

基于判决反馈的 OFDM 载波频率同步环路

郑来波^{***} 胡健栋^{*}

^{*}(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

^{**}(山东大学信息科学与工程学院 济南 250100)

摘要: 对 OFDM 系统中一种基于接收时域信号重构的载波频率盲估计算法进行了进一步的研究, 分析了在这种方法中影响估计精度的 4 个方面的因素。为了减少载波频率估计的剩余误差, 通过在频率补偿时增加反馈因子, 提出了一种基于判决反馈的载波频率同步环路结构。通过调整同步环路的环路增益, 可以获得更好的频率跟踪性能。如果信噪比达到 9dB, 即使存在较大的频率漂移, 剩余频偏也被限制在子载波间隔的 1% 以内。

关键词: OFDM 系统, 载波频率偏移, 判决反馈, 跟踪, 多径信道

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)11-1710-04

A Decision-Directed OFDM Carrier Frequency Synchronization Loop

Zheng Lai-bo^{***}

Hu Jian-dong^{*}

^{*}(Telecom. Eng. School, Beijing Univ. of Posts and Telecom., Beijing 100876, China)

^{**}(Info. Sci. and Eng. School, Shandong Univ., Jinan 250100, China)

Abstract Further investigation is given to a kind of carrier frequency offset (CFO) blind estimation algorithm based on time domain received signal reconstruction in OFDM systems, and the four aspects that affect the estimation accuracy are analyzed. For minimizing the residual carrier frequency offset, a kind of decision-directed carrier frequency synchronization loop is given by introducing a feedback factor into the frequency compensation. Better carrier frequency tracking performance can be gotten by adjusting the loop gain. The residual frequency offset can be restricted within 1% of the carrier spacing even if larger frequency drift exists, if bit SNR reaches 9dB.

Key words OFDM system, Carrier frequency offset, Decision-directed, Tracking, Multipath channels

1 引言

近年来, 正交频分复用(OFDM)技术引起了广泛的研究兴趣。通过将高速的数据流分割为许多低速的数据流, 并在多个子载波上并行传输, OFDM系统中的符号持续时间得以延长, 大于多径信道的延迟扩展, 使得符号间干扰被限制在允许的范围之内^[1]。OFDM的良好特性使其得以在许多方面获得应用。它已经成为地面数字音频广播(DAB)和地面数字视频广播(DVB)的标准^[2], 在非对称数字用户环路(ADSLs)^[3], 欧洲的高性能本地网络(HIPERLAN TYPE 2), 美国关于无线本地环路的标准(IEEE 802.11)和日本的多媒体移动接入通信(MMAC)中都获得了应用^[4]。

然而与单载波系统相比, 它也存在一些缺点。由于许多载波的叠加, OFDM系统有着较大的峰均功率比(PAPR), 使得信号对功率放大器的线性范围有着较高的要求。而且, 当

存在载波频率偏移(CFO)时, 由于子载波的正交性受到破坏, 将引起严重的性能下降^[1]。研究发现, 若要求由于载波频率偏移引起的信噪比下降达到可以忽略的程度, 那么最大载波频率偏移必须限制在子载波间隔的 2% 以内^[1]。由于OFDM系统对频率同步性能的要求比单载波系统要严格, 因此载波频率同步是一个十分重要的问题。

频率同步的方法通常可以分成两大类。一类是使用训练符号^[5]或利用循环前缀冗余性^[6]的前馈方法, 可以获得较快的同步速度, 适用于基于包的通信系统中, 如无线ATM。另一类是不使用辅助数据的盲同步方法, 适用于连续传输系统中^[7]。文献[8]提出一种基于时域信号重构的载波频率盲同步算法, 且有着很好的性能。本文通过对影响频偏估计精度的 4 个方面(加性高斯白噪声, 载波频率漂移, 复指数的线性近似和子载波数目)进行分析, 提出了在进行频率补偿时使用最优反馈因子的改进算法, 得出一种基于判决反馈的载波频率同步环路模型。理论分析和仿真都显示这种环路可以获

得更好的同步性能。

本文按如下方式构成。下一节对基于时域信号重构的频率偏移估计算法及其系统模型进行简单介绍。第 3 节分析影响这种估计算法精确度的 4 个方面, 提出在使用频偏估计结果进行频率补偿时应该引入一个反馈因子, 从而可以获得更好的频率同步性能, 进而得出一种基于判决反馈的 OFDM 载波频率同步环路结构。第 4 节给出仿真结果, 第 5 节得出结论。

2 系统模型和频偏估计算法

图 1 是 OFDM 系统在多径信道下的传输模型。 $r(n, \varepsilon_0)$ ($n=1, 2, \dots, N-1$, 下同) 是受载波频率偏移、加性高斯白噪声和频率选择特性影响的时域接收信号, 它经过 FFT 后变为频域信号。然后再经过均衡和判决, 得到被传输数据 $X(k)$ 的估计值 $\tilde{X}(k)$ 。一般情况下, 经过判决, 可以消除频率偏移和加性噪声的大部分影响, 所以 $\tilde{X}(k)$ 是近似于 $X(k)$ 的。这使得我们可以利用 $\tilde{X}(k)$ 重构只受频率选择性影响的时域基带接收信号 $\tilde{r}(n)$:

$$\tilde{r}(n) = \text{IFFT}[\tilde{X}(k) \cdot \hat{H}(k)] \quad (1)$$

其中 $\hat{H}(k)$ 表示信道估计结果。 $r(n, \varepsilon_0)$ 和 $\tilde{r}(n)$ 的不同在于前者受载波频率偏移 (ε_0) 和噪声的影响, 而后者基本上不受这两个因素的影响。由此可以得到一组方程:

$$r(n, \varepsilon_0) = \tilde{r}(n) \exp[j2\pi\varepsilon(n+L)/N] + N(n) \quad (2)$$

其中 ε 是需要确定的载波频率偏移, 当它等于 ε_0 时等式成立。 $N(n)$ 表示信号在信道中引入的加性高斯白噪声。如果 ε 与 ε_0 相等, 且暂不考虑加性高斯白噪声的影响, 可以得到

$$r(n, \varepsilon_0) \rightarrow \tilde{r}(n) \exp[j2\pi\varepsilon(n+L)/N] \quad (3)$$

令

$$\phi(n, \varepsilon) = |r(n, \varepsilon_0) - \tilde{r}(n) \exp[j2\pi\varepsilon(n+L)/N]|^2 \quad (4)$$

则对 ε_0 的估计转化为求解以下最小化问题:

$$\min_{\varepsilon} \phi(n, \varepsilon) \quad (5)$$

假设

$$r(n, \varepsilon_0) = a(n) + jb(n), \quad \tilde{r}(n) = \tilde{a}(n) + j\tilde{b}(n) \quad (6)$$

可以得到

$$\phi(n, \varepsilon) = |a(n) + jb(n) - [\tilde{a}(n) + j\tilde{b}(n)] \exp(j2\pi\varepsilon(n+L)/N)|^2 \quad (7)$$

为简化推导过程, 式(7)中的复指数部分用其泰勒级数的线性部分 $1 + j2\pi\varepsilon(n+L)/N$ 代替, 这在频偏不是太大时是可行的。能使式(5)取得最小值的 ε 可以由下式得到:

$$\frac{d\phi(n, \varepsilon)}{d\varepsilon} = 0 \quad (8)$$

由式(7)和式(8)求出在每个时域信号样值点的载波频率偏移 $\varepsilon(n)$, 并进行数学平均以消除随机误差, 则可以得出 ε

的估计值为

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \varepsilon(n) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} [\tilde{a}(n)b(n) - a(n)\tilde{b}(n)]}{\sum_{n=0}^{N-1} [(\tilde{a}^2(n) + \tilde{b}^2(n))2\pi(n+L)/N]} \quad (9)$$

用这个频偏的估计值对接收数据的频率进行补偿, 可以使剩余频偏被有效地限制在 2% 以内。如果信噪比不是很低 ($\geq 9\text{dB}$), 剩余频偏可以被限制在 1% 以内。文献[8]指出这种算法的跟踪范围不小于 18%。

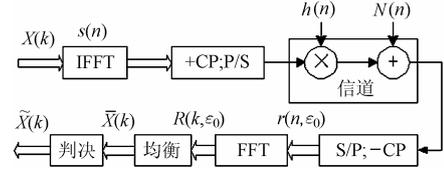


图 1 跟踪算法的系统模型

3 载波频率同步环路结构

在式(9)中, $\hat{\varepsilon}$ 是由 $\varepsilon(n)$ 经过数学平均得到的。假设真正的载波频率偏移是 ε_0 , 可以得到

$$\varepsilon(n) = \varepsilon_0 + \hat{N}(n) \quad (10)$$

其中 $\hat{N}(n)$ 是由判决误差引起的随机噪声。因此, 可以将式(9)重写为

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [\varepsilon_0 + \hat{N}(n)] = \varepsilon_0 + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{N}(n) \quad (11)$$

现在我们分析以上算法中影响频率补偿精度的 4 个方面, 考虑怎样优化补偿过程。

3.1 信道噪声

假设当前的载波频率偏移已经被正确跟踪 ($\varepsilon_0 \approx 0$), 而且前后相继的两个 OFDM 符号间的载波频率变化足够小, 那么频偏估计的结果将由式(11)中的噪声项决定(在以上假设条件下噪声项主要由信道的噪声决定)。显然, 如果我们直接使用式(11)的频偏估计结果去补偿载波频率, 很可能引起频率偏移的进一步加剧。如果引入一个反馈因子 α ($\alpha < 1$), 用 $\alpha\hat{\varepsilon}$ 代替 $\hat{\varepsilon}$ 去补偿载波频率, 由于判决误差引起的估计误差会减小, 从而可以得到更好的频率补偿结果。

3.2 频率漂移

当前后相继的两个 OFDM 符号间存在明显的频率漂移, 而且信道噪声不太大时, ε_0 将成为 $\hat{\varepsilon}$ 的主要部分。假设两个 OFDM 符号间的频率漂移是 $\Delta\varepsilon$, 如果在下一个符号不对载波频率进行补偿, 则频率偏移将是 $\varepsilon_0 + \Delta\varepsilon$ 。因此, 如果用 $\alpha\hat{\varepsilon}$ ($\alpha > 1$) 去补偿载波频率, 可以得到更小的剩余频偏, 获得更好的频率跟踪性能。显然, 反馈因子 α 的值将随着频率漂移速率 $\Delta\varepsilon$ 的增加而增加。

3.3 泰勒展开

在频偏估计算法中,为使推导过程简化,代价函数中的复指数部分被其泰勒展开代替,且只保留了线性部分。这种近似带来的误差将在最后的结果中被放大。特别是当 ε 不是太小时,近似误差将比较大。根据式(7),最后得到的估计结果将是一个比真实频偏要大的值。如果做与上一小节相同的假设,为得到更好的频率同步性能,反馈因子 α 应随当前符号的频率偏移变化。较大的载波频率偏移需要一个较大的 α 值。

3.4 子载波数目

根据式(11),如果增大子载波的数目 N , $\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{N}(n)$ 将

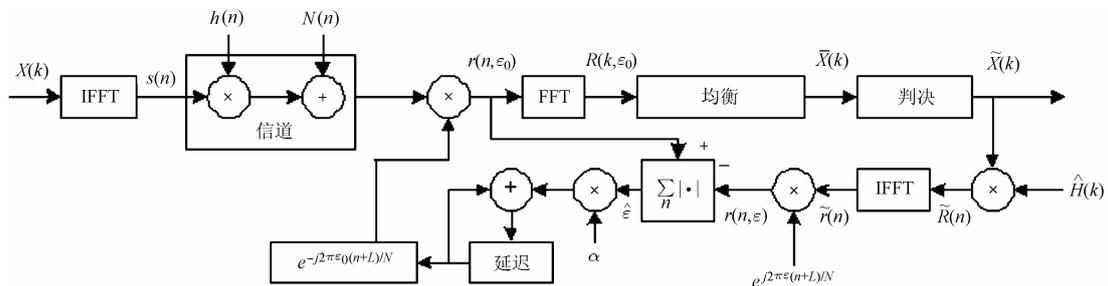


图2 频率同步环路原理图

仔细分析图2可以发现,这其实就是一个数字处理锁相环路(Digital processing PLL), α 就是环路的增益。文献[8]中使用的频率跟踪方法是这种锁相环路的一个特例,即环路增益 α 恒定为1。与传统的模拟锁相环和数字锁相环不同,数字处理锁相环路在内部电路中是处理纯粹的数值。在其相位比较器的输入和输出端信号波形的概念是没有意义的,相位信息也是用数值表示的,其优点是所有的功能都可以由软件实现。前面我们曾经指出, α 的最优值受许多条件的影响,很难通过理论分析得出。但根据锁相环路的基本原理,要想跟踪相位的快速变化,应该选择较大的 α 值;要想获得较为平顺的相位输出,则应该选择较小的 α 值。这可以作为实际中选择环路增益的基本原则。

图3是这个数字处理锁相环路的相位模型,它描述了输入输出的相位关系,可以更加方便直观地看出环路的工作过程。其中, $\phi(i)$ 表示第*i*个接收OFDM信号中的各个抽样值真实的平均相位,受到载波频率偏移的影响。它与信道噪声引起的平均相位偏移 $\phi_n(i)$ 叠加形成接收信号的实际相位,然后减去第*i*个OFDM符号的相位调整值 $\phi_{adj}(i)$,形成第*i*个OFDM符号的平均剩余相位 $\phi_{res}(i)$ 。接收到的第*i*个OFDM符号经判决去除噪声和载波频率偏移的干扰,形成平均估计相位 $\phi_d(i)$ 。由 $\phi_{res}(i)$ 和 $\phi_d(i)$ 可以计算出第*i*个OFDM符号的平均相位偏移 $\phi_{est}(i)$ 。 $\phi_{est}(i)$ 经环路增益 α 调整后,与本符号使用的相位调整值 $\phi_{adj}(i)$ 相加,然后延迟一个OFDM符号周期,作为下一个OFDM符号的相位调整值 $\phi_{adj}(i+1)$ 。

减小,因此可以得到更为精确的频偏估计值。所以,增加子载波的数目等效于降低判决误差,也就等效于降低信道噪声和载波频率偏移引起的估计结果的不确定性。这时反馈因子的确定可以参考前面几个小节分析。

然而,尽管我们在一些特殊的假设条件下可以分析 α 值的选取,但由于上面给出的4个方面的相互作用, α 的最优值事实上是很难通过理论分析得出的。但在给定的条件下可以通过仿真进行确定。

若对载波频率进行补偿时使用反馈因子,完整的频率同步方案如图2所示。为简单计,省略了串并变换,且使用基带信号表示。

作为基带信号,频率每偏移一个子载波间隔,相位有 2π 的变化。

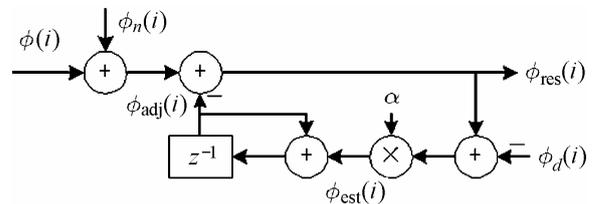


图3 频率同步环路相位模型

4 仿真结果

对频率跟踪环路的性能和环路增益 α 的影响通过MATLAB进行了仿真,其中子载波调制方式采用16QAM,作为一种基于判决反馈的跟踪方法,这种算法需要频率捕获和信道估计。为简单计,这里使用与文献[8]相同的时不变多径信道,但人为加入10%的信道估计误差。信道均衡时使用简单的单抽头均衡器。在计算剩余频偏的均方误差(MSE)时使用了5000个OFDM符号,频偏的度量以子载波间隔为基准(即一个子载波间隔作为100%)。

图4示出在不同信噪比条件下剩余频偏的均方误差随环路增益 α 的变化情况。子载波数为256,前后相继的两个OFDM符号之间有0.4%的频率漂移。由图可见,最优的 α 值和信噪比之间的关系非常复杂,但最优 α 值的大致范围在1.6~1.9之间。还可以看出,剩余频偏的均方误差随信噪比的增加而减小。

图 5 示出在不同的频率漂移速率下剩余频偏的均方误差随环路增益 α 的变化。子载波数为 256, 比特信噪比(E_b/N_0)为 5 dB。由图可见, 比较大的频率漂移速率需要较大的 α 值, 这与锁相环路的基本理论是一致的。

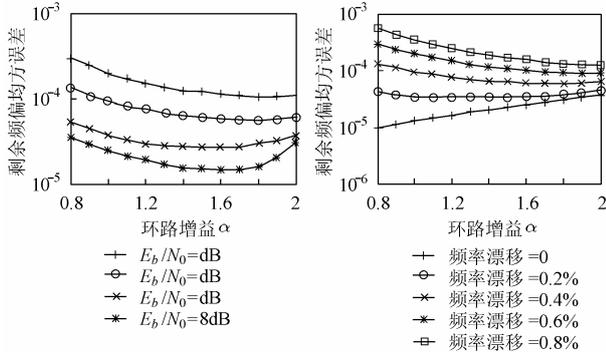


图 4 不同信噪比下剩余频偏均方误差随环路增益的变化

图 5 不同频率漂移速率下剩余频偏均方误差随环路增益的变化

图 6 示出不同载波数目下剩余频偏均方误差随环路增益 α 的变化。相邻 OFDM 符号间有 0.4% 的频率漂移, 比特信噪比为 5dB。图中显示, 为得到最好的跟踪性能, 较大的子载波数目需要较大的 α 值。因为使用更多的子载波等效于提高信噪比, 所以环路增益 α 的选择将主要由频率漂移决定(见第 3 节)。

图 7 给出了在不同的信噪比下使用最优环路增益时的跟踪性能。相应的最优环路增益分别为 2.0, 1.7, 1.6, 1.5, 子载波数目为 256, 相继的 OFDM 符号之间的频率漂移为 0.4%。由图可见, 频率同步环路在较低的信噪比和存在较大频率漂移的情况下仍然可以有效地工作。当信噪比达到 9dB 时, 剩余频偏可以被限制在 1% 以内, 尽管存在频率偏移和较大的信道估计误差。

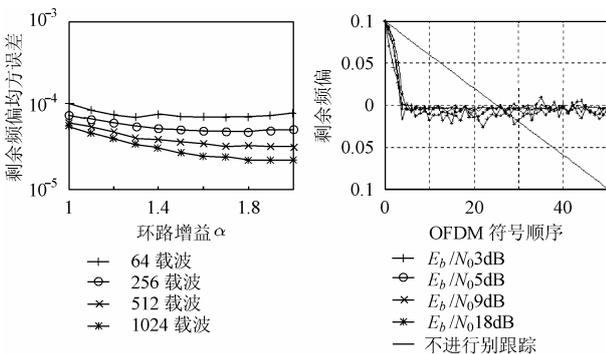


图 6 不同载波数目下剩余频偏均方误差随环路增益的变化

图 7 不同信噪比下使用最优环路增益时的跟踪性能

5 结束语

通过调整环路增益, 提出的基于判决反馈的载波频率同步环路可以获得比文献[8]更好的跟踪性能。但是影响最优环路增益值的因素是多方面的, 且相互作用, 要通过严格的理论分析得到这个最优值是比较困难的。在实际的 OFDM 系统中, 环路增益的最优值必须仔细选择, 可以通过仿真进行确定。一个简单直观的原则是根据锁相环路的原理, 当需要跟踪较快的载波频率变化时, 选用较大的环路增益。当载波频率变化不是很快时, 使用适当小的环路增益值, 可以获得更小的剩余频偏。

参考文献

- [1] Hanzo L, Munster M, Choi B J, et al.. OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting. West Sussex, England, IEEE Press, 2003: 117 – 124.
- [2] Sari H, Karam G, Jeanclaude I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Comm. Magazine*, 1995, 33(2): 100 – 109.
- [3] Kalet I. The multitone channel. *IEEE Trans. Comm.*, 1989, 37(2): 119 – 124.
- [4] Van Nee R. New high-rate wireless LAN standards. *IEEE Comm. Magazine*, 1999, 37(12): 82 – 88.
- [5] Van Nee R, Prasad R. OFDM Wireless Multi-media Communications. Boston, London: Artech House, 2000: 73 – 93.
- [6] Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800 – 1805.
- [7] Daffara F, Adami O. A novel carrier recover technique for orthogonal multicarrier system. *European Trans., Telecommun.*, 1996, 7(4): 323 – 334.
- [8] Du Y, Zhang X M, Zhu P C. A signal reconstruction CFO blind tracking algorithm for OFDM system in multipath channels. Proc. PIMRC'04, Beijing, 2003: 874 – 876.

郑来波: 男, 1967 年生, 副教授, 博士生, 研究方向为 OFDM 关键技术。

胡健栋: 男, 1929 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信系统与网络关键技术。