l_1} \cdot g(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l_1}) \cdot \sum_{m=0}^{L-1} a_{k,i}^*(m) h_{k,l_2}^* \cdot g^*(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l_2} - \tau) \right] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} E \left[ \sum_{m=N}^{N'-1} a_{k,i}(m) h_{k,l_1} \cdot g(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l_1}) \cdot \sum_{m=N}^{N'-1} a_{k,i}^*(m - N) h_{k,l_2}^* \cdot g^*(t - iT_w - (m - N)T_c - \tau_{k,l_2} - \tau) \right] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2 h_{k,l_1} h_{k,l_2}^* \cdot \sum_{m=N}^{N'-1} g(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l_1}) \cdot g^*(t - iT_w - mT_c - \tau_{k,l_2} - \tau')$$

可以推出  $R_{x2}(t, \tau) = R_{x2}(t + T_w, \tau)$ 。

(3) 当  $n \neq n'$ , 也有  $R_{x3}(t, \tau) = R_{rx}(t, \tau) = R_{x3}(t + T_w, \tau)$ 。

由上述推导可知,  $R_{rx}(t, \tau)$  为周期函数, 所以 MC-CDMA 信号为二阶循环平稳信号, 在没有循环前缀时, 由式(10)可知  $R_{rx}(t, \tau)$  的周期为  $T_c$ , 有循环前缀时, 根据式(10)和式(11)可知,  $R_{rx}(t, \tau)$  有 2 个周期, 短周期为  $T_c$ , 长周期为  $T_w$ 。

通常, 当信道的变化率小于脉冲速率时, 信道可认为是稳定的, 这样的信道被称为静态多径信道。此时信道可视为线性系统, 所以接收端  $S$  个用户的自相关为

$$R(t, \tau) = \sum_{k=0}^{S-1} R_{r_k}(t, \tau) \quad (12)$$

### 3.2 MC-CDMA 信号循环自相关

对应地,  $R_{xx}(t, \tau)$  的循环自相关也分 3 种情形, 下面分 3 种情形计算  $R_{xx}(t, \tau)$  的循环自相关函数。

第  $k$  个用户的循环自相关函数可表示为

$$|R_x^\alpha(\tau)| = \begin{cases} |R_{x1}^\alpha(\tau)|, & n = n', |\tau| < T_c \\ |R_{x2}^\alpha(\tau)|, & n = n', |\tau| < T_c \\ |R_{x3}^\alpha(\tau)|, & n \neq n' \end{cases} \quad (13)$$

(1) 当  $n = n'$  且  $|\tau| < T_c$ , 式(13)第 1 项的循环自相关可写为

$$\begin{aligned} R_{x1}^\alpha(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_{x1}(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &= P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2 \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} h_{k,l_1} h_{k,l_2}^* \int_{-\infty}^{\infty} g(t - \tau_{k,l_1}) \\ &\quad \cdot g^*(t - \tau_{k,l_2} - \tau) \otimes \sum_{m=0}^{N'-1} \delta(t - mT_c) \\ &\quad \otimes \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT_w) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &= P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2 \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} h_{k,l_1} h_{k,l_2}^* G(\alpha, \tau) \cdot P(\alpha) \cdot Q(\alpha) \end{aligned} \quad (14)$$

其中,  $\otimes$  代表卷积运算符,  $\delta(\cdot)$  为狄利克雷函数。

$$\begin{aligned} G(\alpha, \tau) &= \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} h_{k,l_1} h_{k,l_2}^* \int_{-\infty}^{\infty} g(t - \tau_{k,l_1}) \\ &\quad \cdot g^*(t - \tau_{k,l_2} - \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &= \frac{1}{\pi\alpha} \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} -h_{k,l_1} h_{k,l_2}^* e^{-j2\pi(T_c - |\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2} - \tau| + \alpha\tau_{k,l_1})} \\ &\quad \cdot \sin\left[\pi\alpha(T_c - |\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2} - \tau|)\right] \end{aligned} \quad (15)$$

$$P(\alpha) = \text{FT} \left\{ \sum_{m=0}^{N'-1} \delta(t - mT_c) \right\} = \sum_{m=0}^{N'-1} e^{j2\pi\alpha m T_c} \quad (16)$$

$$Q(\alpha) = \text{FT} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT_w) \right\} = \frac{1}{T_w} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta\left(\alpha - \frac{i}{T_w}\right) \quad (17)$$

FT $\{\cdot\}$  为傅氏变换, 所以

$$\begin{aligned} |R_{x1}^\alpha(\tau)| &= \frac{P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2}{\pi\alpha} \cdot \left| \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} h_{k,l_1} h_{k,l_2}^* \right. \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi(T_c - |\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2} - \tau| + \alpha\tau_{k,l_1})} \\ &\quad \cdot \sin\left[\pi\alpha(T_c - |\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2} - \tau| + \alpha\tau_{k,l_1})\right] \left. \right| \\ &\quad \cdot \sum_{m=0}^{N'-1} e^{j2\pi\alpha m T_c} \cdot \frac{1}{T_w} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta\left(\alpha - \frac{i}{T_w}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

当  $\alpha = 0$ , 且  $|\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2} - \tau| = 0$ ,  $|R_{x1}^\alpha(\tau)|$  的最大值为

$$P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2 \sum_{l=1}^{L_k} |h_{k,l}|^2.$$

(2) 当  $n = n'$ ,  $|\tau| < T_c$  时, 式(13)第 2 项的循环

自相关函数为

$$\begin{aligned} R_{x2}^\alpha(\tau) &= P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2 \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} h_{k,l_1} h_{k,l_2}^* \int_{-\infty}^{\infty} g(t - \tau_{k,l_1}) \\ &\quad \cdot g^*(t - \tau_{k,l_2} - \tau) \otimes \sum_{m=N}^{N'-1} \delta(t - mT_c) \\ &\quad \otimes \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT_w) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &= P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2 G(\alpha, \tau') \cdot U(\alpha) \cdot Q(\alpha) \end{aligned} \quad (19)$$

其中,

$$U(\alpha) = \text{FT} \left\{ \sum_{m=N}^{N'-1} \delta(t - mT_c) \right\} = \sum_{m=N}^{N'-1} e^{j2\pi\alpha m T_c} \quad (20)$$

因此,

$$\begin{aligned} |R_{x2}^\alpha(\tau)| &= \frac{P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2}{\pi\alpha} \left| \sum_{l_1=1}^{L_k} \sum_{l_2=1}^{L_k} h_{k,l_1} h_{k,l_2}^* \right. \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi(T_c - |\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2} - \tau| + \alpha\tau_{k,l_1})} \\ &\quad \cdot \sin\left[\pi\alpha(T_c - |\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2} - \tau| + \alpha\tau_{k,l_1})\right] \left. \right| \\ &\quad \cdot \left| \sum_{m=N}^{N'-1} e^{j2\pi\alpha m T_c} \right| \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta\left(\alpha - \frac{i}{T_w}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

当  $\alpha = 0$ ,  $|\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2} - \tau| = 0$  时,  $|R_{x2}^\alpha(\tau)|$  的最大值为

$$\frac{P_k \sigma_b^2 \sigma_c^2 L}{N'} \sum_{l=1}^{L_k} |h_{k,l}|^2.$$

(3) 当  $n \neq n'$ , 式(13)第 3 项的循环自相关为

$$\begin{aligned} R_{x3}^\alpha(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_{x3}(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &= \frac{R^\alpha(\tau)}{T_w} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta\left(\alpha - \frac{i}{T_w}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

其中,

$$\begin{aligned} R^\alpha(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} E \left[ \sum_{m=0}^{N'-1} \sum_{l=1}^{L_k} a_{k,i}(m) h_{k,l} g(t - mT_c - \tau_{k,l}) \right. \\ &\quad \cdot \sum_{m=0}^{N'-1} \sum_{l=1}^{L_k} a_{k,i}^*(m) h_{k,l}^* g^*(t - mT_c - \tau_{k,l} - \tau) \left. \right] \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi\alpha t} dt \end{aligned} \quad (23)$$

综上所述, 经过傅氏变换后的  $R_{xx}(t, \tau)$  具有高散的谱线, 谱峰出现在  $\alpha = 1/T_c$  及  $\alpha = 1/T_w$ , 其中  $\alpha$  为循环频率。同时需要注意的是式(22), 不管循环前缀是否存在, (当没有循环前缀时, 有用数据周期  $T_u$  等于符号周期  $T_w$ ) 会出现一列列谱线, 且相邻列的谱线间隔为  $1/T_w$ 。

假定 MC-CDMA 信号插入了循环前缀, 设采样频率为  $f_s$ , 过采样为  $f_s/f_c$ , 其中  $f_c = 1/T_c$ 。循环自相关用式(24)计算:

$$\hat{R}_r^w(l) = \frac{1}{N_1} \sum_{n=0}^{N_1-1} r(n)r^*(n-l)e^{-j2\pi wn/N_1} \quad (24)$$

其中,  $l$  为采样点间隔,  $N_1$  为采样点数,  $w$  为数字循环频率。为了减小噪声和随机性的影响, 解决低信噪比下 MC-CDMA 信号循环自相关函数估计问题, 提出一种改进的数值计算方法——频域累积法:

$$\hat{R}_{\text{mod}}^k(l) = \frac{1}{N_2} \sum_{m=0}^{N_2-1} \left| \frac{1}{N_1} \sum_{n=0}^{N_1-1} r(n+mN_1) \cdot r^*(n+mN_1-l)e^{-j2\pi wn/N_1} \right| \quad (25)$$

其中,  $N_2$  为累积次数, 其它参数同上。这里需取模以消除相位偏差导致峰值相互抵消的影响。

最后, 有用数据周期  $T_u$ , 码片周期  $T_c$ , 符号周期  $T_w$  等参数的估计步骤如下:

- (1) 计算接收信号的自相关及循环自相关函数;
- (2) 累积  $N_2$  次;
- (3) 通过  $\alpha = 0$  的切片, 检测峰值在  $\tau = 0, \tau = NT_c$  或者  $\tau = -NT_c$  来估计有用数据周期  $T_u$ ;
- (4) 通过  $|\tau| < T_c$  的切片并检测峰值点  $\alpha = m/T_c$  间的距离来估计码片周期  $T_c$ ;
- (5) 对于符号周期  $T_w$  的估计, 这里有 2 种方法。一种是通过  $\tau = T_u$  的切片检测峰值点  $\alpha = l/T_w$  ( $l = 0, \pm 1, \dots$ ) 间的距离, 取倒数来估计  $T_w$ , 前提是  $T_u$  已通过步骤(3)获得; 另一种方法是将每列谱线的幅度累加平均后测其间距并取倒数可估计  $T_w$ 。

特别地, 当无 CP 时, 此时  $T_w = T_u$ , 在  $\tau = \pm NT_c$  切片上无明显凸起的峰值, 但符号周期  $T_w$  依旧可以通过检测每列谱线间的距离估计到。

通常, 由于每组信息中的噪声可认为是相互独立的, 当将多组数据累加平均  $N_2$  后, 噪声方差将由  $\sigma_n^2$  变为  $\sigma_n^2/N_2$ , 而累加平均后有用信号的幅度基本保持不变。所以可通过累加平均提升信噪比。

### 3.3 算法复杂度分析

算法的复杂度是指算法实现过程中所用的乘法次数和加法次数, 首先对接收信号  $r(t)$  进行自相关运算得到  $R(t, \tau)$ , 可知  $R(t, \tau)$  是一个周期函数, 再

将其展开成 Fourier 级数, 其中 Fourier 系数  $R_r^\alpha(l)$  称为  $r(t)$  的循环自相关函数, 由于  $R_r^k(l)$  具有与 DFT 相同的形式, 可用 FFT 算法实现, 其中  $l$  为采样点间隔,  $N_1$  为 FFT 点数,  $\alpha$  为循环频率。我们知道自相关函数算法的计算复杂度一般为  $O(N_1^2)$ , 采用 FFT 快速计算后, 复杂度降为  $O(N_1 \log_2 N_1)$ 。此外, Fourier 级数展开的计算复杂度也为  $O(N_1 \log_2 N_1)$ 。因此, 本文采用的基于循环自相关函数的参数估计算法的计算复杂度为  $O(N_1 \log_2 N_1)$ 。

## 4 仿真实验及分析

**实验 1** 估计有用数据持续时间  $T_u$ , 符号持续时间  $T_w$ , 码片持续时间  $T_c$ 。选取 2 用户, 并参照 IEEE802.11a 中的参数设置(MC-CDMA 信号可看成一种特殊的 OFDM 信号, 只是在形成 OFDM 符号前进行了扩频处理)。其中, 子载波数为  $N = 64$ , 循环前缀长度为  $N/4$ 。信号带宽 20 MHz, 采样频率 100 MHz, 即采样 5 bit/chip, 二进制符号数 35 个, 频域累积 5 次, 发送的信息经过瑞利衰落信道 ( $K = 0.01$ ), 多径总数为 5 路, 信噪比为 0 dB。仿真如图 2~图 5 所示。

图 2 表示接收信号的循环自相关 3 维图。为了更清晰的看到 MC-CDMA 信号的循环自相关特性, 取  $\alpha = 0$  的切面, 即如图 3 所示, 从中可以看到信号的能量主要集中在  $\tau = NT_c, \tau = -NT_c, \tau = 0$  的位置。最大值出现在  $\tau = 0$  的位置(噪声能量也在该点上), 同时在  $\tau = 0$  附近存在一些谱线, 这是由于时延  $|\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2} - \tau| \neq 0$  引起的。通过检测这 3 个尖峰间距可得有用符号周期  $T_u = NT_c = 3.2 \mu\text{s}$ , 然后以  $\tau = NT_c$  或  $\tau = -NT_c$  的切片来估计  $T_w$ 。由图 4 可知, 谱峰出现在  $\alpha = l/T_w, l = 0, \pm 1, \dots$  的位置, 检测其间距并取倒数可得符号周期  $T_w$  为  $4 \mu\text{s}$ 。图 5 所示的是  $\tau = 20 \text{ ns}$  的切片, 谱峰间距为  $1/T_c$ , 同理有  $T_c = 0.05 \mu\text{s}$ 。进一步由  $T_w$  减去  $T_u$  可得前缀持续时间为  $0.8 \mu\text{s}$ ,  $T_u$  除以  $T_c$  为 64, 正好为子载波数目

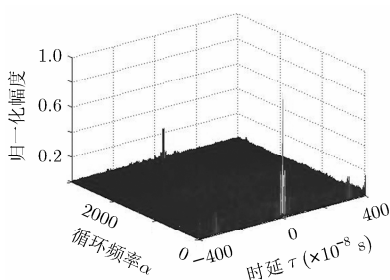


图 2 MC-CDMA 循环自相关图

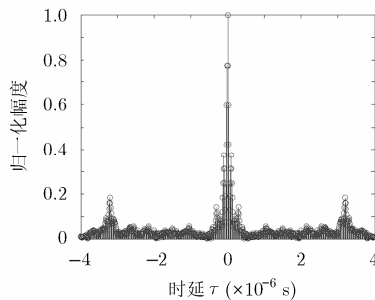


图 3 循环频率  $\alpha = 0$  的切片图(估计  $T_u$ )

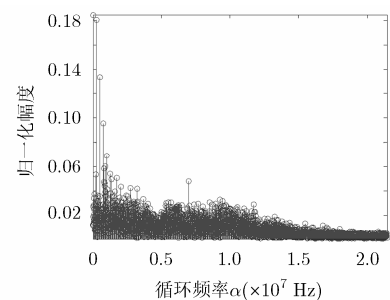


图 4 时延  $\tau = NT_c$  的切片图(估计  $T_w$ )

(即扩频增益),易知相关参数结果符合 IEEE802.11a 标准。

**实验 2** 为能更清楚观察 3 维图,暂时不考虑  $T_c$  的估计,并只做单用户情况。采样率为 1 bit/chip,符号数为 200。其它条件(如子载波个数,循环前缀长度,频域累积次数,信噪比,多径瑞利信道等)同实验 1,仿真结果如图 6~图 10 所示。

从图 6 中可以清晰看得在切片  $\alpha = 0$  上能量集中在  $\tau = \pm NT_c, \tau=0$  及  $\tau = |\tau_{k,l_1} - \tau_{k,l_2}|$  处,最大值在  $\tau = 0$  处。图 7 和图 8 分别用来估计  $T_u$  和  $T_w$ ,如同实验 1 所述。需要指出的是,除了通过  $\tau = \pm NT_c$  切片检测  $T_w$  外,还可利用本文提出的累加平均法,直接将平行于  $\tau$  轴的每列谱线累加平均,测其间距并取倒数,即可估计出  $T_w$ ,如图 9 所示。虽然这种方法失去了谱线包络信息,但并不影响  $T_w$  的检测(尤其在有过采样情况下更有效,它不需要  $\tau = \pm NT_c$  的切片,即克服了首先估计  $T_u$  带来的误差影响)。此外,循环自相关算法可作为一种调制识别方法来区分 MC-CDMA 和 OFDM 信号。图 10 显示的是 OFDM 信号的循环自相关 3 维图,相关参数设置不变,通过 MC-CDMA 信号特有的那些“杂乱”谱线可以明显区分图 6 和图 10 的差别(若没有多径影响,只在高斯白噪声环境下,观察效果会更明显)。从该实验可以看出,改进型的循环自相关算法不仅可以估计  $T_u$ ,还可以更准确的估计  $T_w$ ,特别地,它可做为 MC-CDMA 及 OFDM 信号的调制识别方法。

**实验 3** 在瑞利衰落信道下检测  $T_w, T_u, T_c$  的估计误差随 SNR 变化的关系曲线。频域累积和蒙特卡洛仿真次数分别为 10 和 300 次,多径路数为 3,其它条件(子载波数,采样率,符号数,循环前缀长度等参数地设置)同实验 1,仿真结果如图 11 所示。

由图 11 可看到,这里采用 2 种方法估计  $T_w$ ,由方形组成的曲线性能明显低于星形曲线,原因是后者不需要事先估计出  $T_u$ ,当信噪比大于 -10 dB 时,改进型的循环自相关算法能有效地估计出这些参数,且误差在 3% 以内。

**实验 4** 改进型的循环自相关频域累积法与原始循环自相关算法的性能比较。以有用符号周期  $T_u$  为例,设置符号数为 200 个,采样率为 1 bit/chip,信噪比从 -14 dB 到 0 dB 变化,其它条件(子载波数,循环前缀长度,蒙特卡洛次数,多径瑞利信道等)同实验 3,仿真结果如图 12 所示。

由图 12 可以看到,原始循环自相关算法并不适用于低信噪比环境,而改进型的频域累积算法则可以。在同一信噪比下,随着累积次数的增加,  $T_u$  的绝对偏差越小,唯一的不足是这会带来计算量的增大,所以需在累积次数与计算量之间折中。将图 11 中由三角形组成的曲线和图 12 中由圆形组成的曲线作对比,可以发现,尽管前者的采样率大于后者,但较少的符号数也会影响绝对偏差,其定义为

$$er = \frac{1}{T_{cor}} \sqrt{\sum_{i=1}^{M_1} [T(i) - T_{cor}]^2} / M_1 \times 100\% \quad (26)$$

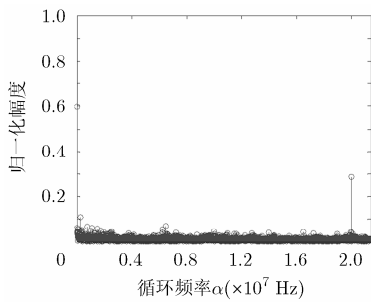


图 5 时延  $\tau = 20$  ns 的切片图(估计  $T_c$ )

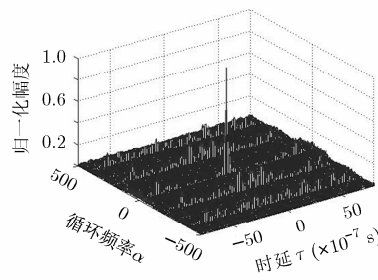


图 6 MC-CDMA 循环自相关图

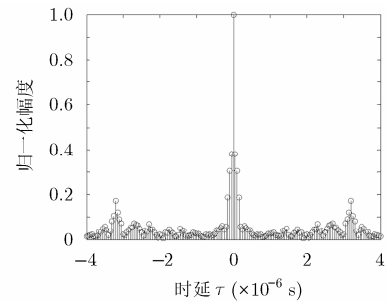


图 7 循环频率  $\alpha = 0$  的切片图(估计  $T_u$ )

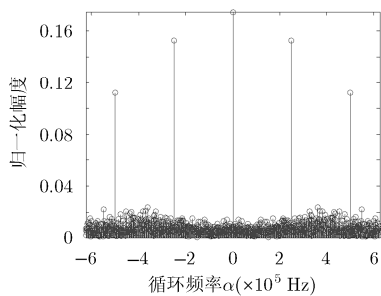


图 8 时延  $\tau = NT_c$  的切片图(估计  $T_w$ )

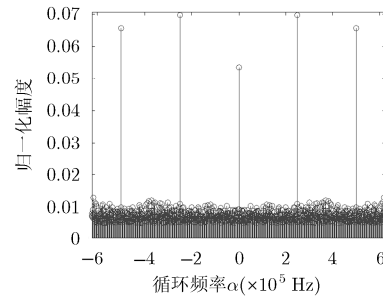


图 9 累加平均  $\alpha = 1/T_w$  切片上谱线估计  $T_w$

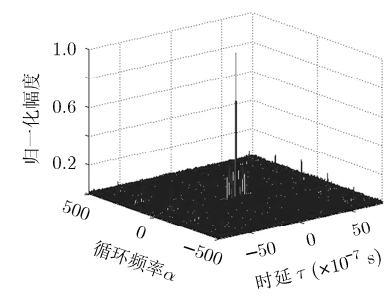


图 10 OFDM 循环自相关图

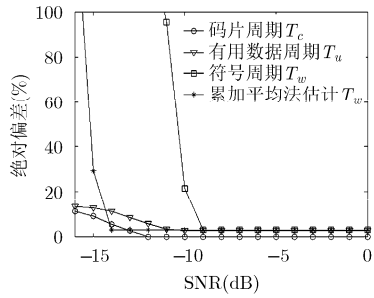


图 11  $T_w, T_u, T_c$  的误差性能图

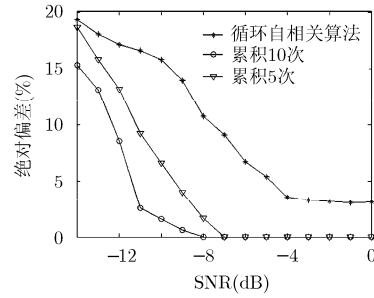


图 12 不同累积次数下  $T_u$  的估计误差性能图

其中,  $T(i)$  表示第  $i$  次有用数据周期的估计值,  $T_{cor}$  为真实值,  $M_1$  为蒙特卡洛仿真次数。

**实验 5** 在不同信道下, 以有用符号周期  $T_u$  为例, 检测其所需的平均累积次数随 SNR 变化的关系。信道分别采用单径信道, 莱斯信道(莱斯因子  $K = 10$ ), 瑞利信道( $K = 0.01$ )。取 10 个符号, 过采样率为 5 bit/chip, 多径总数为 10, 判决条件如下: 当估计误差的绝对值小于或等于 1 时, 累积结束。其它条件(如子载波数, 循环前缀长度, 蒙特卡洛次数等)同实验 3, 仿真结果如图 13 所示。

由图 13 可知, 随着信噪比的增大, 估计  $T_u$  所需的平均累积次数明显减少。在瑞利衰落信道中, 由于没有视距分量存在, 信号能量相对分散, 与单径或莱斯信道情况相比, 瑞利信道中的干扰较大, 所以需要更多的累积次数, 当 SNR 提升到 -3 dB 时, 由信道产生的影响变小, 平均累积次数趋于一致。

**实验 6** 在不同 CP 长度下, 检测  $T_u$  所需的平均累积次数与信噪比的关系。选择瑞利信道, 其它实验参数(如符号数, 采样率, 多径总数, 子载波数, 蒙特卡洛次数)同实验 5, 仿真结果如图 14 所示。

由图 14 可知, 信噪比一定时, CP 越长, 所需累积次数越少, 这是由于较大的 CP 在  $\tau = T_u$  处的

循环自相关幅度越大, 谱峰高度越明显, 有利于  $T_u$  的检测。一方面, CP 必须足够长, 以覆盖小区通信环境里大多数传播情形中的延时扩散; 另一方面, CP 作为随机数据和必要的开销, 应尽可能小, 以减小这些开销从而最大化频谱效率。通常取 CP 长度为有用数据长度的四分之一。

### 5 结论

针对 MC-CDMA 信号的参数盲估计问题, 本文提出了一种改进型循环自相关算法, 从而估计出该信号的符号周期, 有用数据周期, 码片周期以及循环前缀长度。当信道为瑞利信道, 在信噪比大于 -10 dB 时, 以上参数的估计误差小于 3%, 反映出改进型的循环自相关算法适用于低信噪比环境, 同时通过累加平均法所得的  $T_w$  比传统的方法(通过先估计出  $T_u$  进而估计  $T_w$ )估计精度要高。仿真结果表明, 该算法能在低信噪比下达到较为精确的估计性能, 且估计性能与频域累积次数, 数据符号长度有关。此外, 循环自相关算法还可以作为一种调制识别方法区分 MC-CDMA 信号和 OFDM 信号。这对于接收机的设计具有一定的参考价值。

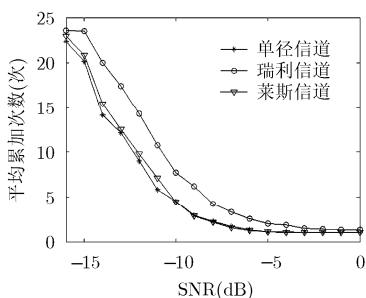


图 13 不同信道下  $T_u$  的估计性能图

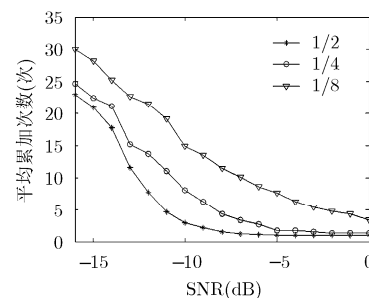


图 14 不同 CP 长度下估计  $T_u$  所需的平均累积次数随 SNR 变化的关系图

### 参考文献

[1] 杨超, 王勇, 葛建华, 等. 联合迭代滤波与压扩参数优化的 OFDM 信号峰平比抑制[J]. 通信学报, 2015, 36(4): 163-169.

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2015091.

YANG Chao, WANG Yong, GE Jianhua, et al. Companding transform technique combined with iterative filtering for reduce PAPR of OFDM signals[J]. Journal on

- Communications*, 2015, 36(4): 163–169. doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2015091.
- [2] 刘剑飞, 石慧敏, 曾详焯, 等. 基于小波降噪和改进 ISFA 的 CO-OFDM 信道估计方法[J]. 中国激光, 2015, 42(12): 137–143. doi: 10.3788/cjl201542.1205002.
- LIU Jianfei, SHI Huimin, ZENG Xiangye, *et al.* Channel estimation method based on wavelet and improved ISFA for CO-OFDM systems[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2015, 42(12): 137–143. doi: 10.3788/cjl201542.1205002.
- [3] 钱文瑞. MC-CDMA 及 MC-DS-CDMA 信号参数估计[D]. [硕士学位论文], 重庆邮电大学, 2016: 10–20. doi: d-10617-308-(2016)-01115.
- QIAN W R. Parameter estimation of MC-CDMA and MC-DS-CDMA signals[D]. [Master. dissertation], Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2016: 10–20. doi: d-10617-308-(2016)-01115.
- [4] 黄敏, 李兵兵. 基于整体最小二乘的联合信道估计及 OFDM 信号检测算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(6): 1448–1453. doi: 10.3724/sp.j.1146.2013.01327.
- HUANG Min and Li Bingbing. Joint channel estimation and OFDM signals detection based on total least square[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(6): 1448–1453. doi: 10.3724/sp.j.1146.2013.01327.
- [5] 张琳园, 杨维. 框井巷道时频编码协作 MC-CDMA 信道估计[J]. 煤炭学报, 2015, 40(2): 481–486. doi: 10.13225/j.cnki.jccs.2014.0361.
- ZHANG Linyuan and YANG Wei. Channel estimation of time-frequency coded cooperation MC-CDMA in mine tunnel[J]. *Journal of China Coal Society*, 2015, 40(2): 481–486. doi: 10.13225/j.cnki.jccs.2014.0361.
- [6] ZHANG Hua, LI Ye, and YI Yuanwu. Practical considerations on channel estimation for uplink MC-CDMA systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(11): 4384–4392. doi: 10.1109/t-wc.2008.070761.
- [7] ZABINI F, MASINI B M, CONTI A, *et al.* Partial equalization for MC-CDMA systems in non-ideally estimated correlated fading[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 59(8): 3818–3830. doi: 10.1109/tvt.2010.2060217.
- [8] ELMAHDY A E. Error probability analysis of multicarrier direct sequence code division multiple access system under imperfect channel estimation and jamming in a Rayleigh fading channel[J]. *IET Signal Processing*, 2010, 4(1): 89–101. doi: 10.1049/iet-spr.2009.0038.
- [9] 钟兆根, 张立民, 林洪文, 等. 基于 SMC 的 STBC-MC-CDMA 信号扩频码及信息序列盲估计[J]. 电子学报, 2016, 44(5): 1025–1031. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.05.003.
- ZHONG Zhaogen, ZHANG Limin, LIN Hongwen, *et al.* Blind estimation of spreading codes and information sequences for STBC-MC-CDMA signals based on SMC[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2016, 44(5): 1025–1031. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.05.003.
- [10] 裴光盅, 张天骐, 高超, 等. 基于循环稳定特性的空时分组码 MC-CDMA 信号盲识别算法[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(7): 1650–1657. doi: 10.3969/j.issn.1001-506x.2015.07.28.
- BUI Quangchung, ZHANG Tianqi, GAO Chao, *et al.* Blind recognition for STBC MC-CDMA signal based on cyclic stability[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(7): 1650–1657. doi: 10.3969/j.issn.1001-506x.2015.07.28.
- [11] TSENG S and LEHNERT J S. LMSE-based parameter acquisition for multicarrier CDMA systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(10): 3113–3122. doi: 10.1109/tcomm.2009.10.070265.
- [12] DOBRE O A, PUNCHIHEWA A, RAJAN S, *et al.* On the cyclostationarity of OFDM and single carrier linearly digitally modulated signals in time dispersive channels: Theoretical developments and application[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 9(8): 2588–2599. doi: 10.1109/twc.2010.061510.091080.
- [13] ALHABASHBA A, DOBRE O A, VEDKATESAN R, *et al.* Second-order cyclostationarity of mobile WiMAX and LTE OFDM signals and application to spectrum awareness in cognitive radio systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2012, 6(1): 26–42. doi: 10.1109/jstsp.2011.2174773.
- [14] 张海川, 雷迎科. 短循环前缀 OFDM 信号参数估计方法研究[J]. 信号处理, 2016, 32(12): 1489–1496. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2016.12.014.
- ZHANG Haichuan and LEI Yingke. Study on parameter estimation for the short length cyclic prefix OFDM signal[J]. *Journal of Signal Processing*, 2016, 32(12): 1489–1496. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2016.12.014.
- [15] LI H, BARNES Y, ABDI A, *et al.* OFDM modulation classification and parameters extraction[C]. International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks & Communications, Shanghai, China, 2006: 1–6. doi: 10.1109/crowncom.2006.363474.
- [16] TANG N, LI B, LIU M, *et al.* A modified blind OFDM systems parameters estimation method[C]. IEEE International Conference on Communication Technology, Nanjing, China, 2010: 1279–1282. doi: 10.1109/icct.2010.5689082.
- 周 杨: 男, 1989 年生, 博士生, 研究方向为扩频信号的盲处理.  
张天骐: 男, 1971 年生, 教授, 研究方向为语言信号处理, 通信信号的调制解调、盲处理、神经网络实现以及 FPGA, VLSI 实现.  
钱文瑞: 男, 1989 年生, 硕士生, 研究方向为扩频信号的盲检测与估计.