Hans Journal of Wireless Communications 无线通信, 2013, 3, 18-21
http://dx.doi.org/10.12677/hjwc.2013.31004 Published Online February 2013 (http://www.hanspub.org/journal/hjwc.html)

Blind Estimation of M-Sequence in CDMA Signal without the Information of Carry Frequency

Haimei Yan, Lei Shen, Zhehui Wang, Di Sheng

School of Communications Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou
Email: shenlei@hdu.edu.cn

Received: Oct. 29th, 2012; revised: Nov. 7th, 2012; accepted: Nov. 27th, 2012

Abstract: This paper propose a new method to blind estimation m-sequence in DS-CDMA signals without the information of carry frequency. A new model was built and the m-sequence can be blindly estimated by PCA in this model. The carry frequency can also be got. Analytical and simulated results show that the proposed method has a good performance

Keywords: Blind Estimation of M-Sequence; Carry Frequency Estimation; PCA

一种载波频率未知的扩频序列盲估计算法

颜海梅，沈　雷，王泽辉，盛　迪

杭州电子科级大学通信工程学院，杭州
Email: shenlei@hdu.edu.cn

收稿日期：2012 年 10 月 29 日；修回日期：2012 年 11 月 7 日；录用日期：2012 年 11 月 27 日

摘　要：提出一种载波频率未知情况下，利用主分量分析法盲估计直接扩频序列的算法。算法把接收到的信号投影到扩频码所在向量域，通过搜索投影向量的特征值，可以在没有载波频率、信道先验信息的情况下，估计得到扩频序列和载波频率。理论和仿真结果表明了算法的有效性。

关键词：扩频序列盲估计；载波频率估计；主分量分析

1. 引言

DS-CDMA 在 GPS 系统，低轨道卫星通信系统，无线传感网以及 3G 网络等军用民用系统中都有比较广泛的应用。扩频序列是 DS-CDMA 中重要系统参数，对直扩序列的盲检测在民用上的信息监控以及军用通信对抗都有重要的意义。由于直扩信号功率谱密度通常很低，如何对直扩序列进行盲估计一直是现代通信中的一个研究难点。目前已公开发表的盲估计扩频序列文献上都假设载波频率是已知的[1-3]，而在实际情况中，非协作通信中扩频信号的频率是未知的，现有的技术并不能做到对扩频信号频率盲估计的完全准确[4]。

论文提出一种载波频率未知情况下，扩频序列估计方法。通过把接收信号投影到扩频序列所在码向量域，搜索接收向量的特征向量，可以估计得到扩频信号的特征序列同时估计得到载波频偏。论文第二部分用奇异值分解法，对剩余频偏满足一定范围情况下的信号模型进行奇异值分解。第三部分通过对奇异值分解得到特征向量，并在特征向量上的投影接收信号，分析估计出载波频率和完整的扩频序列。第四部分给出了仿真结果，第五部分是结论。

2. 信号模型

接收到的信号是 BPSK 调制的扩频信号可以表示

为：

$$r(t)=b(m)s(t-mT_b-dT_c)\cos(2\pi ft+\varphi)+n_0(t) \quad (1)$$

$b(m)$是第 m 个数据信息，$S(t)\in\{\pm 1\}$是用户的扩频码，T_b表示信息比特持续时间，T_c是码片速率，d 是信号传输延迟的时间，f 是剩余载波频率，φ是载波的初试相位，并设扩频码的长度为 C，$T_b=CT_C$。$n_0(t)$是方差为σ^2的高斯噪声。在 DS-CDMA 的盲检测中码片的持续时间T_c和扩频长度 C 是可以通过循环谱估计[5]，功率谱二次估计[6]等算法来得到，这里假设T_c和 C 已知。每隔T_c采样一个点，定义一个长度为 2C 的向量：

$$q_m=\left[r_m^{\mathrm{T}},r_{m+1}^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}} \quad (2)$$

$$r_m=\left[r(mC),r(mC+1),\cdots,r((m+1)C-1)\right]^{\mathrm{T}} \quad (3)$$

把(1)式代入(3)，可以得到

$$q_m=B_mG+N_0(m) \quad (4)$$

这里 N_0表示噪声向量，B_m可以表示为：

$$\begin{aligned}B_m=\Big[&b_{(m-1)}\cos(\Delta_m+\Delta_1),b_m\cos(\Delta_m+\Delta_2),\\&b_{m+1}\cos(\Delta_m+\Delta_3),b_{(m-1)}\sin(\Delta_m+\Delta_1),\\&b_m\sin(\Delta_m+\Delta_2),b_{(m+1)}\sin(\Delta_m+\Delta_3)\Big]\end{aligned} \quad (5)$$

$$G=\left[g_c^Eg^E,g_c^Fg^F,g_c^Lg^L,g_s^Eg^E,g_s^Fg^F,g_s^Lg^L\right] \quad (6)$$

$$\begin{aligned}g^E&=\left[s(C-d+1)\cdots s(C)0\cdots 0\right]^{\mathrm{T}}\\g^F&=\left[0\cdots 0s(1)\cdots s(C)0\cdots 0\right]^{\mathrm{T}}\\g^L&=\left[0\cdots 0,s(1)\cdots s(C-d)\right]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \quad (7)$$

这里三个向量的长度都为 2C。g^F包含了用户的一个完整的扩频码，前面补了 d 个 0，后面补了 C-d 个零。d 是以 T_c为单位的离散的延迟，$d\in\{0,\cdots,(C-1)/2\}$。

$$\begin{aligned}g_c^E&=\mathrm{diag}\left[\cos(\omega T_c),\cdots,\cos(d\omega T_c),0,\cdots,0\right],\\g_s^E&=\mathrm{diag}\left[\sin(\omega T_c),\cdots,\sin(d\omega T_c),0,\cdots,0\right]\end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned}g_c^F&=\mathrm{diag}\left[0,\cdots,0,\cos(\omega T_c),\cdots,\cos(C\omega T_c),0,\cdots,0\right],\\g_s^F&=\mathrm{diag}\left[0,\cdots,0,\sin(\omega T_c),\cdots,\sin(C\omega T_c),0,\cdots,0\right]\end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned}g_c^F&=\mathrm{diag}\left[0,\cdots,0,\cos(\omega T_c),\cdots,\cos((C-d)\omega T_c)\right],\\g_s^F&=\mathrm{diag}\left[0,\cdots,0,\sin(\omega T_c),\cdots,\sin((C-d)\omega T_c)\right]\end{aligned} \quad (10)$$

这里是 6 个 2C × 2C 的对角矩阵，其中 g_s^F 和 g_c^F 的前 d 个和后 C-d 个对角元素是零，$w=2\pi f$。

3. 基于主分量分析法的信号子空间分解

式(4)提出一个接收信号的模型，使接收到的扩频序列表示成了盲源分离形式。其中信源 B_m 是在变化的，而混和矩阵 G 是不变的。这里采用主分量分解法对扩频序列进行盲估计。扩频信号中数据信息 b_m是均值为零的信号，且是各态历经的，假设所有接收到的数据为 M 个，则协方差矩阵可以表示为：

$$\begin{aligned}&R_x(M)\\&=\lim_{M\to\infty}\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}q_i^{\mathrm{T}}q_i=\frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\left(G^{\mathrm{T}}B_m^{\mathrm{T}}B_mG\right)\\&=G^{\mathrm{T}}\frac{1}{M}\left(\sum_{m=1}^{M}B_m^{\mathrm{T}}B_m\right)G\end{aligned} \quad (11)$$

由于数据信息 $b_m\in\{\pm 1\}$,且一般其出现概率可以假设各位 50%,根据统计特性，B 中不同延迟分量之间的是不相关的。在$\Delta f>\frac{50f_b}{M\pi}$时候，B 中相同延迟分量也近似不相关，$E\left(B_m^{\mathrm{T}}B_m\right)\approx 1/2I$,式(11)进行重新表示，并进行奇异值分解可得：

$$\begin{aligned}R_x(M)&=\frac{1}{2}G^{\mathrm{T}}G\\&=U\lambda U^{\mathrm{T}}\end{aligned} \quad (12)$$

这里 U 是 C*C 的特征向量矩阵，$\lambda=\mathrm{diag}\left[l_1,l_2,l_3,l_4,l_5,l_6,0,\cdots,0\right]$是组成 C × C 对角矩阵，其特征值按从大到小排列。主分量分解能分离统计上的二阶统计独立性，如果 G 中的列向量 $g_c^Fg^F$ 和 $g_s^Fg^F$ 与 G 中的各列向量正交，可以通过主分量分解法得 6 个非领特征值和对应的特征向量，且 U 的第一、二列$\{U_1,U_2\}$对应着$\left\{g_c^Fg^F,\ g_s^Fg^F\right\}$。$g_c^Fg^F$ 和 $g_s^Fg^F$ 这两个列向量由式(7)可知包含了整个扩频序列，且分别调制在同频初试相位为零的正弦波和余弦波上，因此只要能估计出该频率，就可以估计得到扩频序列。定义 g_cg^F 和 g_sg^F 的相关系数为ρ_g：

$$\rho_g=\frac{\left(g_c^Fg^F\right)^{\mathrm{T}}g_s^Fg^F}{\left|g_c^Fg^F\right|^2+\left|g_s^Fg^F\right|^2}=\frac{\sin^2(2\pi\Delta fT_b)}{\pi fT_b} \quad (13)$$

由矩阵奇异值分解原理，当$\rho_g<0.05$，可以认为 $g_c^Fg^F$ 和 $g_s^Fg^F$ 是相互正交的。考虑采样必须符合 Niquist 定

理，能满足 $g_c^F g^F$ 和 $g_s^F g^F$ 相互正交的频率范围为：

$$f_b + \frac{100 f_b}{M\pi} < |f| < if_b + \frac{\arcsin\left(\sqrt{\rho_0 \pi f / f_b}\right)}{2\pi} f_b, \quad i = 0,1,2,\cdots,(C-1)/2 \tag{14}$$

由上式可以得到，观测值 M 越大，能分离出 $g_c^F g^F$ 和 $g_s^F g^F$ 的 f 取值的范围越大。在 M 一定的情况下，i 越大，f 可取值的范围越大。这个时候估计得到的扩频序列 $g_c^F g^F$ 和 $g_s^F g^F$ 还是有初试相位为零的频率为 f 载波序列调制的，为了得到直扩序列，必须对 f 进行估计。

4. 扩频序列和载波频率估计

在满足 $E\left(B_m^{\mathrm{T}} B_m\right) = 1/2I$，$g_c^F g^F$ 和 $g_s^F g^F$ 正交的情况下，为了估计得到扩频序列，还必须能准确估计剩余频偏 $f = if_b + Df$，令：

$$\begin{aligned} & g_{cs} \\ & = \left(g_c^F g_c^F\right) \cdot \left(g_s^F g_s^F\right) \\ & = \left[0,\cdots,0,\sin\left(2\omega T_c\right),\cdots,\sin\left(2C\omega T_c\right),0,\cdots,0\right] \end{aligned} \tag{15}$$

这里·表示向量之间的点乘。由式(15)中精确估计 f 是困难的，但是可以估计出 i 的大小。$i = [M/2]$,这里 M 是在(15)式中包含的正弦波个数，$[M/2]$ 表示取最接近 $M/2$ 的整数。为了估计剩余的Δf，把接收到的 q_m 分别投影到 $U_1 = g_c g^F$ 和 $U_2 = g_s g^F$ 上：

$$\begin{aligned} U_1 &= q_m\left(g_c^F g^F\right) = b_m \cos\left(2\pi\Delta f m T_b + \Delta_2\right) \\ U_2 &= q_m\left(g_s^F g^F\right) = b_m \sin\left(2\pi\Delta f m T_b + \Delta_2\right) \end{aligned} \tag{16}$$

由上面两式相乘可以得到，令：

$$q_m^F = q_m\left(g_c g^F\right) \times q_m\left(g_s g^F\right) = \frac{1}{2}\sin\left(2\pi 2\Delta f m T_b + 2\Delta_2\right) \tag{17}$$

通过对(17)得到的正弦波做 FFT，可以估计得到Δf，因此可以得到完整的 f 估计。从而在 $g_s g^F$ 中去掉 f 载波调制，估计得到扩频序列 g^F。

5. 仿真结果

根据本文提出的方法，本文在 Matlab 上建立了相应的仿真模型。采用的发射信号幅度是 1，$T_b = 1/100, C = 63, g(x) = X^6 + X + 1$，噪声方差为 1，信噪比为 0 dB，观测个数 $M = 2000$。

图 1 给出了 f 在 6 Hz，106 Hz，和 206 Hz 时候奇异值分解的前 10 个特征值。在 f = 6 Hz 的时候，不符合式(13)中 $g_c^F g^F$ 和 $g_s^F g^F$ 近似正交的条件，这里只有 3 个比较大的特征向量，而其余都近似为零，且并不符合 $\lambda_1 \approx \lambda_2$ 等于 $C/4$ 特性。因此这个时候频率不在式(15)容许的频偏范围内。而 f = 106 Hz 和 f = 206 Hz 都是符合这个条件的。同时比较 f = 106 Hz 和 f = 206 Hz 时候 g_{cs} 的图形(如图 2 所示)，可以计算得到 f = 106 Hz 时候，i = 1；f = 206 Hz 时候，i = 2。为了更精确的剥离 $g_s^F g^F$ 中的 g_s^F，选择 i = 1.

在选定了大的频率范围 if_b 后，这里取 i = 1.必须调整Δf 的大小，使 q_m^F 序列是一个平滑的正弦波。图 3 给出了Δf = 0.12 Hz，6 Hz，11 Hz 时候，q_m^F 序列的波形。可以看到Δf = 6 Hz 时候，q_m^F 序列的波形是最平滑的，如果还要继续比较更平滑的波形，可以选择更小的单位进行比较。这里选择Δf = 6 Hz。

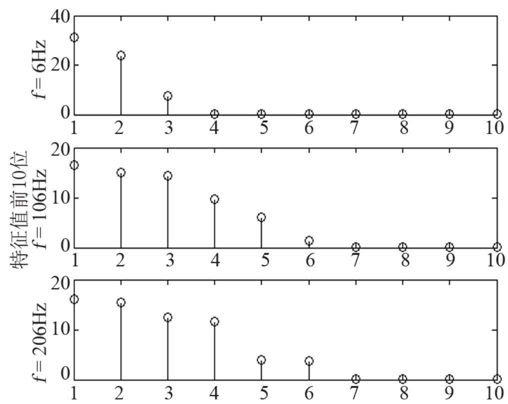

Figure 1. Comparison of characteristic values with different frequency
图 1. 不同频率下的特征值比较

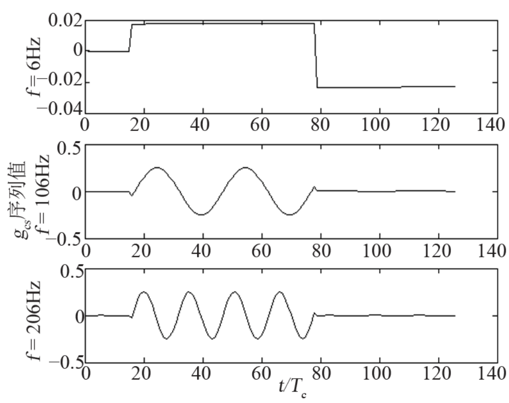

Figure 2. comparison of g_{cs} with different frequency
图 2. 不同频率下的 g_{cs} 比较

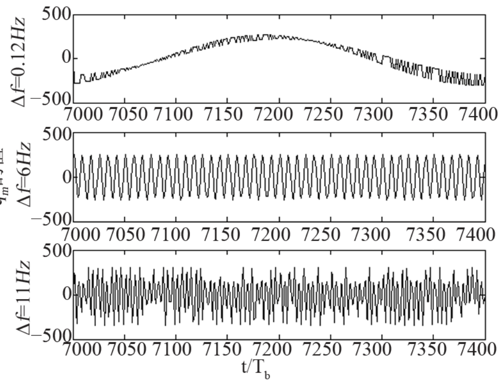

Figure 3. comparison of q_m^F with different frequency

图 3. 小频率调整时候 q_m^F 序列比较

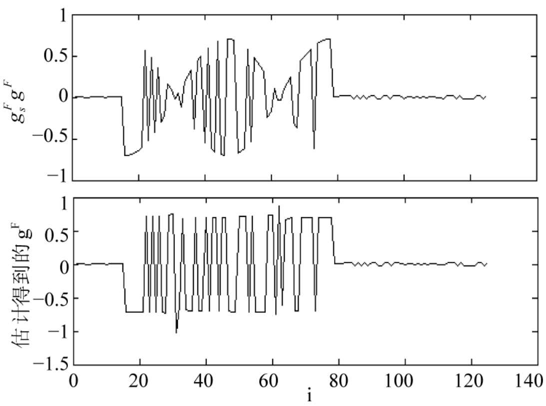

Figure 4. Blind estimated $g_s^F g^F$ and g^F with f_b = 106 Hz

图 4. f_b = 106 Hz 时候，盲估计得到的 $g_s^F g^F$ 和 g^F

在选定了 f = 106 Hz 的时候，已经得到了一个适用于扩频序列盲估计的频点。这个时候 f 的频率还是未知的。但是可以从 g_{cs} 中估计精确得到 i 的值，且可以从 q_m^F 序列的波形用 FFT 估计得到Δf的值，用于 q_m^F 是一个平滑的长序列的正弦波，因此估计的精度可以很高。图 4 给出了 f = 106 Hz 时候，盲估计得到的 $g_s^F g^F$ 和 g^F。可以看到扩频序列得到了完整的恢复。

本论文的仿真结果是在信噪比为 0 dB 下作的仿真，随着信噪比的降低，估计性能变差。根据仿真结果，在扩频序列 $C = 63$ 的情况下，信噪比小于 8 dB，将无法精确估计得到扩频序列和载波频率。

论文所提算法复杂度主要有主分量分解运算方法决定，主分量分解方法可以通过近似迭代运算得到。本文所提方法的计算量比文献[3]中基于独立分量分析法估计扩频序列的方法以及文献[4]中基于循环谱的估计方法都要低。

5. 结论

本文提出了一种载波频率未知情况下的扩频序列盲估计方法。该方法把信号投影到扩频序列所在的码域空间，对投影所得向量进行主分量分解，从特征向量和特征值中估计得到扩频序列和载波频率信息。

6. 致谢

本论文得到浙江省大学生新苗计划项目的资助，在此表示感谢。

参考文献 (References)

[1] G. Berel, C. Bouder. Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct sequence spread spectrum signals. MILCOM 2000. 21st Century Military Communications Conference Proceedings, 2000, 2: 967-970.

[2] 詹亚锋, 曹志钢, 马正. DSSS 信号的扩频序列盲估计[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(2): 169-172.

[3] 沈雷. 多径异步信道中基于独立分量分析的 DS-CDMA 直扩序列盲检测[J]. 浙大学报工学版, 2007, 41(11): 1828-1818.

[4] 黄春琳, 刘征, 姜文利. 基于循环谱包络的扩频直扩信号的码片时宽, 载频, 幅度估计[J]. 电子学报, 2002, 9:1353-1356

[5] L. Mazet, Ph. Loubaton. Cyclic correlation based symbol rate estimation. Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, 1999, 2: 1008-1012.

[6] 张天骐, 周正中. 直扩信号伪码周期的谱检测[J]. 电波科学学报, 2001, 16: 518-521.

