

一种利用PN序列的OFDM频率同步*

严春林** 房家奕 唐友喜 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】提出了一种利用PN序列进行OFDM频率估计的新方法。在多径信道中,该方法由于利用了多径信号,提高了频率估计精度。仿真结果显示,其频率估计精度能满足Rayleigh信道下中低速运动时OFDM系统的要求。优点是,当合适选择参数,频率估计范围可达十几个子载波间隔,并且频率同步估计范围和精度可以调节。

关键词 正交频分复用; 频率同步; PN序列; 衰落信道

中图分类号 TN911 **文献标识码** A

OFDM Frequency Synchronization by Using PN Sequence

Yan Chunlin Fang Jiayi Tang Youxi Li Shaoqian

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper we proposed a new OFDM frequency synchronization method by using PN sequence. In multi-path channel, the frequency estimation precision of this method is better than conventional method for it using multi-path signals. The simulation indicates the proposed method can satisfy the demand of OFDM system at moderate moving rate in Rayleigh channel. One of the advantages of this method is that its frequency estimation range can be dozens of subcarrier spacing when the parameters are properly designed. And the frequency estimation range and precision can be adjusted.

Key words orthogonal frequency division multiplexing; frequency synchronization; PN sequence; fading channel

现代通信发展趋势是要求在多径环境下要有更快的传输速率、更好的传输质量、更高的频谱效率、更大的系统容量。在移动多径衰落环境下实现上述目标,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)有很大的技术优势^[1]。OFDM由于采用并行多载波传输,其数据传输速率可以很大;子载波间频谱重叠,故频谱效率高;由于将数据进行并行传输,等价于将数据符号大大展宽,故能有效抗多径。OFDM已应用于固定和移动数字传输,如DAB(Digital Audio Broadcast)、DVB(Digital Video Broadcast)、Hiperlan/2^[2~4]。

但OFDM也存在某些缺点,解决这些缺点是OFDM应用的关键。OFDM的缺点之一是对频率偏移非常敏感^[5]。存在偏移时OFDM各子载波间正交性被破坏,引发同信道干扰,系统性能急剧恶化^[5]。若将频率偏移以子载波间隔为单位分为整数和小数(小数部分绝对值 <0.5)部分。则整数个子载波的频率偏移不会导致子载波间干扰,仅使输出子载波循环移位;小数部分频率偏移导致OFDM子载波间干扰^[6]。一般来说,在AWGN信道,频率偏移误差要小于OFDM子载波间隔的4%^[5];在多径条件下,频率偏移误差要小于OFDM子载波间隔的2%^[7]。整数个子载波的频率偏移估计常常称为频率粗同步,小数个子载波的频率偏移估计称为频率精同步。

2003年8月29日收稿

* 国家863计划资助项目,编号:2001AA123013;国家自然科学基金资助项目,编号:60272009

** 男 27岁 博士生 主要从事无线通信OFDM同步技术方面的研究

OFDM的同步方法有：利用循环前缀的频率同步^[7]，循环前缀进行同步，不会降低系统传输效率，但频率偏移估计最大值不 >0.5 个子载波；重复符号的频率同步^[5]，优点是频率偏移估计精度高，但频率偏移估计最大值不 >0.5 个子载波，加入同步数据，降低了系统数据传输效率。若缩短重复符号的时间周期，频率估计范围会增大，但估计精度又会降低；利用训练序列的时间频率同步^[6]，这种方法频率偏移估计精度高，能实现频率粗同步和精同步，缺点是加入同步数据，降低了系统数据传输效率，且时间同步准确性不是很高；利用PN序列的频率同步^[8]，同步方法的优点是频率偏移估计范围大，能实现频率粗同步和精同步，但由于加入同步数据，仍然降低了系统数据传输效率；利用虚子载波的MUSIC^[9, 10]或ESPRIT^[11]的频率同步方法不需要额外的辅助数据用于频率估计，但需要有准确的时间同步，而时间同步又可能需加入辅助数据。本文研究的是利用PN序列的OFDM频率同步方法。

1 系统模型

假设 N 为OFDM所作FFT点数， N_u 为使用的子载波的个数。 X_k 为传输的调制符号，则作IFFT后的输出为

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N_u-1} X_k \exp\left[\frac{j2\pi kn}{N}\right] \quad n=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

加入循环前缀后，一个OFDM符号可表示为 $\{x_{N-N_g}, \dots, x_{N-1}, x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ ，前 N_g 个点用于消除符号间的干扰。

利用PN序列的优良相关特性，可实现OFDM的时间频率同步。设PN序列 $m[k]$ 的周期为 K ，将其不断重复，使总的序列 $b[k]$ 长度为 N ，其时间长度与一个OFDM中除去循环前缀部分时间长度相同。在序列 $b[k]$ 的 N 点中，包含的完整的PN序列 $m[k]$ 共 L 个。在序列 $b[k]$ 前面加入循环前缀，循环前缀的时间长度也与一个OFDM符号中循环前缀时间长度相同，此时得到训练序列 $c[k]$ 。在训练序列中加入循环前缀的优点是可以利用训练序列作信道估计。信道估计时需对训练序列作FFT，由于循环前缀的存在，导频信息不会受到符号间干扰，信道估计将较准确。此时接收信号可表示为

$$r[k] = s[k] + n[k] = c[k] \exp\left[\frac{2\pi\epsilon_c k}{N} + \theta_c\right] + n[k] \quad (2)$$

式中 $c[k]$ 为发射的训练序列， $n[k]$ 是频谱密度为 N_0 的白高斯噪声信号， θ_c 为载波相位， $\epsilon_c = \Delta f T_s$ 为被子信道间隔归一化后待估计的频率偏移。接收信号功率和噪音功率分别为 $\sigma_s^2 = E[|s[k]|^2]$ 和 $\sigma_n^2 = E[|n[k]|^2]$ 。本文考虑了Rayleigh信道下的时间同步，所提到的Rayleigh信道都按ITU-R M.1225 Vehicle Channel B模型建模。

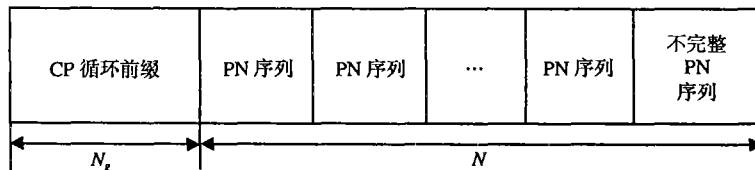


图1 训练序列和OFDM符号结构示意图

2 OFDM的频率同步算法

文献[8]中提出的频率同步方法是在取得时间同步后，将接收的每PN序列长度的数据与本地PN序列作相关，共得 L 个值，分别为 c_1, c_2, \dots, c_L ，

$$c_i = \sum_{k=0}^{K-1} r[k + (i+P)K] c^*[k] \quad (3)$$

式中 P 用于调整频率估计范围和精度，将 L 个值每相邻的两个值共轭相乘，结果累加，得

$$B = \sum_{i=0}^{L-P-1} c_i c_{i+1}^* \quad (4)$$

求 B 的相位，估计出的频率偏移为(此频率偏移估计方法称为方法一)

$$\hat{\epsilon} = -\arg(B) \frac{N}{2\pi KP} \quad (5)$$

其频率估计范围为 $|\epsilon| < N/(2PK)$ 。该同步方法在AWGN信道下较好,但在Rayleigh多径信道下性能较差。若应用于BEYOND 3G系统,就不能满足系统要求。故提出了另一种频率同步方法,此方法是在时间同步后,在接收数据每相邻的两个PN序列作共轭相乘后相加,利用相加结果的相位进行频率偏移估计。根据下式求频率偏移(此频率偏移估计方法称为方法二)

$$\hat{\epsilon} = \frac{-N}{2\pi KP} \arg \left(\sum_{j=0}^{L-P-1} \sum_{i=0}^{K-1} r[i+jK] r^*[i+(j+P)K] \right) \quad (6)$$

在AWGN信道下,方法一频率同步的估计方差为^[8]

$$V_{ar}(\epsilon) = \frac{N^2}{4\pi^2 K^3 LP} \left(\frac{1}{L} \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 \text{sinc}^2\left(\frac{\epsilon K}{N}\right)} + \frac{1}{2KP} \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 \text{sinc}^2\left(\frac{\epsilon K}{N}\right)} \right)^2 \right) \quad (7)$$

由式(7)得知,当被估计的频率偏移值越小,频率偏移估计值越精确;参数 P 越大,估计出的频率偏移越精确。

3 频率同步算法的性能

在BEYOND 3G系统中,假设载频 $f_c=2$ GHz, $N=4\ 096$, $N_g=1\ 024$, $K=127$, $P=1$,一个OFDM符号共5 120个抽样点,每一个子载波为5 kHz。当振荡器不稳定系数为 $k_o=10^{-6}$,车速 $v=500$ km/h,可计算出由振荡器不稳定和Doppler频移造成的频率偏移为 $f_c k_o + f_c v/c=20$ kHz+1 kHz=21 kHz,相当于4.2个子载波,即频率偏移最大值不超过4.2个子载波, $|\epsilon| < 4.2$ 。 $P=1$ 时,方法1、方法2估计的频率偏移范围理论值不超过 $\pm 16.12(N/(2K)=16.2)$ 个子载波。若增大 P ,频率估计范围会降低,但估计精度将提高。

在AWGN的信道下,方法2频率同步的估计均方差比方法1频率同步的估计均方差要大,当 $SNR = \sigma_s^2/\sigma_n^2$ 不小于15 dB时,两者的值接近。在AWGN信道下,仿真10 000个符号,不同信噪比下频率偏移估计的均方差(MSE)的仿真结果见图2和图3。分别是不同 P 下的频率偏移估计的MSE。可以发现,当 P 取得较大时,相同信噪比下,其频率偏移估计精度得到了较大的提高。

Rayleigh信道下两种频率同步算法的性能比较如图4,图5所示,图中 $N=4\ 096$, $K=127$, $P=1$,10 000个符号仿真,分别仿真了两种移动速度下的频率偏移估计的MSE。方法2在Rayleigh信道下比方法1要差得多的原因:方法1由于PN序列的良好相关特性,接收信号与本地PN序列作相关计算时,接收信号中只有最强径被利用,其他径信号由于与本地PN序列不同步,不能被利用,故方法1频率估计性能要差;方法2是接收信号内部作相关,可以利用大多数径的信号,故频率估计性能较好。

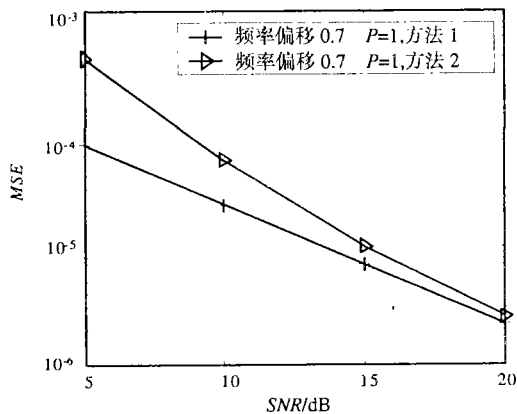


图2 AWGN信道下两种方法的频率估计性能比较

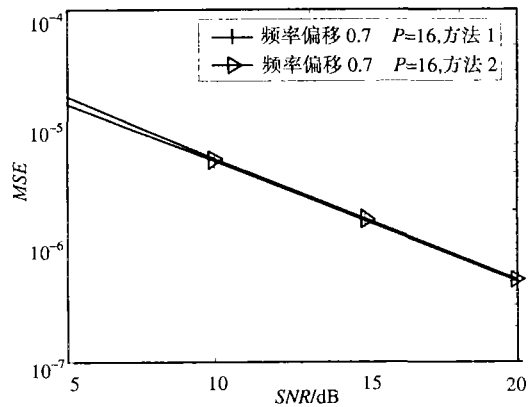


图3 AWGN信道两种频率同步方法性能比较

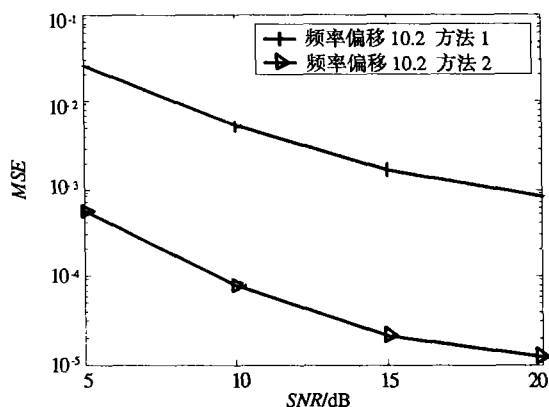


图4 车速为3 km/h时Rayleigh信道下两种方法的频率估计性能比较

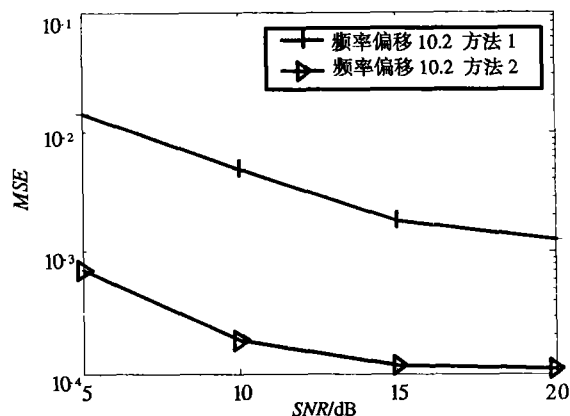


图5 车速为60 km/h时Rayleigh信道下两种方法的频率估计性能比较

4 结束语

本文讨论了利用重复的PN序列作训练序列的OFDM频率同步,这种频率同步包括了频率粗同步和频率精同步。并利用多径信道中的多径信号对原方法进行了改进。该方法可用于Rayleigh信道下中等车速的(60 km/h)大范围频率偏移(频率偏移达十几个子载波)估计,其估计精度可以满足OFDM系统在Rayleigh信道下对频率同步的要求。

参 考 文 献

- [1] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come[J]. IEEE Commun. Mag, 1990, 28(5): 5-14
- [2] ETS 300 401 Second Edition. Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers[S]. 1997
- [3] Reimers U. DVB-T: the COFDM-based system for terrestrial television [J]. Electronics & Communication Engineering Journal, 1997, 9(1): 28-32
- [4] Khun-Jush J, Schramm P, Wachsmann U, *et al.* Structure and performance of the HIPERLAN/2 physical layer[C]. in Proc. IEEE 49th Vehicular Technology Conf., 1999. 49(5): 2 667-2 671
- [5] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]. Communications, IEEE Transactions on , 1994, 42(10): 2 908-2 914
- [6] Yun Hee Kim. An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2001, 50(5): 1 307-1 312
- [7] Beek J J, Sandal M, Brjesson P O. ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1997,45(7): 1 800-1 805
- [8] Tufvesson F, Faulkner M, Edfors O. Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles [C]. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, Amsterdam, The Netherlands, 1999. 19(22): 2 203-2 207
- [9] Chen B. Maximum likelihood estimation of OFDM carrier frequency offset [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2002, 9(4): 123-126
- [10] Tureli U, Kivanc D, Liu H. Experimental and analytical studies on a high resolution OFDM carrier frequency estimator [C]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2001. 50(2): 629-643
- [11] Tureli U, Liu H, Michael D Z. OFDM blind carrier estimation: ESPRIT [J]. IEEE Transactions on Communications , 2000, 48(9): 1 459-1 461