

基于信道冲击响应的 OFDM 精细同步方法

刘广宇^{1,2}, 李明齐^{1,2}, 林华乐³, 杨 曾^{1,2}, 卜智勇^{1,2}

(1. 上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050; 2. 上海瀚讯无线技术有限公司, 上海 201112;

3. 东南大学移动通信国家重点实验室, 南京 210096)

摘要: 提出一种基于信道冲击响应的正交频分复用系统精细同步方法, 在非理想同步情况下, 利用可抑制能量泄漏的修正迭代最小二乘信道估计信道冲击响应, 并对估计结果进行定时, 同时介绍基于信道冲击响应的窗函数。仿真实验结果表明, 该方法能够克服传统相关方法定时滞后的缺点, 且获得较高的估计精度。

关键词: 正交频分复用; 定时同步; 信道冲击响应

Fine Synchronization Method for OFDM Based on Channel Impulse Response

LIU Guang-yu^{1,2}, LI Ming-qi^{1,2}, LIN Hua-le³, YANG Zeng^{1,2}, BU Zhi-yong^{1,2}

(1. Shanghai Institute of Micro-system and Information Technology, Shanghai 200050; 2. Shanghai Jushri Technologies, Inc., Shanghai 201112;

3. National Key Lab of Mobile Communications, Southeast University, Nanjing 210096)

【Abstract】 A fine synchronization method for Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) based on Channel Impulse Response (CIR) is proposed. CIR is estimated by Least Square(LS) channel with suppressing the effect of energy leakage under non-ideal synchronization, and the estimation result is timed. The window function based on CIR is also introduced. Simulation experimental results show this method can overcome the demerits of time lags for traditional relevant methods, and achieve higher estimation accuracy.

【Key words】 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM); time synchronization; Channel Impulse Response(CIR)

由于正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术具有高频谱利用率和良好的抗多径性能, 因此正成为一种主流的调制方式, 并被应用到无线局域网、DVB(Digital Video Broadcasting)、WiMAX 等标准中。因为子载波间互相正交, 所以 OFDM 技术对定时和频偏均比较敏感, 对同步技术提出更高要求。

1 系统模型

假设一个具有 N 个子载波的 OFDM 系统, 其 CP 长度为 N_g , 其第 i 个符号第 k 个子载波上的调制符号为 $c_{i,k}$, 经过 IFFT 后, 其时域第 n 个采样点符号为 $x_{i,n}$, 有:

$$x_{i,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^N c_{i,k} e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (1)$$

接收到数据可以表示为

$$y_{i,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^N H_{i,k} c_{i,k} e^{j\frac{2\pi nk}{N}} + w_n \quad (2)$$

$$y_{i,k} = H_{i,k} c_{i,k} + w_k \quad (3)$$

其中, $H_{i,k}$ 为衰落信道的频域响应, 其时域响应如式(4)所示, L 为多径的数目。

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) \delta(t - \tau_l) \quad (4)$$

w_n, w_k 分别为复高斯白噪声的时域和频域表达。当系统存在定时偏差时, 若向前偏移 M 个采样点, 落在 CP 内无 ISI 的部分, 那么接收到数据为

$$y_{i,k} = y_{i,k} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (5)$$

从式(5)可以看出, 在这种情况下, 定时偏差带来的仅仅

是相位的旋转, 而不存在 ISI。通过信道估计可以消除这种影响, 因此, 这种偏差是可以接受的。

考虑定时滞后 M 个采样点, 那么接收到数据为

$$y_{i,k} = \frac{N-M}{N} y_{i,k} e^{j\frac{2\pi nk}{N}} + \sum_{n=N-M}^{N-1} y_{i+1, N-N_g+n} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} + \frac{1}{N} \sum_{p \neq k} y_{i,p} \frac{1 - e^{j\frac{2\pi(N-M)(p-k)}{N}}}{1 - e^{j\frac{2\pi p}{N}}} \quad (6)$$

从式(6)可以看出, 此时接收到的数据可以分成 3 项, 第 1 项为附加了相移与幅度变化的所需符号, 第 2 项为 ISI 项, 第 3 项为 ICI 项。

在频率粗同步后, 系统不再有整数倍频偏, 但存在小数倍频偏 ε , 有:

$$x_{i,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^N c_{i,k} e^{j\frac{2\pi n(k+\varepsilon)}{N}} \quad (7)$$

$$y_{i,k} = H_{i,k} c_{i,k} \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin \frac{\pi \varepsilon}{N}} e^{j\frac{N-1}{N} \pi \varepsilon} + I_{i,k} + w_k \quad (8)$$

式(8)中 $I_{i,k}$ 为 ICI 项, 其具体表示为

基金项目: 国家“863”计划基金资助项目“一种基于滤波器组实现的单载波多址传输方案研究”(2006AA01Z280); 上海市科学技术委员会基金资助项目(06DZ05833)

作者简介: 刘广宇(1981-), 男, 博士研究生, 主研方向: 宽带无线通信技术, 信号检测; 李明齐, 副研究员、博士; 林华乐, 硕士研究生; 杨 曾, 博士研究生; 卜智勇, 研究员、博士

收稿日期: 2009-01-05 **E-mail:** liu25gy@hotmail.com

$$I_{i,k} = \sum_{l \neq k} H_{i,l} c_{i,l} \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin \frac{\pi(l-k+\varepsilon)}{N}} e^{j \frac{N-1}{N} \pi(l-k+\varepsilon)} \quad (9)$$

2 提出的方法

2.1 修正迭代 LS 估计

文献[1]提出的迭代 LS 信道估计方法能够很好地抑制能量泄漏的影响,然而该算法并未考虑存在定时偏差的情况,并且假设了信道长度已知的前提,实际应用存在缺陷。存在定时偏差时,信道的冲击响应会发生循环移位。

$$\hat{H}_{i,k} = \frac{y_{i,k}}{c_{i,k}} = \frac{H_{i,k} c_{i,k} e^{-j \frac{2\pi M k}{N}} + N_k}{c_{i,k}} = H_{i,k} e^{-j \frac{2\pi M k}{N}} + \hat{N}_k \quad (10)$$

将估计结果变换到时域上有:

$$\hat{h}_{i,n} = h_{i,n+M} + \tilde{N}_n \quad (11)$$

由式(11)易知,估计出的信道冲击响应相对于真实信道冲击响应有一个循环移位同时叠加上噪声。

鉴于此循环移位特性,本文在文献[1]基础上提出一种修正的迭代 LS 信道估计方法来估计 CIR。具体步骤如下:

(1)先用 LS 方法估计导频点的信道响应。

$$H_{k_p} = \frac{y_{k_p}}{c_{k_p}} \quad (12)$$

(2)设导频数目为 N_p ,对步骤(1)中所得导频点的信道响应进行 N_p 点 DFT。

$$h_{n_p} = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k_p=0}^{N_p-1} H_{k_p} e^{j \frac{2\pi n_p k_p}{N_p}} \quad (13)$$

若信道长度为 L ,那么将式(11)的结果在 L 点后置零,可以削弱噪声及干扰的影响。实际情况中信道长度未知,且存在着定时偏差,故如前述处理。一种合适的方法是保留头尾各 N_g 长度不变,而将余下部分置零,这样既可以削弱噪声及干扰的影响,同时也保留了定时偏差引起的变化了位置的径(当导频数量不足时,则全部保留,噪声抑制在迭代过程中实现)。

(3)迭代过程:在第 m 次迭代过程,对置零操作后的时域响应做 N 点的 FFT 变换到频域。对于导频点的数据,依然用步骤(1)中 LS 估计的值进行替换(最后一次迭代不用替换)。

(4)计算第 m 次和第 $m+1$ 次的差异值。

$$\delta = \max |H_k^{m+1} - H_k^m| \quad (14)$$

当 δ 的值小于某个阈值时,迭代结束,否则,将步骤(3)里替换后的频域响应变换到时域,对除头尾各 N_g 长度外的部分置零。重复步骤(3)、步骤(4),直至满足迭代结束条件或达到最大迭代次数。通过仿真发现,只需要迭代 7 次~8 次,估计出的 CIR 即可满足同步的需要。

2.2 基于 CIR 的定时方法

传统的互相关定时同步方法,采用本地导频序列在粗定时点附近做滑动互相关寻找最大的峰值作为符号起始点,如式(15)所示。

$$P_i = \sum_{n=0}^{U-1} |Loc_p_n^* y_{n+i}|^2 \quad i \in [-B, B] \quad (15)$$

其中, U 表示本地导频序列的长度; $[-B, B]$ 表示滑动的范围。定时点选取能量最大的那个点,如式(16)所示。

$$\hat{\theta} = \arg \max(P_i) \quad (16)$$

上述传统互相关方法由于其寻找的是峰值点作为定时

点,当没有多径效应时,可以很精确地定时,当存在多径效应时,定时到最强径所在点。在实际场景中,最强径并不一定对应第 1 径,导致定时滞后,如式(6)所示,会引入 ISI 和 ICI,降低系统性能。

针对这个问题,有学者提出将互相关方法得到的定时点,再向前移 4 个~6 个采样点。这样做固然可以部分解决问题,但是其前移的点数完全是根据经验获取,并且当信道环境变化时,前移点数也需要修正。因此,本文提出一种新的基于 CIR 的定时同步方法,利用定时偏差导致信道冲击响应出现循环移位的特性,估计精细定时同步点。当存在能量泄漏时,由于“径”与“非径”的差异被缩小,甚至会淹没某些径,从而影响到定时点的确定,导致基于 CIR 的定时性能下降。当信道分布为非整数倍采样间隔以及系统存在虚拟子载波的情况下,都会导致能量泄漏。这 2 种情况在目前实际系统中均无法避免,因此,必须要考虑能量泄漏问题。本文提出的方法采用上节叙述的估计 CIR 的方法,有效削弱了噪声和能量泄漏的影响,提高定时性能。

本文定时方法如下:

(1)根据估计出的 CIR 计算其每点能量。

$$E_l = |h_l|^2 \quad l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (17)$$

(2)根据最强径的能量计算阈值,式中 r 可以由仿真确定。

$$Th = r \max(E_l) \quad l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (18)$$

(3)阈值过滤,凡是能量大于阈值的,认为是径,保留其值,小于阈值的将其置零。

$$Path_l = \begin{cases} 0 & E_l < Th \\ E_l & E_l \geq Th \end{cases} \quad l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (19)$$

(4)如果在尾部没有径,那么定时点定在最强径,如果尾部有径则定时点定在尾部的第一个径,即在该阈值下认为的第 1 径。

2.3 加窗频偏估计方法

传统的基于 CP 的频偏估计方法^[2],利用 CP 和数据块尾部的相关性,其估计式如式(20)所示。

$$\hat{\varepsilon} = \angle \left(\sum_{n=0}^{N_g-1} y_{i,n}^* y_{i,n+N} \right) \quad (20)$$

传统方法在高斯信道下表现优异,然而在多径信道下,CP 的前端受到前一个符号的干扰,从而降低影响估计的准确性。文献[3]提出改进方法,使用没有 ISI 干扰的 CP 部份来进行估计,其估计式如式(21)所示。

$$\hat{\varepsilon} = \angle \left(\sum_{n=L}^{N_g-1} y_{i,n}^* y_{i,n+N} \right) \quad (21)$$

但是文献[3]的方法在低信噪比下性能比较差。因此,为能充分的利用 CP 带来的相关性,一些文献指出:可以利用加窗来提高性能。因为 ISI 导致的相关性下降部分给予较小的权重因子,而相关性大的部分则给予较大的权重因子。其估计式如式(22)所示。

$$\hat{\varepsilon} = \angle \left(\sum_{n=0}^{N_g+L-1} W_n y_{i,n}^* y_{i,n+N} \right) \quad (22)$$

本文提出一种新的简化窗函数,利用前面估计出的信道的 PDP(Power Delay Profile)作为权重因子加窗。

$$E(y_{i,n}^* y_{i,n+N}) = \begin{cases} \sigma_s^2 e^{j2\pi\varepsilon} \sum_{l=0}^n |h_l|^2 & n < L-1 \\ \sigma_s^2 e^{j2\pi\varepsilon} & L-1 \leq n < N_g \\ \sigma_s^2 e^{j2\pi\varepsilon} \sum_{l=n+1-N_g}^{L-1} |h_l|^2 & N_g \leq n \leq L+N_g-1 \end{cases} \quad (23)$$

其中, σ_s^2 表示信号能量; ε 为根据载波间隔归一化的分数倍载波频偏。观察式(23)可知, 相关特性随着符号采样点的变化而变化, 其头部 L 个点, 随着 n 变大而相关性变大, 而尾部 L 个点, 随着 n 变大而相关性变小。这种变化趋势和信干比的变化趋势是一致的。因此, 本文提出的窗函数如式(24)所示。

$$W_n = \begin{cases} \sigma_s^2 \sum_{l=0}^n |h_l|^2 / (\sigma_s^2 \sum_{l=n+1}^{L-1} |h_l|^2 + \sigma_n^2) & n < L-1 \\ \sigma_s^2 \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 / \sigma_n^2 & L-1 \leq n < N_g \\ \sigma_s^2 \sum_{l=n+1-N_g}^{L-1} |h_l|^2 / (\sigma_s^2 \sum_{l=0}^{n-N_g} |h_l|^2 + \sigma_n^2) & N_g \leq n \leq L+N_g-1 \end{cases} \quad (24)$$

其中, σ_n^2 为高斯白噪声的方差。

3 仿真结果

使用协议规定的前导序列, 未加入前向纠错编码部分, 比较未编码情况下的误比特率。仿真参数及信道模型参数分别如表 1、表 2 所示。

表 1 仿真参数

项目	数值
带宽	10 MHz
系统子载波数	1 024
子载波间隔	10.9 kHz
CP 长度	128
调制方式	QPSK
信道模型	ITU-VA
最大多普勒频偏	97.2 Hz

表 2 信道模型参数

参数	径					
	1	2	3	4	5	6
相对时延/ns	0	310	710	1 090	1 730	2 510
平均功率/dB	0	-1	-9	-10	-15	-20

图 1 给出了定时同步点的概率分布情况。

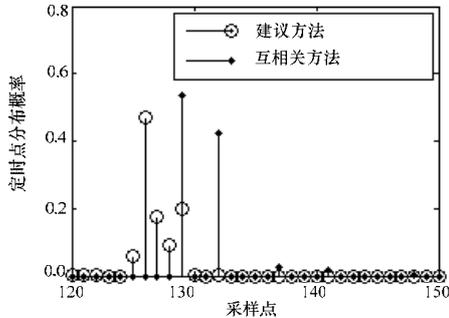


图 1 定时点概率分布

在图 1 中, 假设信噪比为 20 dB, 仿真了 40 000 帧, 每帧的粗定时偏差为 0~8 的随机数, 每帧包含 31 个 OFDM 符号, 准确定时点为第 129 点。正如前文分析, 互相关方法正确定时概率高, 不过当其发生偏差时, 其偏差必然是滞后的。相比之下, 本文建议方法正确定时概率虽然低, 但其偏差基本是偏前数个采样点。

下面进一步通过比较未编码的误比特率来衡量它们的性能。在图 2 中, 比较 4 种采用不同定时方法的误比特率: 建议方法, 互相关方法, 理想定时以及定时点前移法(pre-shift), 本文采用前移 5 个采样点。为了方便起见, 信道估计与均衡时, 使用理想信道估计。

图 2 给出了误比特率的仿真结果。在高信噪比情况下, 性能差异明显体现出来。互相关方法由于定时点滞后导致的

ISI 和 ICI, 出现了误码平台。而本文提出方法和理想定时方法性能十分接近, 基本保持一致, 而定时点前移法远优于互相关方法劣于本文建议方法。这点由图 1 也可以分析出来, 当定时点前移 5 点后, 出现干扰的概率已经大大减小, 出现概率最高的定时到第 2 径导致滞后的情况被消除。仿真结果和前文分析是一致的。

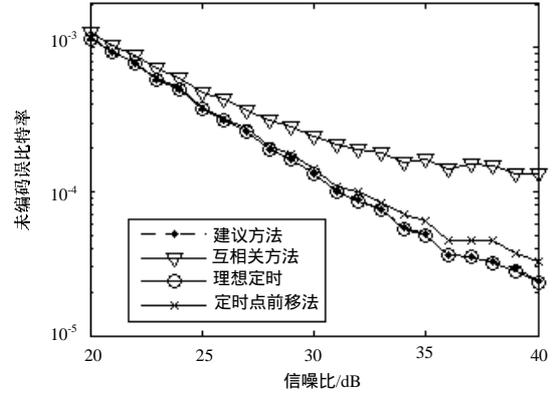


图 2 误比特率比较

图 3 给出了频偏估计的性能比较, 其中, JJML 表示文献[2]方法, 使用整个 CP 运算, 已知精确定时点; MDML 表示文献[3]方法, 精确定时点和信道长度已知; PROP-IDEAL 表示使用本文所述的窗函数加权, 信道 PDP 根据理想信道估计获取; PROP-EST 同样使用本文所述的窗函数加权, 不过使用估计出的信道 PDP。仿真在每种信噪比下共计仿真 10^4 个 OFDM 符号。由图 3 易知, 文献[2]算法在低信噪比下性能出色, 而文献[3]算法高信噪比下性能出色, 而本文所提算法性能在低信噪比情况下与文献[2]算法一致, 随信噪比升高, 本文算法优于文献[2-3]算法, 当高信噪比时, 文献[2]算法性能恶化, 而文献[3]算法性能出色, 而本文所提算法, 在使用理想信道估计情况下性能和文献[3]算法一致, 使用估计出的信道 PDP 的情况下, 性能接近理想情况, 略下降一些, 依然要优于文献[2]算法。由此可见, 本文所提的算法结合了文献[2-3] 2 种算法的优点, 保证在各种信噪比情况下都有出色的性能, 是种可行有效的算法。

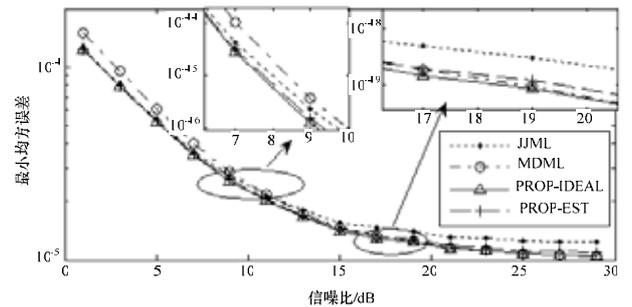


图 3 频偏估计性能比较

4 结束语

本文提出一种基于 CIR 的精细同步方法, 并将该方法同传统方法进行比较, 仿真结果证明了其优越性。本文提出的精细定时方法, 虽然偏差概率较高, 但是其偏差基本是靠前的, 仅仅带来相位旋转。而这种程度的相位旋转可以通过后续的处理予以消除, 不像传统方法会带来 ISI 和 ICI, 因此, 误比特率性能优于传统方法, 高信噪比下尤为明显。而本文

(下转第 34 页)