

两次一维维纳滤波信道估计的一种噪声方差优化方法

芮 云, 李明齐, 张小东, 易辉跃, 胡宏林
(中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050)

摘 要: 本文提出了一种基于 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 系统的两次一维 (2×1 -D) 维纳滤波信道估计的噪声方差优化方法. 对于 2×1 -D 维纳滤波信道估计, 维纳滤波将先后应用于频域维和时域维, 而两次滤波时的噪声方差实际是不相同的, 但现有的 2×1 -D 维纳滤波信道估计方法没有考虑噪声的变化. 本文首先分析出了第一次滤波后残余的噪声方差, 并将其优化的结果应用于第二次滤波中, 然后根据不同的优化准则对信道估计性能进行了评估. 仿真结果表明, 同未对噪声方差优化的信道估计方法相比, 本方法具有更优的性能, 且非常接近两维维纳 (2 -D) 滤波方法.

关键词: 信道估计; 维纳滤波; OFDM; 噪声优化

中图分类号: TN911. 3; TN911. 6 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 08-1577-05

A Noise Variance Optimazation Method for 2×1 -Dimensional Wiener Filtered Channel Estimation

RUI Yun, LI Ming-qi, ZHANG Xiao-dong, YI Hui-yue, HU Hong-lin

(Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China)

Abstract: A noise variance optimization method is proposed for the time and frequency dimension separate (2×1 -D) Wiener filtered channel estimation of OFDM based systems. According to Wiener filter theory, the noise variance is necessary to achieve optimal solution. For 2×1 -D Wiener filtered channel estimation, the Wiener filtering will be applied twice respectively in time and frequency dimension. Hence, the effect of variety of noise variance induced by the first filter should be considered on the second filter in this method, but it has not been considered in the existing 2×1 -D Wiener filtered channel estimation method. This paper presents a novel algorithm which takes into account the effect of variety of noise variance. In the proposed method, the noise variance used by the second filter is optimized according to the mean square error (MSE) of channel estimation by the first filter. The exact MSE of channel estimation is derived in this paper. Moreover, the channel estimation performance is evaluated with different noise variance optimizing criteria. The simulation results show that the performance of the proposed method is better than the 2×1 -D filters method without noise variance optimization, and is very close to that of the Wiener 2 dimension filter.

Key words: channel estimation; wiener filter; OFDM; noise optimization

1 引言

近些年来, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 调制因为其高的传输速率和频谱效率而广泛应用于无线通信系统中, 它在恶劣的多径衰落信道中能有效地对抗符号间干扰^[1]. 而对于宽带无线移动通信系统上行链路, 由于 OFDM 时域信号为大量独立同分布信号分量的线性叠加, 这就造成 OFDM 系统发射信号峰值功率比 (峰均比, PAPR) 很高, 从而提高了发射机功率

放大器的线性要求^[2]. 在给定发射机功率放大器饱和功率和信号频谱要求的条件下, 发射信号峰均比高将限制最大发射功率, 最终减小系统上行链路系统的覆盖范围. 而 DFT-S OFDM 是 3GPP 上行链路传输技术的重要候选方案^[3], 其中数据传输是基于低峰均比的单载波传输方案, 而导频数据块由于可使用特殊的 CAZAC 序列来有效地控制其峰均比, 因而仍使用 OFDM 符号传输, 以便实时估计和跟踪信道状况, 正确解调数据符号.

目前, 对于导频辅助的信道估计算法, 已进行了大

量的研究分析和比较^[3,5]. 其中, 维纳滤波算法是一种估计效果较好的算法, 它是基于最小均方误差 (MMSE) 给出的优化解. 对于 OFDM 系统, 多径衰落信道可以看成时间和频率上的二维信号, 当进行信道估计时, 利用导频信号对信道在时频空间的不同点上进行采样, 然后再采用插值滤波得到整个信道的频率响应值以完成信道估计. 虽然二维联合估计方法 (如二维 (2-D) 维纳滤波) 具有优良的性能, 但其实现复杂度太高. 为了降低复杂度, 文献[6,7] 提出了将时频二维的相关性分开单独考虑, 即分别在时域和频域维上进行一维 (1-D) 维纳滤波. 根据维纳滤波理论, 准确的噪声方差值与估计的最优解密切相关, 对于两次一维 (2×1-D) 维纳滤波算法, 在第一次滤波以后, 数据和导频子载波上的信噪比已经发生改变, 因此在第二次滤波时必须考虑到噪声方差的变化, 有关这个问题文献[8] 中也稍有所提及, 但并没有给出准确的分析和有效的解决方法.

为此, 本文提出一种基于噪声方差优化的 2×1-D 维纳滤波信道估计方法, 其中根据第一次滤波后的 MSE (即残余的噪声方差) 进行优化并作为第二次滤波时的噪声方差来完成整个时频上的插值滤波. 仿真结果表明, 该方法性能明显优于现有的 2×1-D 维纳滤波信道估计方法, 并且非常接近于维纳 2-D 滤波的性能, 而其复杂度则大为降低.

2 导频信号模型描述

图 1 给出了导频与数据时分复用的信号模型框图. 假定已知的 CAZAC 序列 $\{x_n\}_{n=1}^N$ 经 N 点 FFT 变换, 可以表示成:

$$C_{n'} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp(j2\pi nn'/N), 0 \leq n' \leq N-1 \quad (1)$$

式中 N 是 OFDM 符号中子载波的数目.

在接收端, 通过 A/D 转换、低通滤波、理想同步和去 CP 后, 假定所得信号为 $v_n'(n)$, 再经过 N 点 FFT 变换, 得到

$$y_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n'=0}^{N-1} v_n' \exp(-j2\pi nn'/N), 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

因此, 从 x_n 到 y_n , 可将 OFDM 系统等效成一组并行子信道的传输:

$$y_n = x_n h_n + w_n, 0 \leq n \leq N-1 \quad (3)$$

利用矩阵形式, 可表示如下

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (4)$$

式中 \mathbf{y} 是接收信号矢量, \mathbf{X} 是发送符号的对角阵形式, \mathbf{w} 是独立同分布的零均值, 方差 σ^2 为的高斯噪声矢量, 且与信道不相关, \mathbf{h} 是信道频率响应矢量, 其中第 n 个子载波上的信道频率响应可以表示如下^[9].

$$h_n = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \exp(-2\pi\tau_l n/N) \quad (5)$$

式中 α_l 和 τ_l 分别是第 l 条径的增益和延时, L 是多径信道模型的径数.

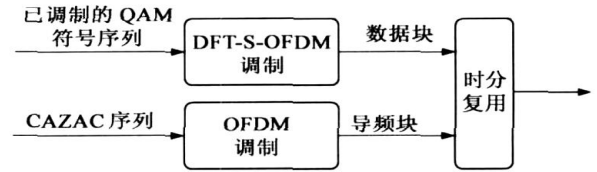


图 1 导频块与数据块复用框图

3 基于噪声方差优化的信道估计方法

3.1 传统的维纳滤波

当给定接收数据和发送的导频符号, 导频子载波处的信道频率响应用 LS 算法估计可得:

$$\mathbf{h}_{LS} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{y} \quad (6)$$

然而 LS 估计不能抑制噪声, 文献[10] 中提出基于线性最小均方误差 (LMMSE) 的维纳滤波方法来降低噪声影响, 且 LMMSE 估计的 \mathbf{h} 可表示如下^[10]:

$$\mathbf{h}_{LMMSE} = \mathbf{R}_{hp} (\mathbf{R}_{pp} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_{LS} \quad (7)$$

式中 σ^2 为 AWGN 信道的噪声方差, \mathbf{R}_{hp} 是数据与导频子载波间的互相关矩阵, 其中元素 $[\mathbf{R}_{hp}]_{i,j}$ 表示第 i 个数据子载波和第 j 个导频子载波间的相关系数. \mathbf{R}_{pp} 是导频子载波间的自相关矩阵, 且其中元素 $[\mathbf{R}_{pp}]_{i,j}$ 为第 i 和第 j 个导频子载波间的相关系数, 且 $[\mathbf{R}]_{ij}$ 为矩阵 \mathbf{R} 的第 i 行, j 列的元素.

3.2 2×1-D 滤波和噪声方差优化

通常, 为了降低复杂度, 2-D 维纳滤波可以分割成频域维和时域维的两个 1-D 维纳滤波, 首先在每个 OFDM 符号的频域维导频子载波上进行 1-D 滤波, 而后在各个 OFDM 符号之间再进行时域维的滤波, 从而得到各个符号所有子载波上的频率响应, 其中式 (7) 可适用于各维滤波, 只要改变时频两维不同的相关系数矩阵.

3.2.1 频域维维纳滤波及残余噪声方差分析

在接收到包含导频子载波的 OFDM 符号后, 可以先在频域维进行维纳滤波的信道估计, 其中频域相关函数可以表示如下^[10]:

$$\mathbf{r}_f(k) = \frac{(1 - e^{-L_{ch}(1/\tau_{ms} + j2\pi k/N)})}{(1 - e^{-L_{ch}/\tau_{ms}}(1 + j2\pi k\tau_{ms}/N_{FFT}))} \quad (8)$$

式中 L_{ch} 为信道的时延扩展长度, N_{FFT} 为 OFDM 符号的 FFT 长度, k 是频域维子载波间隔, τ_{ms} 则是以采样间隔归一化的信道的 RMS 时延扩展. 定义:

$$[\mathbf{R}_{hp}]_{i,j} = \mathbf{r}_f(|d(i) - \varphi(j)|) \\ [\mathbf{R}_{pp}]_{i,j} = \mathbf{r}_f(|\varphi(i) - \varphi(j)|) \quad (9)$$

式中 $d(i)$ 和 $\varphi(i)$ 分别表示第 i 个数据和导频子载波的位置.

在频域维的第一次滤波以后, 从附录 A 可以得到, 第 n 个子载波上滤波前后的均方误差 (MSE) 可以表示如下:

$$MSE_{LMMSE, n} = [R_{hh} - R_{hp} (R_{pp} + \sigma^2 I)^{-1} R_{hp}^H]_{nn}$$
$$n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (10)$$

式中 N 是频域维将要估计的数据子载波数目, 上标 $(\cdot)^H$ 代表矩阵的共轭转置. R_{hh} 是一个 OFDM 符号内数据子载波的自相关矩阵.

基于本文后面的仿真结果, 不难发现, 第一次在频域维滤波前, 所有的子载波的噪声方差是相同的. 然而经过滤波之后每个子载波上的 MSE 有了很大的下降, 且所有子载波之间是不同的. 例如边缘子载波的 MSE 明显要高于中间子载波, 而且与子载波间的相关性有关, 这些因素必须在第二次时域维滤波的设计中考虑.

3. 2. 2 基于噪声方差优化的时域维维纳滤波

假定经过第一次频域维维纳滤波后的信道频率响应表示成:

$$\mathbf{h}_f^{(n)} = [h_0^{(n)} + \tilde{w}_0^{(n)}, \dots, h_i^{(n)} + \tilde{w}_i^{(n)}, \dots, h_{L-1}^{(n)} + \tilde{w}_{L-1}^{(n)}]^T$$
$$(11)$$

式中 L 是每帧中 OFDM 导频符号的数目, $h_i^{(n)}$ 和 $\tilde{w}_i^{(n)}$ 是第 i 个 OFDM 导频符号中第 n 个子载波的信道频率响应和相应的残余噪声, $\tilde{w}_i^{(n)}$ 的方差可以等价为由等式 (10) 推导出的第 n 个子载波的 MSE .

在时域维对第 n 个子载波进行维纳滤波后, 可表示如下:

$$\mathbf{h}_t^{(n)} = \mathbf{R}_p^{(n)} (\mathbf{R}_{pp}^{(n)})^{-1} \mathbf{h}_f^{(n)}$$
$$(12)$$

式中 $\mathbf{R}_{pp}^{(n)}$ 是一帧中所有导频符号第 n 个导频子载波的自相关矩阵, $\mathbf{R}_p^{(n)}$ 是每帧中所有数据符号第 n 个数据子载波与导频符号第 n 个导频子载波的互相关矩阵.

对于未经噪声方差优化的维纳滤波方法, 自相关矩阵可以表示如下:

$$\mathbf{R}_{pp}^{(n)} = \mathbf{R}_{pp}^{(n)} + \sigma^2 \mathbf{I}_L$$
$$(13)$$

式中 σ^2 和等式 (7) 中的值相同.

而相同序号的数据和导频子载波在时域维的相关系数可以表示如下^[10]:

$$\mathbf{r}_t(\Delta t) = J_0(2\pi f_D \Delta t)$$
$$(14)$$

式中 f_D 是多普勒频率, Δt 为相同序号子载波的时域间隔. 因此, 互相关和自相关矩阵可分别表示如下:

$$[R_{hp}^{(n)}]_{i,j} = \mathbf{r}_t(|\xi(i) - \zeta(j)| T_s)$$
$$[R_{pp}^{(n)}]_{i,j} = \mathbf{r}_t(|\zeta(i) - \zeta(j)| T_s) \quad (15)$$

式中 $\xi(i)$ 和 $\zeta(i)$ 分别为时域维上第 i 个数据和导频符号的位置, T_s 是每个 OFDM 符号的持续时间.

由上一节分析可知, 频域维维纳滤波后, 每个子载波上的残余噪声方差有了很大的变化, 假如自相关矩阵直接按等式 (13) 表示, 时域维维纳滤波的误差将会有较

大的提高.

于是, 在时域维滤波时对每个子载波上的噪声方差进行优化, 由附录 B 可知, 导频符号中第 n 个子载波上的自相关矩阵可以表示成:

$$\mathbf{R}_{pp}^{(n)} = \mathbf{R}_{pp}^{(n)} + \text{diag}(\sigma_0^2(n), \dots, \sigma_i^2(n), \dots, \sigma_{L-1}^2(n))$$
$$(16)$$

式中 $\sigma_i^2(n)$, 是第 i 个 OFDM 导频符号中第 n 个子载波上的残余噪声 $\tilde{w}_i^{(n)}$ 的方差.

为了降低计算复杂度, 相同的 OFDM 符号内所有子载波可以采用平均噪声方差值, 而所有导频符号的导频子载波数目是相同的, 所以可以近似用第一个导频符号中的所有导频子载波上的方差进行平均, 则导频符号间第 n 个子载波的自相关矩阵可表示成:

$$\mathbf{R}_{pp}^{(n)} = \mathbf{R}_{pp}^{(n)} + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sigma_0^2(i) \mathbf{I}_L$$
$$(17)$$

4 仿真实验和性能评估

为验证本文所提出方法的正确性和有效性, 将其应用于 DFT-S-OFDM 系统中进行计算机仿真实验, 其 3GPP 中规定的基本帧结构如图 2 所示^[3], 其中包括了 2 个短数据块 (SB) 和 6 个长数据块 (LB). 长数据块用来进行数据的传输, 而短数据块则为相关信号 (OFDM 导频符号) 传输.

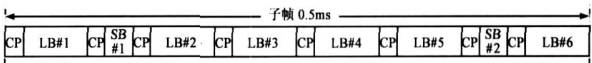


图 2 DFT-S-OFDM 系统上行帧结构

仿真中有关 DFT-S-OFDM 系统的主要参数见表 1^[11], 由于其目标是为了考察信道估计性能, 因此假设同步过程是理想的, 另外为了防止符号间干扰, 所取保护间隔长度大于最大时延扩展.

表 1 仿真参数

参数	说 明
带宽 (载频)	5 MHz (2 GHz)
信道模型	PB, 3km/h
信道编码	Turbo 编码, 速率 1/2
调制方式	QPSK
数据格式	集中式数据, 集中式导频
天线配置	1×1
导频类型	CAZAC
序列数据子载波	28 个子载波, 集中式
导频符号	SB1 和 SB2 均集中式
导频频域维间隔	4
信道估计方法	2-D 维纳滤波 2×1-D 维纳滤波

首先图 3 给出了 SNR 为 3dB 时两个 OFDM 导频符号 (SB1 和 SB2) 经过 PB 信道^[12] 后, 在频域维滤波前后的 MSE 比较. 图 4 和图 5 给出了 PB 信道下, 根据不同的噪声方差优化准则进行信道估计的误码率 (BER) 和

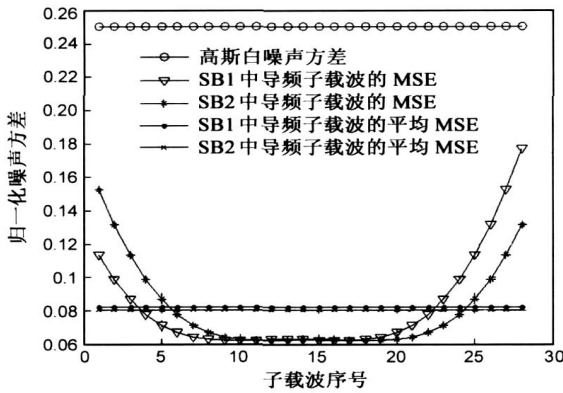


图 3 频域维第一次滤波前后的 MSE 比较

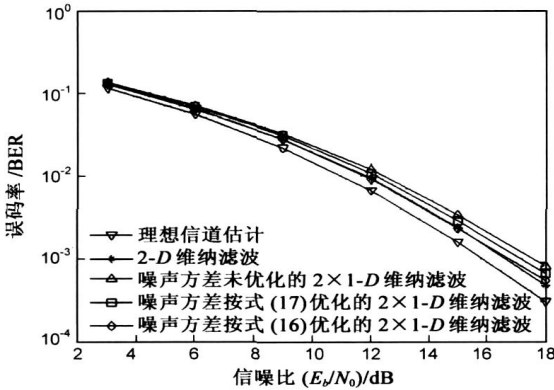


图 4 不同噪声方差优化方法下误码率性能比较

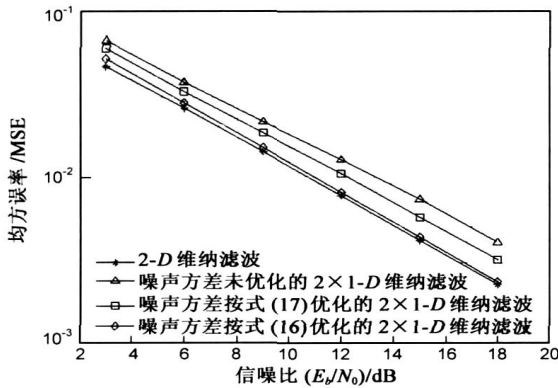


图 5 不同噪声方差优化方法下均方误差性能比较

均方误差 (MSE) 性能比较结果. 其中经过噪声方差优化后的 2×1 -D 维纳滤波算法的 BER 和 MSE 性能均优于等式(13)中表示的噪声方差未优化的结果, 并且式(16)考虑了不同子载波上噪声方差的差别, 是理论上的最优准则. 事实上, 性能确实要优于式(17)中取所有子载波上噪声方差的平均值的次优准则. 即便如此, 该次优化方法性能仍要好于噪声方差未经优化的 2×1 -D 维纳滤波算法. 同样, 可以发现基于式(16)的噪声方差优化性能非常接近维纳 2-D 的性能, 而从表 2 中的复杂度分析可以看出, 前者要低很多, 例如按系统仿真的参数代入表中各式, 则 2-D 维纳滤波需 13132 次复乘, 而基于式

(16) 的优化方法只需 4478 次复乘, 只比噪声方差未优化的 2×1 -D 维纳滤波增加了 392 次复乘运算. 另外, 根据式(17)简化的方法则比噪声方差未优化的 2×1 -D 维纳滤波多了 196 次复乘, 在性能增益与复杂度之间取得了较好的折中.

表 2 计算复杂度比较

估计方法	复乘次数
2-D 维纳滤波	$p^3 N_p^3 + (N_h + 1)p^2 N_p^2 + 2N_h N_p p h$
噪声方差未优化的 2×1 -D 维纳滤波	$2N_p^3 + 2N_h N_p^2 + 2N_h N_p + h p (p^2 + h p + h)$
基于式(16)的优化方法	$2N_p^3 + 2N_h N_p^2 + 4N_h N_p + h p (p^2 + h p + h)$
根据式(17)简化的方法	$2N_p^3 + 2N_h N_p^2 + 3N_h N_p + h p (p^2 + h p + h)$

其中 N_p 是一个导频符号中所占导频数目, N_h 是所估计的数据子载波数目, p 是子帧中导频符号数目, h 则是子帧中数据符号数目.

5 结语

本文针对 OFDM 系统, 提出一种基于噪声方差优化的 2×1 -D 维纳滤波信道估计方法. 该方法详细分析了频域维纳滤波后子载波上的残余噪声方差以及利用优化后的噪声方差进行时域维纳滤波. 仿真结果表明, 同现有的噪声方差未经优化的 2×1 -D 维纳滤波算法相比, 本文优化噪声方差后的估计性能明显提高. 而如果进一步考虑频域维上所有子载波噪声方差的差别, 则信道估计性能将非常接近维纳 2-D 方法, 并具前者有更低的复杂度.

附录 A:

理想和估计的信道频率响应矢量可以表示如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= [h_0, h_1, \dots, h_n, \dots, h_{N-1}]^T \\ \tilde{\mathbf{h}} &= [\tilde{h}_0, \tilde{h}_1, \dots, \tilde{h}_n, \dots, \tilde{h}_{N-1}]^T \end{aligned} \quad (a1)$$

则信道估计误差的协方差矩阵为:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{\tilde{\mathbf{h}}} &= E[(\mathbf{h} - \tilde{\mathbf{h}})(\mathbf{h} - \tilde{\mathbf{h}})^H] \\ &= E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H - \mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}^H - \tilde{\mathbf{h}}\mathbf{h}^H + \tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}^H] \end{aligned} \quad (a2)$$

既然 $\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{R}_{hp}(\mathbf{R}_{pp} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}$, 而 $\tilde{\mathbf{R}}_{pp} + \sigma^2 \mathbf{I}$, 则

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{\tilde{\mathbf{h}}} &= \mathbf{R}_{hh} - E[\mathbf{h}(\mathbf{R}_{pp} \tilde{\mathbf{R}}_{pp}^{-1} \mathbf{h}_p)^H] - E[\mathbf{R}_{hp} \tilde{\mathbf{R}}_{pp}^{-1} \mathbf{h}_p \mathbf{h}^H] \\ &\quad + E[(\mathbf{R}_{hp} \tilde{\mathbf{R}}_{pp}^{-1} \mathbf{h}_p)(\mathbf{R}_{hp} \tilde{\mathbf{R}}_{pp}^{-1} \mathbf{h}_p)^H] \\ &= \mathbf{R}_{hh} - \mathbf{R}_{hp}(\tilde{\mathbf{R}}_{pp}^{-1})^H \mathbf{R}_{hp} - \mathbf{R}_{hp} \tilde{\mathbf{R}}_{pp}^{-1} \mathbf{R}_{ph} \\ &\quad + \mathbf{R}_{hp} \tilde{\mathbf{R}}_{pp}^{-1} \tilde{\mathbf{R}}_{pp}(\tilde{\mathbf{R}}_{pp}^{-1})^H \mathbf{R}_{pp}^H \\ &= \mathbf{R}_{hh} - \mathbf{R}_{hp} \tilde{\mathbf{R}}_{pp}^{-1} \mathbf{R}_{ph} \\ &= \mathbf{R}_{hh} - \mathbf{R}_{hp}(\mathbf{R}_{pp} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{R}_{ph}^H \end{aligned} \quad (a3)$$

因此, 第 n 个子载波上的信道估计均方差可表示成

$$\begin{aligned} \text{MSE}(\tilde{h}_n) &= E[|h_n - \tilde{h}_n|^2] = [\mathbf{M}_{\tilde{\mathbf{h}}}]_{n,n} \\ n &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (a4)$$

附录 B:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{p'p'} &= E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H] \\
 &= E\left\{ \begin{bmatrix} h_0 + \tilde{w}_0, \dots, h_i + \tilde{w}_i, \dots, h_{L-1} + \tilde{w}_{L-1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} h_0^* + \tilde{w}_0^*, \dots, h_i^* + \tilde{w}_i^*, \dots, h_{L-1}^* + \tilde{w}_{L-1}^* \end{bmatrix} \right\} \\
 &= E \left[\begin{pmatrix} (h_0 + \tilde{w}_0)(h_0^* + \tilde{w}_0^*) & \dots & (h_0 + \tilde{w}_0)(h_{L-1}^* + \tilde{w}_{L-1}^*) \\ \vdots & (h_i + \tilde{w}_i)(h_i^* + \tilde{w}_i^*) & \vdots \\ (h_{L-1} + \tilde{w}_{L-1})(h_0^* + \tilde{w}_0^*) & \dots & (h_{L-1} + \tilde{w}_{L-1})(h_{L-1}^* + \tilde{w}_{L-1}^*) \end{pmatrix} \right] \\
 &\quad i = 0, 1, \dots, L-1
 \end{aligned} \tag{b1}$$

因为 h_i, \tilde{w}_i 和 \tilde{w}_i, \tilde{w}_j 互不相关, 则

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{p'p'} &= \begin{bmatrix} E[\mathbf{h}_0 \mathbf{h}_0^*] + E[\tilde{\mathbf{w}}_0 \tilde{\mathbf{w}}_0^*] & \dots & E[\mathbf{h}_0 \mathbf{h}_{L-1}^*] \\ \vdots & E[\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^*] + E[\tilde{\mathbf{w}}_i \tilde{\mathbf{w}}_i^*] & \vdots \\ E[\mathbf{h}_{L-1} \mathbf{h}_0^*] & \dots & E[\mathbf{h}_{L-1} \mathbf{h}_{L-1}^*] + E[\tilde{\mathbf{w}}_{L-1} \tilde{\mathbf{w}}_{L-1}^*] \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} E[\mathbf{h}_0 \mathbf{h}_0^*] & \dots & E[\mathbf{h}_0 \mathbf{h}_{L-1}^*] \\ \vdots & E[\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^*] & \vdots \\ E[\mathbf{h}_{L-1} \mathbf{h}_0^*] & \dots & E[\mathbf{h}_{L-1} \mathbf{h}_{L-1}^*] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma_0^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \sigma_i^2 & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma_{L-1}^2 \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{R}_{pp} + \text{diag}(\sigma_0^2, \sigma_1^2, \dots, \sigma_{L-1}^2)
 \end{aligned} \tag{b2}$$

参考文献:

- [1] J Bingham. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come[J]. IEEE Commun Mag, 1990, 28(5): 5–14.
- [2] D Wulich. Definition of efficient PAPR in OFDM [J]. IEEE Commun Lett, 2005, 9(9): 832–834.
- [3] 3GPP TR 25.814. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved UTRA (Release 7) [S]. v1.0.2, 2006.
- [4] S Coleri, M Ergen, A Puri, A Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM Systems[J]. IEEE Trans Broadcast, 2002, 48(3): 223–229.
- [5] S G Kang, et al. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications [J]. IEEE Trans Broadcast, 2003, 49(2): 142–149.
- [6] P Hoher. TCM on frequency selective land mobile fading channels[A]. Proc Tirenna Int Workshop Digital Communications [C]. Tirenna, Italy: IEEE Press, 1991, 317–328.
- [7] P Hoher, S Kaiser, P Robertson. Pilot Symbol Aided Channel Estimation in Time and Frequency [A]. Proc Communication Theory Mini Conference (CTMC) within IEEE Global Telecommunications Conference [C]. Phoenix, USA: IEEE Press, 1997, 90–96.
- [8] I Perisa, J Egle, J Lindner. Channel Estimation with Pilot Symbols over WSSUS Channels [A]. European Wireless 2002 [C]. Florence, Italy: 2002, 1–6.
- [9] J Proakis. Digital Communications, 3rd ed [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995. 801–803.
- [10] O Edfors, M Sandell, van de Beek, S K Wilson. OFDM channel estimation by singular value decomposition [J]. IEEE Trans Commun, 1998, 46(7): 931–939.
- [11] A Peled, A Ruiz. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms [A]. Proc IEEE Int Conf Acoustics, Speech, and Signal Processing [C]. Denver, CO: 1980, 964–967.
- [12] Universal Mobile Telecommunication System (UMTS); Selection procedures for the choice of radio transmission technologies for the UMTS [S]. TR 101.112, ETSI, 1988.

作者简介:

芮 男, 1983 年生于江苏溧阳. 现在中国科学院上海微系统与信息技术研究所通信与信息系统专业攻读博士学位, 主要研究方向为通信中的信号处理, 宽带无线接入系统等.

E-mail: yun.rui@shrcwc.org

李明齐 男, 1971 年生于江西南昌, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所副研究员. 研究方向无线通信, 宽带无线接入系统.

E-mail: mingqi.li@mail.sim.ac.cn