

COFDM 系统在非理想定时同步条件下的信道估计

王 勇 葛建华 艾 渤
(西安电子科技大学 综合业务网国家重点实验室 西安 710071)

摘 要: 该文深入研究了数字电视地面无线广播 COFDM 解调方案中的信道估计与内插技术, 针对接收系统前端符号定时同步误差对于信道估计性能的影响, 提出了两种适用于 COFDM 梳状导频系统的信道估计解决方案, 并给出了其性能和可适用性分析。
关键词: 编码正交频分复用(COFDM), DVBT, 信道估计, 符号定时同步
中图分类号: TN93 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)02-0239-04

Channel Estimation Technique for COFDM System
in Wireless Channel with Timing Offset Error

Wang Yong Ge Jian-hua Ai Bo
(National Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract This paper investigates the channel estimation and interpolation technique in digital video broadcasting COFDM demodulation scheme. To combat the OFDM symbol timing synchronization offset error, it proposes two channel estimation methods suitable for the comb-type pilot scheme, and the analyse of performance and adaptation is also presented.
Key words Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing(COFDM), Terrestrial Digital Video Broadcasting (DVBT), Channel estimation, Symbol timing synchronization

1 引言

从 90 年代开始, 由于其良好的性能, COFDM 技术展现出巨大的生命力, 它被广泛地应用于高速宽带数字通信领域: 非对称数字用户环路 (ADSL)、室内无线局域网 WLAN (802.11a)、数字音频广播 (DAB) 及数字视频地面广播 (DVBT) 等。

COFDM 是一种特殊的多载波传输方式, 它将一个高速单数据流通过多个低速子载波同时并行地传送。在无线传输信道中, 传输信号所面临的最大畸变来自于频率选择性多径衰落。在单载波调制系统中, 一般采用自适应均衡器来对抗信道的动态变化; 而在多载波调制系统中, 通常在 OFDM 符号中插入导频, 利用接收到的导频信号动态地跟踪估计信道的变化特征, 以消除信道衰落对于传输数据所叠加的影响。本文就将针对符号定时同步误差对信道估计性能的影响进行讨论, 给出了两种相应的解决方案, 并对其性能及可实现性进行了分析和比较。

2 基于频域导频 COFDM 系统

基于频域导频 COFDM 传输方案调制端和解调端框图

如图 1 所示。在信道调制端, 在信源数据中插入特殊的导频信号, 并由不同的星座图映射, 再经过 IFFT 调制为时域信号。为了在信道传输中维持 OFDM 信号的正交性, 避免符号间干扰 (ISI), 每个 OFDM 符号的有用数据通过对其自身的周期性循环扩展来产生一个保护间隔。发送的信号经过频率选择性衰落信道传输, 在信道解调端, 符号定时同步首先确定时域上每个 OFDM 符号的起始位置, 从而给出 FFT 单元的窗位置; 随后去掉保护间隔, 经过 FFT 变换后, 对频域数据做载波校正; 校正后的数据经过信道估计, 得到当前

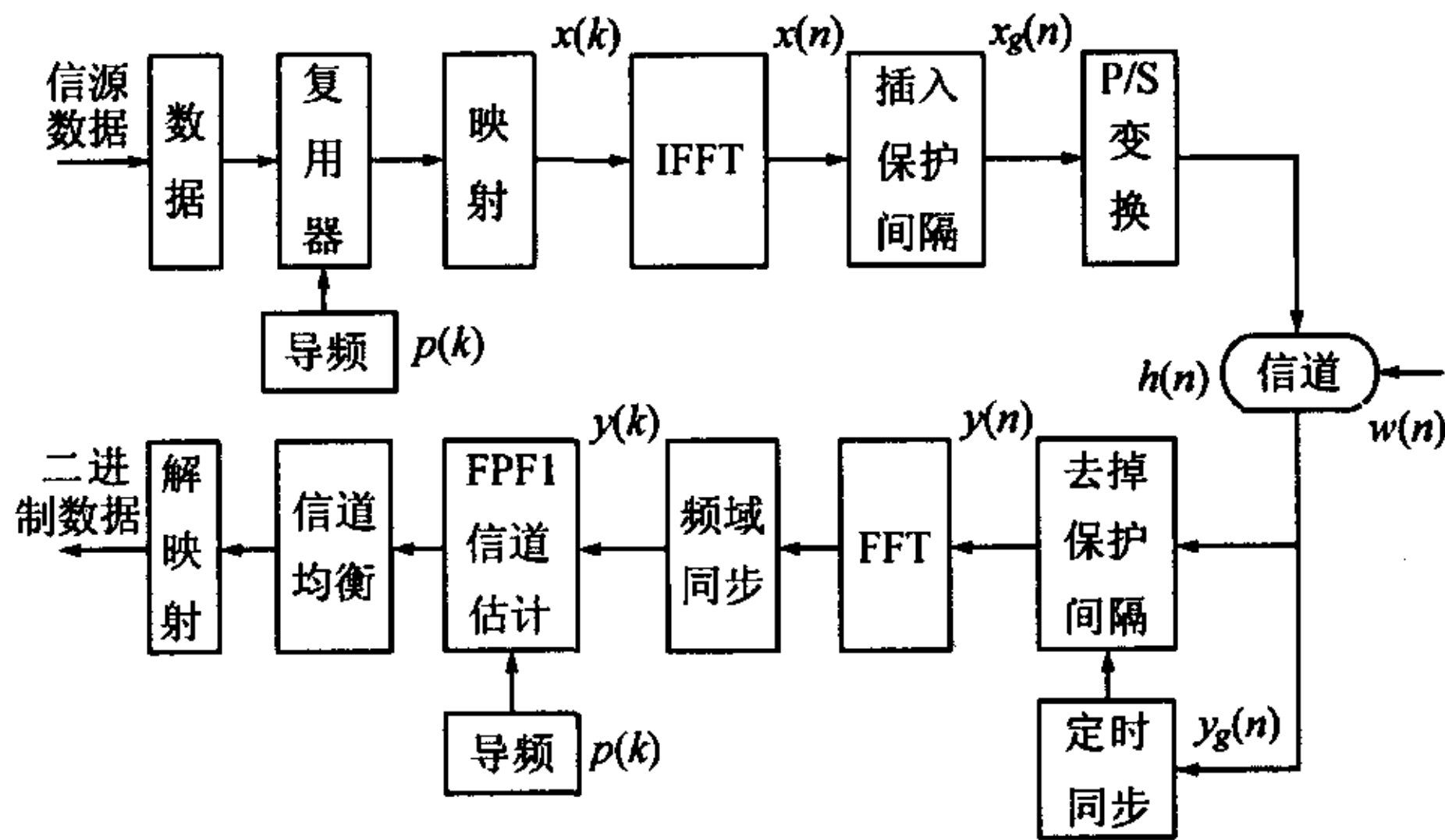


图 1 DVBT 传输系统 COFDM 基带模型

的信道响应, 并通过信道均衡处理以消除信道多径衰落的影响; 再经过解映射, 最终恢复得到原始发送的数据。这一过程可数学描述为: 经过理想的符号定时同步处理后, 从 $y_g(n)$ 中去掉保护间隔, 得到 $y(n)$, 假设保护间隔长度大于信道最大多径延迟, 则无 ISI, 因此, 可以不考虑保护间隔的影响, $y(n)$ 可以表示为

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (1)$$

式中 $h(n)$ 为信道脉冲响应, 而 $w(n)$ 为加性高斯白噪声。再经过 FFT 变换, 信号又回到频域:

$$Y(k) = \text{FFT}\{y(n)\} = X(k) \cdot H(k) + W(k) \quad (2)$$

其中 $W(k)$ 为高斯白噪声 $w(n)$ 的傅里叶变换。

在信道估计时, 从 $Y(k)$ 中抽取导频点的值, 由于调制时插入的导频值是已知的, 因此可以得到导频位置的信道响应估计值。在欧洲地面数字电视 DVBT 标准的 COFDM 传输系统中, 2k 模式采用的频域梳状导频插入类型如图 2 所示^[1]。

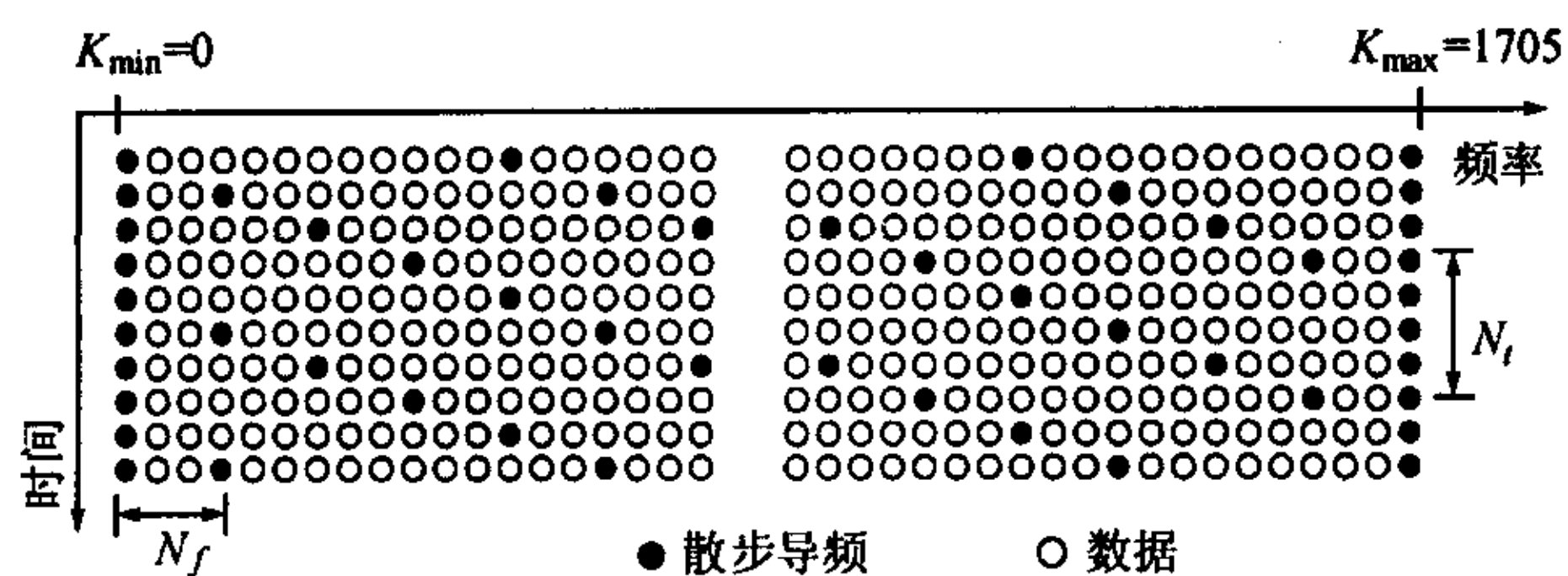


图 2 DVBT 方案中的 OFDM 导频分布

在图 2 中, N_t 表示时间方向的导频间距, N_f 表示频率方向的导频间距。数据载波位置的信道响应可以通过对相邻导频信道响应估计的内插来获得, 整个过程基于 LS (最小平方) 准则。下面, 就以 DVBT 导频模型为例来分析信道估计中的 LS 线性内插估计算法。

3 信道 LS 线性内插估计算法

一维线性内插^[2]利用一个 OFDM 符号中的相邻导频值做内插; 而二维线性内插^[3]则在时间和频率两个方向上进行, 根据导频的类型及其可实现性, 可以将其分解为两个独立的内插过程, 首先在时间方向做内插滤波, 然后再利用时间方向内插的结果在频率方向上做内插滤波。时间方向的内插估计可以表示为

$$\hat{H}(l, k+m) = (1 - \frac{m}{N_t}) \hat{H}_p(l, k) + \frac{m}{N_t} \hat{H}_p(l, k+N_t), 1 \leq m \leq N_t - 1 \quad (3)$$

式中 N_t 表示时间方向的导频间距, $\hat{H}_p(l, k)$ 表示频率 l 时间 k 位置上导频点的信道估计, $\hat{H}_p(l, k+N_t)$ 表示频率 l , 时间 $k+N_t$ 位置上导频点的信道估计。

频率方向的内插估计可以表示为

$$\hat{H}(l+n, k) = (1 - \frac{n}{N_f}) \hat{H}_p(l, k) + \frac{n}{N_f} \hat{H}_p(l+N_f, k), 1 \leq n \leq N_f - 1 \quad (4)$$

式中 $\hat{H}_p(l+N_f, k)$ 表示频率 $l+N_f$, 时间 k 位置上导频点的信道估计。

由于首先在时间方向上进行了内插, 所以二维线性内插比一维线性内插具有更高的频率分辨率, 对在频率方向上变化较快的信道, 它可以及时、动态地对信道进行跟踪; 而且其算法复杂度并未有本质上的增加, 因而, 二维线性内插算法在实际的工程项目中有着比较广泛的应用。下一节将针对符号定时同步误差对于信道估计性能的影响进行讨论。

4 符号定时同步误差对信道估计的影响

对于实际的 OFDM 系统, 符号定时误差也会影响到信道估计的性能。为了避免 ISI, 必须对 OFDM 符号的起始位置提出要求。在图 3 中, 信道脉冲响应延迟的长度小于保护间隔长度, 即只要符号定时偏移位于图中的阴影区内, 就可避免 ISI, 此阴影区称为 ISI 自由区, 若 FFT 窗的起始位置落在此区域内, 则符号定时偏移可以在一定范围内变化而不会引起 ISI。

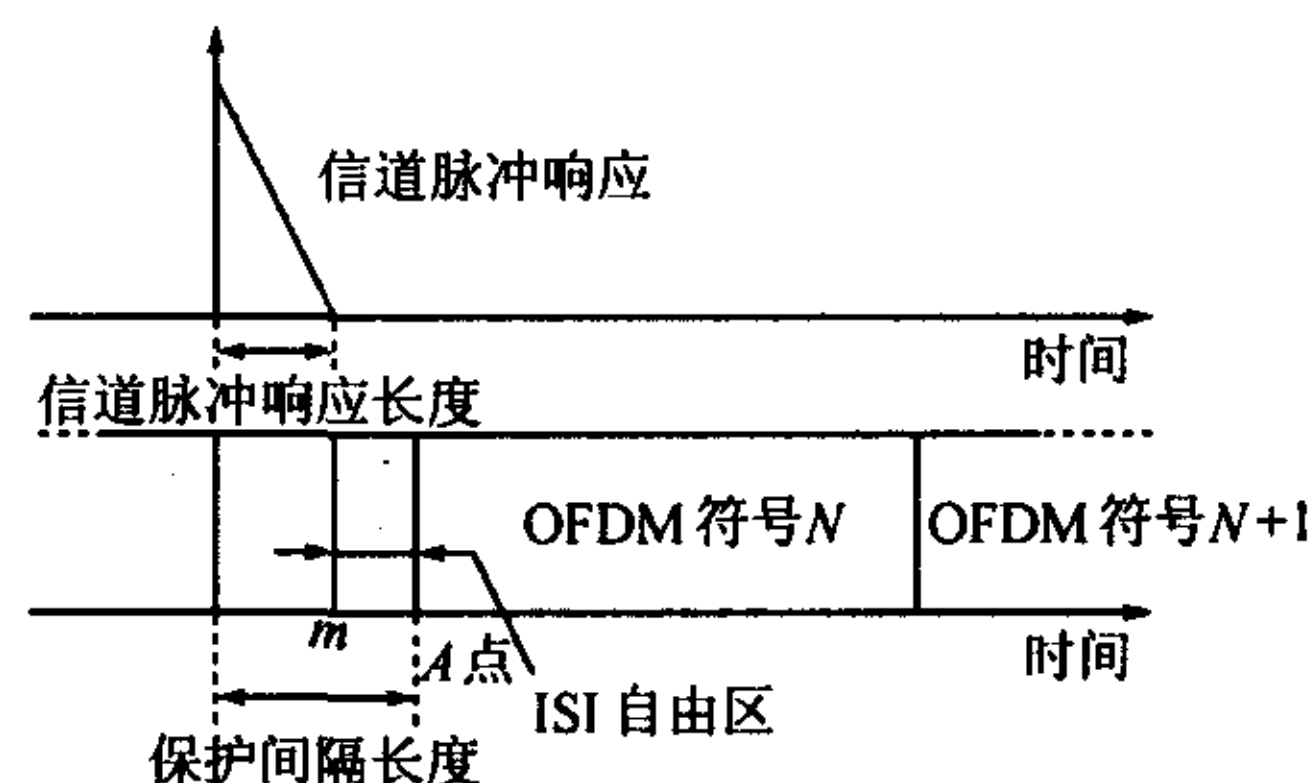


图 3 符号定时同步窗位置的要求

符号定时同步通常采用 ML (最大似然估计) 算法^[4], 利用保护间隔信号前后的相关性来确定同步位置。在实际的无线信道下, 接收到的信号是多路回波信号的叠加, 接收机估计出的定时同步位置是所有信号能量叠加的一个重心位置。这意味着此时理想定时点 A 点并不存在, ML 算法只能靠各个多径能量的比较来假设这样的理想位置。根据数字信号处理理论, 若时域信号有时移, 相当于频域信号存在一个相位偏转。假定定时同步头处于 ISI 自由区, 若时域同步位置估计偏差 A 点有 m 个采样点, 则由式 (2) 可知, FFT 之后的信号为

$$Y(k) = X(k)H(k)e^{-j2\pi mk/N} + W(k)e^{-j2\pi mk/N} \quad (5)$$

由上式可见, 相位偏移 θ_p 随着子载波数 k 的增加而增加。若直接采用 LS 线性内插算法, 信道估计就会产生错误。这一错误可以用图 4 极坐标单位圆上的圆弧来说明: 图 4(a) 是 LS 线性内插的结果, 而图 4(b)才是正确的内插结果。可

见, 当存在群延迟的情况下, LS 内插算法将会产生明显的错误。随着多径时延的增加, m 的偏移范围越大, 相位偏移所引起的信道估计错误也就越明显。因此, 针对这种情况, 在信道估计时必须采用相应的补偿措施, 以消除定时同步误差所带来的估计误差。下面就给出两种在采用线性内插估计时对付定时同步误差的方法, 4.1 节介绍了相位补偿线性内插算法, 4.2 节则给出了一个简化的低通滤波线性内插模型。

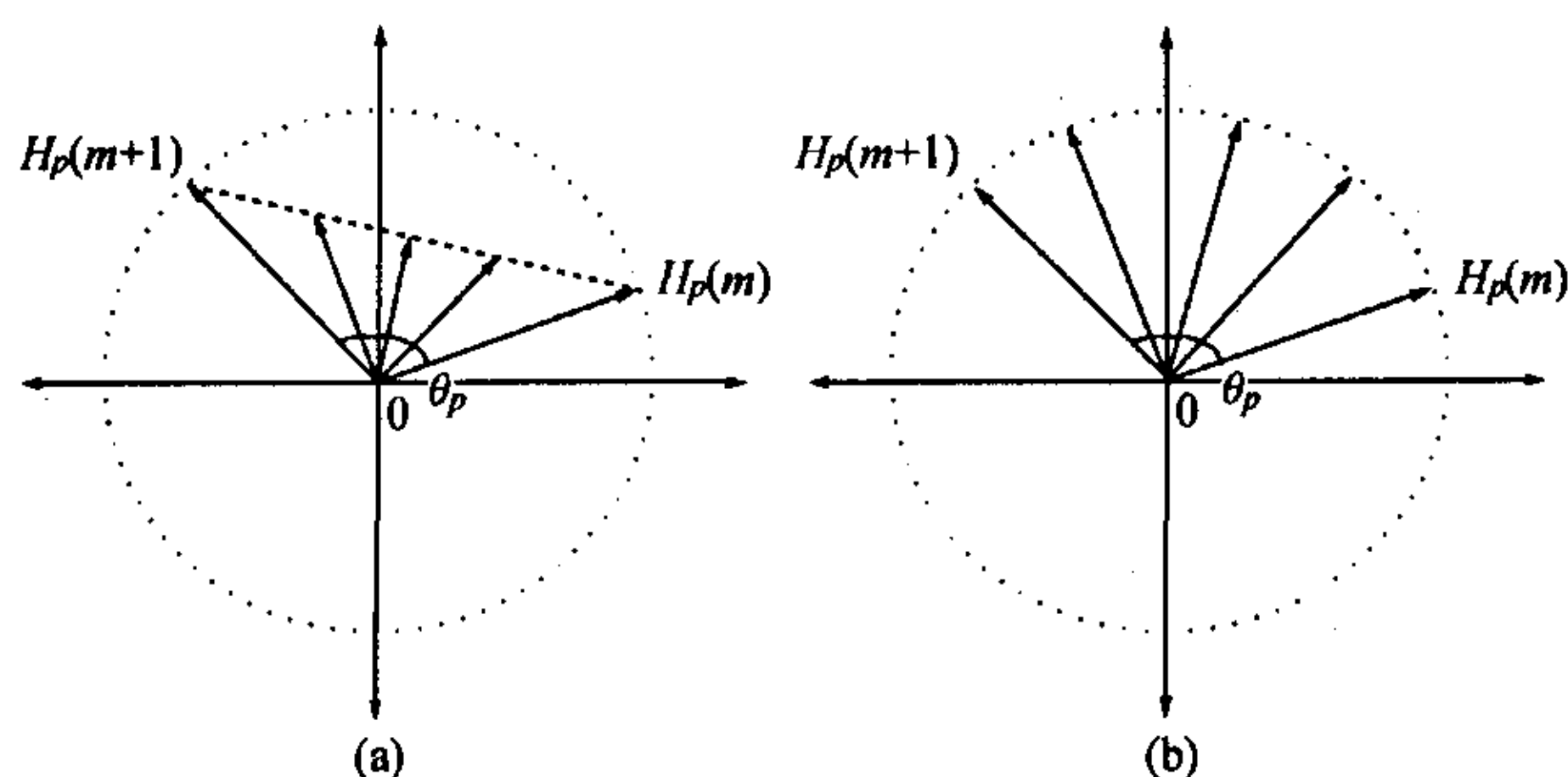


图4 符号定时同步误差对信道内插的影响

4.1 相位补偿线性内插算法

当 OFDM 符号在时域存在群延迟, 则在频域导频载波位置点的信道响应可以表示为

$$\hat{H}_p(m) = H_p(m)e^{-j\theta_p m} + E(m) \quad (6)$$

式中 $H_p(m)$ 才是真正的信道响应, θ_p 是定时相位偏移, $E(m)$ 是估计误差。可见, 要计算 $H_p(m)$, 就必须知道 θ_p , 即在采用 LS 线性内插算法之前, 首先要消除相位偏移的影响。在一个 OFDM 符号内, θ_p 随着子载波数 k 的增加而线性增加, 利用此特性, 我们采用图 5 所示的相位内插估计器来做信道估计。其中, 对 θ_p 的估计可以由下式求出^[5]:

$$\hat{\theta}_p = \angle \frac{1}{N_p - 1} \sum_{m=0}^{N_p-2} \hat{H}_p^*(m) \hat{H}_p(m+1) \quad (7)$$

式中 N_p 是一个 OFDM 符号内导频的个数。在获得相位偏移估计 $\hat{\theta}_p$ 后, 导频载波点信道响应的相位就可以获得补偿:

$$\tilde{H}_p(m) = \hat{H}_p(m)e^{j\hat{\theta}_p m} \approx H_p(m) \quad (8)$$

导频点相位偏移经过纠正, 数据载波点的信道响应就可以用二维线性内插估计无偏地获得。然后在做完 LS 线性内插后, 再将每个数据载波点的相位补偿回去:

$$\hat{H}(k) = \tilde{H}(k)e^{-jk\hat{\theta}_p/N_f} \quad (9)$$

需要注意的是, $\hat{\theta}_p$ 是相邻导频点之间的相位差, 而相邻载波点之间的相位差应该为 $\hat{\theta}_p$ 除以 N_f , 在做信道均衡时, 这一错误相位偏移会被彻底消除。

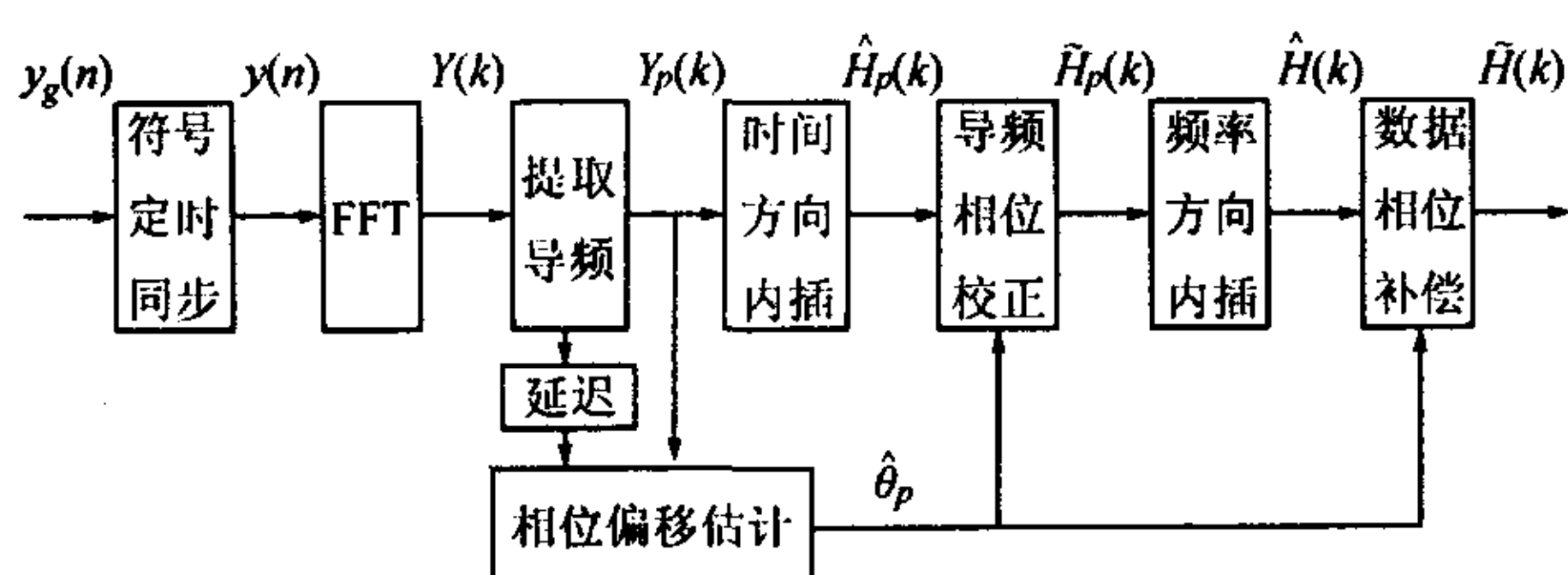


图5 信道线性相位补偿内插估计

4.2 低通滤波线性内插算法

对于无线信道, 广义静态非相关分布 (WSSUS) 信道的二维频率响应可以定义为^[6]

$$H(f, t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j(\phi_n + 2\pi f_{D_n} t - 2\pi f \tau_n)} \quad (10)$$

式中 ϕ_n 是相位, f_{D_n} 是多普勒频移, τ_n 是第 n 条多径的时延扩展。由符号定时同步误差所带来的频域相位偏移, 我们可以理解为由时域上的多径时延混叠而成。因此, 可以通过自适应滤波的方式将所需要的有用信号滤出。对于自适应的滤波算法, 如 Wiener 滤波、卡尔曼滤波, 在接收端需要计算信道的协方差矩阵, 而信道具体的概率密度函数预先是不可知的。文献[7]提出了一种通过低阶近似, 基于线性最小均方误差 (LMMSE) 的信道估计滤波算法, 尽管经过简化, 但其运算量仍是实际接收机所无法接受的。下面, 我们给出的是一个经过简化的频率方向低通滤波器线性内插模型。

实际上, 此处给出的低通滤波器模型等效于一个导频低通内插滤波器。为了达到估计的最小均方误差 (MSE), 相当于在时域上对导频信号首先进行低通滤波后再进行高阶内插, 将保护间隔带外的噪声分量滤除。在实现时, 信道估计在时间方向依然使用 LS 内插; 而在频率方向上做低通滤波和高阶内插, 采用一个 FIR 滤波器就可以同时实现。根据保护间隔的变化, 我们自适应地改变滤波器的带宽。例如在一个地区, DVBT 发射机工作在 1/4 保护间隔, 最大可抗多径 $T_u/4 = 56\mu s$ 。用于频率方向信道内插的低通滤波模型的频率响应 $F_1(\Omega)$ 如图 6(a) 所示。图中横坐标为角频率。滤波器数字带宽为 $\Omega = \tau \Delta f$, τ 为多径延时长度, Δf 为载波间隔, 则系统采用 1/4 保护间隔接收时, 低通滤波器的带宽应为 $\Omega = T_u \Delta f = 56\mu s / 224\mu s = 0.25$ 。

若接收机处于小多径传播区域, 采用 1/16 保护间隔接收, 为了减小噪声的影响, 应使用带宽较小的滤波器, 其频率响应 $F_2(\Omega)$ 如图 6(b) 所示。在实现时, 根据所需要的低通滤波器, 对其冲激响应按 $T_A = 1/(3 \times 1024 \Delta f)$ 进行抽样和截取, 就可以获得一组 FIR 滤波器系数。信道估计时, 首先对 OFDM 符号做时间方向内插; 随后, 再将此符号通过 FIR 滤波器做卷积, 最终就可以获得频率方向上所有载波位置的信道响应。通常, 在 DVBT 接收机中存储有好几组具有不同带宽的 FIR 系数, 根据系统检测到的多径时延, 自适应地选择适用的低通滤波器。

4.3 算法性能仿真

图 7 的仿真曲线显示了定时误差对信道估计性能的影响。仿真采用 DVBT 标准模型, 载波数 $N=2048$, 1/8 保护间隔传输, 在信噪比为 25dB 的高斯白噪声信道, 而且无 ISI 条件下, 定时偏移由 1 变化到 200 个子载波长。由图 7 可

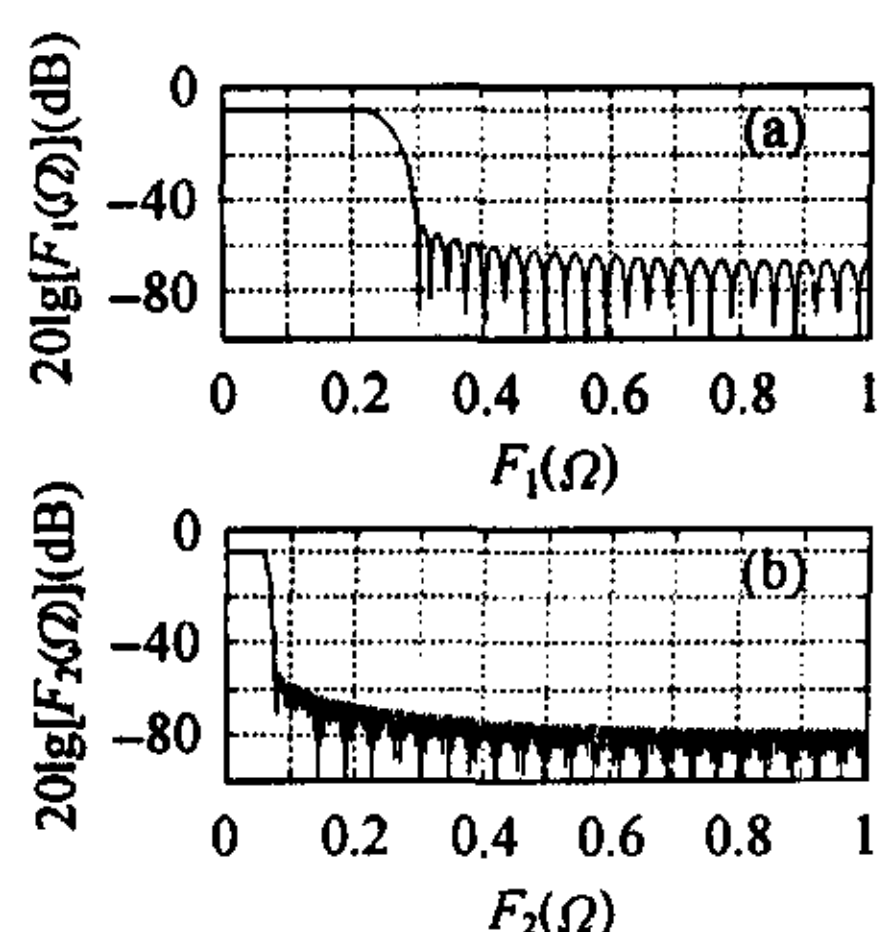


图6 频率方向低通滤波器模型响应

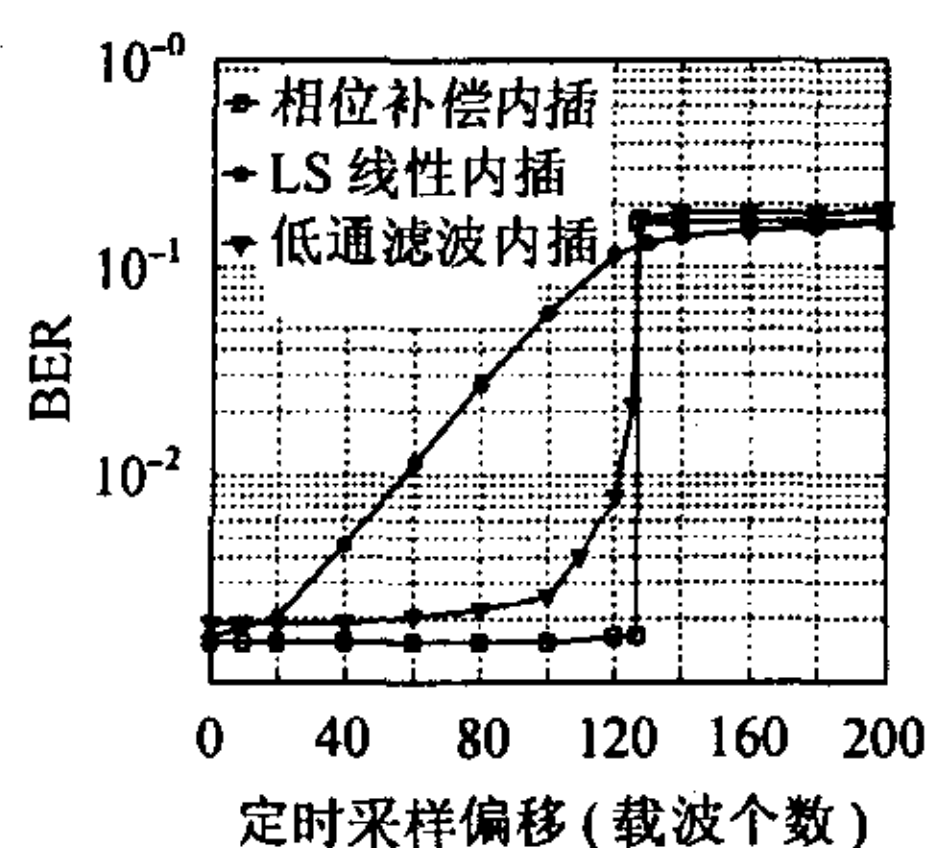


图7 符号定时偏移对信道内插估计的影响

见：在定时偏移比较小时，采用LS内插还有较好的性能，但随着偏移的增加，其误码率也会迅速增大；对于相位补偿算法，可见：在 $\theta_p < \pi$ （偏移小于128）时，并不受定时误差的影响；当 $\theta_p \geq \pi$ 时（偏移大于128），则会产生相位模糊，不能正确地对 θ_p 进行估计；低通滤波内插的仿真结果与相位补偿算法相类似，也存在相位模糊，但同时我们注意到：在定时偏移较小时，其误码率高于LS和相位补偿算法，这是由于在多径时延比较小时，由定时误差所带来的相位偏移很小，而低通滤波器却以其最大带宽进行滤波，因而会引入较多的噪声。但是，随着多径时延增大，当LS内插已不能正确地对信道进行估计时，低通滤波内插依然有着较好的性能，且其实现复杂度并未提高。对于相位模糊问题，在做符号定时同步时，通过一些必要的监测措施^[4]，很容易满足 $\theta_p < \pi$ 这一要求。

5 结论

在本文中，针对符号定时误差对OFDM信道估计性能的影响，从不同的思路出发，给出了两种解决方案。由仿真的结果可见：相位补偿算法性能优于低通滤波内插算法，但前者却是以较高的运算复杂度为代价的。我们在国家高清晰度电视总体组的DVBT样机中就采用了低通滤波内插算法，经过在实际无线环境中的传输测试，亦证明了其良好的性能。

参考文献

- [1] Digital broadcasting system for television, sound and data services. European Telecommunications Standard [S]. prETS 300 744 (Draft, version 0.0.3), April 1996.
- [2] Jan-Jaap van de Beek, Edfors O, Sandell M. On channel estimation in OFDM systems. Proc. IEEE 45th VTC, Chicago, IL, USA, July 1995: 815 – 819.
- [3] Moon Jae Kyoung, Choi Song In. Performance of channel estimation methods for OFDM systems in multipath fading channels. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2000, 46(1): 161 – 170.
- [4] Jan-Jaap van de Beek, Magnus Sandell. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800 – 1805.
- [5] Hsieh Meng-Han, Wei Che-Ho. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channel. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 1998, 44(1): 217 – 224.
- [6] Frieder Sanzi, Joachim Speidel. An adaptive two dimension channel estimation for wireless OFDM with application to mobile DVBT. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2000, 46(2): 128 – 133.
- [7] Edfors O, Sandell M, Jan-Jaap van de Beek. OFDM channel estimation by singular value decomposition. Proc. IEEE 46th VTC, Atlanta, GA, USA, Apr. 1996: 923 – 927.

王 勇：男，1976年生，博士生，IEEE 协会专业会员，研究方向：无线宽带多媒体通信。

葛建华：男，1961年生，教授，博士生导师，中国电子学会通信学会高级会员，国家高清晰度数字电视总体组项目负责人之一。

艾 渤：男，1974年生，博士生，IEEE 协会专业会员，研究方向：数字通信与信息处理。