

· 通信与信息工程 ·

编码辅助载波同步算法的优化设计

史治平, 唐发建, 晏 辉, 龚万春

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

【摘要】 鉴于低信噪比下编码辅助载波同步算法存在同步范围小的问题, 提出一种导频联合编码辅助载波同步算法。首先分析了导频结构对粗估计算法同步范围和同步精度的影响机理, 提出适合大频偏情况的导频结构及其对应的频偏粗估计算法, 并推导了它的估计方差; 然后将该导频结构应用到简化的EM辅助精同步算法中, 得到了同步范围大和估计精度高的导频和编码辅助的同步算法。仿真结果表明, 在不损失估计精度的前提下, 新算法能大幅提高同步参数的估计范围, 在一定的导频长度下BER性能可逼近理想同步。

关键词 载波同步; 编码辅助; 期望最大; 导频

中图分类号 TN911.22

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2012.03.003

Optimization of Code Aided Carrier Synchronization Algorithm

SHI Zhi-ping, TANG Fa-jian, YAN Hui, and GONG Wan-chun

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract Considering the small synchronization range of code-aided (CA) carrier recovery algorithms at low signal to noise ratio (SNR), a pilot-code joint assisted carrier synchronization algorithm is proposed. Firstly, through analyzing the impact of pilot structure on synchronization range and accuracy of coarse estimation, a new algorithm for estimating pilot structure and coarse frequency offset is proposed and its mean squared error (MSE) is also derived. And then a pilot-code joint assisted synchronization with large synchronization range and high estimation accuracy is achieved by using pilot symbols with simplified expectation maximization (EM) fine synchronization. Simulations verify that the new algorithm can increase synchronization range greatly without accuracy decrease, which can achieve perfect synchronization with a certain amount of pilot symbols.

Key words carrier synchronization; code-aided; expectation maximization; pilot

在低信噪比环境中, 传统的同步方法不能有效工作, 导致后面的译码器也无法正常译码。近年来, 编码辅助同步算法成为学术界的研究热点, 其主要思想是利用译码信息迭代地更新同步参数^[1-11]。由于利用了大量符号估计参数, 故该类算法具有很高的估计精度。然而其高估计精度的前提是同步参数必须足够小, 适合精同步。数据辅助(data aided, DA)同步算法可扩大同步范围, 但精度不高, 适合粗同步。故利用导频和编码共同辅助同步可同时保证大同步范围和高估计精度^[12-14]。

由估计理论知, 同步参数的估计范围和精度分别与用于估计的数据长度成反比和成正比关系^[13,15]。文献[12-14]所用的粗同步算法主要针对最优导频结

构^[15]设计, 旨在尽可能地提高估计精度。在最优导频结构中, 两部分导频相距很远, 导致同步范围仅能有限地扩大。特别是在低信噪比下, 码长较长, 该问题更为突出。因此需要适当地调整导频结构、设计对应的同步算法。虽然估计精度会略有下降, 但可以通过精同步进行补偿。如何设计适合低信噪比下的导频结构和粗同步算法, 以及导频和编码共同辅助载波同步算法是一个重要的研究课题。

1 系统模型

导频联合编码辅助载波同步算法的系统模型如图1所示。信息比特经过编码器得到长度为 K 的码字 C , 经BPSK调制得到信号 a 并与长度为 N 的导频符

收稿日期: 2011-05-16; 修回日期: 2011-11-25

基金项目: 国家863项目(2009AA01Z234); 国家973项目(2007CB310604)

作者简介: 史治平(1972-), 女, 博士, 副教授, 主要从事信道编码与信号处理技术等方面的研究。

号复用后(导频符号全部取1), 从发送端发射出去。信号经过加性高斯白噪声信道, 并引入随机相位 $\theta \in [-\pi, \pi]$ 和频率偏移 Δf 。假定接收机已实现理想的定时同步和帧同步, 且归一化频偏(normalized frequency offset, NFO) $\Delta f T$ 满足 $|\Delta f T| \leq 1$, 则接收到的基带等效信号可以表示成:

$$r_k = a_k e^{j(2\pi k \Delta f T + \theta)} + n_k \quad k = 1, 2, \dots, L \quad (1)$$

式中, T 为符号周期; $L = K + N$ 表示帧长; $E(|a_k|^2) = 1$; n_k 为独立同步分布的零均值复高斯随机变量; 实部和虚部的方差均为 σ^2 。接收机先利用导频进行粗估计, 然后再利用导频和译码器输出的软信息进行迭代精估计。用符号 L_{Data} 和 L_{Pilot} 分别表示编码数据和导频的时间样点。

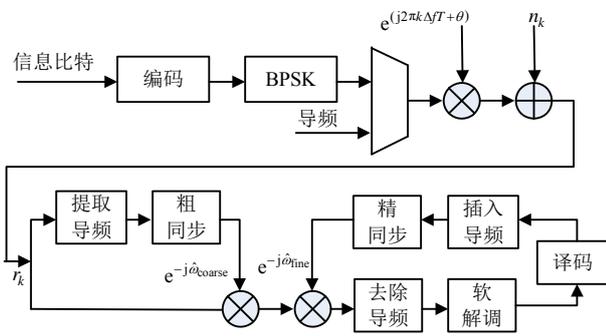


图1 系统模型

2 导频辅助粗估计算法

影响粗估计精度与范围的主要因素有导频的放置结构和对应于导频结构的估计算法。文献[15]证明了最优导频结构为: 在编码数据块的两端分别放置一半导频符号, 称为PP(pre/post-ample)结构, 如图2a所示。最优导频结构是指码长和导频数一定时, 使待估参数CRB最小的导频放置方式。PP结构对应的频率估计CRB界为:

$$\text{CRB}(\Delta f T) = \frac{1}{2\pi^2 \text{SNR} N [N^2 - 3(K + N)N + 3(K + N)^2 - 1]} \quad (2)$$

另外, 信号样点的相位之差不能超过 π , 故频偏估计范围受限:

$$|\Delta f T| < \frac{1}{2D} \quad (3)$$

式中, D 为前后导频的距离, 即 $D = K + N/2$ 。

由式(2)和式(3)可知, 对于PP结构, 码长越长, 估计精度越高, 但估计范围越小。

传统的粗估计算法只针对导频连续放置方式, 不适合PP结构。文献[13]针对PP结构提出的频偏估计算法为:

$$\hat{\Delta f T} = \frac{1}{2\pi D} \arg \left\{ \sum_{k=1}^{N/2} r_k^* r_{k+D} \right\} \quad (4)$$

其估计方差为:

$$E((\hat{\Delta f} - \Delta f)^2 T^2) = \frac{1}{2\pi^2 D^2 N} \left(\frac{1}{\text{SNR}} + \frac{1}{2\text{SNR}^2} \right) \quad (5)$$

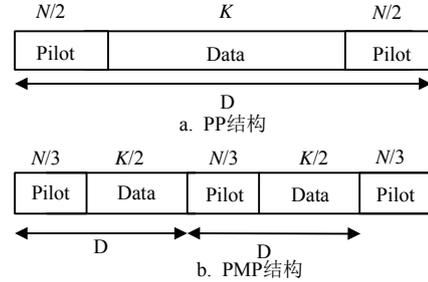


图2 导频结构

在低信噪比(0 dB左右)下, 式(4)的估计精度可接近CRB界。但通常情况下, 编码数据 K 很大, 其估计范围非常有限。而且, $1/2D$ 只是频率估计范围的上限值, 在实际中往往低于该值。

基于以上分析, 为扩大同步范围, 本文提出一种PMP(pre/mid/post-ample)导频结构, 即将导频分成长度相等的3份, 且等间隔地放在数据的前中后, 如图2b所示, 用 $\text{Pilot}_{\text{pre}}$ 和 $\text{Pilot}_{\text{mid}}$ 分别表示前面和中间的导频符号的时间样点。相应的频率估计算法为:

$$\hat{\Delta f T} = \frac{1}{2\pi D} \arg \left\{ \sum_{k \in \text{Pilot}_{\text{pre}}} r_k^* r_{k+D} + \sum_{k \in \text{Pilot}_{\text{mid}}} r_k^* r_{k+D} \right\} \quad (6)$$

此时 $D = N/3 + K/2$, 近似为PP结构的一半, 故频率估计范围可提高大约2倍。当信噪比足够高或当导频数很大时, 式(6)所代表的估计量是无偏估计量, PMP帧结构下频率估计的方差为:

$$E\{(\hat{\Delta f T} - \Delta f T)^2\} = \frac{3}{16\pi^2 D^2 N} \left(\frac{1}{\text{SNR}} + \frac{1}{\text{SNR}^2} \right) \quad (7)$$

可以预见其估计精度会略有降低, 但可以通过精估计算法进行补偿。

下面首先证明式(6)所代表的估计量是无偏估计量, 再推导出其方差。

导频位置上的信号为:

$$r_k = e^{j(2\pi k \Delta f T + \theta)} + n_k \quad k \in L_{\text{Pilot}} \quad (8)$$

将式(8)代入式(6)得:

$$\hat{\Delta f T} = \frac{1}{2\pi D} \arg \left\{ \frac{2}{3} N e^{j2\pi D \Delta f T} + N_1 + N_2 \right\} \quad (9)$$

其中,

$$N_1 = \sum_{k_1 \in \text{Pilot}_{\text{pre}}} (n_{k_1+D} e^{-j2\pi k_1 \Delta f T + \theta} + n_{k_1}^* e^{j(2\pi(k_1+D)\Delta f T + \theta)} + n_{k_1}^* n_{k_1+D}) \quad (10)$$

归一化式(9)有:

$$\Delta\hat{f}T = \frac{1}{2\pi D} \arg \left\{ e^{j2\pi D\Delta f T} + \frac{3}{2N} (N_1 + N_2) \right\} \quad (11)$$

若信噪比足够高或当导频数很大时,式(11)可近似为:

$$\Delta\hat{f}T = \frac{1}{2\pi D} \left\{ 2\pi D\Delta f T + \frac{3}{2N} (\text{Im}\{N_1\} + \text{Im}\{N_2\}) \right\} = \Delta f T + \frac{3}{4\pi DN} (\text{Im}\{N_1\} + \text{Im}\{N_2\}) \quad (12)$$

式中, $\text{Im}\{\}$ 表示取虚部。显然:

$$E\{\Delta\hat{f}T\} = \Delta f T \quad (13)$$

可见式(6)是无偏估计量,其均方差为:

$$\begin{aligned} E\{(\Delta\hat{f}T - \Delta f T)^2\} &= \left(\frac{3}{4\pi DN} \right)^2 E\{(\text{Im}\{N_1\} + \text{Im}\{N_2\})^2\} = \\ &= \left(\frac{3}{4\pi DN} \right)^2 E\{(\text{Im}\{N_1\})^2 + 2(\text{Im}\{N_1\})(\text{Im}\{N_2\}) + (\text{Im}\{N_2\})^2\} = \\ &= \left(\frac{3}{4\pi DN} \right)^2 \frac{N}{3} \{ (2\sigma^4 + 2\sigma^2) + 2(-\sigma^2) + (2\sigma^4 + 2\sigma^2) \} = \left(\frac{3}{4\pi DN} \right)^2 \frac{N}{3} (4\sigma^4 + 2\sigma^2) \end{aligned} \quad (14)$$

将 $\text{SNR} = 1/2\sigma^2$ 代入式(14),则有:

$$E\{(\Delta\hat{f}T - \Delta f T)^2\} = \frac{3}{16\pi^2 D^2 N} \left(\frac{1}{\text{SNR}} + \frac{1}{\text{SNR}^2} \right) \quad (15)$$

$$\Delta\hat{f}^{(n)} = \arg \max_{\Delta f_i} \left| \underbrace{\sum_{k \in L_{\text{Data}}} r_k^{(n-1)} \bar{a}_k(\mathbf{r}^{(n-1)}, \mathbf{b}^{(n-1)}) e^{-j2\pi k \Delta f_i T}}_{\text{CA}} + \underbrace{\sum_{k \in L_{\text{Pilot}}} r_k^{(n-1)} e^{-j2\pi k \Delta f_i T}}_{\text{DA}} \right| \quad (17)$$

$$\hat{\theta}^{(n)} = \arg \left\{ \sum_{k=1}^L r_k^{(n-1)} \bar{a}_k(\mathbf{r}^{(n-1)}, \mathbf{b}^{(n-1)}) e^{-j2\pi k \Delta \hat{f}^{(n)} T} \right\} \quad (18)$$

式中, $\Delta f_i T = i \Delta f_p T$, $i \in \{-M, -M+1, \dots, M-1, M\}$,

取 $\Delta f_p T = 1 \times 10^{-6}$ 为频率搜索间隔, M 为搜索窗口。

简化的后验均值为:

$$\bar{a}_k(\mathbf{r}^{(n-1)}, \mathbf{b}^{(n-1)}) = \begin{cases} 1 & L_k > L_{\text{门限}} \\ 0 & |L_k| \leq L_{\text{门限}} \\ -1 & L_k < -L_{\text{门限}} \end{cases} \quad (19)$$

式中, L_k 为译码器输出的软信息; $L_{\text{门限}}$ 为软信息门限值。

2) 求积分器输出。

$$\Delta\hat{f}_{\text{Fine}}^{(n)} = \Delta\hat{f}_{\text{Fine}}^{(n-1)} + \Delta\hat{f}^{(n)} \quad (20)$$

$$\hat{\theta}_{\text{Fine}}^{(n)} = \hat{\theta}_{\text{Fine}}^{(n-1)} + \hat{\theta}^{(n)} \quad (21)$$

式(6)和式(7)证毕。

导频辅助的相位估计量为:

$$\hat{\theta} = \arg \left\{ \sum_{k \in L_{\text{Pilot}}} r_k e^{-j2\pi k \Delta \hat{f} T} \right\} \quad (16)$$

3 导频联合编码辅助载波同步算法

对接收信号进行导频粗同步后,由于频偏和相偏的估计方差较大,因此补偿后的信号仍存在残留的频偏和相偏,会大幅降低译码器输入信号的功率,导致译码性能下降。因此需要进行载波精同步。期望最大(expectation maximization algorithm, EM) 算法^[1]是一种迭代的极大似然估计算法,是编码辅助同步算法中应用最为广泛的一种算法。其估计范围较小,但估计精度高,适合精估计。在接收序列每次迭代译码后,EM算法利用后验均值进行参数的更新,然后将补偿后的数据送入译码器进行下一次迭代,因其采用极大似然搜索估计频偏,计算复杂度很高,需对其改进。在估计频偏时,可引入积分器减小频率搜索窗口;同时对后验均值进行量化操作,以减少参与运算的符号数。 $\mathbf{r}^{(n)} = [r_1^{(n)}, r_2^{(n)}, \dots, r_L^{(n)}]^T$ 和 $\hat{\mathbf{b}}^{(n)} = [\Delta\hat{f}_{\text{Fine}}^{(n)}, \hat{\theta}_{\text{Fine}}^{(n)}]^T$ 分别表示第 n 次迭代时信号与估计向量($\mathbf{r}^{(0)}$ 表示粗同步后的信号)。将导频符号应用到该算法中,则具体的估计步骤分为两步。

1) 求积分器的增量。

注意, $\Delta\hat{f}^{(0)} = 0$, $\hat{\theta}^{(0)} = 0$ 。信号按如下方式更新:

$$r_k^{(n)} = r_k^{(n-1)} e^{-j(2\pi k \Delta \hat{f}^{(n)} T + \hat{\theta}^{(n)})} \quad (22)$$

接收机先提取导频符号进行一次粗估计并补偿信号;然后译码器迭代译码,每次迭代时利用后验均值和导频符号对同步参数进行更新,即导频联合编码辅助载波同步算法的主要思想。联合算法的频偏和相偏估计量为:

$$\Delta\hat{f}_{\text{Total}}^{(n)} T = \Delta\hat{f}_{\text{Coarse}}^{(n)} T + \Delta\hat{f}_{\text{Fine}}^{(n)} T \quad (23)$$

$$\hat{\theta}_{\text{Total}}^{(n)} = \hat{\theta}_{\text{Coarse}}^{(n)} + \hat{\theta}_{\text{Fine}}^{(n)} \quad (24)$$

4 仿真与分析

本文仿真采用信息位长 $K_L = 300$, 码长 $N_L = 1200$, 行重 $\rho = 4$, 列重 $\lambda = 3$ 的规则LDPC码。仿真帧数为2万帧,迭代次数上限为20次。频率估计

与相位估计的均方根误差(root mean square error, RMSE) 分别为 $RMSE(\Delta\hat{f}) = \sqrt{E((\Delta\hat{f} - \Delta f)^2 T^2)}$, $RMSE(\hat{\theta}) = \sqrt{E((\hat{\theta} - \theta)^2)}$ 。下面分别就粗估计算法、联合估计算法的性能进行仿真分析。

4.1 不同导频结构的频偏粗估计性能

SNR = -3.5 dB, 导频数 $N = 120$ 时, 不同导频结构的鉴频曲线如图3所示。可以看出, PMP结构的同步范围大约为PP结构的2倍, 与理论一致。导频数 $N = 120$ 时, 不同导频结构的频偏估计RMSE曲线如图4所示, 其中实测曲线的频偏设为 2×10^{-4} 。从图中可以看出, 当 $SNR \geq -4$ dB时, PP结构和PMP结构的实测曲线和理论曲线拟合度很高。随着信噪比增加, 两种结构的频偏估计方差逐渐逼近CRB界(此界由式(2)确定)。PMP结构的方差与CRB界有一定距离, 且比PP结构的方差大, 故PP结构是以牺牲估计精度来换取估计范围的, 然后通过精估计提高估计精度。

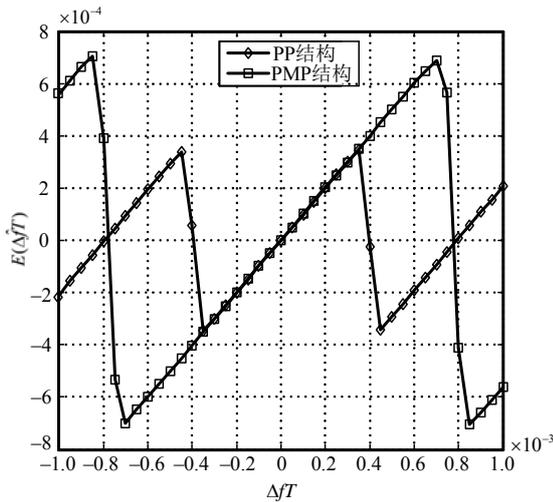


图3 不同导频结构的频偏粗估计鉴频曲线

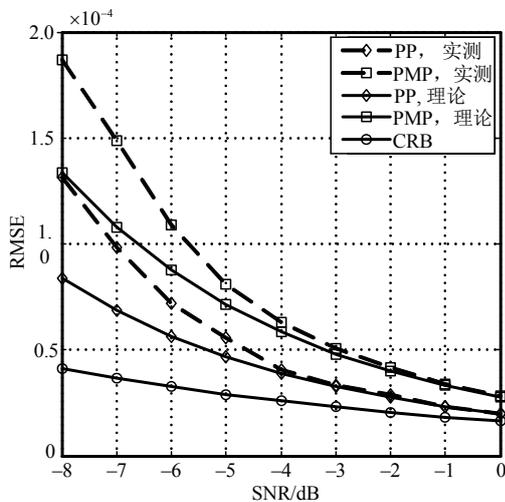


图4 不同导频结构的频偏粗估计RMSE曲线

4.2 门限值对联合算法的影响

软信息门限值对联合估计算法的同步性能的影响并不明显, 优势在于降低了复杂度。如图5所示, 帧结构为PMP结构, 频偏设为 2×10^{-4} , 相偏设为 60° , 帧数设置为10 000帧, 采用联合估计算法的频率RMSE曲线, 表明门限值升高, 该算法的频偏估计方差有很小幅度地上升。这是因为门限值越高, 式(17)中参与估计的非零后验均值的点数越小, 但复杂度越低。因此, 在仿真中对门限的选取采取了折中, 既能保证估计的精度, 同时又能降低一定的复杂度, 所以以下的仿真门限均设置为1。

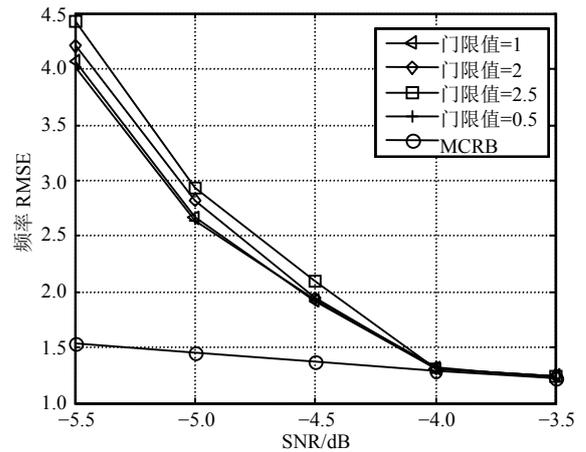


图5 门限值对联合估计算法的影响

4.3 联合算法的同步范围

导频数 $N = 120$, SNR = -3.5 dB时, 联合算法的鉴频和鉴相曲线如图6和图7所示。从图中可以看出, 由于PP结构中两端的导频相距很远, 其同步范围仅比纯编码辅助同步算法稍大(纯CA算法是指没利用导频符号, 仅利用编码符号进行估计)。PMP结构能够大幅度地扩大同步范围, 约是PP结构的2倍, 与粗估计分析一致。

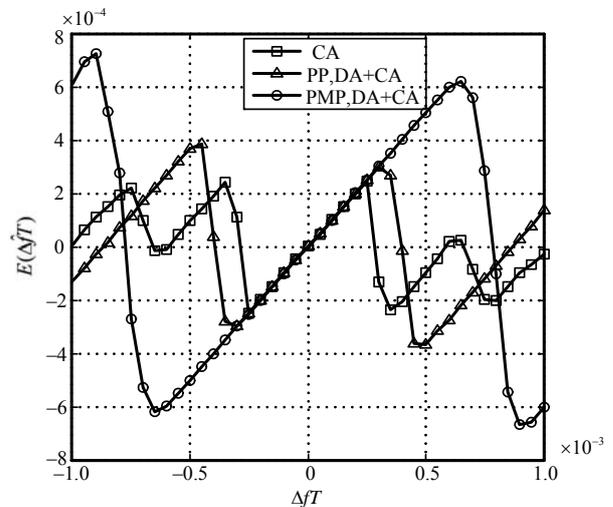


图6 联合算法的鉴频曲线

当相偏在 $\pm\pi$ 附近时,两种结构的相位估计值会有符号取反现象,即 $\hat{\theta}$ 会在 θ 或 $-\text{sign}(\theta)2\pi+\theta$ 附近取值($\text{sign}(\theta)$ 表示 θ 的极性)。该现象会导致估计均值呈非线性状,但相偏仍然得到了正确补偿,故两种结构的鉴相范围均为 $[-\pi,\pi]$,且可以消除相位模糊。

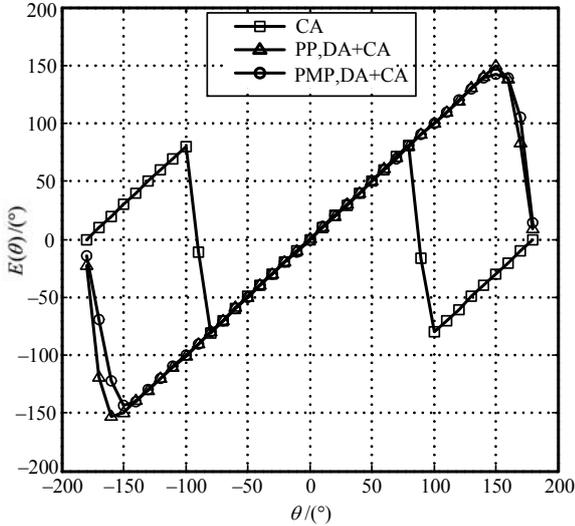


图7 联合算法的鉴相曲线

4.4 联合算法的RMSE曲线

导频数 $N=120$ 时,联合算法的频偏和相偏估计RMSE曲线如图8和图9所示,并与估计方差的下界即MCRB界^[16]相比,同步参数设为 $\Delta fT=2\times 10^{-4}$ $\theta=60^\circ$ 。从图8可以看出,对于PP结构和PMP结构的同步方案,如果仅采用导频进行粗同步,则频率估计RMSE与MCRB有较大距离。但在粗同步后继续采用导频与编码联合辅助进行精同步, RMSE则会大幅降低,并随着信噪比升高,译码的准确度

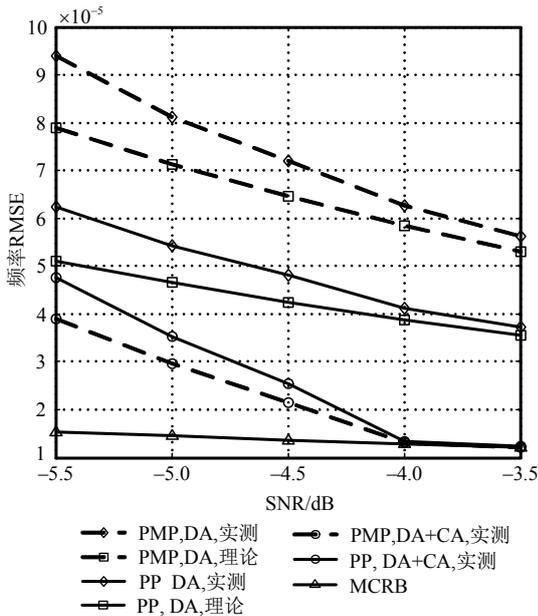


图8 联合算法的频偏估计RMSE曲线

增强,两种结构对应的联合算法的RMSE差异很小且逐渐逼近MCRB。相位估计与频率估计有相似的结论。虽然两种联合算法的相位估计RMSE均与MCRB界有一定距离,但估计精度已足够高,对译码器的影响很小。

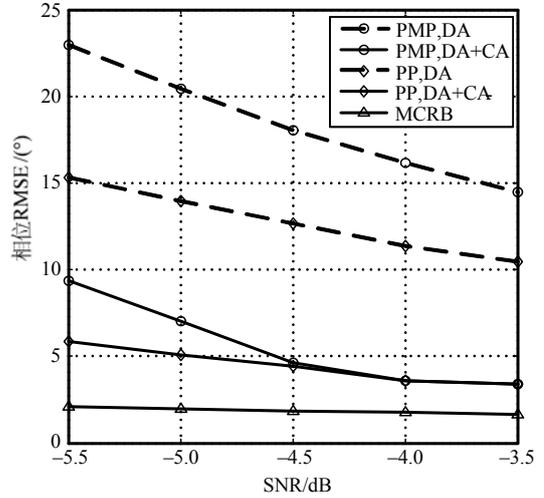


图9 联合算法的相偏估计RMSE曲线

4.5 联合算法的BER曲线

不同导频结构和导频长度下联合估计算法的BER曲线如图10所示,同步参数为频偏 $\Delta fT=2\times 10^{-4}$ 、相偏 $\theta=60^\circ$ 。可以看出在导频数相等的情况下,两种结构的BER曲线几乎重合。随着导频长度的增加,两种结构的BER性能均可逼近理想同步。虽然PMP结构的粗估计精度不如PP结构,但精同步算法具有足够的能力将两者的估计方差均降低至译码器可忍受的范围,故在相同的同步范围内,两种结构的联合算法具有相当的BER性能,但PMP结构具有更大的同步范围。

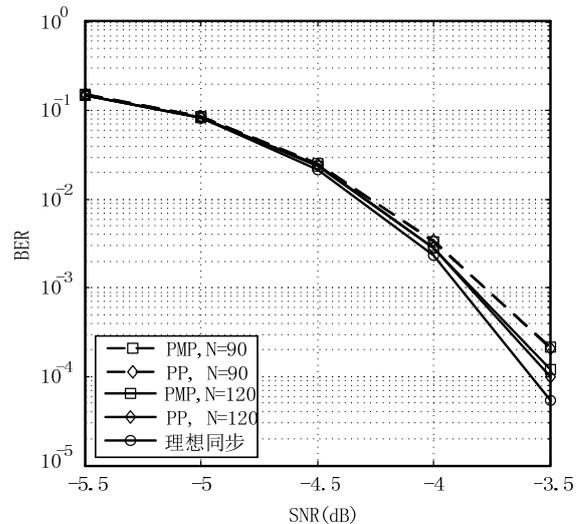


图10 联合估计算法BER曲线

5 结 论

为扩大载波同步参数的同步范围, 在分析导频结构对粗估计算法同步范围和同步精度的影响机理基础上, 提出了PMP导频结构及其对应的频偏粗估计算法, 并推导出其估计方差。然后利用导频和编码共同辅助精同步算法, 得到大频偏大相偏情况下的载波同步算法。仿真结果表明, 新算法能大幅提高同步参数的估计范围, 在一定的导频长度下可逼近理想同步。

参 考 文 献

- [1] NOELS N, LOTTICI V, DEJONGHE A, et al. A theoretical framework for soft information based synchronization in iterative(turbo) receivers[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2005(2): 117-129.
- [2] KIM P, CHOI K, SONG Y J, et al. Joint carrier recovery and Turbo decoding method for TDMA burst MODEM under very low SNRs[C]// 2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference. Melbourne: [s.n.], 2006: 2198-2200.
- [3] HERZET C, RAMON V, VANDENDORPE L. A theoretical framework for Iterative synchronization based on the sum-product and the expectation-maximization algorithms[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(5): 1644-1658.
- [4] RAHAMIM Y, FREEDMAN A, REICHMAN A. ML iterative soft-decision-directed (ML-ISDD): A carrier synchronization system for short packet turbo coded communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(7): 1169-1177.
- [5] PAN Xiao-fei, LIU Ai-jun, ZHANG Bang-ning, et al. Code-aided iterative carrier estimation in presence of residual frequency offset[J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(2): 404-432.
- [6] FU Hong-yi, SUN Su-mei, KAI Y, et al. Low-complexity iterative carrier synchronization for short packet Turbo receiver[C]//IEEE WCNC 2008. Las Vegas, NV: IEEE, 2008: 1205-1210.
- [7] FU Hong-yi, KAI Y, YUEN S K, et al. Low-complexity iterative synchronization for a robust receiver at low signal-to-noise ratios[J]. IEEE VTC Spring 2008, 2008: 739-743.
- [8] 包建荣, 詹亚锋, 陆建华. 基于LDPC译码软信息的迭代载波恢复[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(10): 2416-2420.
BAO Jian-rong, ZHAN Ya-feng, LU Jian-hua. Iterative carrier recovery based on soft decision metrics of LDPC decoding[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(10): 2416-2420.
- [9] 徐俊辉, 刘朝生, 张忠培. 一种基于APPA的码辅助载波同步算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(12): 2834-2837.
XU Jun-hui, LIU Chao-sheng, ZHANG Zhong-pei. A code-aided carrier synchronization algorithm based on APPA[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(12): 2834-2837.
- [10] 徐俊辉, 陈炜, 张忠培. 极低信噪比环境下的载波同步算法研究[J]. 通信技术, 2009, 42(12): 27-31.
XU Jun-hui, CHEN Wei, ZHANG Zhong-pei. Research on carrier recovery for very low SNR[J]. Communications Technology, 2009, 42(12): 27-31.
- [11] 晏辉, 唐发建, 张忠培. 一种低复杂度编码辅助载波同步算法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(12): 2959-2963.
YAN Hui, TANG Fa-jian, ZHANG Zhong-pei. A low complexity code-aided carrier synchronization algorithm[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(12): 2959-2963.
- [12] GODTMANN S, HADASCHIK N, STEINERT W, et al. Coarse and Turbo synchronization: a case-study for DVB-RCS[C]// NEWCOM-ACoRN Joint Workshop 2006. Vienna: Austria, 2006: 20-22.
- [13] GODTMANN S, HADASCHIK N, STEINERT W, et al. A concept for data-aided carrier frequency estimation at low signal-to-noise ratios[C]//IEEE International Conference on Communications. China: IEEE Computer Society Press, 2008: 463-467.
- [14] 晏辉, 唐发建, 张忠培. 一种基于低码率LDPC码的编码与导频联合辅助载波同步算法[J]. 电子与信息学报, 2011, V33(2): 470-474.
YAN Hui, TANG Fa-jian, ZHANG Zhong-pei. A joint assisted carrier synchronization algorithm with code and pilot based on low RATE LDPC code[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, V33(2): 470-474.
- [15] YING Ye-qiu, MOUNIR G. Optimal pilot placement for frequency offset estimation and data detection in burst transmission systems[J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9(6): 549-551.
- [16] D'ANDREA A N, MENGALI U, REGGIANNINI R. The modified cramer-rao bound and its applications to synchronization problems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(234): 1391-1399.

编 辑 张 俊