



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102571650 A

(43) 申请公布日 2012. 07. 11

(21) 申请号 201110427543. 8

(22) 申请日 2011. 12. 20

(71) 申请人 东南大学

地址 210096 江苏省南京市玄武区四牌楼 2 号

(72) 发明人 张华 潘乐园 卞青 赵赓

(74) 专利代理机构 南京天翼专利代理有限责任公司 32112

代理人 朱戈胜

(51) Int. Cl.

H04L 25/02(2006. 01)

H04L 27/26(2006. 01)

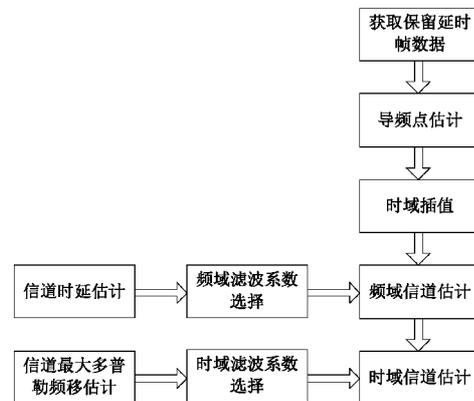
权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图 3 页

(54) 发明名称

一种应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法

(57) 摘要

一种应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法,包括步骤:(1) 根据接收数据域参考信号计算导频点的最小二乘 (LS) 信道估计值;(2) 根据当前帧导频点信道估计值数据和保留延时帧导频点信道估计值数据在时域插值,计算得到加密之后的导频矩阵;(3) 根据导频点 LS 估计值估计信道时延扩展,然后根据时延扩展选择频率信道滤波系数,计算频域信道估计值;(4) 根据导频点 LS 估计值估计信道多普勒扩展,然后根据多普勒扩展选择时域信道滤波系数,计算时域信道估计值。本发明对信道特性具有自适应能力,降低硬件资源占用率和使用功耗,提高估计速度,减小估计器计算延迟。



1. 一种应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法,其特征在于,步骤包括:

(1) 根据接收数据域参考信号计算导频点的最小二乘 LS 估计值;

(2) 根据当前帧导频点信道估计值数据和保留延时帧导频点信道估计值数据在时域插值,计算得到加密之后的导频矩阵;

(3) 根据导频点 LS 估计值估计信道时延扩展,然后根据时延扩展选择频率信道滤波系数,计算频域信道估计值;

(4) 根据导频点 LS 估计值估计信道多普勒扩展,然后根据多普勒扩展选择时域信道滤波系数,计算时域信道估计值。

2. 根据权利要求 1 所述的应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法,其特征在于,步骤 (1) 中所述根据接收数据域参考信号计算导频点的最小二乘 LS 估计值,其步骤如下:

(11) 参考信号 RS 发生器根据不同的参考信号模式、天线端口、CP 模式、资源块数和时隙号等参数,按照 3GPP 制定的 LTE 标准生成参考信号伪随机序列;

(12) 根据接收到的信号和生成的参考信号计算导频点的 LS 估计值,计算方法为

$$\hat{\mathbf{h}}_{pLS} = [y(k) / x(k)]^T, k = p_1, p_2, \dots, p_M$$

其中, $y(k)$ 为下标为 k 的导频点的接收信号, $x(k)$ 为下标为 k 的导频点的参考信号, p_1, p_2, \dots, p_M 为导频点的下标, $\hat{\mathbf{h}}_{pLS}$ 为导频点的 LS 估计值。

2、根据权利要求 1 所述的应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法,其特征在于,步骤 (2) 中,根据当前帧导频点信道估计值数据和保留延时帧导频点信道估计值数据在时域插值,计算得到加密之后的导频矩阵,其步骤如下:

(21) 根据不同的天线端口确定对导频点加密方式;

(22) 在相干时间内,时变信道的冲击响应在时域上几乎成线性变化;在一个子帧时间内,信道在时域上的相关性很强;LTE 标准中制定的子帧结构中,用于信道估计的导频点位置在相邻两个含有导频点的 OFDM 符号上是错开的,因此,通过已知的导频点信道估计值先估出相邻的含有导频的 OFDM 符号上对应位置的信道信息,实现导频加密,进而使用加密后的导频做频域信道估计;具体来说,首先估计出真实导频位置的信道信息,这个可以通过 LS 估计算法求得,然后使用线性插值的方法,根据真实导频位置的 LS 估计值,在时域上插值计算出伪导频位置的信道估计结果。

3. 根据权利要求 1 所述的应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法,其特征在于,步骤 (3) 中,根据导频点 LS 估计值估计信道时延扩展,采用导频子载波上的 N_p 个降采样数据进行多径时延估计,使用窗函数对导频的频率响应做加窗处理,其步骤如下:

(31) 从每一个插入导频的 OFDM 符号中提取导频序列 $Y_p(n, k_i) i = 1 \dots N_p$;

(32) 利用本地导频序列和接收导频序列 $Y_p(n, k_i)$ 对信道做 LS 估计,得到此时的信道频域响应:

$$\hat{H}_p = Y_p / X_p$$

其中, X_p 为导频点的参考信号, Y_p 为导频点的接收信号, \hat{H}_p 为导频点的信道估计值;

(33) 对 LS 估计值使用窗函数滤波:

$$\hat{H}_p(n, k_i) = \hat{H}_p(n, k_i) * W(i)$$

其中, $W(i)$ 为窗函数;

(34) 对信道频域响应做 IFFT, 得到信道的时域冲激响应为

$$\hat{\mathbf{h}}_p = \text{IFFT}(\hat{H}_p)$$

其中, IFFT 为反快速福利叶变换, \hat{H}_p 为加过窗的导频点 LS 信道估计值;

(35) 求出信道的时域冲激响应能量平均值, 在 $\hat{\mathbf{h}}_p(n)$ 中寻找能量超过平均能量 α 倍的所有信道冲激响应的值, 认为这些信道冲激响应是可能的多径能量分布; 然后计算最左端到最右端的超过门限值的相关值之间的距离便是信道可能的最大多径时延, α 为判定门限;

(36) 得到当前子帧的估计最大多径时延后, 通过门限 α 选择这个时延属于的信道场景, 对这些子帧进行分类, 根据每种场景中所含子帧个数, 判断最大时延点数 TE。

4. 根据权利要求 1 所述的应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法, 其特征在于, 步骤 (3) 中, 根据时延扩展选择频率信道滤波系数, 为预先根据不同时延扩展, 使用非匹配模型的时延功率谱计算得到的抽头系数值, 这里使用的非匹配模型为对称结构模型, 滤波系数计算步骤如下:

(31) 根据延时功率谱非匹配模型和时延参数计算信道相关矩阵, 计算方法为

$$\mathbf{R}_{hh} = \sum_{l=0}^{L-1} |g(l)|^2 e^{-j2\pi(m-n)\tau(l)/T_s/N}$$

其中, m, n 为相关阵下标, $\tau(l)$ 为第 l 个延时径的时延, T_s 为采样周期, N 为 FFT 大小, $g(l)$ 为第 l 条延时径的功率谱密度, L 为延时径总数;

(32) 根据信道相关矩阵计算频域 LMMSE 滤波系数, 计算方法为

$$\mathbf{C}_f = \mathbf{R}_{hhp} (\mathbf{R}_{hphp} + \frac{\beta}{\text{SNR}} \mathbf{I})^{-1}$$

其中, \mathbf{R}_{hhp} 为导频点与数据点的互相关矩阵, \mathbf{R}_{hphp} 为导频点的自相关矩阵, β 为调制系数, SNR 为信噪比, \mathbf{I} 为单位阵;

(33) 根据时延扩展参数计算出相应的信道频域相关阵, 根据信道频域相关阵分别计算相应的频域 LMMSE 滤波系数, 使用存储器存储; 根据不同的时延扩展估计值选择相应的滤波系数, 用于频域 LMMSE 滤波。

5. 根据权利要求 4 所述的应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法, 其特征在于, 步骤 (3) 中, 计算频域信道估计值, 估计结果为

$$\hat{\mathbf{h}}_{f, \text{LMMSE}} = \mathbf{C}_f \hat{\mathbf{h}}_{pLS}$$

其中, \mathbf{C}_f 为根据时延扩展所选择的频域 LMMSE 滤波抽头系数, $\hat{\mathbf{h}}_{pLS}$ 为导频点的估计结果, $\hat{\mathbf{h}}_{f, \text{LMMSE}}$ 为频域 LMMSE 估计结果。

6. 根据权利要求 1 所述的应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法, 其特征在于, 步骤 (4) 中, 根据导频点 LS 估计值估计信道多普勒扩展, 用于选择时域信道滤波系数, 步骤包括:

(41) 在约定时间内, 估计一次多普勒频偏;

(42) 计算每个时隙内第 5 个符号的平均能量作为此时隙的平均能量的采样值, 通过每个能量点与左右能量点的相对大小判断此点是否为极值点;

(43) 比较相邻极值点之间的能量差, 若能量差大于门限值, 则认为此处为一个波峰或波谷, 若小于门限则认为此处仅仅是噪声造成的浮动, 不计入多普勒波动数内;

(44) 根据统计的子帧内波峰波谷的数目,给出接近此值的多普勒频偏值;估计器设定几个典型的多普勒频偏值,根据波峰和波谷数目,从中选取合适的频偏值。

7. 根据权利要求 1 所述的应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法,其特征在于,步骤 (4) 中,根据多普勒扩展选择时域信道滤波系数,为预先根据不同多普勒频移计算得到的滤波抽头系数,滤波抽头系数计算步骤如下:

(41) 根据多普勒频移,使用插值函数计算新到时域相关阵,插值函数为 0 阶贝塞尔函数,按照下式计算信道时域相关矩阵,这里的插值函数为 0 阶贝塞尔函数,但是插值函数不仅限于下式给出的例子:

$$\Phi(\Delta t) = J_0(2\pi f_m T_s \Delta t)$$

其中, J_0 为 0 阶贝塞尔函数, f_m 为最大多普勒频移, T_s 为采样周期, Δt 为不同 OFDM 符号在时域的时间差;

(42) 根据信道时域相关矩阵,按照下式计算时域滤波系数

$$\mathbf{C}_t = \phi_{\mathbf{h}\mathbf{h}_{RS}} \left(\phi_{\mathbf{h}_{RS}\mathbf{h}_{RS}} + \frac{\beta}{\text{SNR}} \mathbf{I} \right)^{-1}$$

其中, $\phi_{\mathbf{h}\mathbf{h}_{RS}}$ 为数据点与导频点之间的互相关矩阵, $\phi_{\mathbf{h}_{RS}\mathbf{h}_{RS}}$ 为导频点之间的自相关矩阵, β 为调制系数, SNR 为信噪比, \mathbf{I} 为单位阵;

(43) 根据不同的多普勒频移参数计算出相应的信道时域相关阵,根据信道时域相关阵分别计算形影的时域 LMMSE 滤波系数,使用存储器存储;在实际应用中,根据不同的多普勒频移估计值选择相应的滤波系数,用于时域 LMMSE 滤波。

8. 根据权利要求 1 所述的应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法,其特征在于,步骤 (4) 中,计算时域信道估计值,其估计结果为

$$\hat{\mathbf{h}}_{t,LMMSE} = \mathbf{C}_t \hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE}$$

其中, \mathbf{C}_t 为根据多普勒扩展所选择的时域 LMMSE 滤波抽头系数, $\hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE}$ 为含有导频点的 OFDM 符号的频域估计结果, $\hat{\mathbf{h}}_{t,LMMSE}$ 为时域 LMMSE 估计结果。

9. 根据权利要求 7 所述的应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法,其特征在于,步骤 (41) 中,插值函数为 Sa 函数即采样函数。

一种应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种多输入多输出正交频分复用系统中的信道估计方法,尤其涉及一种应用于 3GPP LTE (第三代合作伙伴计划的长期演进 3GPP Long Term Evolution) 系统的自适应信道估计方法。

背景技术

[0002] 为了应对“移动通信宽带化”和“宽带接入无线化”的需要,第三代合作伙伴计划(3GPP)在近几年启动了长期演进(LTE)的标准化进程。LTE系统物理层采用了基于OFDM的MIMO技术,因而信道估计是LTE系统核心技术之一。低复杂度的、精确的、鲁棒的信道估计方法是LTE系统实现的关键。

[0003] 信道估计就是对移动通信信道的多径衰落瞬时响应进行估计的技术,也就是从接收信号中估计出信道的冲激响应。估计信道状态信息(Channel State Information, CSI)的准确性对系统性能有重要的影响。信道状态信息是相干检测和MIMO检测的基础。MIMO系统只有在信道状态信息已知的前提下才具有高质量、高速率的数据传输性能。所以,信道估计技术是LTE系统的关键技术之一,也是系统可靠性与有效性的保障。

[0004] 目前,MIMO-OFDM系统的信道估计方法主要分为两大类:盲估计与基于参考信号辅助的估计。盲信道估计计算复杂,而且收敛速率慢,不适合在实时通信系统上使用。基于参考信号的信道估计一直是MIMO-OFDM系统信道估计研究的热点。LTE系统中的信道估计即为基于参考信号的信道估计,其估计过程主要包括三个部分:参考信号点的估计,频域信道估计和时域信道估计。信道估计准则主要有最小二乘(Least Square, LS)准则、最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)准则、最大似然估计(Maximum Likelihood Estimation, MLE)准则等。

[0005] 对于基于参考信号的信道估计,最早采用的是LS算法。这种算法虽然简单,但它受白高斯噪声和符号间干扰的影响很大。为了提高信道估计精度,主要使用LMMSE估计准则,但是其计算复杂度很高,而且需要已知信道状态统计信息,不易于在实际系统中使用。

发明内容

[0006] 技术问题:

[0007] 本发明提出的应用于LTE系统中的信道估计方法,主要为了解决现有理论方法计算复杂度过高,无法很好的应用于实际硬件系统的问题,给出了一种低计算复杂度且性能接近理论性能的信道估计方法,以解决实际系统中硬件资源紧张的问题,使接收机获得了良好的接收性能。

[0008] 技术方案:

[0009] 本发明提出了一种不需要实时计算信道状态统计信息的自适应信道估计方法,解决了LMMSE估计方法在实际系统中的使用问题,使用较低的计算复杂度实现了接近理想信道估计的性能,适合于在实际系统中使用。本发明给出了不同时延扩展下的信道频域LMMSE

滤波系数的计算方法,以及不同多普勒频移下的信道时域 LMMSE 滤波系数的计算方法,并且给出了信道时延扩展和多普勒扩展的估计方法,因此,在实际系统使用中,无需实时更新信道相关性矩阵,仅需在较长时间内估算一次时延扩展和多普勒扩展即可有效的完成频域和时域信道估计。由于信道 LMMSE 滤波参数为线下计算,并且存储在存储器中,所以无需做矩阵求逆工作,大大简化了 LMMSE 滤波中的计算复杂度,适合于在目前的硬件平台中实现。由于使用了保留延时帧和导频加密技术,在降低计算复杂度的同时,保证了简化后的信道估计器的估计性能接近于理想信道估计器。

[0010] 本发明是一种应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法,自适应信道估计过程包括如下步骤:

[0011] (1) 根据接收数据域参考信号计算导频点的最小二乘 (LS) 信道估计值;

[0012] (2) 根据当前帧导频点信道估计值数据和保留延时帧导频点信道估计值数据在时域插值,计算得到加密之后的导频矩阵;

[0013] (3) 根据导频点 LS 估计值估计信道时延扩展,然后根据时延扩展选择频率信道滤波系数,计算频域信道估计值;

[0014] (4) 根据导频点 LS 估计值估计信道多普勒扩展,然后根据多普勒扩展选择时域信道滤波系数,计算时域信道估计值。

[0015] 上述步骤 (1) 中所述根据接收数据域参考信号计算导频点的最小二乘 (LS) 信道估计值的实现步骤如下:

[0016] (11) 参考信号 (RS) 发生器根据不同的参考信号模式、天线端口、CP(循环前缀)模式、资源块数和时隙号等参数,按照 3GPP 指定的 LTE 标准生成参考信号伪随机序列,导频位置如图 3 所示;

[0017] (12) 根据接收到的信号和生成的参考信号计算导频点的最小二乘 (LS) 估计值,计算方法为

$$[0018] \quad \hat{\mathbf{h}}_{pLS} = [y(k)/x(k)]^T, k = p_1, p_2, \dots, p_M$$

[0019] 其中, $y(k)$ 为下标为 k 的导频点的接收信号, $x(k)$ 为下标为 k 的导频点的参考信号, p_1, p_2, \dots, p_M 为导频点的下标, $\hat{\mathbf{h}}_{pLS}$ 为导频点的最小二乘 (LS) 估计值。

[0020] 上述步骤 (2) 中所述根据当前帧导频点信道估计值数据和保留延时帧导频点信道估计值数据在时域插值,计算得到加密之后的导频矩阵,其步骤如下:

[0021] (21) 根据不同的天线端口确定对导频点加密方式;

[0022] (22) 在相干时间内,时变信道的冲击响应在时域上几乎成线性变化。在一个子帧时间内,信道在时域上的相关性很强。LTE 标准中制定的子帧结构中,用于信道估计的导频点位置在相邻两个含有导频点的 OFDM 符号上是错开的,因此,可以通过已知的导频点信道估计值先估出相邻的含有导频的 OFDM 符号上对应位置的信道信息,实现导频加密,进而使用加密后的导频做频域信道估计。图 2 中, R_0 为真实导频位置, R_1 为加密之后的伪导频位置。首先估计出真实导频位置的信道信息,可以通过 LS 估计算法求得,然后使用线性插值的方法,根据真实导频位置的 LS 估计值,在时域上(即图 2 中方格矩阵的横向)插值计算出伪导频位置的信道估计结果。

[0023] 使用线性插值的方法,根据真实导频位置的 LS 估计值插值计算出伪导频位置的信道估计结果。例如,对于天线端口 0,第 0,4,7,11 个 OFDM 符号含有 RS 信号,对第 0 个

OFDM 符号进行插值,此时该符号导频点位置为 $\{0,6,12,\dots\}$,通过第 4 个 OFDM 符号的导频点估计值和前一个时隙的第 4 个 OFDM 符号的导频点估计值,通过一阶线性插值算法插值计算出第 0 个 OFDM 符号上位置为 $\{3,9,15,\dots\}$ 的资源粒子的信道值;

[0024] 上述步骤 (3) 中所述根据导频点 LS 估计值估计信道时延扩展,采用导频子载波上的 N_p 个降采样数据进行多径时延估计,使用窗函数 (例如汉宁 Hanning 窗) 对导频的频率响应做加窗处理,其步骤如下:

[0025] (31) 从每一个插入导频的 OFDM 符号中提取导频序列 $Y_p(n, k_i) i = 1 \dots N_p$;

[0026] (32) 利用本地导频序列和接收导频序列 $Y_p(n, k_i)$ 对信道做 LS 估计,得到此时的信道频域响应:

$$[0027] \quad \hat{H}_p = Y_p / X_p$$

[0028] 其中, X_p 为导频点的参考信号, Y_p 为导频点的接收信号, \hat{H}_p 为导频点的 LS 信道估计值;

[0029] (33) 对 LS 估计值进行加窗滤波:

$$[0030] \quad \hat{H}_p(n, k_i) = \hat{H}_p(n, k_i) * W(i)$$

[0031] 其中, $W(i)$ 为滤波窗函数;

[0032] (34) 对信道频域响应做 IFFT (反快速傅里叶变换),得到信道的时域冲激响应为

$$[0033] \quad \hat{h}_p = IFFT(\hat{H}_p)$$

[0034] 其中, IFFT 为反快速傅里叶变换, \hat{H}_p 为加过窗的导频点 LS 信道估计值;

[0035] (35) 求出信道的时域冲激响应能量平均值,在 $\hat{h}_p(n)$ 中寻找能量超过平均能量 α 倍的所有信道冲激响应的值,认为这些信道冲激响应是可能的多径能量分布。然后计算最左端到最右端的超过门限值的相关值之间的距离便是信道可能的最大多径时延, α 为判定门限;

[0036] (36) 得到当前子帧的估计最大多径时延后,通过门限选择这个时延属于的不同信道场景 (例如 EPA, EVA, ETU 等),对这些子帧进行分类,根据每种场景中所含子帧个数的多少,通过一定的判决准则判断最大时延点数 TE,例如,判决当前时延为包含子帧数量最多的那种信道场景所对应的时延。

[0037] 上述步骤 (3) 中所述根据时延扩展选择频率信道滤波系数,为预先根据不同时延扩展,使用基于矩形模型的时延功率谱计算得到的抽头系数值,滤波系数计算步骤如下:

[0038] (31) 根据矩形模型和时延参数计算信道相关矩阵,计算方法为

$$[0039] \quad \mathbf{R}_{hh} = \sum_{l=0}^{L-1} |g(l)|^2 e^{-j2\pi(m-n)\tau(l)/T_s/N}$$

[0040] 其中, m, n 为相关阵下标, $\tau(1)$ 为第 1 个延时径的时延, T_s 为采样周期, N 为 FFT 大小, $g(1)$ 为第 1 个延时径的功率谱, L 为延时径总数。

[0041] (32) 根据信道相关矩阵计算频域 LMMSE 滤波系数,计算方法为

$$[0042] \quad \mathbf{C}_f = \mathbf{R}_{hhp} (\mathbf{R}_{hphp} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I})^{-1}$$

[0043] 其中, \mathbf{R}_{hhp} 为导频点与数据点的互相关矩阵, \mathbf{R}_{hphp} 为导频点的自相关矩阵, β 为调制系数, SNR 为信噪比, \mathbf{I} 为单位阵。

[0044] (33) 根据不同的时延扩展参数计算出不同的信道频域相关阵,根据信道频域相关阵分别计算不同的频域 LMMSE 滤波系数,使用存储器存储。在实际应用中,根据不同的时延扩展估计值选择不同的滤波系数,用于频域 LMMSE 滤波。

[0045] 上述方法,其中步骤 (3) 中所述计算频域信道估计值,其估计结果为

$$[0046] \quad \hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE} = \mathbf{C}_f \hat{\mathbf{h}}_{pLS}$$

[0047] 其中, \mathbf{C}_f 为根据时延扩展所选择的频域 LMMSE 滤波抽头系数, $\hat{\mathbf{h}}_{pLS}$ 为导频点的估计结果, $\hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE}$ 为频域 LMMSE 估计结果。

[0048] 上述步骤 (4) 中所述根据导频点 LS 估计值估计信道多普勒扩展,其步骤如下:

[0049] (41) 在较长时间内,例如每 0.1 秒 (即 100 子帧),估计一次多普勒频偏;

[0050] (42) 计算每个时隙内第 5 个符号的平均能量作为此时隙的平均能量的采样值,通过每个能量点与左右能量点的相对大小判断此点是否为极值点;

[0051] (43) 比较相邻极值点之间的能量差,若能量差大于门限值 (例如 0.5),则认为此处为一个波峰或波谷,若小于门限则认为此处仅仅是噪声造成的浮动,不计入多普勒波动数内;

[0052] (44) 根据统计的子帧内波峰波谷的数目,给出接近此值的多普勒频偏值,为了简化存储复杂度和计算复杂度,估计器设定几个典型的多普勒频偏值,根据波峰和波谷数目,从中选取合适的频偏值,例如,波峰波谷数目小于 7 时,取多普勒频偏估计值为较小的值 5Hz,否则若波峰波谷数小于 25,则取多普勒频偏估计值为 70Hz,否则取多普勒频偏估计值为 300Hz。

[0053] 上述步骤 (4) 中所述根据多普勒扩展选择时域信道滤波系数,为预先根据不同多普勒频移计算得到的滤波抽头系数,滤波抽头系数计算步骤如下:

[0054] (41) 根据多普勒频移,使用插值函数计算新到时域相关阵,插值函数可以为 Sa 函数 (采样函数)、0 阶贝塞尔函数等,按照下式计算信道时域相关矩阵,这里的插值函数为 0 阶贝塞尔函数,但是插值函数不仅限于下式给出的例子:

$$[0055] \quad \phi(\Delta t) = J_0(2\pi f_m T_s \Delta t)$$

[0056] 其中, J_0 为 0 阶贝塞尔函数, f_m 为最大多普勒频移, T_s 为采样周期, Δt 为不同 OFDM 符号在时域的时间差;

[0057] (42) 根据信道时域相关矩阵,按照下式计算时域滤波系数

$$[0058] \quad \mathbf{C}_t = \phi_{\mathbf{h}_R \mathbf{h}_R} (\phi_{\mathbf{h}_R \mathbf{h}_R} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I})^{-1}$$

[0059] 其中, $\phi_{\mathbf{h}_R \mathbf{h}_R}$ 为数据点与导频点之间的互相关矩阵, $\phi_{\mathbf{h}_R \mathbf{h}_R}$ 为导频点之间的自相关矩阵, β 为调制系数, SNR 为信噪比, \mathbf{I} 为单位阵;

[0060] (43) 根据不同的多普勒频移参数计算出不同的信道时域相关阵,根据信道时域相关阵分别计算不同的时域 LMMSE 滤波系数,使用存储器存储。在实际应用中,根据不同的多普勒频移估计值选择不同的滤波系数,用于时域 LMMSE 滤波。

[0061] 上述步骤 (4) 中所述计算时域信道估计值,其估计结果为

$$[0062] \quad \hat{\mathbf{h}}_{t,LMMSE} = \mathbf{C}_t \hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE}$$

[0063] 其中, \mathbf{C}_t 为根据多普勒扩展所选择的时域 LMMSE 滤波抽头系数, $\hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE}$ 为含有导

频点的 OFDM 符号的频域估计结果, $\hat{\mathbf{h}}_{t,LMMSE}$ 为时域 LMMSE 估计结果。

[0064] 至此, OFDM 信号时频矩阵上每个资源粒子点的信道值均被估计出, 所得信道估计值即为整个 LTE 子帧的信道估计值。

[0065] 有益效果:

[0066] 本发明所提供的应用于 LTE 系统的自适应信道估计算法与现有技术相比, 其有益效果是:

[0067] 1、本发明所提出的信道估计器对信道特性具有自适应能力, 不论在频域估计还是时域估计中, 都可以根据不同的信道环境选择合适的滤波系数, 从而得到良好的信道估计性能, 为提高接收机性能提供保障, 与现有的固定系数的信道估计器相比, 对信道环境的适应性更强, 从而保证了信道估计器的估计性能;

[0068] 2、本发明所提出的信道估计器的滤波系数为几组固定的事先计算好的取值, 可以直接存储在硬件存储器之中, 需要使用时, 直接调用即可, 无需对信道统计特性做实时估计, 从而大幅降低信道估计器的计算复杂度, 利于硬件实现, 与现有的需要实时估计信道统计信息的信道估计器相比, 由于滤波系数为预存数据, 不需要做矩阵求逆操作, 同时不需要长时统计信道统计信息, 所以对快变信道的跟踪性能更好, 而且大幅降低了硬件资源的开销;

[0069] 3、本发明所提出的信道估计器使用导频加密和保留延时帧技术, 在降低计算复杂度的同时, 使估计器的估计性能依然保持接近理想估计器的性能, 从而提高了接收机的整体性能, 与现有的不使用这两项技术的信道估计器相比, 在相同硬件资源开销的前提下, 性能更优;

[0070] 4、本发明所提出的信道估计器给出了简单有效的信道时延扩展估计方法, 根据接收信息, 在几组预先设定好的时延谱中选择, 从而使用较低的计算复杂度获得了良好的信道时延扩展估计值, 为频域滤波系数的选择提供了良好的保障;

[0071] 5、本发明所提出的信道估计器给出了简单有效的信道多普勒频移估计方法, 根据接收信息, 在几组预先设定好的多普勒频移中选择, 在较低的计算复杂度的基础之上获得了良好的信道多普勒频移估计值, 为时域滤波系数的选择提供了良好的保障。

附图说明:

[0072] 图 1 为本发明的自适应信道估计流程图;

[0073] 图 2 为导频加密方法的示意图, 给出了导频加密算法的实现原理和实现方案;

[0074] 图 3 为 LTE 系统中导频摆放位置示意图, 用于指示信道估计中参考信号的位置。

具体实施方式:

[0075] 下面结合附图, 对本发明的实施例进行详细说明, 但是本发明的保护范围不局限于所述实施例。

[0076] 图 1 是本发明的自适应信道估计算法的具体估计流程。本实施例是一种应用于 3GPP LTE 系统的自适应信道估计方法, 其信道估计算法的完整步骤如下:

[0077] (1) 根据接收数据域参考信号计算导频点的最小二乘 (LS) 信道估计值;

[0078] (2) 根据当前帧导频点信道估计值数据和保留延时帧导频点信道估计值数据在时

域插值,计算得到加密之后的导频矩阵;

[0079] (3) 根据导频点 LS 估计值估计信道时延扩展,然后根据时延扩展选择频率信道滤波系数,计算频域信道估计值;

[0080] (4) 根据导频点 LS 估计值估计信道多普勒扩展,然后根据多普勒扩展选择时域信道滤波系数,计算时域信道估计值。

[0081] 上述方法,其中步骤(1)中所述根据接收数据域参考信号计算导频点的最小二乘(LS)信道估计值的实现步骤如下:

[0082] (11) 参考信号(RS)发生器根据不同的参考信号模式、天线端口、CP模式、资源块数和时隙号等参数,按照3GPP指定的LTE标准生成参考信号伪随机序列,导频映射位置如图3所示;

[0083] (12) 根据接收到的信号和生成的参考信号计算导频点的LS估计值,计算方法为

$$[0084] \quad \hat{\mathbf{h}}_{pLS} = [y(k)/x(k)]^T, k = p_1, p_2, \dots, p_M$$

[0085] 其中, $y(k)$ 为下标为 k 的导频点的接收信号, $x(k)$ 为下标为 k 的导频点的参考信号, p_1, p_2, \dots, p_M 为导频点的下标, $\hat{\mathbf{h}}_{pLS}$ 为导频点的LS估计值。

[0086] 上述方法,其中步骤(2)中所述根据当前帧导频点信道估计值数据和保留延时帧导频点信道估计值数据在时域插值,计算得到加密之后的导频矩阵,其步骤如下:

[0087] (21) 根据不同的天线端口确定对导频点加密方式;

[0088] (22) 如图2所示, R_0 为真实导频位置, R_1 为加密之后的伪导频位置,使用线性插值的方法,根据真实导频位置的LS估计值插值计算出伪导频位置的信道估计结果。例如,对于天线端口0,第0,4,7,11个OFDM符号含有RS信号,对第0个OFDM符号进行插值,此时该符号导频点位置为 {0,6,12...},通过第4个OFDM符号的导频点估计值和前一个时隙的第4个OFDM符号的导频点估计值,通过一阶线性插值算法插值计算出第0个OFDM符号上位置为 {3,9,15...} 的资源粒子的信道值;

[0089] 上述方法,其中步骤(3)中所述根据导频点LS估计值估计信道时延扩展,采用导频子载波上的 N_p 个降采样数据进行多径时延估计,使用窗函数对导频的频率响应做加窗处理,这里选择汉宁(Hanning)窗函数对导频的频率响应做加窗处理,其步骤如下:

[0090] (31) 从每一个插入导频的OFDM符号中提取导频序列 $Y_p(n, k_i) i = 1 \dots N_p$;

[0091] (32) 利用本地导频序列和接收导频序列 $Y_p(n, k_i)$ 对信道做LS估计,得到此时的信道频域响应:

$$[0092] \quad \hat{H}_p = Y_p / X_p$$

[0093] 其中, X_p 为导频点的参考信号, Y_p 为导频点的接收信号, \hat{H}_p 为导频点的信道估计值;

[0094] (33) 对LS估计值加汉宁(Hanning)窗滤波:

$$[0095] \quad \hat{H}_p(n, k_i) = \hat{H}_p(n, k_i) * W(i)$$

[0096] 其中, $W(i)$ 为汉宁(Hanning)窗函数;

[0097] (34) 对信道频域响应做IFFT,得到信道的时域冲激响应为

$$[0098] \quad \hat{\mathbf{h}}_p = \text{IFFT}(\hat{H}_p)$$

[0099] 其中, IFFT 为反快速福利叶变换, \hat{H}_p 为加过窗的导频点 LS 信道估计值;

[0100] (35) 求出信道的时域冲激响应能量平均值, 在 $\hat{h}_p(n)$ 中寻找能量超过平均能量 α 倍的所有信道冲激响应的值, 认为这些信道冲激响应是可能的多径能量分布。然后计算最左端到最右端的超过门限值的相值之间的距离便是信道可能的最大多径时延, α 为判定门限, 本实施例中选择 8;

[0101] (36) 得到当前子帧的估计最大多径时延后, 通过门限选择这个时延属于的场景 (1、2、3), 对所统计的 100 子帧进行分类, 属于这三个场景的子帧的个数分别为 Tecase1, Tecase2, Tecase3, 然后选择所述分类包含的子帧数最多的那一种场景所对应的延时点数作为最终判决值。

[0102] 上述方法, 其中步骤 (3) 中所述根据时延扩展选择频率信道滤波系数, 为预先根据不同时延扩展, 使用非匹配模型的延时功率谱计算得到的抽头系数值, 本实施例中选择对称的矩形模型作为计算信道滤波系数的延时功率谱模型, 滤波系数计算步骤如下:

[0103] (31) 根据矩形模型和时延参数计算信道相关矩阵, 计算方法为

$$[0104] \quad \mathbf{R}_{hh} = \sum_{l=0}^{L-1} |g(l)|^2 e^{-j2\pi(m-n)\tau(l)/T_s/N}$$

[0105] 其中, m, n 为相关阵下标, $\tau(1)$ 为第 1 个延时径的时延, T_s 为采样周期, N 为 FFT 大小, $g(1)$ 为第 1 个延时径的功率谱, L 为延时径总数。

[0106] (32) 根据信道相关矩阵计算频域 LMMSE 滤波系数, 计算方法为

$$[0107] \quad \mathbf{C}_f = \mathbf{R}_{hhp} (\mathbf{R}_{hphp} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I})^{-1}$$

[0108] 其中, \mathbf{R}_{hhp} 为导频点与数据点的互相关矩阵, \mathbf{R}_{hphp} 为导频点的自相关矩阵, β 为调制系数, SNR 为信噪比, I 为单位阵。

[0109] (33) 根据不同的时延扩展参数计算出不同的信道频域相关阵, 根据信道频域相关阵分别计算不同的频域 LMMSE 滤波系数, 使用存储器存储。在实际应用中, 根据不同的时延扩展估计值选择不同的滤波系数, 用于频域 LMMSE 滤波。

[0110] 上述方法, 其中步骤 (3) 中所述计算频域信道估计值, 其估计结果为

$$[0111] \quad \hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE} = \mathbf{C}_f \hat{\mathbf{h}}_{pLS}$$

[0112] 其中, \mathbf{C}_f 为根据时延扩展所选择的频域 LMMSE 滤波抽头系数, $\hat{\mathbf{h}}_{pLS}$ 为导频点的估计结果, $\hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE}$ 为频域 LMMSE 估计结果。

[0113] 上述方法, 其中步骤 (4) 中所述根据导频点 LS 估计值估计信道多普勒扩展, 本实施例中选择 0.1 秒作为每次估计时长, 即 100 子帧时间, 其估计步骤如下:

[0114] (41) 在每 0.1 秒 (即 100 子帧) 内估计一次多普勒频偏;

[0115] (42) 计算每个时隙内第 5 个符号的平均能量作为此时隙的平均能量的采样值, 通过每个能量点与左右能量点的相对大小判断此点是否为极值点;

[0116] (43) 比较相邻极值点之间的能量差, 若能量差大于门限值, 本实施例中选择 0.5, 则认为此处为一个波峰或波谷, 若小于门限则认为此处仅仅是噪声造成的浮动, 不计入多普勒波动数内;

[0117] (44) 根据统计的子帧内波峰波谷的数目, 给出接近此值的多普勒频偏值, 为了简化存储复杂度和计算复杂度, 估计器设定几个典型的多普勒频偏值, 根据波峰和波谷数目,

从中选取合适的频偏值,在本实施例中,波峰波谷数目小于 7 时,取多普勒频偏估计值为较小的值 5Hz,否则若波峰波谷数小于 25,则取多普勒频偏估计值为 70Hz,否则取多普勒频偏估计值为 300Hz。

[0118] 上述方法,其中步骤 (4) 中所述根据多普勒扩展选择时域信道滤波系数,为预先根据不同多普勒频移计算得到的滤波抽头系数,滤波抽头系数计算步骤如下:

[0119] (41) 根据多普勒频移,按照下式计算信道时域相关矩阵

$$[0120] \quad \phi(\Delta t) = J_0(2\pi f_m T_s \Delta t)$$

[0121] 其中, J_0 为 0 阶贝塞尔函数, f_m 为最大多普勒频移, T_s 为采样周期, Δt 为不同 OFDM 符号在时域的时间差;

[0122] (42) 根据信道时域相关矩阵,按照下式计算时域滤波系数

$$[0123] \quad \mathbf{C}_t = \phi_{\mathbf{h}_{RS}} \left(\phi_{\mathbf{h}_{RS}\mathbf{h}_{RS}} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1}$$

[0124] 其中, $\phi_{\mathbf{h}_{RS}}$ 为数据点与导频点之间的互相关矩阵, $\phi_{\mathbf{h}_{RS}\mathbf{h}_{RS}}$ 为导频点之间的自相关矩阵, β 为调制系数,SNR 为信噪比, \mathbf{I} 为单位阵;

[0125] (43) 根据不同的多普勒频移参数计算出不同的信道时域相关阵,根据信道时域相关阵分别计算不同的时域 LMMSE 滤波系数,使用存储器存储。在实际应用中,根据不同的多普勒频移估计值选择不同的滤波系数,用于时域 LMMSE 滤波。

[0126] 上述方法,其中步骤 (4) 中所述计算时域信道估计值,其估计结果为

$$[0127] \quad \hat{\mathbf{h}}_{t,LMMSE} = \mathbf{C}_t \hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE}$$

[0128] 其中, \mathbf{C}_t 为根据多普勒扩展所选择的时域 LMMSE 滤波抽头系数, $\hat{\mathbf{h}}_{f,LMMSE}$ 为含有导频点的 OFDM 符号的频域估计结果, $\hat{\mathbf{h}}_{t,LMMSE}$ 为时域 LMMSE 估计结果。

[0129] 以上所述仅为本发明的较佳实施方式,本发明的保护范围并不以上述实施方式为限,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下,还可以做出若干改进和润饰,这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。

[0130] 本方法对信道特性具有自适应能力,可以根据不同的信道环境从几组预存的滤波系数中选择合适的滤波系数,从而使用较低的硬件资源消耗,获得较好的估计性能,可以在硬件平台中实现接近理想信道估计算法的估计性能。另外,信道估计器的导频点估计、频域估计和时域估计采用流水线结构,从而降低硬件资源占用率和使用功耗,提高估计速度,减小估计器计算延迟。

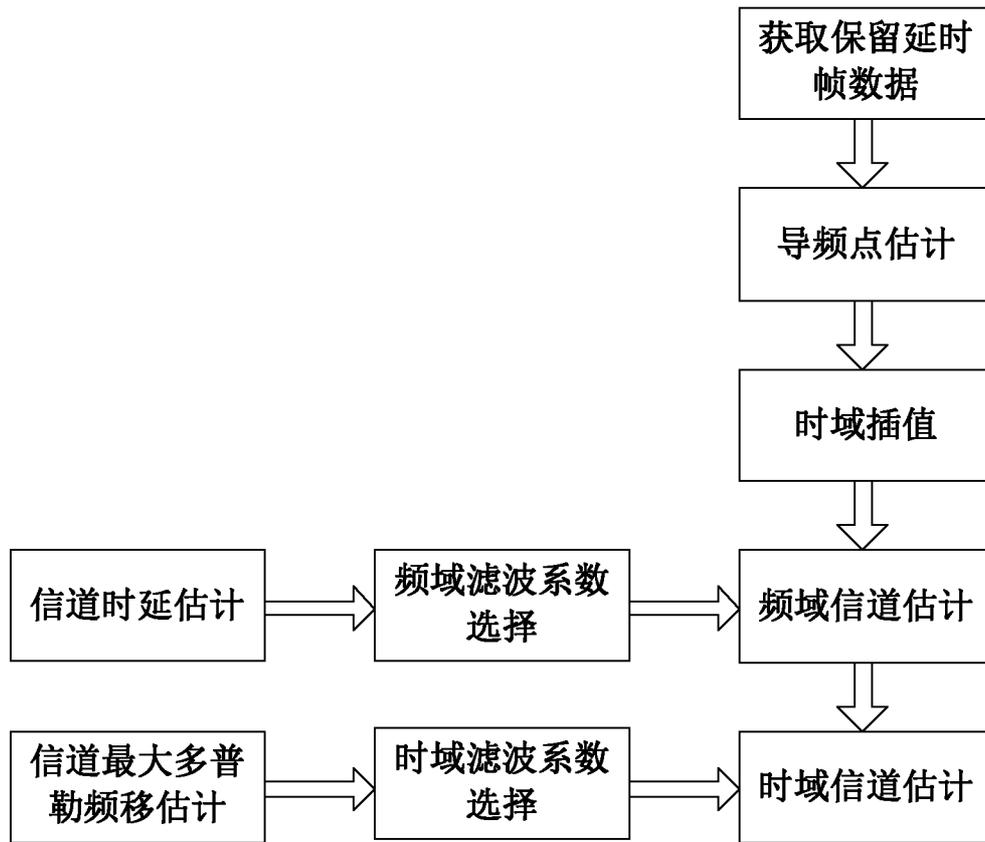


图 1

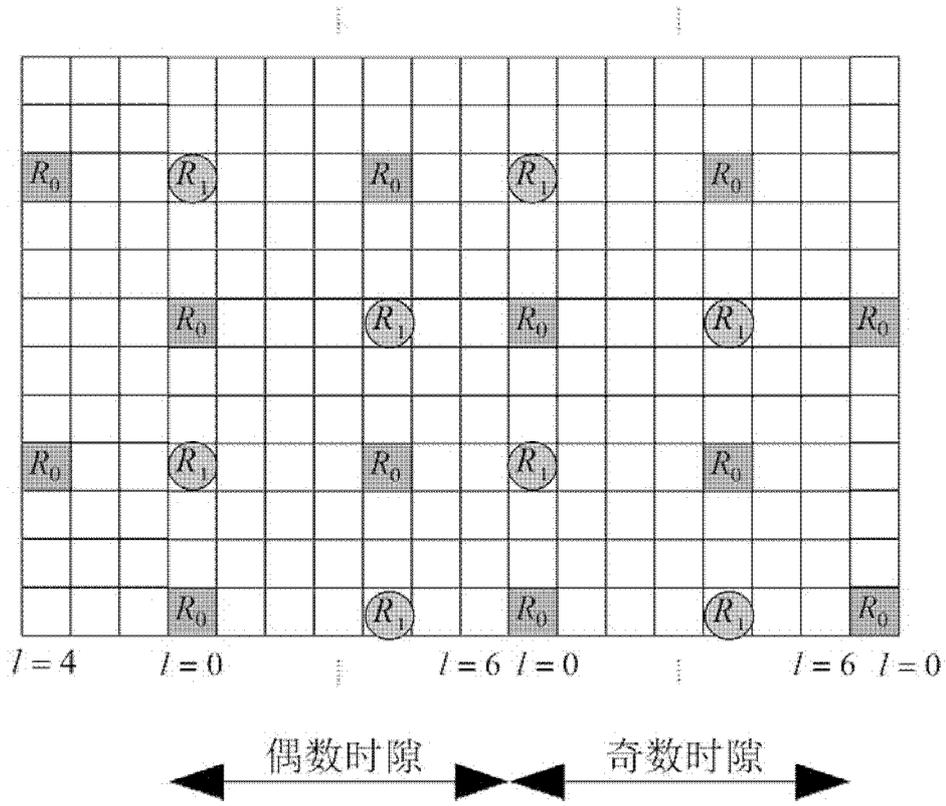


图 2

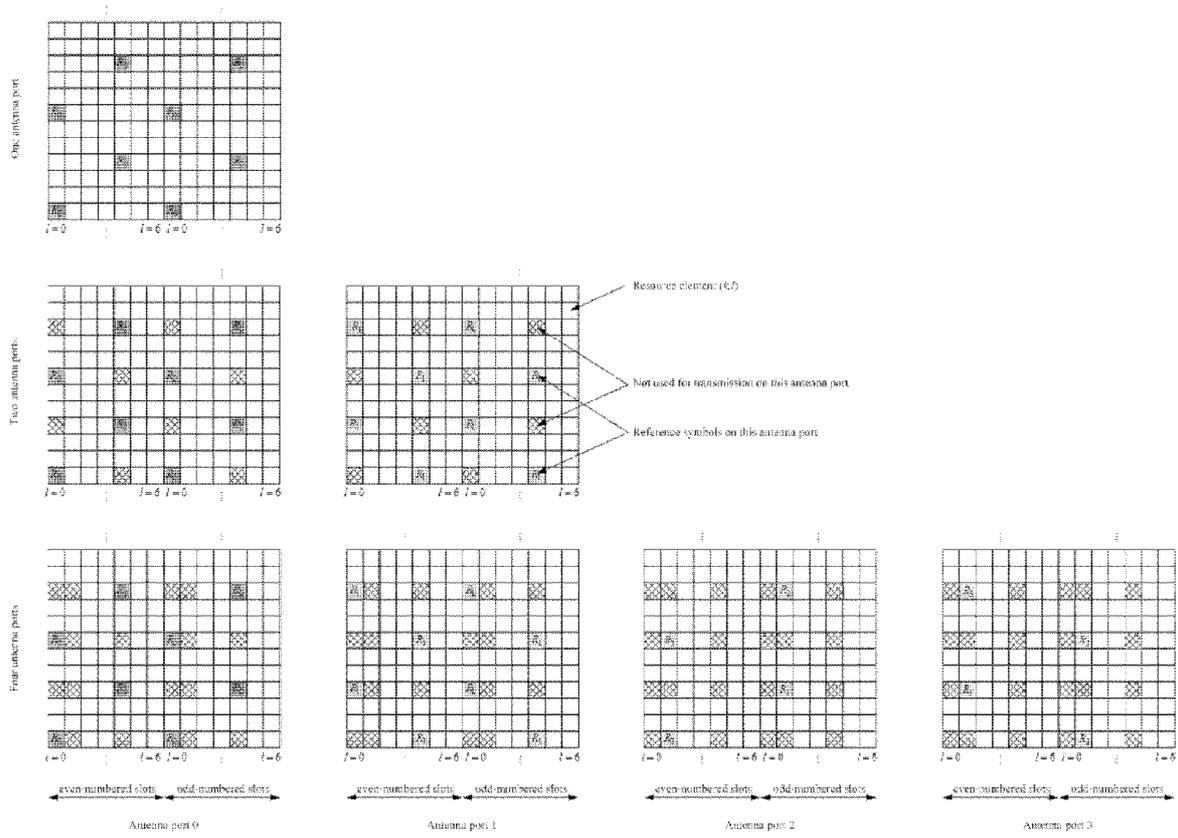


图 3