

DOI: 10.7652/xjtuxb201502011

低信噪比下时频联合的载波同步算法

孙锦华, 韩会梅

(西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 710071, 西安)

摘要: 针对短突发通信在低信噪比下编码辅助同步算法存在估计精度低和同步范围小的问题,提出了一种时频联合的载波同步(JTDFDCY)算法。首先采用频域估计算法、时域估计算法和最大似然(ML)算法对导频信号进行处理,得到频率粗估计值和相位粗估计值;然后用频率粗估计值和相位粗估计值对接收信号进行补偿,并对补偿后的信号进行解调制、重新编码、基带调制,得到软判决符号;最后采用时域相关和算法和 ML 算法对软判决符号进行处理,得到频率细估计值和相位细估计值,进而实现有效的载波同步。仿真结果表明:JTDFDCY 算法在低信噪比下的粗估计能够兼顾频率估计范围和估计均方根误差的要求;当归一化频偏在 $(-0.5, 0.5)$ 范围时,仅利用 6.1% 的导频开销即可将系统的性能损失控制在 0.1 dB 以内。

关键词: 低信噪比;导频;载波同步;编码辅助

中图分类号: TN911.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2015)02-0062-07

Joint Time-Domain and Frequency-Domain Carrier Synchronization Algorithm in Low Signal to Noise Ratio

SUN Jinhua, HAN Huimei

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A joint time-domain and frequency-domain carrier synchronization (JTDFDCY) algorithm is proposed to improve the low estimation accuracy and small synchronization range of code-aided carrier recovery algorithms in the case of low signal to noise ratio (SNR) for short burst communication systems. The coarse frequency estimations and coarse phase estimations are obtained through processing the pilot symbols by the use of the frequency estimation algorithm, the time estimation algorithm, and the ML algorithm. Then the coarse estimations are used to compensate for the received signal, and the compensated signal are demodulated, decoded, re-encoded and baseband modulated to get the soft decision symbol. The fine frequency estimation and fine phase estimation are obtained through processing the soft decision symbol by using summation of time-domain correlation and ML algorithm, and eventually, more efficient synchronization carrier is realized. Simulation results show that the proposed JTDFDCY algorithm can satisfy the requirements of frequency estimation range and root mean square error. When the normalized frequency offset is in the range of $(-0.5, 0.5)$, the performance degradation of the JTDFDCY algorithm is within 0.1 dB at the cost of 6.1% pilot combining with decoder information.

Keywords: low signal to noise ratio; pilot; carrier synchronization; code-aided

收稿日期: 2014-04-14。 作者简介: 孙锦华(1979—),女,博士,副教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61271175);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(JB140114,K5051201043)。

网络出版时间: 2014-11-28 网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20141128.1611.002.html>

在高速移动通信、深空通信和卫星通信中,接收机长时间在低信噪比下工作,由于通信双方的相对运动,接收信号总是存在较大的多普勒频偏^[1]。为使采用 Turbo 码、Turbo 乘积码(TPC)和低密度奇偶校验码(LDPC)^[2-3]等的短突发系统在低信噪比下正常工作,有效的载波同步是需要解决的关键问题。近年来,针对现有的开环载波参数估计方案的缺陷,研究者陆续提出了一些频偏估计方法^[4-7],但这些方法的估计范围提升有限或工作信噪比门限较高。码辅助的同步算法^[8-15]利用香农极限码的特点,将译码和同步相结合,显著提高了算法的估计性能。联合导频和迭代译码软信息的 ML-ITDD 算法^[8]能够校正小于 7×10^{-4} 的归一化频偏,但是由于采用最大似然(ML)准则进行频率搜索,算法比较复杂。非数据辅助迭代载波同步算法^[10]能校正大范围的载波频偏和相偏,获得接近理想的误比特性能,但算法采用频相二维搜索,复杂度非常高。文献[13]针对 LDPC 系统提出导频与编码联合辅助的同步算法,但在归一化频偏大于 3×10^{-4} 时与理想性能相差较大。文献[14]针对 Turbo 系统提出联合导频和迭代译码的同步算法,但在归一化频偏大于 1.5×10^{-3} 时与理想性能相差较大。文献[15]提出的联合旋转平均周期图和解调软信息载波估计算法,频偏估计范围可达符号速率的一半,但细估计采用了分段的频相二维搜索,复杂度稍高。

针对上述问题,在文献[14-15]的基础上,本文提出了一种时频联合的载波同步算法(JTDFD-CY)。该算法首先采用频域旋转平均周期图(rotational periodogram averaging, RPA)算法、时域相关和算法和 ML 算法,对导频信号进行处理得到频率粗估计值和相位粗估计值,然后用频率和相位的粗估计值对接收信号进行补偿,并对补偿后的信号进行解调译码、重新编码、基带调制,得到软判决符号,最后采用时域相关和算法和 ML 算法对软判决符号进行处理得到频率细估计值和相位细估计值,进而实现有效的载波同步。由于频域旋转平均周期图算法的估计范围可以达到符号速率的一半,时域相关和算法和 ML 算法的估计精度较高,因此本文所提出的算法具有估计范围大、估计精度高的特点。仿真结果表明,在低信噪比条件下,本文算法能够兼顾频率估计范围和估计精度的要求;当归一化频偏在 $(-0.5, 0.5)$ 范围时,仅利用 6.1% 的导频开销就能将系统的性能损失控制在 0.1 dB 以内。另外,本文算法的复杂度较小,有利于工程应用。

1 系统模型

首先将信息序列编码,将导频序列平均分成前后两段,与编码后的数据复用组成一个数据帧结构。整个数据帧长为 N 个符号,前段导频和后段导频长度均为 L_p (L_p 为两段导频间的符号个数),两段导频之间的数据符号长度为 L_1 ,后段导频之后的数据符号长度为 L_2 ,两段导频的符号间距为 $D = L_p + L_1$,细估计用到的数据符号长度为 L_3 ,数据帧结构如图 1 所示。该数据帧经过调制得到复基带信号,通过高斯白噪声信道,附加载波频偏和相偏。接收到的等效离散基带信号可以表示为

$$r_k = s_k \exp(j(2\pi\Delta f k T + \varphi)) + n_k, \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

式中: T 是符号周期; Δf 是载波频偏; φ 是相位偏移,服从均值为 $[-\pi, \pi]$ 、标准差为 σ_φ 的高斯分布; n_k 是复高斯随机变量,均值为 0,方差为 σ_w^2 。

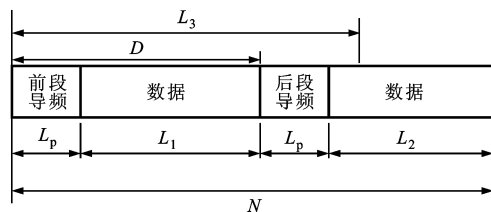


图1 数据帧结构

在接收端,接收信号首先被送到解复用器,提取出导频序列进行载波粗估计,再用频率和相位的粗估计对接收信号进行补偿;然后将补偿后的信号送至解调器和译码器,译码器输出的信息序列经过编码、基带调制送至细估计器进行载波细估计,再用粗估计和细估计的频率和相位值对接收信号进行补偿;最后对补偿后的信号进行解调译码即可恢复出信息序列。上述系统同步模型如图 2 所示。

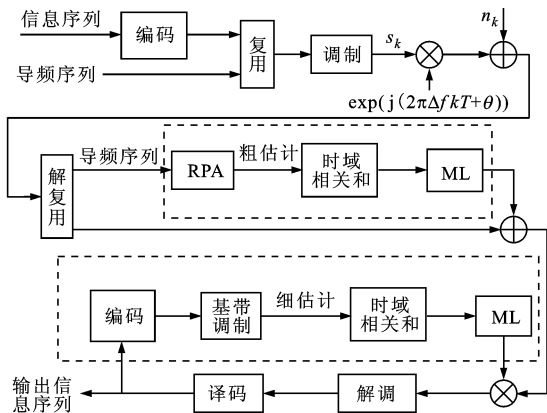


图2 系统同步模型

2 载波同步算法

2.1 导频辅助的载波粗估计

在低信噪比下,为了保证经过粗同步后的码字在含有剩余频偏时软信息的可靠性,本算法的粗估计采取了频域和时域相结合的算法,利用频域旋转平均周期图算法和时域相关和算法进行频率粗估计,用 ML 算法进行相位粗估计。另外,用先进的数字信号处理器^[16]可以实现对载波频差和相差的实时捕获。

2.1.1 RPA 算法 将接收到的基带信号通过解复用进行信号分离,提取出接收信号中的前段导频,并计算去调制信号

$$z_k = r_k s_k^*, k = 1, 2, \dots, L_p \quad (2)$$

式中: r_k 为接收到的基带信号; s_k^* 表示 s_k 的复共轭。对去调制信号序列 $z = [z_1, z_2, \dots, z_{L_p}]$ 做 M 次频偏旋转,则第 l 次的频偏旋转量 $f_l = l / (MTN_F)$, 其中 $l = 0, 1, \dots, M-1, N_F$ 为快速傅里叶变换(FFT)的变换点数, M 为频偏旋转次数。将 M 次频偏旋转后的信号分别做周期图,再对 M 个周期图进行平均得到平均周期图 $C'_k = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \text{fft}(z \exp(j2\pi f_l k T))$, N_F), 其中 $\text{fft}(\cdot)$ 表示快速傅里叶变换运算。由平均周期图的最大谱峰,得到 RPA 算法的频偏估计值 f_{RPA} , 即 $f_{\text{RPA}} = \frac{k_m}{TN_F} + \frac{l_m}{MTN_F}$, $k_m = \arg \max_k \{C'_k\}$, $l_m = \arg \max_l \{\text{fft}(z \exp(j2\pi f_l k T)), N_F)\} | k = k_m$ 。

2.1.2 时域相关和算法 利用 RPA 算法的频偏估计值 f_{RPA} 对接收信号进行补偿,将补偿后的复信号通过解复用提取出前段导频和后段导频,并利用前段导频和后段导频的去调制信号来计算时域相关和算法的频偏估计值

$$f_{\text{sc}} = \frac{1}{2\pi(L_p + L_1)T} \text{angle} \left\{ \sum_{k=1}^{L_p} (r_k \exp(-j2\pi k T f_{\text{RPA}}) \cdot s_k^*)^* \sum_{m=1}^{L_p} r_{m+L_1} \exp(-j\pi(m+L_1)T f_{\text{RPA}}) s_{m+L_1}^* \right\} \quad (3)$$

式中: angle 表示求幅角。将 f_{RPA} 与 f_{sc} 相加,得到频偏粗估计值 f_{co} 。

2.1.3 ML 算法估计载波相位 利用前段导频通过最大似然算法计算相偏粗估计值

$$\phi_{\text{co}} = \text{angle} \left\{ \sum_{k=1}^{L_p} r_k s_k^* \exp(-j2\pi(f_{\text{RPA}} + f_{\text{sc}})kT) \right\} \quad (4)$$

2.2 编码辅助的载波细估计

用载波粗估计值对接收信号进行校正,得到校正信号

$$r'_k = r_k \exp(-j(2\pi k T f_{\text{co}} + \phi_{\text{co}})), k = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

对校正信号解调、译码,恢复出信息比特,将信息比特重新进行编码、复用、基带调制,得到软判决符号 $s' = [s'_1, s'_2, \dots, s'_N]$, 并计算前 L_3 个符号的去调制信号

$$z'_k = r'_k (s'_k)^*, k = 1, 2, \dots, L_3 \quad (6)$$

这里需要说明的是,如果系统采用 PSK 或 QAM 调制方式,也可以通过非线性判决的方法得到软判决符号 s' 。研究表明,在译码器的后验概率对数似然比可靠性较高时,这两种方法得到的软判决符号 s' 是近似等价的^[16]。

通过时域相关和算法得到频偏细估计值

$$f_{\text{in}} = \frac{1}{\pi L_3 T} \text{angle} \left\{ \sum_{k=1}^{L_3/2} (z'_k)^* \sum_{n=1}^{L_3/2} z'_{L_3/2+n} \right\} \quad (7)$$

通过 ML 算法计算相偏细估计值

$$\phi_{\text{in}} = \text{angle} \left\{ \sum_{k=1}^{L_3} z'_k \exp(-j2\pi f_{\text{in}} k T) \right\} \quad (8)$$

将频偏粗估计值 f_{co} 和频偏细估计值 f_{in} 相加得到最终的频率估计值 $\Delta \hat{f}$, 将相偏粗估计值 ϕ_{co} 和相偏细估计值 ϕ_{in} 相加得到最终的相位估计值 $\hat{\phi}$; 利用 $\Delta \hat{f}$ 和 $\hat{\phi}$ 对接收信号进行补偿,进一步解调、译码即可恢复出原始信息序列。

3 参数设置及仿真分析

本文细估计的码辅助同步算法利用的是经过解码、再重新编码、基带调制的软判决符号,跟纠错码的类型及调制方式无关,因此本文同步算法参数的选择不受纠错码、调制方式的影响。本文同步算法参数的取值需要根据系统的误比特性能要求以及编码调制方式来确定。由于 TPC 码在比较高的编码速率和码长较短的情况下仍可以获得非常好的纠错能力,且译码复杂度较低,因此具有恒包络特性的 SOQPSK 信号具有良好的频谱利用率和功率利用率,非常适合应用于短突发传输系统。下面以 TPC 编码加 SOQPSK 调制为例,给出本文算法中各参数的设置及仿真结果。系统中各信号参数如下: TPC 子码为 (32, 26) 扩展汉明码,编码数据共 12 个 TPC 块,调制方式为 MIL SOQPSK 调制。相偏为均值为 $[-\pi, \pi)$ 、方差为 5° 的高斯随机变量。

3.1 算法中各参数的设置及分析

由于频偏随时间的积累会对数据产生严重的影响,进而影响系统的误比特性能,因此对于给定长度的数据应首先由归一化频偏对系统误比特性能的影响确定粗估计算法和细估计算法应达到的归一化均方根误差(e_{RMS})。由于时域相关和算法的均方根误差由相关长度决定,因此细估计阶段的相关长度 L_3 应由细估计算法应达到的 e_{RMS} 确定。粗估计阶段 RPA 算法的 e_{RMS} 应在粗估计时域相关和算法的估计范围内,而粗估计时域相关和算法的估计范围由两段导频的间距 D 确定, D 越大,估计范围越小,估计的 e_{RMS} 也越小。粗估计时域相关和算法的估计范围越小,会对 RPA 算法的 e_{RMS} 提出较高要求。为了降低 RPA 算法的均方根误差,必须增大导频开销。因此在粗估计参数的设计中,为了减小导频开销,可以选择稍小的导频间距,使得有限导频开销导致 RPA 算法 e_{RMS} 较大的缺陷可以由时域相关和算法进一步弥补,这样经过三级同步保证以最小的导频开销获得最终所要求的估计精度。

3.1.1 确定粗估计算法及及细估计算法应达到的 e_{RMS} 图 3 给出了不同归一化频偏 Δf_{T} 对系统误比特率性能的影响。从图中可以看出, Δf_{T} 越大,对系统的误比特率影响越大。当 $\Delta f_{\text{T}} < 5 \times 10^{-6}$ 时对系统误比特率的影响较小,因此粗估计频率的 e_{RMS} 应达到 5×10^{-6} 。当要求系统的误比特率性能损失为 0.1 dB 时,细估计频率的 e_{RMS} 应达到 2×10^{-6} 。

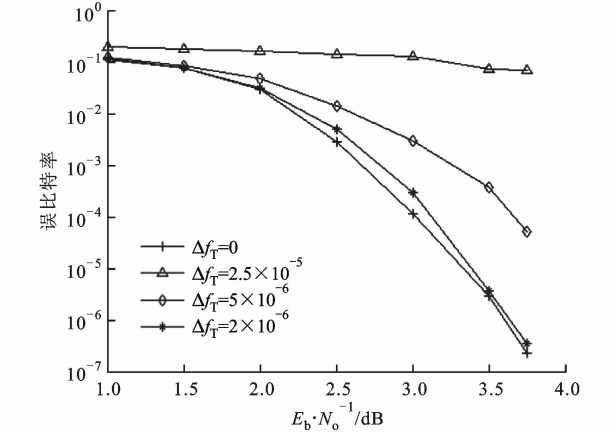


图 3 不同归一化频偏对系统误比特率性能的影响

3.1.2 确定两块导频之间的数据符号长度 L_1 L_1 的实质就是两块导频之间所包含的符号个数。图 4 给出了 $E_b/N_0 = 1$ dB 时 L_1 对本文粗估计频率的 e_{RMS} 的影响。从图 4 可以看出,当 L_1 不小于 1 026 时,本文粗估计频率的 e_{RMS} 不大于 5×10^{-6} 。为了既能控制导频开销又能保证本文粗估计频率的 e_{RMS} 约为 5×10^{-6} ,设置 $L_1 = 1\ 026$ 。

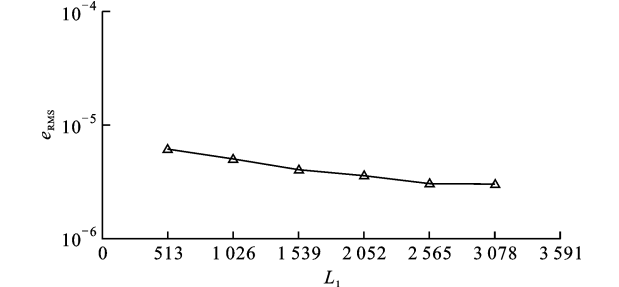


图 4 两块导频之间的距离对本文粗估计算法的影响

3.1.3 确定导频符号数 L_p 图 5 给出了 $E_b/N_0 = 4$ dB 时, L_p 对 RPA 算法的 e_{RMS} 的影响。RPA 算法估计频率的 e_{RMS} 应在时域相关和算法的估计范围内,因此需要首先求出粗同步时域相关和算法的估计范围 $1/2(L_p + L_1)^{[14]}$,当 L_p 小于 200, $L_1 = 1\ 026$ 时, $1/2(L_p + L_1)$ 在 4×10^{-4} 量级。从图 5 中可以看出,当 L_p 大于 100 时,RPA 算法估计频率的 e_{RMS} 均能落在时域相关和算法的估计范围内。但是,图 5 中的 e_{RMS} 是实验统计的平均值,如果某一次 RPA 算法估计频率的 e_{RMS} 超出或接近粗同步时域相关和算法的估计范围,则会造成粗估计性能的恶化,因此需要进一步由 RPA 算法估计频率的 e_{RMS} 的统计特性来确定合适的导频数。对估计频率的 e_{RMS} 的统计比较耗时,而且也没有必要对较大 L_p 进行测试,因此本文选择几个离散点进行测试。表 1 给出了 L_p 为 157 和 200 时进行 10 000 次仿真的 RPA 算法粗估计频率 e_{RMS} 的统计结果。可以看出, L_p 为 157 和 200 时 RPA 算法的 e_{RMS} 均小于 4×10^{-4} ,但 $L_p = 157$ 比 $L_p = 200$ 的 e_{RMS} 有更大的概率落在 $[2 \times 10^{-4}, 4 \times 10^{-4}]$ 区间,因此选取 $L_p = 200$ 。此时导频开销为 $2L_p/(2L_p + 12 \times 513) = 6.1\%$,其中每个 TPC 块的符号数为 513。

表 1 RPA 算法在不同 e_{RMS} 范围内的统计结果

L_p	统计次数				
	$e_{\text{RMS}} < 10^{-4}$	$e_{\text{RMS}} \in [10^{-4}, 2 \times 10^{-4}]$	$e_{\text{RMS}} \in [2 \times 10^{-4}, 3 \times 10^{-4}]$	$e_{\text{RMS}} \in [3 \times 10^{-4}, 4 \times 10^{-4}]$	$e_{\text{RMS}} \in [4 \times 10^{-4}, 5 \times 10^{-4}]$
157	7 286	2 502	204	8	0
200	9 063	929	8	0	0

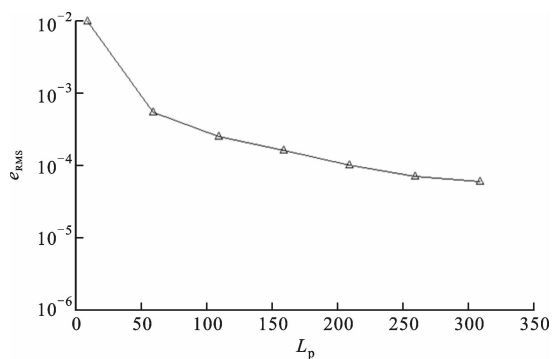


图5 L_p 对 RPA 算法估计频率均方根误差的影响

3.1.4 确定频偏旋转因子 M 和 FFT 变换点数 N_F

首先固定 FFT 变换点数,确定频偏旋转因子。当 $L_p=200$ 、 N_F 为 512 点时,RPA 算法的粗同步频率估计性能与载波频率位置关系的曲线如图 6 所示。由于频偏旋转相当于对 FFT 两根谱线中间不能分辨的频率范围进行谱分析,并且分析结果关于两根谱线的中心是对称的,因此图中只画出了 FFT 量化频率点从 n 到 $n+0.5$ 的估计性能。从图中可以看出,当 $M=16$ 时,RPA 算法的估计频率 e_{RMS} 小于 4×10^{-4} ,并且幅度波动较小,因此旋转因子选取 $M=16$ 。确定了频偏旋转因子后,再根据 RPA 算法的估计频率 e_{RMS} 统计结果来确定适当的 FFT 点数 m 。在 $E_b/N_0=3.75$ dB、 $m=(1,2,\dots,10) \times 512$ 时,统计了 10 000 次 RPA 算法的估计频率的最大 e_{RMS} ,当 FFT 点数大于等于 1 024 时,最大 e_{RMS} 均小于 4×10^{-4} ,考虑到实际工程应用,选择 FFT 点数为 1 024。

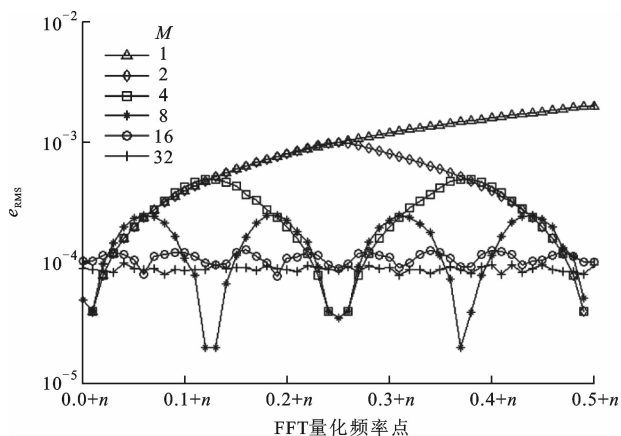


图6 粗同步频域估计性能与载波频率位置的关系

3.1.5 确定数据符号数

图 7 给出了数据符号数 L_3 对细估计频率 e_{RMS} 的影响。从图 7 中可以看出,当 L_3 不小于 3 791 时,细估计频率的 e_{RMS} 不大于 2×10^{-6} 。由 3.1.1 节可知,当细估计频率的 e_{RMS} 为

2.0×10^{-6} 时,系统误比特率损失为 0.1 dB。由于 L_3 越长,细估计频率的 e_{RMS} 越小,因此为了达到理想的载波同步,细估计中采用的 $L_3=4\ 304$ 。

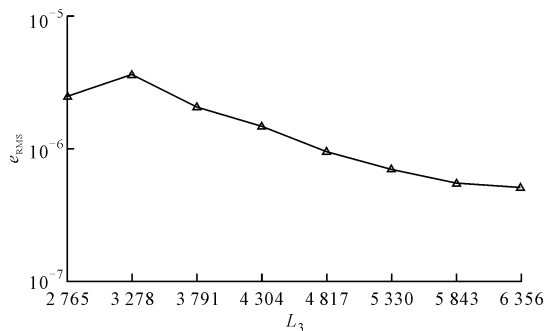


图7 L_3 对细估计频率均方根误差的影响

3.2 误比特性能

图 8 和图 9 分别给出了归一化频偏 Δf_T 为 0.45 和 1×10^{-4} 时本文算法和文献[14-15]中同步算法的误比特率曲线和理想曲线比较。可以看出,无论是在大归一化频偏($\Delta f_T=0.45$)或是小归一化频偏($\Delta f_T=1 \times 10^{-4}$)下,本文和文献[15]的算法均能有效的估计并校正载波偏差,获得几乎接近理想同步的误比特性能,但文献[15]算法的复杂度过高,不利于实际应用,而文献[14]算法的频率估计范围

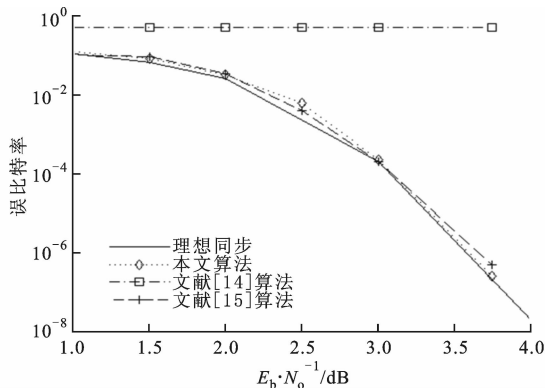


图8 时频联合载波同步算法在较大频偏下的误比特性能

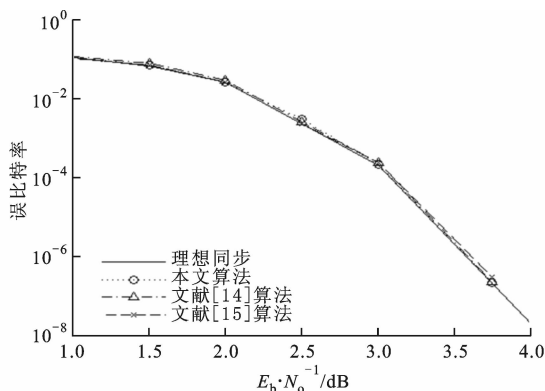


图9 时频联合载波同步算法在较小频偏下的误比特性能

仅为 $|\Delta f_T| < 1.5 \times 10^{-3}$, 在这个估计范围内, 如 $\Delta f_T = 1 \times 10^{-4}$ 时, 能有效地估计并获得接近理想同步的误比特性能, 若超出此估计范围, 如 $\Delta f_T = 0.45$ 时, 误比特性能会严重恶化。

3.3 算法复杂度

表 2 给出了本文算法与文献[14-15]算法的复杂度, 主要列出了算法步骤中的乘法和加法运算次数, 并忽略几种算法共同需要的去调制、求最大值、求幅角的运算量, 其中 v 表示译码迭代次数 (Turbo 码一般取 5~8 次, TPC 一般取 4~6 次), S 是非数

据辅助盲搜索算法的搜索次数 (文献[15]中 S 大约为几十次)。为便于比较, 将 $3L_p$ 点的 DFT 的运算量 (实际采用 FFT 的运算量更小) 作为文献[15]和本文算法中 RPA 算法运算量。在粗估计阶段, 文献[14]算法的复杂度最小, 文献[15]和本文算法的复杂度相当。在细估计阶段, 文献[14]的算法需要在译码迭代中更新载波参数估计值从而导致算法的复杂度较高, 文献[15]的频率搜索也会导致算法的复杂度较高, 而本文基于时域相关和的方法则大大降低了运算复杂度。

表 2 3 种算法的复杂度比较

算法	粗估计复杂度		细估计复杂度	
	复乘次数	复加次数	复乘次数	复加次数
文献[14]	1	$2L_1 - 2$	vN^2	$vN(N - 1)$
文献[15]	$L(L_1 + 9L_1^2)$	$3L(3L_1^2 - L_1)$	$SO(N)$	$SO(N)$
本文	$L(L_1 + 9L_1^2) + 1$	$3L(3L_1^2 - L_1) + 2L_1 - 2$	1	$B - 2$

4 结 论

针对短突发通信在低信噪比下编码辅助同步算法存在的估计精度低和同步范围小的问题, 提出了一种时频联合的载波同步算法, 能够获得较高的估计精度和较大的估计范围。本文算法的编码辅助只用到译码的输出结果, 而不需要译码过程中的信息, 因此不用考虑码的特定结构, 具有普遍适用性。只要本文算法中的各参数设置合理, 就能达到理想的载波同步, 另外本文算法具有较小的复杂度, 更加适合应用在短突发通信系统中。

参考文献:

[1] FARR W. Technology development for high efficiency optical communication [C]//Proceedings of IEEE Aerospace Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012: 1-8.

[2] BERROU C, GLAVIEUX A, THITIMAJSHIMA P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes [J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(10): 1261-1271.

[3] 孙锦华, 李梦良, 吴小钧. 连续相位调制和 Turbo 乘积码的串行级联系统设计 [J]. 西安交通大学学报, 2012, 46(4): 88-93.

SUN Jinhua, LI Mengliang, WU Xiaojun. The design of serial concatenated system of Turbo product code with continuous phase modulation [J]. Journal of

Xi'an Jiaotong University, 2012, 46(4): 88-93.

[4] 张毅, 欧阳志新, 邓云凯, 等. 高性能无数据辅助 QPSK 频偏估计新算法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2013, 40(2): 187-193.

ZHANG Yi, OUYANG Zhixin, DENG Yunkai, et al. New high performance non-data-aided frequency estimation and implementation of QPSK [J]. Journal of Xidian University, 2013, 40(2): 187-193.

[5] 张帅, 张晓林. 数字电视大范围载波频偏快速捕获算法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2013, 39(2): 225-229.

ZHANG Shuai, ZHANG Xiaolin. Rapid large frequency offset estimation for DTMB system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(2): 225-229.

[6] 刘晓东, 陈卫东. 一种宽范围高精度的载波频偏估计算法 [J]. 无线电工程, 2014, 44(3): 43-45.

LIU Xiaodong, CHEN Weidong. Carrier frequency offset estimation algorithm with extended range and high accuracy [J]. Radio Engineering, 2014, 44(3): 43-45.

[7] 聂少军, 何兵哲, 王宏卓. 一种新的大载波频偏估计算法 [J]. 电子设计工程, 2014, 22(1): 168-170.

NIE Shaojun, HE Bingzhe, WANG Hongzhuo. A new estimate algorithm of large carrier frequency offset [J]. Electronic Design Engineering, 2014, 22(1): 168-170.

[8] RAHAMIM Y, FREEDMAN A, REICHMAN A. ML iterative tentative-decision-directed (ML-ITDD): a

- carrier synchronization system for short packet turbo coded communication [C]// Proceedings of the 2004 11th IEEE Conference on Electronics, Circuits and System. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004: 346-349.
- [9] 史治平, 唐发建, 晏辉. 极低信噪比下的导频联合编码辅助载波同步算法 [J]. 电子与信息学报, 2011, 33(10): 2506-2510.
- SHI Zhiping, TANG Jianfa, YAN Hui. Joint assisted carrier synchronization algorithm by pilot and code at extremely low SNR [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(10): 2506-2510.
- [10] FREEDMAN A, RAHAMIM Y, REICHMAN A. Maximum-mean-square soft-output (M^2S^2O): a method for carrier synchronization of short burst turbo coded signals [J]. IEE Proceedings: Communications, 2006, 153(2): 245-255.
- [11] SUN Jinhua, ZHI Jili, WU Xiaojun. A joint pilot and demodulation soft information carrier synchronization for SOQPSK signals [C]// Proceedings of 2012 5th Global Symposium on Millimeter-Waves. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012: 512-516.
- [12] HERZET C, NOELS N, LOTTICI V, et al. Code-aided turbo synchronization [J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(6): 1255-1271.
- [13] TANG Fajian, SHI Zhiping. Iterative LDPC-Hadamard code-aided carrier frequency synchronization at extremely low SNR [C]// Proceedings of 2010 Second International Conference on Networks Security Wireless Communications and Trusted Computing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 314-317.
- [14] 孙锦华, 王雪梅, 吴小钧. 短突发传输系统的联合导频和迭代译码载波同步 [J]. 西安电子科技大学学报, 2014, 41(1): 29-36.
- SUN Jinhua, WANG Xuemei, WU Xiaojun. Joint pilot and iterative decoding carrier synchronization for short burst transmission system [J]. Journal of Xidian University, 2014, 41(1): 29-36.
- [15] 孙锦华, 刘鹏, 吴小钧. 联合旋转平均周期图和解调软信息的载波同步方法 [J]. 电子与信息学报, 2013, 35(9): 2200-2205.
- SUN Jinhua, LIU Peng, WU Xiaojun. A joint rotational periodogram averaging and demodulation soft information carrier synchronization algorithm [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(9): 2200-2205.
- [16] MENGLI U, D'ANDREA A N. Synchronization techniques for digital receivers [M]. New York: Plenum Press, 1997: 1-4.

(编辑 刘杨)

(上接第24页)

- [3] AAMODT T M, FUNG W W L, SINGH I, et al. GPGPU-Sim 3. x manual [EB/OL]. (2012-08-08) [2013-08-08]. http://ggpu-sim.org/manual/index.php/GPGPU-Sim_3_x_Manual.
- [4] WONG H, PAPADOPOULOU M M, SADOOGHI-ALVANDI M, et al. Demystifying GPU microarchitecture through microbenchmarking [C]// Proceedings of the IEEE International Symposium on Performance Analysis of Systems and Software. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 235-246.
- [5] TAYLOR R, LI Xiaoming. A micro-benchmark suite for AMD GPUs [C]// Proceedings of the 39th International Conference on Parallel Processing Workshops. Washington, DC, USA: IEEE Computer Society, 2010: 387-396.
- [6] 杨海燕, 史晓华, 孙清越, 等. 面向 OpenCL 的 GPGPU 微基准测试程序集的研究与实现 [J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(12): 2631-2642.
- YANG Haiyan, SHI Xiaohua, SUN Qingyue, et al. OpenCL micro benchmarks: testing the performance of GPGPU software and hardware architecture [J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(12): 2631-2642.
- [本刊相关文献链接]
- 丑文龙, 梅魁志, 高增辉, 等. ARM GPU 的多任务调度设计与实现. 2014, 48(12): 87-92. [doi:10.7652/xjtuxb201412014]
- 张虹, 郑霄, 赵丹. GPU 加速窠房结计算机仿真的实现及优化. 2014, 48(7): 60-64. [doi:10.7652/xjtuxb201407011]
- 李亮, 王恩东, 朱正东, 等. ARM GPU 的多任务调度设计与实现. 2013, 47(10): 44-50. [doi:10.7652/xjtuxb201310008]
- 张保, 曹海军, 董小社, 等. 面向图形处理器重叠通信与计算的数据划分方法. 2011, 45(4): 1-4. [doi:10.7652/xjtuxb201104001]

(编辑 武红江)