

OFDM 系统中基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法

曾 嵘 赵春明

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要: OFDM 系统的性能对频率偏移非常敏感。该文针对频偏估计中所产生的模糊度问题提出了一种基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法。它利用 OFDM 符号中不传输信息的子载波进行频偏估计模糊度校正。文中分析了定时误差对算法性能的影响并分析比较了算法的复杂度。仿真结果表明,在性能相近的前提下,该文提出的频偏估计模糊度校正算法与传统的算法相比具有运算量小的优点。

关键词: OFDM, 零子载波检测, 频偏估计模糊度校正

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)05-0683-05

A Novel Frequency Ambiguity Resolution Algorithm in OFDM Systems Based on Null Subcarrier Detection

Zeng Rong Zhao Chun-ming

(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract OFDM systems is sensitive to the frequency offset. In this paper, a novel frequency ambiguity resolution algorithm in OFDM systems based on null subcarrier detection is proposed to correct the frequency ambiguity. It utilizes the subcarriers which transmit no information bit to correct the frequency ambiguity. In the paper, the effect of timing error on the performance of proposed algorithm is analyzed and the computational complexity of the proposed algorithm is compared with that of conventional algorithm. Simulation results show that the proposed algorithm has the low complexity advantage over conventional algorithm while maintain the same performance.

Key words OFDM, Null subcarrier detection, Frequency ambiguity resolution

1 引言

OFDM 技术由于具有高数据传输能力和抗多径时延扩展的特性而受到广泛关注^[1-3]。然而,相对于单载波系统,OFDM 系统对同步误差非常敏感。非同步参数使 OFDM 系统的性能急剧恶化。有关各种非同步参数对 OFDM 系统性能影响的具体分析讨论见文献[2, 3]。因此,OFDM 接收机的主要任务就是完成对各种参数的同步。

在实际系统中,由于发送端和接收端振荡器频率的不一致以及移动台的运动产生的多普勒效应,都会产生频率偏移。频偏和定时误差对 OFDM 系统的影响具体可参见文献[4, 5]。频率偏移按照子载波间隔分为整数部分 (m/T) 和分数部分 ε ($|\varepsilon| \leq 1/2T$)。分数部分频偏对系统的影响很大^[6],许多文献研究了分数频偏估计算法。对于整数部分频偏估计,即粗频偏估计(Coarse Frequency Offset Estimation, CFOE)或

频偏估计模糊度校正(Frequency Ambiguity Resolution, FAR) Morelli^[7]和 Dlugaszewski^[8]分别提出利用零载波的盲粗频偏估计算法。该算法虽然不需要训练序列,但算法的性能不太理想。Schmidl 等人^[9]提出采用 PN 序列对相邻两个训练序列在频域上差分调制,其估计范围为 $\pm N/(2T)$, N 为子载波数。该算法通过检测 PN 序列的相关峰值来估计整数频偏并可以得到较高的估计精度。但是该算法的运算量较高,对于实际应用的 OFDM 系统,特别是在高速通信系统中,同步算法的估计时间是非常重要的。此外,评价粗频偏估计算法的优劣程度的因素不仅仅在于算法的估计精度,还在于在一定的估计范围内和一定的信噪比下算法的估计速度。

本文针对频偏估计时,由于频率偏移超出估计范围的问题,提出一种基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法。该算法利用检测连续零子载波的能量来缩小整数频偏的估计范围,从而降低了算法的复杂度。文中分析了定时误差

对算法性能的影响并分析比较了算法的复杂度。最后通过计算机仿真表明,该算法的性能同传统算法的性能是相同的,而复杂度降低了一个数量级。

2 系统模型

考虑有连续零子载波的 OFDM 系统发送基带采样信号可以表示为:

$$x_l(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=N_z/2}^{N-1-N_z/2} X_{l,k} e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

式中 $x_l(n)$ 表示经过 IFFT 运算后时域发送序列, N 为子载波数, N_z 为零子载波个数, $X_{l,k}$ 表示发送的第 l 个 OFDM 符号的第 k 个子载波上的信息符号。

考虑到接收端存在频偏和定时误差,则经过多径衰落信道后的接收采样信号可以表示为

$$r_l(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=N_z/2}^{N-1-N_z/2} H_{l,k} X_{l,k} e^{j2\pi(n-\theta)(k+\xi)/N} e^{j2\pi(lN_T+N_g)\xi/N} + w(lT' + nT_s - \theta T_s) \quad (2)$$

式中 $\xi = \Delta f T$ 是归一化频偏, Δf 为频率偏移; θ 表示以采样点计的定时误差; $H_{l,k}$ 是第 l 个 OFDM 符号第 k 个子载波上的信道频率响应; $T_s = T/N$, $N_T = N_g + N$, $T' = T_g + T$, T 为 OFDM 符号周期; $w(n)$ 为零均值高斯白噪声序列,其方差为 σ^2 。

频率偏移对系统性能的影响主要有两个:首先衰减了有用信号,其次产生了严重的 ICI。对频偏进行估计时,一般先在时域估计频偏的小数部分(由于在时域受到估计范围的限制,其频偏估计值是实际频偏值的小数部分),然后进行 FFT 运算在频域估计频偏的整数部分,即进行频偏估计模糊度校正。当然,根据所采用的算法和训练序列的不同,频偏估计也可以在频域进行。

假设理想定时同步,移去保护间隔后,经过 FFT 运算后的采样信号可以表示为

$$Y_{l,k} = (X_{l,k} H_{l,k}) \frac{\sin(\pi\xi)}{N \sin(\pi\xi/N)} e^{j\pi\xi(N-1)/N} e^{j2\pi\xi(N_g+lN_T)/N} + I_{l,k} + W_{l,k} \quad (3)$$

式中 $Y_{l,k}$ 为第 l 个 OFDM 符号第 k 个子载波上的接收信息符号, $I_{l,k}$ 表示由于频偏引起的子载波间干扰, $W_{l,k}$ 是零均值高斯随机变量。

3 同步帧头格式

同步帧头的设计必需综合考虑定时同步,频偏估计和信道估计等估计同步参数的要求。基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法的同步帧头格式如图 1 所示。

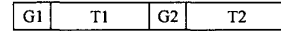


图 1 同步帧头格式

图中 G1 和 G2 分别代表 OFDM 符号 T1 和 T2 的循环前缀。OFDM 符号 T1 和 T2 之间满足下列关系:

$$X_{1,k} X_{2,k}^* = \begin{cases} d_k, & k \in A \\ 0, & k \notin A \end{cases} \quad (4)$$

式中 $X_{1,k}$ 和 $X_{2,k}$ 分别是同步帧头中第 1 个和第 2 个 OFDM 符号第 k 个子载波上传送的符号,且满足

$$|X_{l,k}|^2 = \begin{cases} 1, & k \in A \\ 0, & k \notin A \end{cases} \quad (5)$$

d_k 是一个接收端已知的伪随机序列且满足 $|d_k|^2 = 1$, A 为一集合

$$A = \left\{ \frac{N_z}{2}, \frac{N_z}{2} + 2, \dots, N - \frac{N_z}{2} - 2 \right\} \quad (6)$$

由式(5)知,同步帧头在时域上的一个符号内有 2 个重复周期。频偏中小于 $\pm 1/T$ 的部分可以通过这两个周期为 $N/2$ 的训练序列进行估计,即

$$\varepsilon = \frac{1}{\pi} \arg \left(\sum_{n=1}^{N/2} r_l^*(N_g + n) r_l(N_g + n + \frac{N}{2}) \right) \quad (7)$$

式中 ε 为频偏中小于 $\pm 1/T$ 的以子载波间隔归一化后的值。

4 频偏估计模糊度校正算法

为了对频偏估计模糊度进行校正,首先利用估计出的频偏估计值对接收信号进行频率校正:

$$r'(n) = r(n) \cdot \exp(-j2\pi n \varepsilon / N) \quad (8)$$

对频偏校正后的信号进行 FFT 运算,得到频域信号:

$$Y_{l,k} = X_{l,\text{mod}(k-m,N)} H_{l,\text{mod}(k-m,N)} e^{j2\pi m(l-1)N_T + N_g/2/N} + W_{l,k} \quad (9)$$

正如上文所述,当系统的频偏超出同步帧头的估计范围时,必须在进行 FFT 运算后对得到的频偏估计进行模糊度校正。假设信道参数在同步帧头的时间内不变,即 $H_{1,k} = H_{2,k} = H_k$, 由式(9)有

$$Y_{1,k}^* Y_{2,k} = d_{\text{mod}(k-m,N)}^* \left| H_{\text{mod}(k-m,N)} \right|^2 e^{j2\pi m N_T / N} + W' \quad (10)$$

式中 W' 为噪声分量。

由式(10)知, $e^{j2\pi m N_T / N}$ 对解调后的接收信号相关值 $Y_{1,k}^* Y_{2,k}$ 的相移与子载波位置无关,因此可以通过取模来消除它对频偏估计的影响,即

$$\hat{m} = 2 \arg \max_{|\hat{m}| \leq \frac{N'}{4}} \left[\sum_{k=0}^{N/2-1} d_{\text{mod}(2k-2\hat{m},N)} Y_{1,2k}^* Y_{2,2k} \right]^2 \quad (11)$$

式中 N' 为搜索窗长度,它决定了频偏估计的范围。

5 基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法

实际的 OFDM 系统中,为了避免混叠和简化发送滤波器的实现,在进行数据调制时,并不是在所有的子载波上传送信息的。一般只在部分子载波上传送信息,而将其余不传送信息的子载波设为 0。

由式(9)知,当对分数频偏进行补偿并进行 FFT 运算后,在不考虑共同的相移前提下,接收信号仅仅发生了循环移位。我们可以利用这一特征来检测符号移位的大小,从而对频偏估计模糊度进行校正。

定义 B 为连续零子载波标号的集合。由于同步训练序列包括两个 OFDM 符号,为了进一步降低运算复杂度,我们采用一个滑动窗来检测解调后的接收信号相关值 $Y_{1,k}^* Y_{2,k}$ 的能量来估计位移量。具体地说,算法首先计算滑动窗中连续子载波的能量并找出最小值的位置。接着,计算最小值位置处 PN 序列同 $Y_{1,k}^* Y_{2,k}$ 的相关值并判断是否大于门限值。如果大于门限值则输出整数倍频偏估计值;否则计算滑动窗中零子载波能量值的次最小值位置处的相关值并判断是否大于门限值。如此继续下去,直到相关值大于门限值。如果估计范围内的相关值都小于门限值,则将相关值中最大值所对应的位置作为整数倍频偏估计值输出。

基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法具体步骤如下:

步骤 1 计算连续滑动窗中子载波的能量 $z(\tilde{m})$:

$$z(\tilde{m}) = \sum_{k \in B} \left| Y_{1,\text{mod}(k+\tilde{m},N)}^* Y_{2,\text{mod}(k+\tilde{m},N)} \right|^2 \quad (12)$$

步骤 2 找出 $z(\tilde{m})$ 中最小值所对应的位置,即

$$\hat{m} = \arg \min_{|\tilde{m}| \leq \frac{N}{2}} z(\tilde{m}) \quad (13)$$

步骤 3 判断式 $\left| \sum_{k=0}^{N/2-1} d_{\text{mod}(2k-\hat{m},N)} Y_{1,2k}^* Y_{2,2k} \right|^2 \geq \delta$ 是否成立,如成立转到步骤 6;

步骤 4 如果 $z(\tilde{m})$ 只有一个元素,则 $\hat{m} = 2 \arg \max_{|\tilde{m}| \leq \frac{N}{4}}$

$$\left[\sum_{k=0}^{N/2-1} d_{\text{mod}(2k-2\hat{m},N)} Y_{1,2k}^* Y_{2,2k} \right]^2 \text{ 并转到步骤 6;}$$

步骤 5 在 $z(\tilde{m})$ 中删除第 \hat{m} 个点的值并转到步骤 2;

步骤 6 利用得到的 \hat{m} 进行频率模糊度校正。

算法流程步骤 3 中的 δ 为门限值,用于设定搜索停止条件。门限值的选取直接影响算法的性能和复杂度。定义 $\hat{m} = m$ 时的相关值 c_m 为

$$c_m = \sum_{k=0}^{N/2-1} d_{\text{mod}(2k-m,N)} (X_{1,\text{mod}(2k-m,N)} H_{2k} + W_{1,2k})^* \cdot (X_{2,\text{mod}(2k-m,N)} H_{2k} + W_{2,2k}) \quad (14)$$

假设噪声项 $W_{1,k}$ 和 $W_{2,k}$ 是零均值不相关随机变量,则 c_m 的期望值可以表示为

$$E(c_m) = e^{j2\pi m N_f / N} \sum_{\text{mod}(2k-m,N) \in A} |H_{\text{mod}(2k-m,N)}|^2, \quad (15)$$

由上式,算法中的门限值选为

$$\delta = |E(c_m)|^2 / \alpha \quad (16)$$

式中 α 是一个与信噪比有关的实参数,信噪比越小, α 值越小,反之亦然。

由于在进行频偏模糊度校正时,不知道信道参数,因此在计算判决门限时必须对 $|E(c_m)|^2$ 的值进行估计。在算法中,我们利用同步帧头的第 1 个训练符号来进行估计:

$$|E(c_m)|^2 = \left| \sum_{\text{mod}(2k-m,N) \in A} |H_{\text{mod}(2k-m,N)}|^2 \right|^2 \approx \left| \sum_{k=0}^{N/2-1} |Y_{1,2k}^*|^2 \right|^2 \quad (17)$$

6 定时误差对算法性能的影响

考虑当定时误差 $-N_g + \tau_{\max} \leq \theta \leq 0$ 时,算法估计整数倍频偏的性能。分数倍频偏被补偿后的解调信号可表示为

$$Y_{l,k,\theta} = H_{\text{mod}(k-m,N)} X_{l,\text{mod}(k-m,N)} e^{j2\pi\{(l-1)N_f + N_g m + k\theta\}/N} + W_{l,k} \quad (18)$$

由式(10),当不考虑噪声时有

$$Y_{1,k,\theta}^* Y_{2,k,\theta} = e^{-j2\pi k\theta/N} e^{j2\pi k\theta/N} X_{1,\text{mod}(k-m,N)}^* X_{2,\text{mod}(k-m,N)} \cdot H_{1,\text{mod}(k-m,N)}^* H_{2,\text{mod}(k-m,N)} e^{j2\pi m N_f / N} = Y_{1,k}^* Y_{2,k} \quad (19)$$

另外对于算法门限值的选取,由式(17)

$$|E(c_{m,\theta})|^2 \approx \left| \sum_{k=0}^{N/2-1} |Y_{1,2k,\theta}^*|^2 \right|^2 = \left| \sum_{k=0}^{N/2-1} |Y_{1,2k}^*|^2 \right|^2 = |E(c_m)|^2 \quad (20)$$

由以上分析知,当定时误差 $-N_g + \tau_{\max} \leq \theta \leq 0$ 时,算法的性能受定时误差的影响很小,可忽略不计。

7 算法复杂度分析

由式(11),传统的频偏估计模糊度校正算法的运算量为 $2N + 2N'(N_a + 1)$ 次实数乘法和 $N + N'(2N_a - 1)$ 次实数加法。

为了分析基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法的复杂度,我们定义变量 n_{ii} 来表示算法得到最终的估计值所经过的迭代次数,即算法经过 n_{ii} 次计算后 PN 序列同 $Y_{1,k}^* Y_{2,k}$ 的相关值大于门限值或 $n_{ii} = N$ 。由式(12),计算 $z(\tilde{m})$

需要 $5N$ 次实数乘法和 $2N + N_z + 2(N' - 1)$ 次实数加法。在步骤 3 中, 计算相关值需要 $n_{it}(2N_a + 2)$ 次实数乘法和 $n_{it}(2N_a - 1)$ 次实数加法。门限值 δ 的计算需要 $N + 2$ 次实数乘法和 $N/2 + 1$ 次实数加法。综上所述, 基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法共需 $6N + n_{it}(2N_a + 2) + 2$ 次实数乘法和 $N_z + 2(N' - 1) + n_{it}(2N_a - 1) + 5N/2 + 1$ 次实数加法。

图 2 和图 3 比较了传统的频偏估计模糊度校正算法和本文提出的基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法的复杂度。由上对复杂度的分析可知, 算法的复杂度与 N, N', N_z, N_a 和 n_{it} 有关。取 $N' = N/4$ 且 $N_a/N = 0.8125$ (具有同 IEEE 802.11a 物理层标准中相同的比例^[10]), 图 2 和图 3 分别给出了实数乘法运算量和实数加法运算量随 N 和 n_{it} 变化的曲线。由图可知, 随着子载波数 N 的增加, 基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法在算法复杂度上与传统的算法相比可以获得更高的优越性。

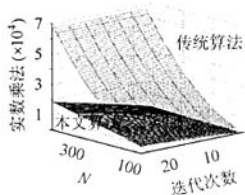


图 2 实数乘法运算量比较

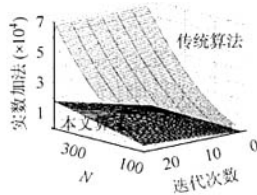


图 3 实数加法运算量比较

8 仿真结果与分析

仿真中分别比较了传统的频偏估计模糊度校正算法, 盲频偏估计模糊度校正算法和基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法的性能。在盲频偏估计模糊度校正算法中, 整数倍频偏的估计仅仅利用了零子载波的位置信息而没有利用 PN 训练序列。

仿真中分别考察了 AWGN 和多径衰落信道下算法的性

能。仿真中的多径衰落信道采用指数功率时延谱 $E|h_t|^2 = A \exp(-l/f_s t_{rms})$ 。其中 A 为归一化因子, 其使得 $\sum_l E|h_t|^2 = 1$, f_s 为采样频率, t_{rms} 表示多径信道的均方根时延扩展。仿真中取 $N' = N/4$, $N_a/N = 0.8125$, 载波中心频率为 5GHz, 数据速率为 20Mbps。在仿真时, 每个信噪比下仿真了 10^6 个同步帧头来计算各个算法对频偏估计模糊度校正的正确概率。

表 1 和表 2 给出了在不同环境和条件下上述 3 种算法进行频偏估计模糊度校正, 即估计整数倍频偏时的正确概率。表 1 给出了 AWGN 信道下 $N = 128, N_g = 16$ 时 3 种算法的估计正确概率。由表 1 可知, 在 AWGN 信道下, 对于信噪比在 0dB~20dB 范围内, 传统的算法和基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法都能够达到 100% 的估计正确概率。而对于盲估计算法, 在信噪比较低时只能得到较低的正确概率。另外, 在 AWGN 信道下, 基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法所需的迭代次数 n_{it} 小于 2。这说明, 与传统的算法相比, 基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法将算法的复杂度减小了一个数量级。

表 2 给出了多径衰落信道下对于不同的子载波数 N 时各个算法的估计正确概率。由表 2 可知, 基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法与传统算法相比具有相同的估计正确概率。在信噪比较低时 (如 0dB), 盲估计算法的估计正确概率不足 50%。当信噪比在 4dB~20dB 范围内时, 与传统的算法相比, 基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法仍能将算法的复杂度减小一个数量级。

另外, 表 2 还给出了定时误差在 $-N_g + \tau_{max} \leq \theta \leq 0$ 范围内均匀分布时, 基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法的估计正确概率。由表可知, 定时误差对算法性能的影响很小。

表 1 AWGN 信道下算法估计正确概率(%) ($N = 128, N_g = 16$)

SNR(dB)	传统算法估计正确概率	盲估计算法估计正确概率	本文算法估计正确概率	n_{it}
0	100	76.72	100	1.907
4	100	98.78	100	1.016
8	100	99.99	100	1.000
12	100	100	100	1.000
16	100	100	100	1.000
20	100	100	100	1.000

表 2 多径衰落信道下算法估计正确概率(%) ($N = 512, N_g = 32, t_{rms} = 50\text{ns}$)

SNR (dB)	传统算法估计正确概率 ($\theta = 0$)	盲估算法估计正确概率 ($\theta = 0$)	本文算法估计正确概率 ($\theta = 0$)	本文算法估计正确概率 ($-N_g + \tau_{max} \leq \theta \leq 0$)	$n_{it} (-N_g + \tau_{max} \leq \theta \leq 0)$
0	99.93	46.12	99.93	99.93	13.371
4	100	71.33	100	100	4.852
8	100	86.74	100	100	2.248
12	100	94.52	100	100	1.382
16	100	97.83	100	100	1.118
20	100	99.16	100	100	1.039

9 结束语

时频同步误差对 OFDM 系统的性能有很大影响。本文对无线高速数据传输环境下在进行频偏估计时所产生的估计模糊度问题,提出了一种基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法并分析了定时误差的存在对算法性能的影响。通过算法复杂度分析和计算机仿真表明,基于零子载波检测的频偏估计模糊度校正算法与传统的频偏估计模糊度校正算法相比,在性能相近的前提下,具有运算量小的优点,有一定的实际应用价值。

参 考 文 献

[1] Bingham J. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *IEEE Communication Magazine*, 1990, 28(5): 5 - 14.

[2] Sari H, Karam G, Jeanclaude I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Communication Magazine*, 1995, 33(2): 100 - 109.

[3] Cimini L J, Chuang J C, Sollenberger N R. Advanced cellular internet services. *IEEE Communication Magazine*, 1998, 36(10): 150 - 159.

[4] Speth M, Fechtel S A, Fock G, Meyr H. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-part I. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(11): 1668 - 1677.

[5] Speth M, Fechtel S A, Fock G, Meyr H. Optimum receiver

design for OFDM-based broadband transmission-part. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(4): 571 - 578.

[6] Pollet T, Van Bladel M, Moeneclaye M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Trans. on Communications*, 1995, 43(2/3/4): 191 - 193.

[7] Morelli M, D'Andrea A N, Mengali U. Frequency ambiguity resolution in OFDM systems. *IEEE Communication Letters*, 2000, 4(4): 134 - 136.

[8] Dlugaszewski Z, Wesolowski K. Simple coarse frequency offset estimation schemes for burst transmission. The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002, Lisbon, Sept. 2002: 567 - 571.

[9] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Trans. on Communications*, 1997, 45(12): 1613 - 1621.

[10] IEEE. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical layer (PHY) specifications high-speed physical layer in the 5 GHz band. 1999.

曾 嵘: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向: 宽带移动通信中的均衡和同步技术。

赵春明: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向: 通信理论、移动通信系统、纠错编码技术、自适应滤波技术及通信专用集成电路设计。