

# 基于导频的 OFDM 系统信道估计插值算法

张 剑, 贺知明, 汪学刚

(电子科技大学 电子工程学院 03B01 信箱, 四川 成都 610054)

**摘 要:** 无线通信中正交频分复用(OFDM)信道的时延扩展与传输一帧数据所占的时段相比,所占比例很低。较少的点数就能表征信道的时域离散冲击响应,对应地,相同的点数也能在频域表征信道的所有信息。利用该原理得到的信道插值估计算法运算简单,所需导频数少,信道估计均方误差随信噪比的增加呈指数递减。计算机仿真结论验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 正交频分复用(OFDM) 信道估计 插值算法

正交频分复用(OFDM)具有在频率选择性衰落信道中的高比特率传输的优点,近几年来引起了人们广泛的关注。在 OFDM 系统中,输入的高速数据流被分成许多低速数据流并行传输,使码元间隔增大。而循环前缀的使用,使码间串扰减小,从而使每个子载波信道成为平坦衰落。因此,一般接收端的每个子载波只需乘以信道复系数的倒数就可实现信道的均衡。

基于导频的 OFDM 信道估计通常将已知的信号(导频)插入数据中一起传输,在接收端采用内插法进行信道估计<sup>[1-4]</sup>。例如文献[1]的线性插值法、文献[2]中的二次插值法及文献[3]中的最大似然插值法。文献[4]比较了各种导频分布下的自适应插值方法。本文利用 OFDM 信道的时域有限冲击响应特性,根据时频域的对等原理,实现了信道在频域的有限点表征。只要导频个数大于信道离散冲击响应的阶数,该插值算法就能较好地实现信道的估计。由 3GPP 标准<sup>[5]</sup>可知,该算法所需导频数较少,并且插值系数可以预先计算,因此该算法易于实现。理论推导表明,该算法信道估计均方误差随信噪比的增加呈指数递减。

## 1 OFDM 系统模型

OFDM 基带模型如图 1 所示。系统中的子载波总数为  $N$ , 二进制数据首先被数字调制为第  $l$  个 OFDM 传输符号  $S(l, k)$ , 对它作 IFFT 变换得到  $S(l, n)$ , 其中  $0 \leq n, k \leq N-1$ 。接着在其前端加入循环前缀 CP (Cyclic Prefix), CP 长度为  $N_g$ , 则发送信号

$$S_g(l, n) = \begin{cases} s(l, N+n), & n = -N_g, \dots, -1 \\ s(l, n), & n = 0, \dots, N-1 \end{cases} \quad (1)$$

接收端的信号

$$y_g(l, n) = s_g(l, n) \otimes h(l, n) + w(l, n) \quad (2)$$

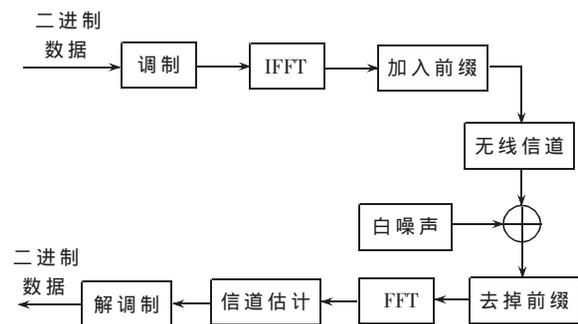


图 1 OFDM 系统框图

其中,  $w(l, n)$  为加性高斯白噪声。

$$h(l, n) = \sum_{i=0}^{r-1} h_i e^{j(2\pi/N)f_{D_i} T n} \delta(\lambda - \tau_i) \quad (3)$$

其中,  $r$  为多径传播的路径数,  $h_i$  为第  $i$  条路径的幅度响应,  $f_{D_i}$  为第  $i$  条路径的多普勒频移,  $\tau_i$  为第  $i$  条路径的时延系数,  $T$  是采样周期,  $\lambda$  为以采样周期作归一化的参数点,  $\delta(x)$  是 Delta 函数。在接收端,对去掉前缀后的信号  $y(l, n)$  作 FFT 可得到  $Y(l, k)$ , 则传输符号的估计值为:

$$S_e(l, k) = \frac{Y(l, k)}{H_e(l, k)} \quad (4)$$

其中  $H_e(l, k)$  为信道频域响应  $H(l, k)$  的估计值。

## 2 信道插值估计算法

### 2.1 信道频域插值估计

考察一个 OFDM 符号,作以下假设,循环前缀的使用能够保证各个子载波之间的正交性,可用来消除 OFDM 符号间干扰;信道是慢衰落的,所以在一个 OFDM 符号内信道特性不变。由于实际的信道传播路径总是有限的,  $h(n)$  是有限冲击响应,设其非零值长度为  $L$ 。可以取系统中的子载波总数  $N$  为  $L$  的  $M$  倍,为简化分析,推导中

没有考虑噪声的影响。信道冲击响应函数有:

$$h(n)=0 \text{ 对于 } n \geq L \quad (5)$$

其频域  $H(k)$  表示为:

$$\begin{aligned} H(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} h(n)e^{-j2\pi \frac{kn}{ML}} \end{aligned} \quad (6)$$

每隔  $M$  点对  $H(k)$  采样可得到新序列  $H(Mm)$ , 其中  $m=0, \dots, L-1$ 。对  $H(Mm)$  作傅立叶反变换:

$$\begin{aligned} h_1(n) &= \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{L-1} H(Mm)e^{-j2\pi \frac{mn}{L}} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{L-1} \left( \sum_{k=0}^{L-1} h(k)e^{-j2\pi \frac{Mnk}{ML}} \right) e^{j2\pi \frac{mn}{L}} \\ &= h(n) \end{aligned} \quad (7)$$

由(7)式可以看出, 序列  $H(Mm)$  可以完整表征当前信道信息。再考察序列  $H(Mm)$  以外的点, 由公式(6)推导得到:

$$H(Mk_1+i) = \sum_{n=0}^{L-1} h(n)e^{-j2\pi \frac{(Mk_1+i)n}{ML}} \quad (8)$$

其中,  $i=1, \dots, M-1$  且  $k_1=0, \dots, L-1$ 。将(7)式中的  $h(n)$  代入(8)中可得:

$$\begin{aligned} H(Mk_1+i) &= \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{L-1} H(Mm) \sum_{n=0}^{L-1} e^{j2\pi \left[ \frac{mn}{L} - \frac{(Mk_1+i)n}{ML} \right]} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{L-1} H(Mm) \frac{1-e^{-j2\pi \frac{(Mk_1+i-Mm)}{M}}}{1-e^{-j2\pi \frac{(Mk_1+i-Mm)}{ML}}} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{L-1} H(Mm) \phi(k_1, i, m) \end{aligned} \quad (9)$$

其中:

$$\phi(k_1, i, m) = \frac{1-e^{-j2\pi(k_1-m+\frac{i}{M})}}{1-e^{-j2\pi \frac{(Mk_1+i-Mm)}{ML}}} \quad (10)$$

当  $N$  和  $M$  设定后, 插值系数  $\phi(k_1, i, m)$  可以预先计算并存储到设备中。因此, 只要从  $L$  个导频信号得到对应的导频信道响应  $H(Mm)$ , 整个信道频域响应可以通过(9)式求出。导频处信道响应由下式求出:

$$\begin{aligned} \tilde{H}_p(k) &= \frac{Y_p(k)}{X_p(k)} = \frac{H_p(k)X_p(k) + N(k)}{X_p(k)} \\ &= H_p(k) + \frac{N(k)}{X_p(k)} \end{aligned} \quad (11)$$

式中,  $Y_p(k)$  是导频子载波  $k$  处的接收信号,  $X_p(k)$  是被传送的导频信号,  $N(k)$  是加性高斯白噪声。

## 2.2 均方误差的分析

OFDM 信道估计的均方误差用下式表示:

$$MSE = E \left[ \left\| \frac{\hat{H}}{H} - \frac{\hat{H}_e}{H_e} \right\|^2 \right] \quad (12)$$

其中  $\hat{H}$  为真实信道频域响应矢量,  $\hat{H}_e$  为其估计值,

上式可以进一步表示为

$$MSE = E \left[ \frac{1}{ML} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{M-1} \left| |H(Mk+i) - H_e(Mk+i)| \right|^2 \right] \quad (13)$$

将(9)和(11)式代入(13)式可得:

$$\begin{aligned} MSE &= E \left[ \frac{1}{ML} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{M-1} \left\| \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{L-1} \frac{N(Mm)}{X_p(Mm)} \sum_{n=0}^{L-1} e^{j2\pi \left[ \frac{mn}{L} - \frac{(Mk+i)n}{ML} \right]} \right\|^2 \right] \\ &= \frac{1}{ML} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{M-1} \left\| \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{L-1} E \left[ \frac{N(Mm)}{X_p(Mm)} \right] \sum_{n=0}^{L-1} e^{j2\pi \left[ \frac{mn}{L} - \frac{(Mk+i)n}{ML} \right]} \right\|^2 \\ &= \frac{1}{SNR} \frac{1}{ML} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{M-1} \left\| \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{L-1} e^{j2\pi \left[ \frac{mn}{L} - \frac{(Mk+i)n}{ML} \right]} \right\|^2 \\ &= \frac{1}{SNR} \end{aligned} \quad (14)$$

以上推导表明该插值信道估计算法的均方误差随信噪比的增加呈指数递减。

## 3 仿真结果

仿真环境为郊区宏小区, 链路层参数设置为 3GPP 标准中的 CASE C<sup>[5]</sup>。仿真系统中的子载波总数为  $N=512$ , 循环前缀  $N_g=20$ , 由于小区中的多径数为 6, 且最大时延小于  $4\mu s$ , 当采样频率为 3.84MHz 时,  $L$  的取值为 16。信道的估计性能可用信道估计的均方误差 (MSE) 来衡量, 均方误差是理想信道的传输函数与估计得到的信道传输函数之间的平均误差, 可用下式计算:

$$\overline{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |H(k) - H_e(k)|^2 \quad (15)$$

图 2 显示了不同信噪比下采用不同数量导频载波时的信道估计均方误差。对于每个信噪比值, 取 1000 个 OFDM 符号作统计平均。由图 2 可以看出当导频数大于 16 时, 信道估计均方误差随信噪比的增加呈指数递减, 而进一步增加导频载波数并不能改善性能。当导频载波数低于 16 时, 在大信噪比时算法的性能就出现了不同程度的下降。图 3 显示了不同信噪比下采用不同数量导频载波时码元的出错率。编解码过程仅包含了图 1 中的模块, 接收端已知信道参数时的理想状态下的码元出错率也显示在图中作参考。从仿真结果可以看出, 当导频

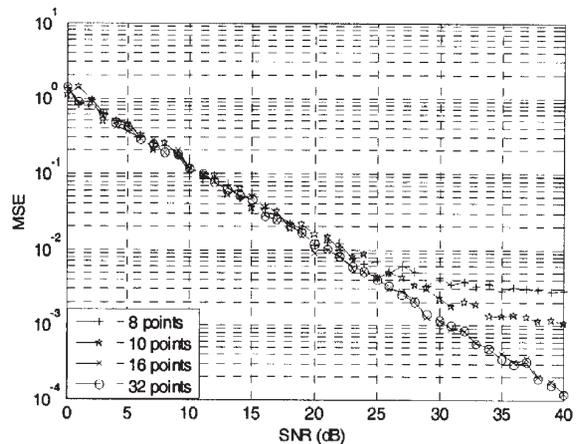


图 2 不同信噪比下采用不同数量导频载波时的信道估计均方误差

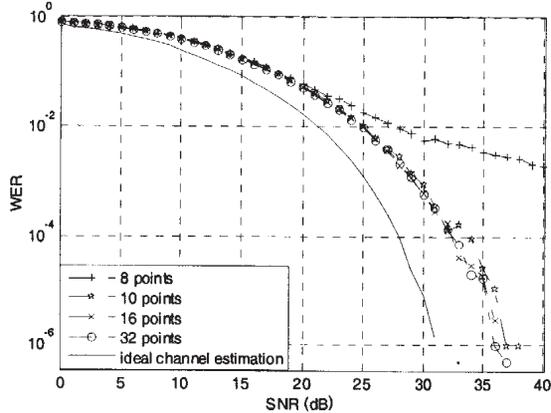


图3 不同信噪比下采用不同数量导频载波时的码元出错率

载波数小于信道时域冲击响应的阶数但大于有显著幅值的阶数时,如导频载波数等于10时,算法的码元出错率性能没有明显的下降。

本文主要研究了OFDM系统基于导频的信道估计方法,提出了一种新的信道频域插值估计方法,该方法需要较少导频载波数来实现信道的插值估计。仿真表明,在3GPP标准环境下,当载波总数为512时,10个导

频载波就能满足应用的需要,那么频率方向上的导频间隔为51,如果时域上的间隔取为10,整个导频仅占用了0.19%的带宽,因此该算法的带宽利用率是比较高的。

### 参考文献

- 1 Coleri S, Ergen M, Puri A et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. *IEEE Trans. Broadcasting*, 2002;48(9):223~229
- 2 Hsieh M H, Wei C H. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot management in frequency selective fading channels. *IEEE Trans on Consumer Electronic*, 1998;44(1):217~225
- 3 Tang H, Lau K Y, Brodersen R W. Interpolation-based maximum likelihood channel estimation using OFDM pilot symbols. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 2002; (2):1860~1864
- 4 Shinsuke Takaoka, Fumiuyuki Adachi. Pilot-assisted adaptive interpolation channel estimation for OFDM signal reception. *IEEE 0-7803-8255-2*, 2004:1777~1781
- 5 3GPP TR 25.996 V6.1.0 (2003-09)

(收稿日期:2006-05-27)