

## 一种适应高多普勒频偏的突发传输高效导频图案

姚恩鑫 乐天 樊皓 段巍 蒋伟\*

(北京大学信息科学技术学院 北京 100871)

**摘要:** 导频符号辅助调制技术广泛应用于数字通信系统的突发传输。在频偏范围较大和信噪比较低时, 现有的前后式导频方案的频偏估计误差会远高于理论下界。该文研究了频偏估计最大似然检测量的主瓣和旁瓣分布, 分析了对称分布导频图案在频偏估计时的模糊问题。在此基础上提出了一种新的混合对称式导频图案, 并给出了相应的参数选取原则。新导频图案能够在较低的信噪比下具有大的频偏估计范围和较高的估计精度。仿真结果验证了新导频图案的良好性能。

**关键词:** 无线通信; 突发传输; 导频图案; 频率估计; 克拉美劳下界

中图分类号: TN927

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)11-2559-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00172

## A Novel Pilot Structure for Burst Transmission under High Doppler Shift

Yao En-xin Le Tian Fan Hao Duan Wei Jiang Wei

(School of Electronics Engineering and Computer Science, Peking University, Beijing 100871, China)

**Abstract:** Pilot Symbol Assisted Modulation (PSAM) is widely used in the digital burst transmission system. The frequency estimation of a Pre+Post pilot structure departs from its Cramér-Rao Lower Bound (CRLB) when frequency error is large and SNR is low. In this paper, the distribution of the main lobe and side lobe of the maximum likelihood measurements is derived for the estimation of symmetric pilot structure's frequency and the estimation ambiguity issue is analyzed. Then, a novel mixed pilot structure is proposed and the principles of selecting parameters are given. This new pilot structure can deal with high Doppler frequency shift with high precision under low SNR. The simulation results show the advantages of this pilot structure.

**Key words:** Wireless communication; Burst transmission; Pilot structure; Frequency estimation; Cramér-Rao Lower Bound (CRLB)

### 1 引言

导频符号辅助调制(Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM)技术, 通过在发送信息中加入一定数量的已知符号即导频符号, 为通信系统接收机的同步、信道估计等提供帮助, 对于工作在低信噪比下的接收机更是如此<sup>[1]</sup>。导频符号辅助调制技术已经被广泛应用于现代蜂窝通信系统和广播系统中<sup>[2-7]</sup>。

在PSAM技术中, 导频符号的数量、功率和位置都会影响突发的同步性能。高效的导频图案设计, 即是通过优化导频符号在突发中的位置分布, 以相同的导频符号数目和功率开销, 实现更好的同步性能。突发的同步包括定时和载波同步两方面, 本文主要从载波同步的角度来考虑导频图案的设计与优

化。为了不降低功放的效率, 假设所有导频符号和信息符号具有相同的功率。

传统的突发帧导频图案主要有Preamble, Midamble等结构, 而将导频符号分散插入数据符号的非均匀导频图案则能显著改善同步性能。在DVB-S2标准<sup>[6]</sup>中, 多个分散导频组代替了原有的导频大块以获得更好的同步效果。文献[8,9]分别给出了针对这种离散导频符号块的频偏估计算法。Gansman等人<sup>[10]</sup>提出了另外一种组合型导频, 它包括离散导频符号和连续导频的组合, 文献[11]提出了一种针对这种组合型导频图案的频偏估计算法。

近年来关于非均匀导频图案的讨论主要集中于设计能够最小化克拉美劳下界的导频图案。文献[12]提出了一种将导频符号平均地分布在帧头和帧尾的前后式导频图案。文献[13]则利用计算机搜索说明在给定导频符号数量和帧长的情况下, 前后式导频图案能够最小化频偏估计误差的克拉美劳下界。文献[14]证明对于导频和数据联合估计来说, 这种导频图

2011-03-03 收到, 2011-08-01 改回

国家自然科学基金(20972008)资助课题

\*通信作者: 蒋伟 jiangwei@pku.edu.cn

案的克拉美劳下界也是最低的。然而,文献[12]也提及这种前后式导频图案频偏估计范围很小,因而不适用于诸如地面高速移动、低轨道卫星通信等存在高多普勒频偏的场景。

估计模糊问题是影响频偏估计范围的主要因素。本文从频偏估计的最大似然检测量出发,通过计算其主瓣和旁瓣分布的特点,分析了对称非均匀导频图案在高多普勒频偏下出现的估计模糊现象。针对该现象,提出一种新的、包含前后导频符号块和中间离散均匀分布导频符号的混合对称式导频图案,并从减小估计模糊概率和适应系统信噪比门限两个方面考虑给出了新导频图案的参数选取原则。通过仿真对比,验证了新导频图案在较低信噪比和高多普勒频偏条件下,比其它几种导频图案具有更好的频偏估计性能。

## 2 对称导频图案的频偏估计模糊问题

文献[12-14]中讨论的前后式导频图案是对称式(导频符号关于突发中心对称分布)导频图案的一种特例。对称式导频图案能够将频偏估计和相位估计解耦,即对残余频偏和相偏联合估计的克拉美劳下界等于其各自单独估计时的克拉美劳下界。此时对相位的估计误差具有较低的克拉美劳下界,且与导频分布的位置无关<sup>[14]</sup>。因此,对导频图案的优化主要是针对频偏估计进行的。

除了估计精度外,衡量导频图案优劣的依据还有导频图案对频偏变化的适应范围,而影响这一点的关键因素就是频率估计模糊问题。频率估计模糊问题与采用的估计算法有关,不同的估计算法会有不同的估计精度和信噪比门限。为了客观评价导频图案的优劣,我们统一选取性能良好的最大似然估计结果作为衡量的依据。对突发的载波频偏的估计,可以利用数据和导频符号共同进行。但在极低信噪比条件下,数据符号对频偏估计的贡献远低于已知的导频符号<sup>[14]</sup>(例如 0 dB 符号信噪比条件下,一个 QPSK 调制数据符号对频偏估计的贡献不及一个导频符号的 1/10。),而且数据符号的未知性也对最大似然求解带来了困难。因此,我们仅考虑利用导频符号进行频偏估计。

考虑加性高斯白噪声信道下的单载波数字突发通信系统,接收到突发帧的第  $k$  个符号可以表示为

$$y_k = x_k e^{j(2\pi f_0 k + \theta)} + w_k \quad (1)$$

其中  $x_k$  为能量归一化(即  $E[|x_k|^2] = 1$ )的发送符号,  $w_k$  为单位复高斯变量,其实部和虚部的方差均为  $\sigma^2$ ,  $f_0$  和  $\theta$  分别是按符号速率归一化残余频偏和相偏。

只考虑导频符号,当残余相偏未知时,对于频

偏的最大似然估计可以写为<sup>[10]</sup>

$$\hat{f} = \arg \max_{f \in [-0.5, 0.5]} \left| \sum_{k=1}^{N_p} y_{kp(k)} x_{kp(k)}^* e^{-j(2\pi f \times kp(k))} \right| \quad (2)$$

其中  $kp(k), 1 \leq k \leq N_p$  是第  $k$  个导频符号在突发帧中的位置,  $N_p$  是导频符号的总数。最大似然估计的检测量可以等价于  $M = \left| \sum_{k=1}^{N_p} y_{kp(k)} x_{kp(k)}^* e^{-j(2\pi f \times kp(k))} \right|^2$ 。

不考虑信道噪声时,令  $\Delta f = f - f_0$ , 并注意到发送符号的平均能量为 1, 则有频偏的最大似然估计检测量满足

$$M(\Delta f) = \left| \sum_{k=1}^{N_p} e^{-j2\pi \Delta f \times kp(k)} \right|^2 \quad (3)$$

可以将  $M$  对  $\Delta f$  求导并令其等于 0 求得极值点。显然,  $\Delta f_0 = 0$  对应于检测量的最大值点,我们称之为为主瓣。此外,还有一系列的离散频偏  $\Delta f_1, \Delta f_2, \dots$  对应着检测量的其它极大值点,我们称之为旁瓣。

当存在信道噪声时,噪声的作用可能会导致旁瓣检测量比主瓣检测量更高,从而误判旁瓣频点为估计值,发生频率估计模糊。若已知多普勒频偏在小范围内变化,估计模糊可以通过先验知识排除。但对于高多普勒频偏的场合,发生估计模糊现象会导致频偏估计性能的严重恶化,进一步导致载波同步失败。

考虑噪声时,最大似然估计检测量的主瓣为

$$M(0) = \left| N_p + \sum_{k=1}^{N_p} w_{kp(k)} x_{kp(k)}^* e^{-j(2\pi f_0 \times kp(k) + \theta)} \right|^2 \quad (4)$$

由于复高斯白噪声  $w_{kp(k)}$  的特性,式(4)可以改写为  $M(0) = \left| N_p + w_{N_p} \right|^2$ , 其中  $w_{N_p}$  是等效噪声项,相当于  $N_p$  个独立的复高斯白噪声之和。因此,对于主瓣来说,  $M(0) / N_p \sigma^2$  符合自由度为 2 的非中心卡方分布,非中心系数为  $N_p / \sigma^2$ , 记为

$$\frac{M(0)}{N_p \sigma^2} \sim n c \chi^2 \left( \frac{N_p}{\sigma^2}, 2 \right) \quad (5)$$

同理,设某旁瓣位于频率偏差  $\Delta f_m$  处,则  $M(\Delta f_m) / N_p \sigma^2$  分布为

$$\frac{M(\Delta f_m)}{N_p \sigma^2} \sim n c \chi^2 \left( \frac{\left| \sum_{k=1}^{N_p} e^{-j(2\pi \Delta f_m \times kp(k))} \right|^2}{N_p \sigma^2}, 2 \right) \quad (6)$$

在式(5)和式(6)中,各检测量的噪声项并不完全独立,但在导频符号数较多时其相关性一般较低,因此可以近似视为相互独立。很显然,在主瓣高度一定的条件下,降低无噪声时旁瓣检测量的高度就

能够降低出现估计模糊的概率。

对于前后式导频图案，无噪声时的检测量  $M$  随频偏的分布如图 1 所示。图中横坐标为归一化频偏  $\Delta f$ ，纵坐标为最大似然估计检测量  $M$ 。计算采用的突发长度为 1092 符号，其中首尾各 46 个导频符号。从图 1 可以看出，在主瓣附近有大量高度与其非常接近的旁瓣，因此在实际应用中该导频图案经常因为估计模糊而出现较大的频偏估计误差。这一点可以在后面的仿真中得到验证。

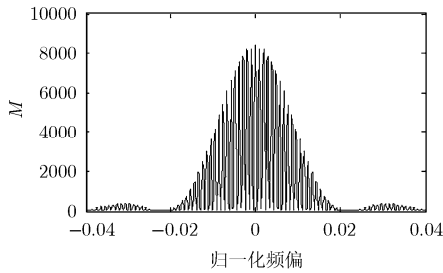


图 1 无噪声时前后式导频图案的检测量与频偏关系

### 3 混合对称式导频图案设计

前后式导频图案在真实频率值附近有大量的旁瓣从而导致了估计模糊问题。为了解决这一问题，同时保持较高的估计精度，本文考虑将部分前后导频符号移到整个突发中间离散均匀放置，这就形成如图 2 所示的混合对称式导频方案。在该方案中，突发的首尾各放置  $N_c$  个连续导频符号，在中间数据符号部分，每隔  $N_i$  个调制数据符号插入一个导频符号。设突发包含  $N_{\text{data}}$  个调制数据符号，则中间包含的离散导频符号数为  $N_d = \lceil N_{\text{data}} / N_i \rceil - 1$ ，其中  $\lceil \cdot \rceil$  为上取整运算符，则总的导频符号数目为  $N_p = 2N_c + N_d$ 。若  $N_{\text{data}}$  不能被  $N_i$  整除，则可以通过调整两端的离散导频与首尾连续导频块之间的调制数据符号数小于  $N_i$  个来实现。这种混合对称式导频图案，可以通过降低旁瓣的高度减小估计模糊发生的概率，能适应大的频偏估计范围，具有良好的估计精度。

#### 3.1 混合对称式导频的估计模糊分析

要给出混合对称式导频图案旁瓣位置和高度解析解比较困难，一般可以针对具体的方案参数进行数值计算、搜索得到。但在导频方案设计阶段，各种参数未定，可以采取下面的近似方法来大致估



图 2 混合对称式导频图案

算旁瓣的位置(容易产生估计模糊的频偏)和旁瓣高度。

混合对称式导频方案中包含两类导频符号，一类是分布于突发前后的两个连续导频块，另一类是均匀分布于突发中的离散导频符号。两类符号各自近似同相叠加时，就近似产生了两类旁瓣，引起两类估计模糊问题。

第 1 类估计模糊问题主要由两个连续导频符号块引起。同前后式导频方案类似，其旁瓣发生的归一化频偏满足

$$\Delta f_{1,m} \approx \frac{m}{N_{\text{data}} + N_d + N_c}, \quad m = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (7)$$

其中  $m$  取绝对值较小的整数。在频偏为  $\Delta f_{1,m}$  时，连续导频块中各符号的相位近似相同(因为频偏较小)，而前后两个导频块的中心点相位也正好相差  $2\pi$  周期的整数倍，因此前后两个导频块的所有符号都近似同相叠加，产生局部最大值。同时，中间离散导频符号的相位跨度近似为  $2\pi$  的整数倍且均匀分布，离散导频符号对应的复数值相当于在复平面单位圆上均匀分布，在求和时接近于相互抵消。因此，对于第 1 类估计模糊问题的旁瓣分布，根据式(6)近似有

$$\frac{M(\Delta f_{1,m})}{N_p \sigma^2} \sim n c \chi^2 \left( \frac{4N_c^2}{N_p \sigma^2}, 2 \right) \quad (8)$$

第 2 类估计模糊问题主要由离散导频符号部分引起。相邻的离散导频符号间隔  $N_i + 1$  个符号，因此当归一化频偏满足

$$\Delta f_{2,m} = \frac{m}{N_i + 1}, \quad m = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (9)$$

时，各离散导频符号的相位相同，同相叠加，对于离散部分的导频符号，检测量产生局部最大值。对于前后两连续导频符号块来说，由于  $m$  可以取多个值，连续导频块求和后与离散导频符号相加时很难保证对于所有的  $m$  都不会增加旁瓣。为了降低最大旁瓣的高度，最理想的情况是满足

$$N_c = n(N_i + 1), \quad n \in Z \quad (10)$$

即让  $N_c$  为  $N_i + 1$  的整数倍。此时对于任意的  $\Delta f_{2,m}$ ，连续导频块各符号相位在  $0 \sim 2m\pi$  之间等间距分布，因此求和后为零。根据式(6)有

$$\frac{M(\Delta f_{2,m})}{N_p \sigma^2} \sim n c \chi^2 \left( \frac{N_d^2}{N_p \sigma^2}, 2 \right) \quad (11)$$

#### 3.2 混合对称式导频图案的参数选取

实际应用中，还需要将混合对称式导频图案的参数具体化。在参数选取时，需要综合考虑导频开销、估计范围、估计精度、信噪比门限效应以及所

采用的同步算法等因素。我们可以首先根据一些原则设计出大致的导频图案,再进行仿真、计算对其进行性能验证和微调。

首先需要确定突发中所含的导频符号大致数目。这与系统工作的信噪比门限有关,可以通过仿真来初步确定,也可以采用文献[15]中的公式计算。对于后者,由于文献中给出的公式仅适用于连续导频图案,对于组合导频图案一般还要根据经验留出一定的信噪比余量。

在导频符号数目大致确定后,再决定导频符号的分布。从前面对估计模糊的分析来看,要让两类估计模糊发生的概率都尽可能低,需要让式(8)和式(11)中的非中心参数基本相等,即

$$N_d \approx 2N_c \approx N_p / 2 \quad (12)$$

此外,还需尽量满足式(10)。按照本文给出的参数选取原则选取参数后,混合对称导频图案无模糊归一化频偏估计范围接近 $(-0.5, 0.5)$ 。

例如,假定某突发有1000个调制数据符号,需要工作的信噪比门限设为 $-3$  dB,根据经验留出2 dB余量选择门限 $-5$  dB,根据文献[15]计算得所需导频符号数至少约为89个。然后再根据式(10)和式(12),可以设计混合对称式导频图案如下:前后导频符号块各含 $N_c = 23$ 符号;取 $N_i = N_c - 1$ ,即每两个离散导频符号之间含22个调制数据符号,共46个离散导频符号。两端的离散导频符号与连续导频符号块之间只有5个调制数据符号( $45 \times 22 + 5 \times 2 = 1000$ ),总的突发符号数为1092,其中导频符号共92个。

#### 4 仿真实验

按前面设计选取混合对称式导频图案的参数,即: $N_c = N_i + 1 = 23$ ,  $N_{\text{data}} = 1000$ ,此时最大似然检测量随频率估计偏差 $\Delta f$ 变化的关系如图3所示。

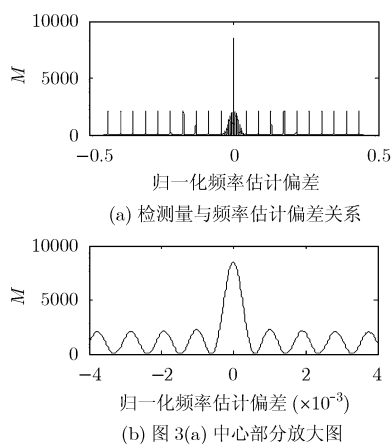


图3 混合对称式导频图案的检测量与频偏的关系

图3验证了我们在前面的分析,即混合对称式导频图案的检测量存在两种不同的旁瓣。图3(a)中离散、等间距的旁瓣对应了前文所述的第2类估计模糊问题,由导频中的离散导频部分引起。图3(b)为图3(a)中心位置放大后的图像,对应的旁瓣为前文所述的第1类估计模糊问题,由帧头和帧尾处的连续导频块引起。与设计预期一致,两类旁瓣的最大高度基本相同,大概比主瓣的 $1/4$ 略多一点。

图4是几种导频图案在不同信噪比下频偏估计误差的克拉美劳下界,为了公平比较,本文选取调制数据符号长度均为1000,导频符号数均为92。图中A对应于前面设计的混合对称式导频图案;B对应于前后式导频图案;C对应于连续导频图案;D对应于连续+离散式导频图案<sup>[10]</sup>,相当于将A中的尾部导频符号合并到突发头部。

由图4可以看出,混合对称式导频图案的频偏估计误差的克拉美劳下界虽然略高于“最优的”的前后式导频图案(损失约1.5 dB),但优于同样能够适应高频偏变化的连续+离散式导频图案。纯粹连续导频图案性能最差,估计下界远高于其它几种导频图案。

为进一步验证混合式导频图案的载波同步性能,本文通过仿真比较混合对称式导频图案A和前后式导频图案B进行最大似然频率估计的性能。选取归一化频偏在 $[-0.45, 0.45]$ 内均匀分布,每个信噪比下仿真10000次,仿真结果如图5所示。图中ML-A/B曲线分别对应于导频图案A/B的最大似然估计误差曲线,CRLB-A/B曲线则是二者的克拉美劳下界。

从仿真结果可以看出,在频偏变化范围较大时,本文所提出的混合对称式导频图案,最大似然估计方差在信噪比 $-3$  dB以上与克拉美劳界基本重合,跟前面的设计目标一致。对于前后式导频方案来说,虽然其频偏估计的克拉美劳下界最低,但实际采用最大似然估计时误差却很高,这主要是估计模糊问题造成的。我们还选取归一化频偏在 $[-2 \times 10^{-4}, 2 \times 10^{-4}]$ 均匀分布时进行仿真,由于频偏处于前后式导频图案频偏估计无模糊区域,仿真结果发现其频率估计误差与克拉美劳界基本重合,这也从另一个侧面证明了在频偏较大时前后式导频图案确实是由于频率估计模糊问题而导致估计性能急剧恶化。

#### 5 结论

针对诸如低轨卫星通信等低信噪比、高多普勒频偏的应用场景,本文研究了突发信号的导频图案设计问题,提出了一种将首尾连续导频符号块和中

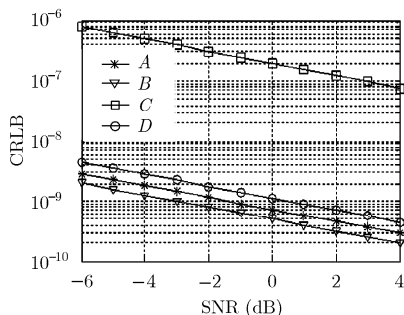


图 4 4 种不同导频图案的克拉美劳界

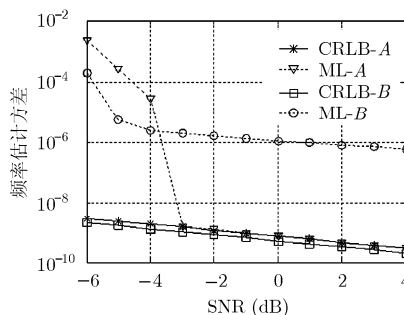


图 5 两种导频图案频率估计性能曲线

间离散导频符号相结合的混合对称式导频图案，并给出了这种导频图案的参数选取准则。经过理论分析和仿真验证，在合理选取参数的情况下，本文提出的混合对称式导频图案具有较大的估计范围和接近最优的频偏估计精度，可以满足低轨卫星通信的要求。

### 参考文献

- [1] Lang Tong, Saddle B M, and Min Dong. Pilot assisted wireless communication General model, design criteria, and signal processing[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004, 21(6): 12-25.
- [2] ESTI. Group Speciale Mobile (GSM) Recommendations, GSM Series 01-12[S]. 1990.
- [3] 3GPP TS 25.211. Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)[S]. 2001.
- [4] 3GPP2 C.S0002-0. Physical layer standard for CDMA2000 spread spectrum systems[S]. 1999.
- [5] 赵训威, 林辉, 张明, 等. 3GPP长期演进(LTE)系统架构与技术规范[M]. 第1版, 北京: 人民邮电出版社, 2010年1月: 42-51.  
Zhao Xun-wei, Lin Hui, Zhang Ming, *et al.* 3GPP Long Term Evolution: Architecture and Specification[M]. First Edition, Beijing: The People's Posts & Telecom Press, Jan. 2010: 42-51.
- [6] ESTI EN 302.307, V1.2.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2)[S]. April 2009.
- [7] ATSC, ATSC digital television standard, A/53, Part 1[S]. 2009.
- [8] Palmer J M and Rice M. Frequency estimation using

multiple disjoint pilot blocks in burst-mode communications[C]. Proceedings of GLOBECOM 2008, New Orleans, USA, Nov.30-Dec.4, 2008: 1-5.

- [9] Palmer J M. Real-time carrier frequency estimation using disjoint pilot symbol blocks[D]. [Ph.D. dissertation], Brigham Young University, 2009.
- [10] Gansman J A, Krogmeier J V, and Fitz M P. Single frequency estimation with non-uniform sampling[C]. Proceedings of 30th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers, CA USA, Nov. 3-6, 1996: 399-403.
- [11] Luo Wu, Liu An, and Liang Qinglin. Three-step carrier frequency offset estimation algorithm for burst-mode communications [J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2010, 19(1): 166-169.
- [12] Giugno L and Luise M. Optimal pilot symbol distribution for efficient and low-complexity Doppler-shift and Doppler-rate estimation in bursty transmission[C]. Proceedings of ICC'07, Glasgow, Scotland, June 24-28, 2007: 5993-5998.
- [13] Ying Ye-qiu and Ghogho M. Optimal pilot placement for frequency offset estimation and data detection in burst transmission systems[J]. *IEEE Communication Letters*, 2005, 9(6): 549-551.
- [14] Rice F. Carrier-phase and frequency-estimation bounds for transmissions with embedded reference symbols[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(2): 221-225.
- [15] Steinhardt A and Bretherton C. Thresholds in frequency estimation[C]. IEEE International Conference on ICASSP '85, Tampa, FL, USA, March 1985: 1273-1276.

姚恩鑫：男，1987年生，硕士生，研究方向为卫星与无线通信。

乐天：男，1987年生，硕士生，研究方向为卫星与无线通信。

蒋伟：男，1974年生，副教授，研究方向为卫星与无线通信。