

时域同步正交频分复用系统的频偏估计

侯永宏, 杨刚, 王安国, 戴居丰

(天津大学电子信息工程学院, 300072, 天津)

摘要: 针对时域同步正交频分复用系统现有的频偏估计精度低的问题, 提出了一种精确频偏估计算法(FFDE). 该算法将接收信号中相邻的 2 个帧头分别与对应的本地 PN 序列作相关运算, 将相关结果共轭相乘, 再取相乘结果的辐角, 最后再除以帧头间的时间间隔, 即可得到频偏估计值. FFDE 算法具有复杂度低, 精度高, 抗噪声、抗多径能力强等优点. 理论分析表明, FFDE 算法具有极低的性能界, 在高斯白噪声信道条件下, 在合理的信噪比范围内, 其归一化估计值的方差在 10^{-11} 以下. 仿真结果与理论分析完全一致, 即使在多径环境下, 在信噪比为 15 dB 时, FFDE 算法的绝对估计误差的标准差只有 0.5 Hz, 仅为子载波间隔的 0.03%, 是传统方法的 1%.

关键词: 频偏估计; 时域同步正交频分复用; 伪随机序列

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)12-0101-05

Frequency Deviation Estimation for TDS-OFDM System

HOU Yonghong, YANG Gang, WANG Anguo, DAI Jufeng

(Electronic Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: A fine frequency deviation estimation algorithm (FFDE) is proposed to improve the low accuracy of the existing frequency deviation estimation algorithm for time-domain synchronous orthogonal frequency division multiplexing (TDS-OFDM) systems. The algorithm correlates the adjacent frame headers in receiving sequences with local PN sequences, respectively, and then the correlation results are conjugatively multiplied. The argument of the product is divided by the time interval between the adjacent frame headers to get the frequency deviation estimation. The algorithm has advantages of low computation complexity, accurate estimation, strong capabilities of suppressing channel noises and multipath interferences. The analytical results show that the algorithm has an extremely low bound of estimation error variance. The normalized estimation error variance is lower than 10^{-11} under the channel condition of additive white Gaussian noise within the normal signal to noise ratio (SNR) range. Simulation results are fully consistent with the analytical results. Simulations under multipath environment and SNR equal to 15 dB show that the standard deviation of estimation error is 0.5 Hz, which is only 0.03% of the sub-carrier spaces of the system, and 1% of traditional methods.

Keywords: frequency deviation estimation; time-domain synchronous orthogonal frequency division multiplexing; pseudo-random sequence

在无线通信系统中, 由于收发两端本地振荡器精度和多普勒频移等因素的影响, 接收信号会产生一定的频率偏移. 对于正交频分复用(OFDM)系统,

频率偏移将破坏 OFDM 信号子载波间的正交性, 从而引入子载波间干扰(ICI). Michael 等人^[1]详细分析了载波频率偏差对 OFDM 系统性能的影响, 给出

了频率偏差导致解调信噪比恶化的解析表达式. 例如在输入信噪比为 25 dB 的情况下, 2% 子载波间隔的频率偏差就可导致 1 dB 的信噪比下降, 3% 子载波间隔的频率偏差就可导致 3 dB 的信噪比下降. 因此在子载波间隔较小的数字电视地面广播系统中, 精确的载波频率估计和校正显得尤为重要. 这一点在本地振荡器的频率准确度相对较低的低成本的接收机中显得尤为突出.

时域同步正交频分复用(TDS-OFDM)技术是由清华大学提出的一种利用 PN 序列填充保护间隔的正交频分复用技术, 已被我国数字地面广播国家标准采用. TDS-OFDM 信号的载波频率同步一般分成 3 个步骤^[2]: ①在开机初始状态时, 进行粗频率估计(CFE); ②在未完全获得定时信息时, 进行非相干频率估计(NAFC); ③在完全获得定时信息时, 进行相干频率估计(CAFC). CFE 和 NAFC 用于信号的初始捕获, CAFC 用于载波频率的稳态跟踪, 而系统性能主要由稳态跟踪误差决定. 文献[3]也提出了一种与 CAFC 类似的频偏估计方法. 这 2 种算法的复杂度相当, 性能相近, 由于只用了同一个填充块内的数据, 允许的相关延时较小, 频率估计的范围较广, 但精度较低. 本文提出了一种精确的频偏估计(FFDE)方法, 相比前 2 种方法, 其估计精度在正常情况下可以提高 100 倍.

1 系统信号模型

中国国家数字电视地面广播传输标准的系统信号帧由帧头和帧体 2 部分构成, 有 3 种帧头模式. 图 1 是其中的一种结构, 它由 420 个符号的帧头和 3 780 个符号的帧体组成. 帧头信号采用 I 路和 Q 路相同的 4QAM 调制, 它由 255 点的 PN 序列循环扩展产生, 包括 82 个前同步符号, 83 个后同步符号. 帧头符号对接收机来说是已知的, 可作为导频.



图1 TDS-OFDM 信号帧结构

为了简洁表示, 本文假定各个信号帧的帧头采用相同相位的 PN 序列, 可表示为 $c(k) = c(k + nL)$, $k = 1, 2, 3, \dots, 420$, L 为信号帧的长度, $L = 4\ 200$, n 为信号帧的序号, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. 接收端接收到的带有载波频率偏差的帧头部分的复基带序

列可表示为

$$r(k) = \left(\frac{E_s}{2T}\right)^{1/2} c(k) e^{j(2\pi f_k T + \varphi)} + n(k) \quad (1)$$

式中: E_s 为码片能量; T 为 PN 序列的码片间隔; $c(k)$ 由取值为 ± 1 的 PN 序列构成, 实部和虚部相同; $n(k)$ 为信道高斯白噪声的取样值, 其方差为 σ^2 ; 单边功率谱密度为 N_0 ; f 为频率偏差; φ 为相位偏差, 不失一般性, 可以认为 $\varphi = 0$. 本文提出的频偏估计方案充分利用了 TDS-OFDM 信号帧结构的特点, 包括粗频率同步和精确频率同步 2 个步骤.

1.1 粗频率同步

与文献[2]的最后一步相同, 将接收到的帧头序列分为长度为 K 、间隔为 M 的 2 段, 2 段可以部分重叠, 分别与对应的本地序列相关, 然后进行共轭相乘再取辐角, 将辐角除以 2 个序列的时间间隔即可得到频率误差的估计值

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi MT} \arg(z_2 z_1^*) \quad (2)$$

式中: 上标 $*$ 表示复数的共轭, $z_1 = \sum_{i=1}^K r(i) \text{Re}(c(i))$; $z_2 = \sum_{i=M+1}^{M+K} r(i) \text{Re}(c(i))$.

文献[2, 4]对上述算法的性能作了详细的分析, 其归一化的估计值方差的解析表达式为^[5]

$$\text{var}(\hat{f}T) = \frac{1}{(2\pi M)^2} \left[\frac{M}{K^2} \left(\frac{1}{E_s/N_0} \right) + \frac{1}{K} \frac{2}{(2E_s/N_0)^2} \right] \quad (3)$$

由于式(3)是由 Luise^[5]给出, 故称之为 Luise 界, 在 K 和 M 都比较小的情况下, Luise 界比较准确.

上述粗频率估计方法的精度的仿真结果如图 2 所示, 仿真的信号模型按照中国国家数字电视地面广播传输标准 PN420 帧结构, 帧长 4 200 个码元, 帧头长度为 420 个码元, PN 序列的周期为 255, 码元速率为 $7.56 \times 10^6 \text{ s}^{-1}$, 子载波间隔为 2 kHz. 信道为多径信道, 采用 Brazil-A 信道模型^[6]. 为了对估计精度有一个更直观的比较, 评估指标没有用通用的归一化频率估计值的方差, 而采用绝对频率误差的标准差来表示. 相关延时间隔 M 取 101. 为了得到更准确的估计, 对连续 10 个上述方法得到的估计值做平均后再作为一个估计值, 然后求方差得到, 每一个频率点的样本数量为 1 000. 可以看到, 即使经过平均处理, 在信噪比为 15 dB 时, 估计值的标准差仍然达 50 Hz, 而子载波间隔大约为 2 kHz, 为子载波间隔的 2.5%, 这样的误差对系统性能的影响将是非常显著的. 在实际应用中需要结合一个反馈控制

环路才可以将频率误差控制在可接受的范围内,其代价是同步时间变长,不能适应快速频率变化。

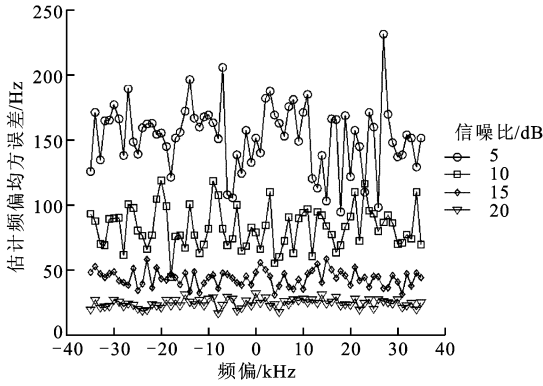


图 2 粗频率估计方法的性能

1.2 精确频率同步

现在的通信收发信机的本地振荡器都采用高稳定度晶体作为参考源的锁相环,振荡器的时间稳定度非常高,在几十帧时间内可以看作是恒定的. 本文的频率估计算法,是将粗频率校正后的连续 2 帧的帧头 PN 序列 $r(k)$ 和 $r(k+M)$ 与本地产生的前后 2 帧的一个周期的 PN 序列 $c(k)$ 实部相关,得到 $z(k)$ 和 $z(k+M)$

$$z(k) = \sum_{k=1}^K r(k) \text{Re}(c(k)) = \sum_{k=1}^K \left[\frac{1}{2} \left(\frac{E_s}{T} \right)^{1/2} |c(i)|^2 e^{j(2\pi f k T + \varphi + \pi/4)} + n(k) \text{Re}(c(k)) \right] \quad (4)$$

$$z(k+M) = \sum_{k=1}^K r(k+M) \text{Re}(c(k+M)) = \sum_{k=1}^K \left[\frac{1}{2} \left(\frac{E_s}{T} \right)^{1/2} |c(k+M)|^2 e^{j(2\pi f(k+M)T + \varphi + \pi/4)} + n(k+M) \text{Re}(c(k+M)) \right] \quad (5)$$

式中: $r(k+M) = \left(\frac{E_s}{2T} \right) c'(k+M) e^{j(2\pi f(k+M)T + \varphi)} + n(k+M)$, $1 \leq k \leq K$, K 为截取的 PN 序列的长度. 取一个周期,频率误差的估计值可表示为

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi MT} \arg(z(k+M)z(k)^*) \quad (6)$$

式(6)和式(2)形式上相同,不同之处在于式(6)中突破了填存序列长度的限制,它的间隔 M 远大于式(2),为一个信号帧的长度.

2 性能分析

可认为在 $M \gg K$ 的情况下,在长度为 K 的积分区间内相位变化近似为恒定, $2\pi f k T + \varphi + \pi/4 \approx \theta$,

且有 $|c(k)|^2 = 2$. 令 $w(K) = \sum_{k=1}^K n(k) \text{Re}(c(k))$, 则 $w(K)$ 是方差为 $K\sigma^2$ 的白噪声, $w(K) = K^{1/2} \cdot n(k)^{[7]}$, 式(6)右边括号内的乘积项可表示为.

$$z(k+M)z(k)^* = \left[\left(\frac{E_s}{T} \right)^{1/2} K e^{j(2\pi f MT + \theta)} + w(K+M) \right] \cdot \left[\left(\frac{E_s}{T} \right)^{1/2} K e^{-j\theta} + w^*(K) \right] \quad (7)$$

化简后有

$$z(k+M)z(k)^* \approx \frac{E_s}{T} K^2 e^{j2\pi f MT} \cdot \left[1 + (e^{j\theta} w^*(K) + e^{-j(2\pi f MT + \theta)} w(K+M)) / \left(\left(\frac{E_s}{T} \right)^{1/2} K \right) \right] \quad (8)$$

$$\arg(z(k+M)z(k)^*) = 2\pi f MT + \text{Re}[(e^{j\theta} w^*(K) + e^{-j(2\pi f MT + \theta)} w(K+M)) / \left(\left(\frac{E_s}{T} \right)^{1/2} K \right)] \quad (9)$$

式(7)~式(9)中利用了关系式 $\arg(xy) = \arg(x) + \arg(y)$, x, y 为复数, 且如果 $x \ll 1$, $\arg(1+x) \approx \text{Re}(x)$.

$$\hat{f}T = fT + [1/(2\pi MK \left(\frac{E_s}{T} \right)^{1/2})] \text{Re}[e^{j\theta} w^*(K) + e^{-j(2\pi f MT + \theta)} w(K+M)] \quad (10)$$

$$T^2 \text{var}(\hat{f}) = [1/((2\pi MK)^2 \left(\frac{E_s}{T} \right)^{1/2})] K \sigma^2 = (1/(2\pi MK)^2) (2K / \frac{E_s}{N_0}) = (1/2\pi^2 M^2 K) (1 / \frac{E_s}{N_0}) \quad (11)$$

两种方法的频率估计范围可以统一表示为

$$|\hat{f}| \leq \frac{1}{2MT} \quad (12)$$

频率估计范围随 M 的增大而减小,而实际系统中接收机的初始频率误差一般比较大,因此在实际接收机中需要分两步,第一步根据式(4), M 在一个帧头范围内取值,将频率误差控制到一定的范围内,然后再根据式(8), M 按一帧长度取值,进行精确的频率估计.

3 数值仿真结果

本节以中国国家数字地面广播国家标准为例,对本文算法及其性能进行了仿真验证. 信号帧结构如图 1 所示,帧长为 4 200 个码片,帧头长度为 420 个码片,PN 序列的周期为 255,采样率为 7.56×10^6

s^{-1} ,粗频率估计的性能已在有关文献中作过分析^[2-4],仿真验证主要针对本文提出的精确频率估计.取 $M=4\ 200$,频率估计范围为 900 Hz.

图 3 是 高 斯 白 噪 声 信 道 (AWGN) 下,归一化频偏估计的方差与信噪比的关系曲线,该曲线是在 0~20 dB 均匀取 11 个信噪比点,在允许的范围内,每个信噪比均匀取 10 个频率点,每个频率点仿真 1 000 次以后求方差的平均结果,可以看到仿真结果与本文的分析结果完全吻合,都比文献[2,4-5]所用的 Luise 界理论值低一个数量级.

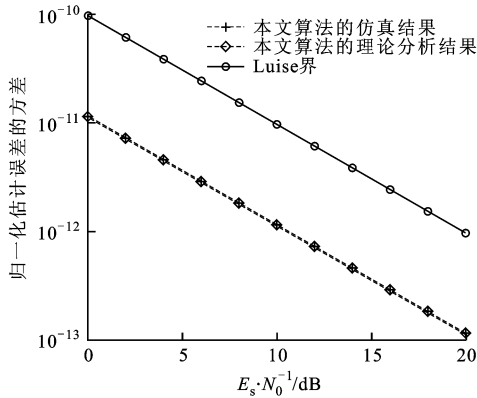


图 3 AWGN 信道下估计误差的方差与信噪比的关系曲线

图 4 是 分 别 在 DVB-T^[8] 和 Brazil^[6] 多 径 信 道 下 的 估 计 误 差 方 差 与 信 噪 比 的 关 系 曲 线,其性能比 AWGN 信道下略差,但都低于 Luise. 原因有两方面:一是多径信号对估计精度有影响;二是与仿真模型有关,多径信道功率传输函数是经过归一化的,单纯看主径信号能量的话,要低于 AWGN 信道,而且不同信道条件下的情况也不一样,而本文的频率估计方法只用到主径信号的能量.图 5、图 6 分别给出在 AWGN 信道下和多径信道下,信噪比为 5、10、

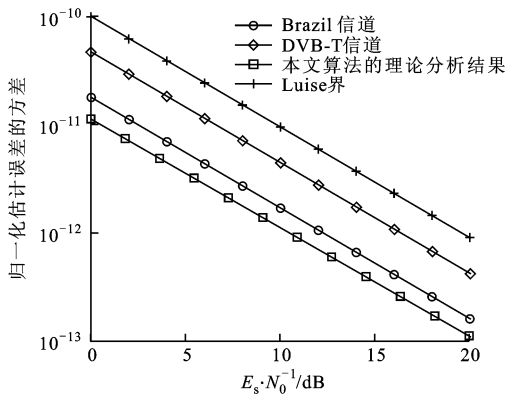


图 4 多径信道下估计误差的方差与信噪比的关系曲线

15、20 dB 时的估计频率偏差均值与实际频率偏差的关系曲线.可以看出,本文所给出的方法是一个无偏估计.

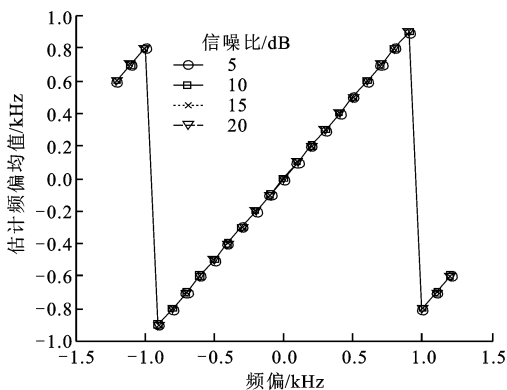


图 5 AWGN 信道下估计频偏均值与实际频偏的关系曲线

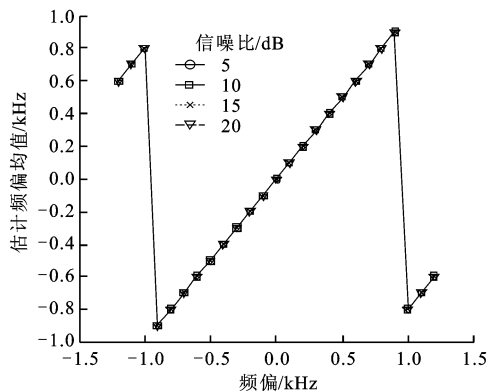


图 6 多径信道下估计频偏均值与实际频偏的关系曲线

图 7 给出了在信噪比为 5、10、15、20 dB 时,不同频偏时的估计频偏均方误差,仿真条件和处理方法与图 2 完全相同,只是估计方法采用了本文所提出的方案.与图 2 的结果相比,在信噪比为 15 dB 时,估计频偏的均方误差的绝对值只有 0.5 Hz,是粗估计方案的 1%.

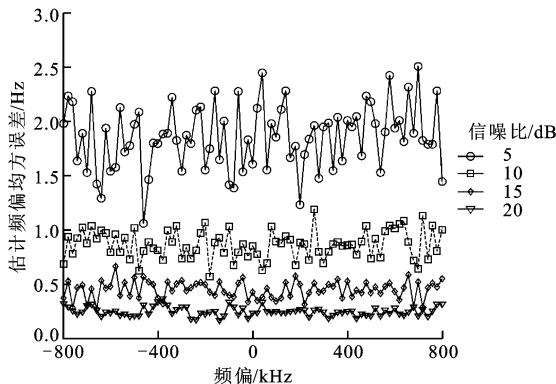


图 7 多径信道下本文频偏估计方法的均方误差曲线

4 结 论

本文利用 TDS-OFDM 系统的帧结构特点,提出了一种精确频偏估计算法. 该算法充分利用了填充 PN 序列良好的自相关特性,具有精度高、抗多径能力强等优点,能够避免采用传统方法所需的反馈环路,可用于采用前馈频率同步方案的接收机中,实现快速频率同步和跟踪. 此外,本文算法可以与信道估计共用相关结果,不需要额外的相关运算,从而降低了接收机的复杂度.

参考文献:

[1] SPETH M, FECHTEL S A, FOCK G, et al. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM; part I [J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(11): 1668-1677.

[2] 杨知行,杨林. 时域同步正交频分复用接收机载波恢复方法及其系统: 中国, CN1677911A [P]. 2005-10-05.

[3] 张晓林,张超,张展,等. 一种数字电视系统中的载波同步产生方法及其装置: 中国, CN101110901A [P]. 2008-01-23.

[4] 许奥林,王军,彭克武,等. TDS-OFDM 系统两种载波

频偏估计算法及对比[J]. 电视技术,2007,31(12):7-10.

XU Aolin, WANG Jun, PENG Kewu, et al. Evaluation of two carrier frequency offset estimation algorithms in TDS-OFDM system [J]. TV Engineering, 2007, 31(12): 7-10.

[5] LUISE M. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions [J]. IEEE Trans on Communications,1995, 43(2):1169-1178.

[6] SONG Jian. Technical review on Chinese digital terrestrial television broadcasting standard and measurements on some working modes [J]. IEEE Trans on Broadcasting,2007,53(1):1-7.

[7] PETERSON R L, ZIEMER R E, BORTH D E. Introduction to spread-spectrum communications [M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 1995: 215-217.

[8] European Telecommunications Standards Institute. EN 300 744 V1.5.1 Digital video broadcasting (DVB): framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television [S]. Sophia Antipolis Cedex, France: European Telecommunications Standards Institute,2004.

(编辑 刘杨)