

结合二阶负反馈环路的OFDM频率同步算法

孙科, 刘皓

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】研究了一种正交频分复用系统中的频率同步环路。针对现有的最大似然频率同步算法频偏估计不够精确, 频偏估计范围较小的缺点, 提出了一种新算法。该算法利用二阶负反馈环路, 结合最大似然算法联合进行频偏估计与补偿。分析结果和计算机仿真结果表明, 新算法克服了最大似然算法的不足, 能进行精确的频偏估计并有较大的频偏估计范围。

关键词 反馈环路; 频偏补偿; 频偏估计; 正交频分复用
中图分类号 TN911 **文献标识码** A

Frequency Offset Synchronization for OFDM Systems Based on the Second-Order Feedback Loop

SUN Ke and LIU Hao

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper we discussed a feedback loop for carrier frequency offset synchronization in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. The maximum likelihood (ML) algorithm is introduced, and we present an improved frequency offset synchronization method which uses the ML algorithm and the second-order feedback loop jointly. The result of analysis and computer simulation show that the new method can significantly improve the performance of the ML estimators.

Key words feedback loop; frequency offset compensation; frequency offset estimation; orthogonal frequency division multiplexing

正交频分复用(OFDM)由于具有频谱效率高和抗频率选择性衰落等优点, 被认为是适合无线环境下高速数据传输的有效技术^[1]。当然, OFDM技术也有其不足, 其中之一就是对频率误差非常敏感。对存在频偏的OFDM信号解调会产生高误码率, 严重影响OFDM系统的性能^[2-3]。因此, 精确的频率同步是实现OFDM系统的关键。

对OFDM系统频率同步的研究已很广泛^[4-9]。文献[4-5]研究了基于训练序列的时间和频率同步问题, 但是发送的训练序列浪费了宝贵的频谱资源。文献[6-9]研究了基于盲估计的频率同步问题。文献[9]提出了利用循环前缀的冗余信息通过最大似然(ML)估计方法进行OFDM符号的时间频率同步。该方法实现简单, 不需要发送额外的信息, 系统没有带宽的损失。但由于OFDM系统对频率偏差极为敏感, 其频率估计精度需进一步提高, 且其频率偏移估计范围小, 限制了它的应用范围。本文提出了一种ML算法与二阶负反馈环路相联合进行频偏估计

和补偿的新算法。该算法利用环路自身噪声带宽抑制噪声, 提高频率估计精度。同时, 利用负反馈扩大了频偏估计范围。

1 ML算法

文献[9]提出了利用OFDM符号循环前缀的相关性来进行OFDM符号频偏与定时的联合最大似然估计。定义接收的信号为:

$$r(k) = s(k - \theta)e^{j2\pi\epsilon k/N} + n(k) \quad (1)$$

式中 θ 为定时误差; ϵ 为归一化频率偏差; $n(k)$ 为信道中的高斯白噪声。根据OFDM符号循环前缀的相关性, 利用ML准则, 得到 θ 和 ϵ 的估计算法为:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \{|\gamma(\theta)| - \rho\Phi(\theta)\} \quad (2)$$

$$\hat{\epsilon}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\theta}_{ML}) \quad (3)$$

式中 $\rho = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}$; $\gamma(m) = \sum_{k=m}^{m+L-1} r(k)r^*(k+N)$;

收稿日期: 2006-11-27; 修回日期: 2007-03-12

基金项目: 国家自然科学基金(60496313、60272009)

作者简介: 孙科(1982-), 男, 博士生, 主要从事无线通信技术方面的研究。

$\phi(m) = \frac{1}{2} \sum_{k=m}^{m+L-1} |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2$; $|\varepsilon| < 0.5$; L 为 OFDM 符号循环前缀长度; N 为 OFDM 符号的有效数据长度。若假设 OFDM 符号定时已知, 那么对于每个 OFDM 符号, 其频偏为:

$$\hat{\varepsilon} = -\frac{1}{2\pi} \angle \left[\sum_{k=0}^{L-1} r(k)r^*(k+N) \right] \quad (4)$$

文献[9]提出的 ML 算法计算量小, 冗余度低, 实现简单。但 OFDM 系统对频率偏差极为敏感, 其频率估计精度需进一步提高。同时, 该算法频偏估计范围较小, 只有 0.5 个子载波间隔。在实际环境中由于各种因素, 频偏并不固定, 其值会缓慢的变化, 当归一化频偏值 $\varepsilon > |0.5|$ 时, 上述 ML 算法便失效。

2 结合负反馈环路的频率同步算法

环路结构如图1所示, 假设符号定时已知, OFDM 信号进入环路, 经数字压控振荡器 (numerically-controlled oscillator, NCO) 输出的频率 f_0 补偿后进入剩余频偏估计器 (本文采用式(4)作为剩余频偏估计器), 计算出剩余归一化频偏 ε_e , 该频偏的大小取决于输入 OFDM 信号的频偏与 NCO 输出 f_0 之间的频率差值和加性噪声 w_n 。剩余归一化频偏 ε_e 通过滤波器和积分器处理后, 输出估计频偏 $\hat{\varepsilon}$ 去控制 NCO 输出 f_0 , 使之跟踪输入 OFDM 信号的频偏。

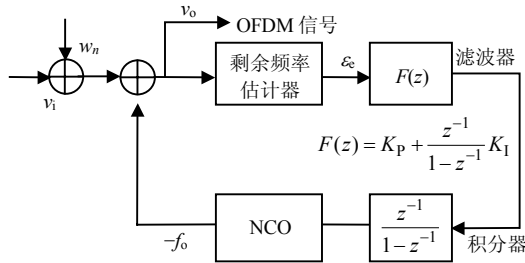


图1 环路结构框图

由于外部输入加性噪声 w_n 的存在, 必然影响到频率同步的精度。文献[10]给出了锁相环的等效噪声线性模型。类似地, 当环路正常运行时, 本文认为剩余频偏估计器的近似输出为:

$$\varepsilon_e \approx \varepsilon - \hat{\varepsilon} + w'_n \quad (5)$$

式中 ε 为信号的实际归一化频偏值; $\hat{\varepsilon}$ 为估计归一化频偏值; w'_n 为外部输入噪声 w_n 引入的等效噪声。这里近似 w'_n 为平稳, 零均值且功率谱密度在频域 $[-B'/2, B'/2]$ 为 S' 的随机过程 ($B' \gg 0$)。这样就得到图2所示的环路线性近似模型。

根据图2表示的等效线性模型, 可求得系统闭环

传递函数为:

$$H(z) = \frac{\hat{\varepsilon}(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{K_p(z-1) + K_i}{(z-1)^2 + K_p(z-1) + K_i} \quad (6)$$

其模拟原型系统闭环传递函数为:

$$H(s) = \frac{\hat{\varepsilon}(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7)$$

式中 ξ 为系统的阻尼系数; ω_n 为系统的自由振荡频率。

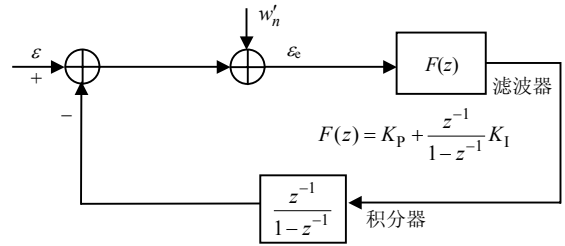


图2 环路线型等效模型

根据文献[11], 当环路的工作频率 f_s 远大于环路自由振荡频率 f_n , 即 $\omega_n T \ll 1$ 时, 将 z 按级数展开为:

$$z = e^{j\omega_n T} = e^{sT} = 1 + sT + (sT)^2 / 2! + \dots \approx 1 + sT \quad (8)$$

可得 $s \approx (z-1)/T$, 代入式(7)得到环路传递函数的另一种表达式为:

$$H(z) = \frac{\hat{\varepsilon}(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{2\xi\omega_n T(z-1) + \omega_n^2 T^2}{(z-1)^2 + 2\xi\omega_n T(z-1) + \omega_n^2 T^2} \quad (9)$$

式中 $K_p = 2\xi\omega_n T$; $K_i = \omega_n^2 T^2$; $T = 1/f_s$; $\omega_n = 2\pi f_n$ 。

因此, 估计频率的方差可以写为:

$$\sigma_{\hat{\varepsilon}}^2 \approx \frac{1}{2\pi j} \oint S'H(z)H(z^{-1})z^{-1} dz = S' \frac{\omega_n}{4\xi} (1 + 4\xi^2) = S'2B \quad (10)$$

式中 B 定义为环路的噪声带宽:

$$2B = \frac{1}{2\pi j} \oint H(z)H(z^{-1})z^{-1} dz = \frac{\omega_n}{4\xi} (1 + 4\xi^2) \quad (11)$$

B 表明了环路对输入噪声的抑制能力。从式(10)可以看出, 估计频率的方差与环路的噪声带宽成正比。 B 越大, 估计频率方差越大, B 越小; 环路对噪声的滤除能力越强, 估计频率方差越小。通常, $B \ll B'/2$, 所以闭环估计出的方差就小于开环估计得出的方差。

闭环系统的时间常数为:

$$T_{loop} \approx 1/\xi\omega_n T_{loop} \approx 1/\xi\omega_n \quad (12)$$

从式(11)与式(12)知, 当 ξ 固定时, 环路自由振荡频率 ω_n 与环路噪声带宽 B 成正比, 与环路时间常

数 T_{loop} 成反比。所以，需要在估计精度与环路跟踪速度之间折中。

从频偏估计范围考虑，ML算法的估计范围为 $(-0.5, 0.5)$ 。当频偏发生缓慢变化， $\varepsilon > |0.5|$ 时，ML算法便失效。采用联合算法，OFDM符号的频偏只需满足 $\hat{\varepsilon} - 0.5 < \varepsilon < 0.5 + \hat{\varepsilon}$ ，当环路处于跟踪状态时， $\varepsilon \approx \hat{\varepsilon}$ ，环路不断地跟踪频偏的变化，始终保持 $|\varepsilon - \hat{\varepsilon}| < 0.5$ ，能保持正常工作状态。所以，联合算法与ML算法相比大大扩大了系统处理频偏的范围。

3 计算机仿真

对联合算法与ML算法的性能进行比较，本文选用OFDM符号子载波 N 为1 024，循环前缀 L 为216，归一化频偏 ε 为0.2，采用16QAM调制，OFDM符号速率为39 062.5 symbol/s，多径信道为4径，时延分别固定为：0 μ s、2.06 μ s、3.9 μ s、5.12 μ s，对10 000个OFDM符号进行仿真。

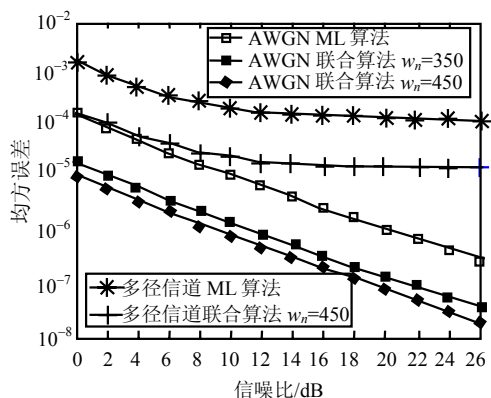


图3 联合算法与ML算法频偏估计性能比较

(1) 采用频偏估计的方差比较两种算法的性能。图3为环路阻尼系数 ξ 为0.8，自由振荡频率 ω_n 分别为450和350时的频偏估计方差比较。从图中可以看出，无论在高斯信道还是在多径信道下，两种算法的频偏估计方差都随着信噪比的增加而减小，但联合算法估计出频偏的方差总低于ML算法。同时，在联合算法中，环路的自由振荡频率 ω_n 越小，导致其噪声带宽越窄，其频率估计的方差越小，与式(10)的结论相符。

(2) 采用信噪比损失比较两种算法的性能。图4和图5为环路阻尼系数 ξ 为0.8，自由振荡频率 ω_n 为450时两种算法信噪比67损失比较。从图4中可以看出，在高斯信道下，联合算法的信噪比损失略低于ML算法；从图5中可以看出，在多径信道下，联合算法的信噪比损失明显低于ML算法。

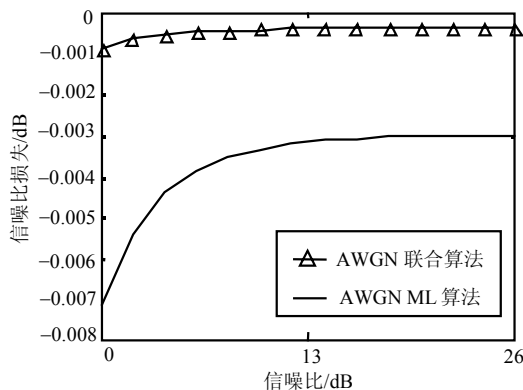


图4 高斯信道下信噪比损失

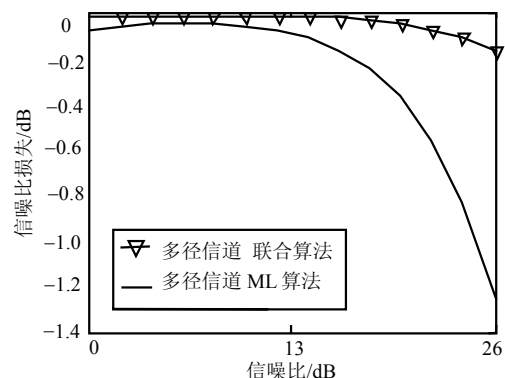


图5 多径信道下信噪比损失

4 结束语

从理论分析和仿真结果可以看出，ML算法与二阶负反馈环路相联合的算法较之单一ML算法具有频偏估计精度高，频偏估计范围大的优点，并且实现简单，可以方便地应用于工程实践。

参考文献

- [1] LI Y, CIMINI L J. Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(3): 401-404.
- [2] WEI L, SCHLEGE C. Synchronization requirements for multi-user OFDM on satellite mobile and tow-path Rayleigh fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(243): 887-895.
- [3] POLLET T, BLADEL M V, MOENECLAHEY M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(234): 191-193.
- [4] SCHMIDL T M, COX D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [5] MINN H, BHARGAVA V, LETAIEF B K. A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 45(7): 822-829.
- [6] YAO Y, GIANNAKIS G B. Blind carrier frequency offset estimation in SISO, MIMO, and multiuser OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005,

53(1): 173-183.

[7] CHEN B, WANG H. Blind estimation of OFDM carrier frequency offset via oversampling[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(7): 2047-2057.

[8] GAO F, NALLANATHAN A. Blind maximum likelihood CFO estimation for OFDM systems via polynomial rooting. IEEE Signal Processing Letters[J]. 2006, 13(2): 73-76.

[9] VAN DE BEEK J J, SANDELL M, BORJESSON P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM

Systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805.

[10] PROAKIS J G. Digital communications[M]. 4th Ed. Columbus, OH: McGraw-Hill, 2001.

[11] SHAYAN Y R. All digital phase-locked loop: concept, design and applications[J]. IEE Proceedings, 1989, 136(1): 53-56.

编辑 张俊

(上接第365页)

本文采用XILINX公司的FPGA器件XC2V1500-4进行仿真试验, 仿真时序如图4所示。采用基于查找表算法实现混频综合后的速度157 MHz, 而采用基

于CORDIC算法实现混频运算综合后的速度为217 MHz, 可以看出用CORDIC算法实现混频运算可以有效地提高混频的实现速度。

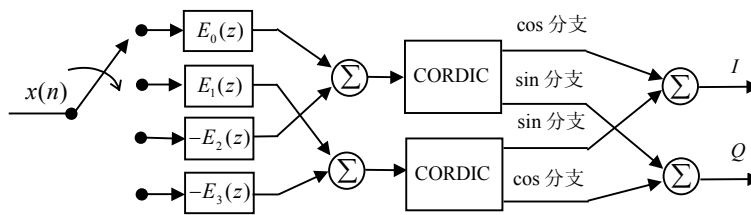


图3 高效接收机结构的FPGA设计

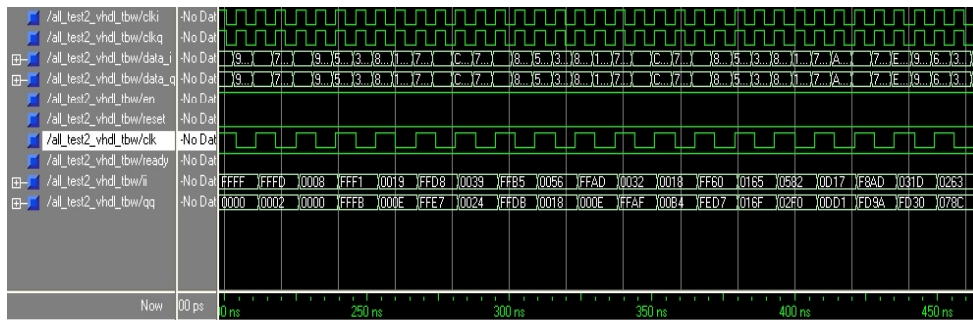


图4 接收机的仿真时序图

4 结束语

本文提出了一种宽带数字接收机的FPGA设计方案, 采用二次变频结构和CORDIC算法产生NCO数据, 对数字接收机的工作速度和消耗资源进行了优化, 仿真结果证明由CORDIC算法实现数字混频运算, 不但可以提高混频器实现速度, 而且还增加了系统的可移植性。

参考文献

[1] 胡国荣, 孙允恭. CORDIC算法及其应用[J]. 信号处理, 1991, 7(4): 229-234.

[2] 李滔, 韩月秋. 基于流水线CORDIC算法的三角函数发生器[J]. 电子技术应用, 1996, (6): 52-53.

[3] 张进, 苏凯雄. 基于FPGA的数控振荡器的设计与实现

[J]. 福州大学学报, 2005, 33(5): 584-587.

[4] 郑立岗, 吕幼新, 向敬成, 等. 一种基于CORDIC算法的数字鉴频方法[J]. 信号处理, 2003, 19(1): 6-10.

[5] WANG Hong, LÜ You-xin, WANG Xue-gang, et al. Design of wideband digital receiver[C]//2005 International Conference on Communication, Circuit and Systems. Hong Kong: [s.n.], 2005:794-797.

[6] TSUI J B Y, STEPHENS J P Sr. Digital microwave receiver technology[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(3): 699-705.

[7] HARRIS F J, DICK C, RICE M, et al. Digital receivers and transmitters using polyphase filter banks for wireless communication[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(4): 1395-1412.

编辑 税红