

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.05.019

引用格式:张爱平,张德民,周洋. TD-LTE-A 上行信道估计中基于加权的插值算法[J]. 电讯技术,2014,54(5):626-631. [ZHANG Ai-ping, ZHANG De-min, ZHOU Yang. A Weighted Interpolation Algorithm for TD-LTE-A Uplink Channel Estimation[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(5):626-631.]

TD-LTE-A 上行信道估计中基于加权的插值算法*

张爱平**,张德民,周 洋

(重庆邮电大学 重庆市移动通信技术重点实验室,重庆 400065)

摘 要:TD-LTE-A 上行信道估计中的线性插值算法只利用数据两端的两个导频位置的信道响应进行插值,不能很好拟合信道响应。针对此问题,提出了基于加权平均的插值算法。该算法以线性插值算法为基础,首先利用连续 3 个导频位置的信道响应进行线性插值得到数据位置的两个初步插值结果,再在此基础上引入权值 α ,最后对初步插值结果进行加权得到数据位置的信道响应。在 EPA 环境下的 MATLAB 仿真结果表明,相对于线性插值算法,基于加权的插值算法在不过度增加计算复杂度的情况下能降低系统的误比特率。

关键词:LTE-A;上行信道;信道估计;插值算法

中图分类号:TN929.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)05-0626-06

A Weighted Interpolation Algorithm for TD-LTE-A Uplink Channel Estimation

ZHANG Ai-ping,ZHANG De-min,ZHOU Yang

(Chongqing Key Lab of Mobile Communications Technology,Chongqing University of Posts and Telecommunications,Chongqing 400065,China)

Abstract:In order to address the problem that the linear interpolation algorithm of TD-LTE-A uplink channel estimation uses only two channels responding in pilot positions to interpolate the channel response and fails to fit the channel response well,an interpolation algorithm based on weighted is proposed. The algorithm is based on the linear interpolation algorithm. Firstly,the algorithm uses three consecutive channel responses of pilot positions and the linear interpolation algorithm to obtain two intermediate values and then introduces the weights. Finally,the channel response of data positions is obtained by weighting the intermediate values. In EPA environment,the MATLAB simulation result show that compared with the linear interpolation,this novel algorithm can reduce the bit error rate(BER) of the system without excessively increasing the computation complexity.

Key words:LTE-A;uplink channel;channel estimation;interpolation algorithm

1 引 言

信道估计是 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)系统和 MIMO-OFDM(Multiple In-

put Multiple Output OFDM)系统的关键技术之一,对把 OFDM 与 MIMO 作为物理层关键技术的 TD-LTE-A 通信系统的性能具有非常重要的影响。信道估

* 收稿日期:2013-12-02;修回日期:2014-02-21 Received date:2013-12-02;Revised date:2014-02-21

基金项目:国家科技重大专项(2012ZX03001-009-004;2011ZX03001-003-01)

Foundation Item:The National Science and Technology Major Project(2012ZX03001-009-004;2011ZX03001-003-01)

** 通讯作者:zhangapequpt@sina.com Corresponding author:zhangapequpt@sina.com

计的研究一直被作为移动通信系统研究的难点与热点,其作为物理层接收端的算法,为信号检测提供条件,对数据的恢复起着很关键的作用^[1]。目前,针对信道估计的研究也比较多。文献[2]研究了 LTE-A 上行解调参考信号,文献[3]在 LS 算法的基础上提出了一种迭代的算法,其利用有限冲激响应信道之间的相关性从噪声中提取出相关的信道信息用于信道估计可以提高信道估计的准确度。因为上行信道较低的信噪比,特别是在 MU-MIMO (Multiple User MIMO) 环境下不同的用户数据在相同的时频资源上叠加造成用户之间的干扰,上行 MIMO-OFDM 系统信道估计性能较差。文献[4]提出了决策导向的信道估计用于克服这些问题,但是该方法的性能很大程度上取决于数据符号估计的准确性。LTE-A 上行引入 MIMO 后由于每个发射天线上的导频都在相同的位置上,这就对导频的设计和信道估计提出了更高的要求。因此,文献[5]研究了在频率选择性 MU-MIMO 环境下的信道估计,提出了一种基于样条插值的信道估计算法,但是为了提高插值性能,又提出了一种新的可扩展的逆余弦离散变换算法,以获得更加准确的信道估计。

以上文献,甚至是目前大部分对信道估计的研究都集中在导频序列和导频位置的信道估计算法的研究,对插值算法的研究相对较少,比如文献[2,5]是对导频符号的研究可以更好地利用各导频符号之间的正交性等特性进行信道估计,文献[3-5]是利用不同的算法以提高导频位置信道估计的准确性。而 TD-LTE-A 采用基于导频和内插的信道估计算法,插值算法在很大程度上决定了信道估计的优劣,因此本文对插值算法进行了研究并提出了基于加权的插值算法。本文的主要工作是:在信道估计中传统的线性插值算法的基础上,提出了一种适用于 LTE-A 综合测试仪表或者实验设备开发的基于加权的插值算法,并对其性能进行了 MATLAB 仿真验证。结果表明,利用该改进的算法相对于传统的线性插值算法可以增加信道估计的准确度,降低系统的误比特率。

2 LTE-A 系统中 PUSCH 信号模型

我们假设不存在空间相关性,那么对于每个接收天线就是相互独立的。在不考虑噪声的条件下,该接收天线在每个 SC-FDMA (Single-carrier Frequency-Division Multiple Access) 符号位置上的接收信号与各

个发射天线的对应符号位置上信号的关系为

$$Y = \sum_{n=1}^{N_T} X_n H_n$$

即

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(M_{sc}^{PUSCH} - 1) \end{bmatrix} = \sum_{n=1}^{N_T} \begin{bmatrix} x_n(0) & & & \\ & x_n(1) & & \\ & & \ddots & \\ & & & x_n(M_{sc}^{PUSCH} - 1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_n^f(0) \\ h_n^f(1) \\ \vdots \\ h_n^f(M_{sc}^{PUSCH} - 1) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, N_T 为发射天线数; $X_1, X_2, \dots, X_{N_T}, X_n = \text{diag}\{x_n(0) \ x_n(1) \ \dots \ x_n(M_{sc}^{PUSCH} - 1)\}$ 为第 n 个发射天线上对应符号位置上传数据的对角矩阵; Y 为一个接收天线上对应符号位置上接收到的数据, $Y = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(M_{sc}^{PUSCH} - 1)]^T$; H_n 为第 n 个发射天线到该接收天线该符号位置的频率响应, $H_n = [h_n^f(0) \ h_n^f(1) \ \dots \ h_n^f(M_{sc}^{PUSCH} - 1)]^T$; $h_n^f(m)$ 表示第 n 个发射天线到该接收天线的第 m 个 RE (Resource Element) 上的频率响应, 其中 $n \in \{1, 2, \dots, N_T\}, m \in \{1, 2, \dots, M_{sc}^{PUSCH}\}$ 。

3 LTE-A 系统中 PUSCH 的信道估计算法

与 LTE 上行单天线传输不同, LTE-A 系统上行最大支持 4 天线发送和 4 天线接收。由于每个发射天线上的导频都映射在相同的位置上,不仅对导频的设计也对信道估计提出了更高的要求。对于不同的天线端口,通过不同的循环移位值 α_n 使不同天线的解调参考信号 (Demodulation Reference Signal, DMRS) 通过频域码分复用的方式叠加在一起。

对于 PUSCH 发送端, normal CP 时解调参考信号映射到每个层的资源栅格的位置如图 1 所示^[6]。对于接收端,每个层的 DMRS 占用的 RB (Resource Block) 通过频域码分复用的方式进行叠加。若再按照 LTE 中使用的 LS 信道估计算法进行频域均衡,则会引入另一个天线的相同频域位置的干扰。由于接收天线接收到的是多个发射天线数据的叠加,而每个发射天线的 DMRS 在时域和频域都混叠在一起,所以只能利用不同天线的循环移位值 α 的不同,计算导频位置的信道响应。为了分析简单,只介绍层数与天线端口数相等的情况。根据文献[5]可

知,两个相邻天线的 α_n 的差值为 $d = \frac{2\pi}{N_T}$, 其中 N_T 为发射天线数。

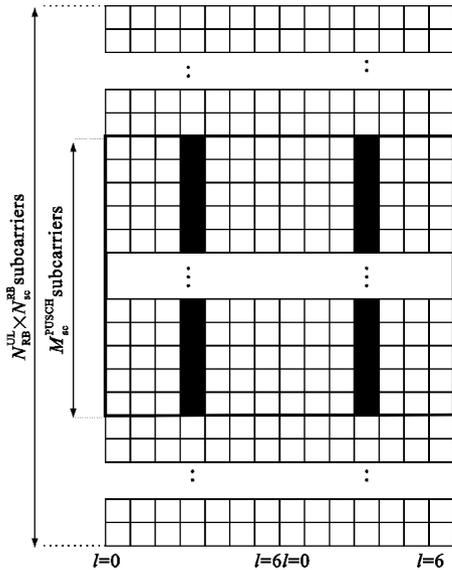


图1 DMRS 资源映射图
Fig. 1 DMRS resource map

根据不同天线上产生 DMRS 的循环移位值 α_n 的关系,考虑导频所映射的 SC-FDMA 符号的信道模型,可以将等式(1)改写为

$$Y = X_1 \sum_{n=1}^{N_T} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & e^{j(\alpha_n - \alpha_1)} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j(M_{sc}^{PUSCH} - 1)(\alpha_n - \alpha_1)} \end{bmatrix} H_n \quad (2)$$

根据 DMRS 的模为 1 的特点,将等式(2)两边分别乘以第一个发射天线发射导频信号对角阵的共轭转置矩阵得到如下等式:

$$\bar{Y} = X_1^H Y = \sum_{n=1}^{N_T} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & e^{j(\alpha_n - \alpha_1)} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j(M_{sc}^{PUSCH} - 1)(\alpha_n - \alpha_1)} \end{bmatrix} H_n \quad (3)$$

其中, $\bar{Y} = [\bar{y}(0) \ \bar{y}(1) \ \dots \ \bar{y}(M_{sc}^{PUSCH} - 1)]^T$ 。根据 DMRS 的产生方式可以知道,任意两个层产生 DMRS 的循环移位值的差值是 $\frac{2\pi}{N_T}$ 整数倍,即 $\alpha_i - \alpha_j = k \frac{2\pi}{N_T}$, 其中 $k \in \{0 \ 1 \ \dots \ N_T - 1\}$, 又因为函数 $y = e^{jx}$ 的周期为 2π , 所以等式(3)中对角矩阵中的元素不管下标 n 取何值, 对角矩阵中的元素都可以看作

以 N_T 为周期变化的。由此得到矩阵

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j(\alpha_2 - \alpha_1)} & \dots & e^{j(\alpha_{N_T} - \alpha_1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j(N_T - 1)(\alpha_2 - \alpha_1)} & \dots & e^{j(N_T - 1)(\alpha_{N_T} - \alpha_1)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$H = [H_1 \ H_2 \ \dots \ H_{N_T}]^T \quad (5)$$

令 $P = FH$, 可以得到矩阵

$$P = \begin{bmatrix} \bar{y}(0) & 0 & 0 & 0 & \bar{y}(N_T) & 0 \\ 0 & \bar{y}(1) & 0 & 0 & 0 & \ddots \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \bar{y}(N_T - 1) & 0 & 0 \end{bmatrix}_{N_T \times M_{sc}^{PUSCH}} \quad (6)$$

然后对矩阵 P 按行进行线性插值得到新的 P 矩阵。由于矩阵 F 一定是可逆矩阵, 所以, 在等式 $P = FH$ 的两边分别左乘 F^{-1} , 就可以得到各发射天线到该接收天线导频位置的信道响应

$$\hat{H} = [\hat{H}_1 \ \hat{H}_2 \ \dots \ \hat{H}_{N_T}]^T。$$

4 LTE-A 中的线性插值算法

因为 LTE-A 系统的每个子帧的时间 1 ms 远小于信道的相干时间, 所以在一个子帧时间内, 信道响应可以看成近似相等的。由于 PUSCH 整个带宽上都映射了导频信号, 所以只需要进行时域插值就可以计算出所有数据子载波上的信道响应。通过上一节的方法分别计算出一个子帧内的第一个时隙和第二个时隙里导频符号位置的信道响应 \hat{H}_1, \hat{H}_2 就可以利用插值算法计算个发射天线到该接收天线数据位置的信道响应^[7-8]。

线性插值算法适用于信道频率响应基本符合线性变化的低速移动环境, 比如 LTE-A 测试仪表或实验设备使用环境, 其就是利用前后相邻的两个导频子载波的信道响应来线性地计算出处于它们之间的数据子载波上的信道响应。

在不进行跳频的情况下, LTE-A 系统中 PUSCH 的导频位置如图 1 所示。在对于符号位置为 l , 子载波位置为 k 处的信道响应为

$$H(k, l) = \frac{l_2 - l}{l_2 - l_1} \times H(k, l_1) + \frac{l - l_1}{l_2 - l_1} \times H(k, l_2) \quad (7)$$

其中, l_1, l_2 表示用作插值的导频符号在一个时隙中的位置, $H(k, l_1)$ 和 $H(k, l_2)$ 分别表示用于插值的两个导频的信道响应, $H(k, l)$ 为待估计的数据位置的

信道响应。

在进行跳频的情况下,一个子帧中的两个时隙相同编号的 RB 上都映射的数据,数据位置的信道响应和不进行跳频的计算方式相同。在两个时隙相同编号的 RB 上,一个时隙中的 RB 映射了 PUSCH 数据,而另外一个没有时,对于该 RB 就利用邻近插值算法,将导频符号位置上的信道响应作为整个时隙内其他符号的信道响应进行插值。

5 可降低误比特率的改进型插值算法——基于加权的插值算法

应用于 LTE-A 中 PUSCH 的传统的线性插值算法,由于仅利用一个子帧内两个时隙中的导频符号的信道响应来线性地计算出它们之间的数据符号上的信道响应,不能很好地拟合信道响应,而高阶多项式内插虽然能够更好地拟合信道响应,但计算复杂度却随着阶数的增加而增加。所以在线性插值算法适用的低速移动环境,推荐一种在不过度增加计算复杂度的情况下,提高数据符号位置信道响应估计准确度的插值算法。

在连续两个上行子帧都用于传输 PUSCH 信息时,为了更好地利用导频符号的信道信息以及更好地拟合信道响应,可以利用前后相邻的两个子帧的参考信号位置的信道响应来估计一个子帧中数据位置的信道响应。

l_1 、 l_2 和 l_3 表示用作插值的导频符号在一个帧中的位置, $H(k, l_1)$ 、 $H(k, l_2)$ 和 $H(k, l_3)$ 分别表示对应于 l_1 、 l_2 和 l_3 的相邻两个子帧中用于插值的 3 个连续导频的信道响应,取待估计位置 l 位于 l_1 和 l_2 之间。在不进行跳频时,首先对 l_1 和 l_2 之间的数据位置进行线性插值,得到符号位置为 l 、子载波位置为 k 处的信道响应为

$$H_1 = H(k, l_1) + \frac{H(k, l_2) - H(k, l_1)}{l_2 - l_1} \times (l - l_1) = \frac{l_2 - l}{l_2 - l_1} \times H(k, l_1) + \frac{l - l_1}{l_2 - l_1} \times H(k, l_2) \quad (8)$$

再利用 $H(k, l_2)$ 和 $H(k, l_3)$ 对 l_2 和 l_3 之间的数据位置进行线性插值得到符号位置为 l 、子载波位置为 k 处的信道响应为

$$H_2 = H(k, l_1) + \frac{H(k, l_3) - H(k, l_1)}{l_3 - l_1} \times (l - l_1) = \frac{l_2 - l}{l_3 - l_1} \times H(k, l_1) + \frac{l - l_1}{l_3 - l_1} \times H(k, l_3) \quad (9)$$

最后对由此得到的值进行加权求和,得到符号

位置为 l 、子载波位置为 k 处的信道响应为

$$H = (1 - \alpha) H_1 + \alpha H_2,$$

即

$$H(k, l) = (1 - \alpha) \left[\frac{l_2 - l}{l_2 - l_1} \times H(k, l_1) + \frac{l - l_1}{l_2 - l_1} \times H(k, l_2) \right] + \alpha \left[\frac{l_3 - l}{l_3 - l_1} \times H(k, l_1) + \frac{l - l_1}{l_3 - l_1} \times H(k, l_3) \right] \quad (10)$$

其中, $H(k, l)$ 为待估计的数据位置的信道响应; α 为权值,由于 l_1 和 l_2 之间线性插值得到的值更准确,所以 α 取值在 $[0, 0.5]$ 内。在进行跳频的情况下,利用相邻两个子帧中导频位置的信道响应进行线性插值求得数据位置的信道响应。

该改进的插值算法相对于使用在 LTE 系统信道估计中传统的线性插值算法而言可以有效地提高一个子帧中导频符号两边数据符号位置信道响应估计的准确度。这种算法也有自己的缺陷:它只能用于适合使用线性插值算法的信道条件比较好的环境,如果在比较复杂的环境,多径所引起的时间选择性衰落比较明显,不适用该算法。

6 仿真性能分析

为了验证以上算法的分析结果,以模块化的方式来设计 LTE-A 系统物理层 PUSCH 的仿真平台。图 2 为 PUSCH 基带链路结构图。

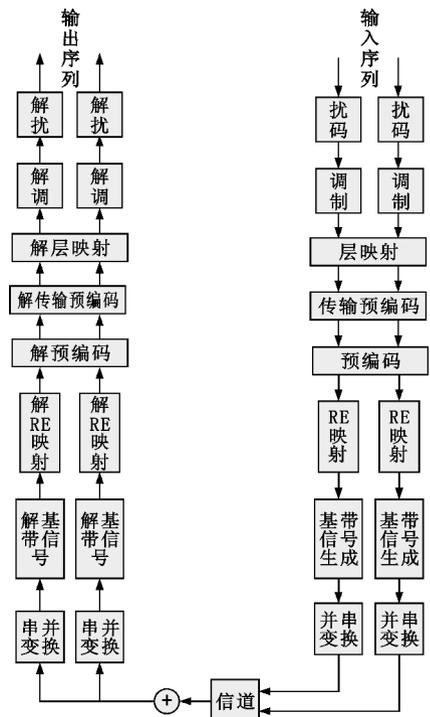


图 2 PUSCH 基带链路结构图

Fig. 2 PUSCH baseband link structure diagram

通过 MATLAB 软件将本文描述的信道估计算法用于仿真验证,观察误码率随 SNR 变化的情况。由于 LTE-A 系统支持 1.4 MHz、3 MHz、5 MHz、10 MHz、15 MHz、20 MHz 的可变带宽,支持 QPSK、16QAM 和 64QAM 调制方式和支持 normal CP 和 extend CP,在实际系统中,根据调度信息的不同,这 3 个参数可能会动态变化。为不失一般性,仿真参数选择 5 MHz 传输带宽即 300 个子载波,16QAM 调制方式,normal CP。由于该算法适合信道条件比较好的环境,所以采用 EPA 信道类型。其他信道仿真参数见表 1。

表 1 LTE-A 信道仿真参数

Table 1 LTE-A channel simulation parameters

仿真参数	参数取值	仿真参数	参数取值
IFFT 大小	2048	CP 类型	normal
调制方式	16QAM	信道类型	EPA
子载波数	300	子载波间隔/kHz	15
采样间隔 /MHz	30.72	SC-FDMA 符号数	14×2
信道模型	Rayleigh 衰落	噪声	AWGN

由于在相同的信道条件及误码率情况下,α 取不同的值有可能使信道估计的准确性发生变化,为了找到性能最好的 α,首先在相同的信道条件下,利用 MATLAB 对 α 值的不同引起系统误码率的变化进行仿真。仿真参数中信噪比取 12 dB,其他参数和表 1 所列相同。

图 3 是误比特率随 α 的变化曲线。由于该算法考虑连续的两个上行子帧,对于前一个子帧中第二个时隙里的最后 3 个 SC-FDMA 符号在 α=0 时利用第二个子帧中第一个时隙的导频位置信道响应进行了线性插值,而传统的线性插值算法只利用该子帧本身的导频位置的信道响应进行插值,故改进算法的误比特率更低。

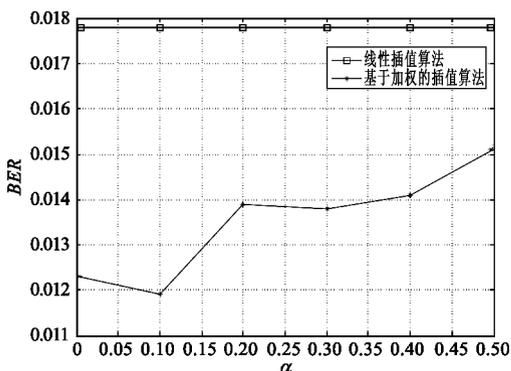


图 3 误比特率随 α 的变化曲线
Fig. 3 BER vs. α

从图 3 可以看出,在相同信道条件和信噪比情况下,α 不同对系统的误码率有一定的影响,但是总体来看改进型的插值算法相对于传统的线性插值算法的误比特率较低,由于 α=0.1 时误比特率最低,以下仿真采用 α=0.1。

图 4 和图 5 是误码率和均方误差随信噪比变化曲线。从图 4 和图 5 可以清楚地看出, Rayleigh 环境相同的条件下,利用两种算法进行信道估计,系统误比特率和均方误差都随信噪比的增加而减少。但是在相同信噪比下,利用改进型的插值算法系统的误比特率和均方误差要比使用传统的线性插值算法系统的误码率和均方误差更低。综合以上两点,在 LTE-A 综合测试仪表或者实验设备的开发中,利用这种改进型的插值算法比传统的线性插值算法可以获得更准确的信道响应,从而降低系统的误比特率。

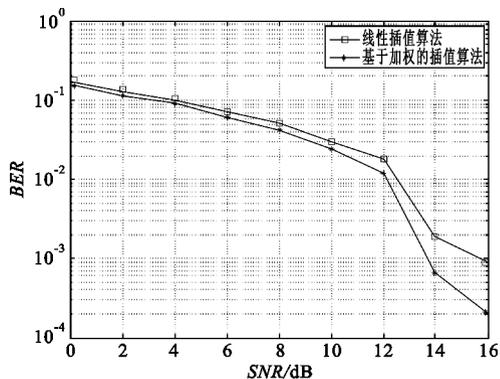


图 4 误码率随信噪比变化曲线
Fig. 4 BER vs. SNR

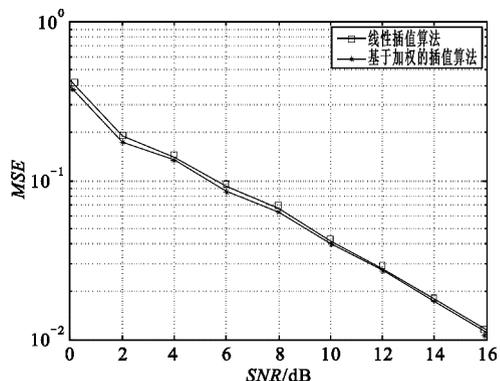


图 5 均方误差随信噪比变化曲线
Fig. 5 MSE vs. SNR

7 结束语

针对传统的线性插值算法不能很好地拟合信道响应的问题,本文提出了基于加权的插值算法。该

算法相对于线性插值算法增加了插值所使用的导频数量,引入了权值,从而使该算法更好地拟合信道响应。更如仿真结果所示,这种改进型的插值算法相对于线性插值算法在不过度增加计算复杂度的前提下,能更准确地进行信道估计,降低系统的误比特率,并且可以根据信道信息调节 α 使信道估计达到最佳的状态。

以上结论是在假设一个 UE 能在连续两个或者多个上行子帧中被调度的情况下得出的,但在实际系统的上行动态调度中很少出现该情况,即使出现这种情况也很难实现频率对齐。但是在 LTE-A 综合测试仪器仪表或者实验设备的开发过程中,常需要对一个 UE 静态调度两个或者多个连续的上行子帧,比如,按协议 36.141 写测试例时,我们的操作方法就是静态地把一个帧中的多个上行信道分配给一个 UE,以对上行动道性能进行分析,对于频率很难对齐的问题,我们也可以通过频偏估计进行改善。所以该算法比较适用于 LTE-A 综合测试仪器仪表或者实验设备的开发。由于在不同的信道环境下,使系统误比特率最低的 α 的值是不同的,所以 α 的值的确定是一个比较复杂的问题,也是本文没有研究的问题。对于网络端可以根据 UE 上报的 CSI,确定 α 的取值,但是如何确定,以及采用怎样的方法或算法是值得进一步研究的课题。

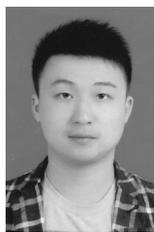
参考文献:

- [1] 林成浴,胡林娜. 宽带移动通信系统信道估计技术研究及应用[M]. 成都:电子科技大学出版社,2012.
LIN Cheng-yu, HU Lin-na. Research and Application of Wideband Mobile Communication System Channel Estimation Technology[M]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China Press, 2012. (in Chinese)
- [2] Hou Xiao-lin, Zhang Zhan, Kayama H. DMRS design and channel estimation for LTE-Advanced MIMO uplink [C]//Proceedings of 2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall. Anchorage, AK: IEEE, 2009: 1-5.
- [3] 王东明,高西奇,尤肖虎,等. 宽带 MIMO-OFDM 系统信道估计算法研究[J]. 电子学报, 2005, 33(7): 1254-1257.
WANG Dong-ming, GAO Xi-qi, YOU Xiao-hu, et al. Channel estimation algorithms for broadband MIMO-OFDM systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(7): 1254-1257. (in Chinese)
- [4] Hwang S S, Yun S S, Kim S C. Decision directed recursive least square adaptive channel estimation for OFDMA

uplink system [C]// Proceedings of 2011 Wireless Telecommunications Symposium (WTS). New York City, NY: IEEE, 2011: 1-4.

- [5] Zhou Mei-li, Jiang Bin, Zhong Wen, et al. Efficient channel estimation for LTE uplink [C]// Proceedings of 2009 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing. Nanjing: IEEE, 2009: 1-5.
- [6] 3GPP. TS 36.211, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Physical channels and Modulation (Release11) [S].
- [7] Abbs G, Ahmed E, Aziz W, et al. Performance evaluation of linear channel estimation algorithms for MIMO-OFDM in LTE-Advanced [J]. International Journal of Electrical & Computer Sciences, 2011, 11(3): 64-69.
- [8] Rajeswari K, Sangeetha T, Natchammai A P, et al. Performance analysis of pilot aided channel estimation methods for LTE system in time-selective channels [C]// Proceedings of 2010 International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS). Mangalore: IEEE, 2010: 113-118.

作者简介:



张爱平(1989—),男,四川广安人,重庆邮电大学硕士研究生,主要研究方向为 LTE/LTE-A 系统物理层算法、DSP 软件开发;

ZHANG Ai-ping was born in Guang'an, Sichuan Province, in 1989. He is now a graduate student. His research concerns the algorithms of physical layer for LTE/LTE-A system, development of DSP software.

Email: zhangapeqpt@sina.com

张德民(1955—),男,广东梅州人,1988 年于北京邮电大学获工学硕士学位,现为重庆邮电大学教授,享受国务院政府特殊津贴,主要从事信号处理与通信系统方面的研究;

ZHANG De-min was born in Meizhou, Guangdong Province, in 1955. He received the M. S. degree from Beijing University of Posts and Telecommunications in 1988. He is now a professor and also the winner of the State Council special allowance. His research concerns signal processing and communication system.

周洋(1988—),男,湖南湘潭人,重庆邮电大学硕士研究生,主要研究方向为 LTE 系统物理层算法、DSP 软件开发。

ZHOU Yang was born in Xiangtan, Hunan Province, in 1988. He is now a graduate student. His research concerns the algorithms of physical layer for LTE system, development of DSP software.