



宽带 SC-FDE 系统低复杂度二维信道估计算法^{*}

邹奇峰, 谭学治, 刘梅, 迟永刚

(哈尔滨工业大学电子与信息工程学院 哈尔滨 150080)

摘要:单载波频域均衡系统因具有峰均比低、适用于高速率传输的优势,具有广泛的应用前景,同时对其信道估计性能也提出了一定的要求。针对传统一维 MMSE 估计算法性能较差,而二维算法运算复杂度又较高的问题,依据信道的时频分离特性提出了一种低复杂度二维 MMSE 信道估计算法。将二维估计转化为两个一维估计,再通过改进的 SVD 算法减小一维估计的复杂度,并通过在帧结构插入特殊字(UW)序列作为循环前缀来减小系统开销,进行噪声方差估计。理论分析及仿真结果表明,本文算法比传统的 LS 及 MMSE 信道估计算法在未编码系统及编码系统中的性能都更好,且运算复杂度比传统一维 MMSE 算法更低。

关键词:单载波频域均衡;SVD;信道估计;特殊字

doi: 10.3969/j.issn.1000-0801.2014.08.015

Low Complexity Two-Dimensional Channel Estimation Algorithm for Broadband SC-FDE System

Zou Qifeng, Tan Xuezhi, Liu Mei, Chi Yonggang

(School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: Single carrier frequency domain equalization (SC-FDE) is widely recognized as an very promising technique for its lower peak-to-average power ratio, but it also needs more accurate channel estimation method. A low complexity two-dimensional MMSE channel estimation algorithm based on time-frequency domain separation feature of channel was proposed in order to improve estimation performance and predigest the complexity. The two-dimensional MMSE estimation can be simplified as two one-dimensional MMSE and the SVD algorithm was used to reduce the complexity of one-dimensional estimation. The UW as the cyclic prefix could reduce the overhead of system. Noise variance was also estimated at the UW. The simulation results show that the proposed algorithm has better performance than the conventional LS algorithm and MMSE algorithm. The complexity of the proposed algorithm was also lower than the conventional one-dimensional MMSE method.

Key words: single carrier frequency domain equalization, SVD, channel estimation, unique word

1 引言

在进行高速率、大容量的宽带数据传输过程中,如何有效对抗信道频率选择性衰落导致的码间干扰(ISI)始终

是无线通信领域面对的基本挑战。自 1994 年 Kara S 和 Claude J 等人提出了单载波频域均衡(single carrier frequency domain equalization, SC-FDE)技术后, SC-FDE 受到越来越多的关注^[1,2]。它与 OFDM 相比有着几乎相同的性

^{*} 国家自然科学基金委员会与中国民用航空局联合资助项目(No.61071104),国家科技重大专项“宽带多媒体集群系统技术验证(中速模式)”基金资助项目(No.2011ZX03004-004),通信网信息传输与分发技术重点实验室开放课题(No.ITD-U10006)



能^[3],且具有更小的峰均比(PAPR)^[4],对相位噪声的敏感性更低。SC-FDE 系统的关键技术除了频域均衡器的设计,还需要根据单载波系统结构和传输信号特点进行高效的信道估计^[5]。Dinis 和 Lam 等人提出了 SC-FDE 系统中的 LS(least square,最小二乘)估计方法^[6,7],该方法对噪声较敏感,估计精度较差。参考文献[8]提出了一种采用 CP 作为循环前缀的 SC-FDE 系统 MMSE 信道估计算法,但该算法计算复杂度较高,且因插入 CP 系统开销过大。参考文献[9]提出一种二维信道估计算法,这类算法性能较好但复杂度过大,工程上不实用。参考文献[10]提出了 LMS 和 RLS 相结合的估计算法,该算法比传统时域方法复杂度低,但在大多普勒扩展下性能较差。

针对上述问题,本文提出了一种低复杂度的二维 MMSE 信道估计算法,采用特殊字(unique word, UW)序列作为循环前缀(可以同时起到信道跟踪的作用),插入 UW 的单载波系统的接收机不需要删除接收信号中 UW 的对应部分,可以直接进行 FFT 进而减小系统开销。依据信道时频分离特性推导了二维 MMSE 降维到两个一维 MMSE 估计的过程,并计算出输出端特定序列中所包含的噪声;利用 LS 粗估计和噪声方差估计的结果进行二维 MMSE 估计,并对降维后两个级联的一维 MMSE 估计根据对角阵理论和改进的 SVD(奇异值分解)算法进行简化。经过理论分析推导了本文算法和一维 MMSE 估计的复杂度,最后通过实验对算法的性能进行仿真验证。仿真结果表明,本文算法的 MSE 比传统算法低,当误码率为 10^{-4} 时,本文算法比传统一维 MMSE 和 LS 估计方法性能更好,且算法复杂度比传统的一维 MMSE 要低 20% 左右。

2 SC-FDE 系统信号模型和 MMSE 准则

在单载波系统的发送端,发射机将要发射的数据流分段为多个长度为 M 的数据分组,并且在所有发射数据分组前插入一个 UW 序列,UW 序列长度为 L 。为了抵消各数据分组之间的干扰,选择特殊字序列长度 L 大于信道冲激响应的长度, $N=M+L$ 为发送信号帧长度。每个发送信号帧可以表示为:

$$s = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]^T = [d_0, d_1, \dots, d_{M-1}, u_0, u_1, \dots, u_{L-1}]^T \quad (1)$$

其中, d 为 $M \times 1$ 的数据符号向量, u 为 $L \times 1$ 的特定已

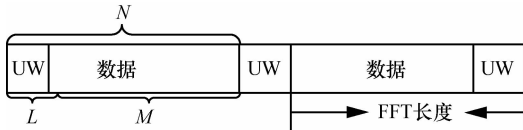


图 1 基于自组织的分布式网络管理模型

知 UW 序列。图 1 是发送信号帧结构。

在 IEEE 802.16a 标准中单载波系统的导频字采用 UW 序列,既用作循环前缀又用于信道估计。与采用循环复制、插入 CP 的单载波或 OFDM 系统不同,插入 UW 的单载波系统接收机不需要删除接收信号中 UW 的对应部分,而直接进行 FFT 运算,每个信号帧的 FFT 长为 N ,因此系统开销要求采用 CP 的结构要小。根据 IEEE 802.16a 标准要求,本文选用 Zadoff-Chu 序列作为 UW。

第 n 个 SC-FDE 传输块的发射信号 $s(t)$ 经过信道并进行 FFT 后,接收端第 k 个子信道的频域信号为:

$$R[n, k] = H[n, k]S[n, k] + W[n, k], k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中, $S[n, k]$ 是频域发射信号, $R[n, k]$ 是接收信号, $W[n, k]$ 为高斯白噪声, $H[n, k]$ 是信道的频域响应。

对于 SC-FDE 系统,由于使用式(2)作为信号模型,导频子信道的接收信号模型可以表示如下:

$$Y[n, k] = X[n, k]H[n, k] + W[n, k], k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

其中, $X[n, k]$ 是导频处的发射信号, $Y[n, k]$ 是导频处的接收信号,写成矩阵形式为:

$$Y[n] = X[n]H[n] + W[n] \quad (4)$$

最小二乘(LS)准则也叫最小平方准则,源于数理统计中的曲线拟合,可以表示为:

$$\hat{H}_{LS}[n, k] = \frac{Y[n, k]}{X[n, k]} \quad (5)$$

写成矩阵形式为:

$$\hat{H}_{LS}[n] = X^{-1}[n]Y[n] \quad (6)$$

式(5)和式(6)就是对 SC-FDE 系统信道的频域 LS 估计。 X^{-1} 和 Y 是导频处的符号向量值,根据信道估计算法得到导频处的信道估计值,通过线性插值等方法可以得到整个信道的信道估计。LS 估计方法结构简单、应用广泛。在频域进行 LS 只需要一个除法器,运算量不大,但准确度受噪声的影响较大,因而性能不是很好,但由于其结构简单,实际工程中应用较多。

MMSE 估计准则是根据正交性原理得到的。对于 SC-FDE 系统的信道估计,设第 k 个子信道的 MMSE 估计值为 $\hat{H}[n, k] = c_k^H[n]Y[n]$, $c_k[n]$ 是一个列向量, $c_k^H[n]$ 是对 $Y[n]$ 的加权值,即使用接收信号的线性组合估计信道状态值。这里其实利用了信道的频域相关性。MMSE 估计的代价函数是:

$$e[n, k] = E \left\{ \left\| c_k^H[n]Y[n] - \hat{H}[n, k] \right\|^2 \right\} \quad (7)$$

根据正交性原理,若使式(7)最小,则有:

$$E\left\{Y[n]\left(c_k^H[n]Y[n]-\hat{H}[n,k]\right)^*\right\}=0 \quad (8)$$

则:

$$c_k^H[n]=E\left\{H^H[n]H[n,k]\right\}(R_{HH}+\sigma_k^2(X[n]X^H[n])^{-1})^{-1}X^{-1}[n] \quad (9)$$

其中, $R_{HH}=E\{HH^H\}$ 为信道的频域自相关矩阵, σ_k^2 为频域的噪声功率,由此:

$$\hat{H}[n,k]=E\left\{H^H[n]H[n,k]\right\}(R_{HH}+\sigma_k^2(X[n]X^H[n])^{-1})^{-1}X^{-1}[n]Y[n] \quad (10)$$

得到 MMSE 估计的矩阵形式为:

$$\begin{aligned} \hat{H}_{\text{MMSE}}[n] &= [\hat{H}[n,0], \hat{H}[n,1], \dots, \hat{H}[n,N-1]]^T \\ &= E\left\{H^H[n]H[n]\right\}(R_{HH}+\sigma_k^2(X[n]X^H[n])^{-1})^{-1}X^{-1}[n]Y[n] \\ &= R_{HH}(R_{HH}+\sigma_k^2(X[n]X^H[n])^{-1})^{-1}X^{-1}[n]Y[n] \end{aligned} \quad (11)$$

注意到式(11)中 $X^{-1}[n]Y[n]$ 实际上是对信道的 LS 估计,所以 MMSE 估计结果可以表示为:

$$\hat{H}_{\text{MMSE}}[n]=R_{HH}(R_{HH}+\sigma_k^2(X[n]X^H[n])^{-1})^{-1}\hat{H}_{\text{LS}}[n] \quad (12)$$

可以看出,MMSE 估计就是对 LS 估计的结果再进行一次维纳滤波。由于维纳滤波考虑了噪声的影响,所以具有较好的抗噪声性能。

3 二维 MMSE 信道估计及降噪

本节理论推导了 SC-FDE 系统的二维信道估计,利用信道分离特性,将其简化成频域 MMSE 内插器与时域 MMSE 滤波器的级联。进行二维信道估计的 SC-FDE 系统结构如图 2 所示。

接收端系统先进行 LS 粗估计,将 LS 估计的结果用来进行噪声估计,在 LS 估计得到的信道增益和噪声方差估

计的基础上进行二维 MMSE 估计。这是一种次优的信道估计算法,但估计性能与最优估计很接近^[9],而且更具有实用性。根据 Nyquist 定理进行导频二维插入,则接收端收到的第 n 个数据分组第 k 个子信道处的信道估计为:

$$\hat{H}(n,k)=\sum_{(n',k')\in\delta}C_{n,k}(n',k')H_D(n',k')_{\text{LS}} \quad (13)$$

其中, $0\leq n'\leq i, 0\leq k'\leq j$, i 是在时域上相关的数据分组数, j 是在频域上相关的子信道数, $C_{n,k}$ 表示 MMSE 滤波系数, H_D 表示二维导频位置处的频域信道估计增益, δ 表征导频二维位置的空间信息。则二维均方误差可以表示成:

$$MSE=E\left[H(n,k)-\hat{H}(n,k)\right]^2 \quad (14)$$

根据正交原理将式(14)最小化,可以得到:

$$E[(H(n,k)-\hat{H}(n,k))H_D^*(n'',k'')_{\text{LS}}]=0 \quad (15)$$

其中, $\{n'',k''\}\in\delta$,进而得到:

$$H_D(n',k')_{\text{LS}}=H_D(n',k')+W_D(n',k') \quad (16)$$

将式(13)和式(16)代入式(15)得:

$$\begin{aligned} R_{HH_D}(n-n'',k-k'') &= \\ \sum_{(n',k')\in\delta}C_{n,k}(n',k')(R_{HH_D}(n-n'',k-k'')+\sigma_n^2) \end{aligned} \quad (17)$$

式(17)表示为向量形式为:

$$\Phi(n,k)=\Psi^{-1}C(n,k) \quad (18)$$

其中,矩阵 $\Phi(n,k)$ 是待估计信道响应与导频子信道响应间的互相关函数,矩阵 Ψ 描述导频子信道间自相关函数和噪声方差, $\Phi(n,k)$ 、 Ψ 表达式由导频位置集合表征。

假设 Ψ^{-1} 存在,得到最优 MMSE 系数为:

$$C_{\text{MMSE}}^T(n,k)=\Phi^T(n,k)\cdot\Psi^{-1} \quad (19)$$

则信道频域响应的 MMSE 估计为:

$$\hat{H}_{\text{MMSE}}(n,k)=\sum_{(n',k')\in\delta}C_{n,k\text{MMSE}}(n',k')H_D(n',k')_{\text{LS}} \quad (20)$$

$C_{\text{MMSE}}^T(n,k)$ 与信道相关函数 R_{HH_0} 有关,而导频处的 R_{HH_0} 可由导频插入间隔计算得到,视为已知。由式(20)可以得

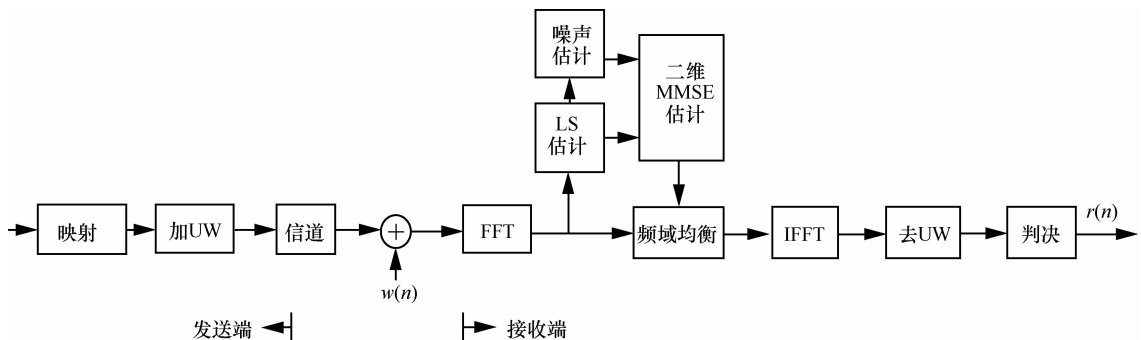


图 2 SC-FDE 仿真系统结构



出,二维 MMSE 估计是二维时频域上对导频点信道响应的线性加权。若只由频域方向导频进行估计,则式(20)变成式(12)。根据信道分离特性,将二维 MMSE 估计简化为频域一维 MMSE 内插级联时域一维 MMSE 滤波,有:

$$\hat{H}_{1dMMSE}(n) = R_{HH_D}(R_{H_D H_D} + \sigma_n^2 I)^{-1} \hat{H}_D(n)_{LS} \quad (21)$$

$$\hat{H}_{2dMMSE}(k) = R'_{HH}(R'_{HH} + \sigma_k^2 I)^{-1} \hat{H}(k)_{1dMMSE} \quad (22)$$

其中 I 为单位矩阵,且:

$$\hat{H}(n) = [\hat{H}(n,0), \hat{H}(n,1), \dots, \hat{H}(n,i-1)]^T \quad (23)$$

$$\hat{H}(k) = [\hat{H}(0,k), \hat{H}(1,k), \dots, \hat{H}(j-1,k)]^T \quad (24)$$

$$R'_{HH} = \begin{bmatrix} R_t(0) & \cdots & R_t(1-j) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_t(j-1) & \cdots & R_t(0) \end{bmatrix} \quad (25)$$

4 基于改进 SVD 的一维 MMSE 估计

二维 MMSE 估计降维后转化为一维估计,一维 MMSE 算法的主要缺点是有较高的复杂度,这是因为 $X[n]X^H[n]$ 在相邻符号内是不同的,逆矩阵需要在一个符号时间内更新。Edfors 与 Sandell 提出一种 SVD 方法^[11],用期望 $E(X[n]X^H[n])^{-1}$ 代替 $(X[n]X^H[n])^{-1}$,可极大地减小 MMSE 算法的计算量。尽管这种近似能够减少计算量,但不可避免地降低了估计的准确度。

为了减少 MMSE 算法的复杂性且使估计精度不受损失,本文采用了新的方法代替 $(X[n]X^H[n])^{-1}$ 。根据参考文献[12,13]中的对角阵改进理论,有:

$$X = P\Lambda_x P^{-1} \quad (26)$$

其中, Λ_x 是一个对角阵,而 P 是一个埃尔米特矩阵(即共轭对称的方阵),矩阵中每一个第 i 行第 j 列的元素都与第 j 行第 i 列元素的共轭相等。

此时 $(X[n]X^H[n])^{-1}$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} (X[n]X^H[n])^{-1} &= (P\Lambda_x P^{-1} \cdot (P\Lambda_x P^{-1})^H)^{-1} \\ &= [(P\Lambda_x)^{-1}]^H \cdot (P\Lambda_x)^{-1} \end{aligned} \quad (27)$$

一维估计可以表示为:

$$\begin{aligned} \hat{H}[n] &= R_{HH}(R_{HH} + \sigma_k^2 [(P\Lambda_x)^{-1}]^H \cdot (P\Lambda_x)^{-1})^{-1} \hat{H}_{LS}[n] \\ &= R_{HH} R_Y^{-1} \hat{H}_{LS}[n] \end{aligned} \quad (28)$$

根据 SVD 算法, R_Y 能表示成:

$$\begin{aligned} R_Y &= R_{HH} + \sigma_k^2 [(P\Lambda_x)^{-1}]^H \cdot (P\Lambda_x)^{-1} = R_{HH} + \sigma_k^2 U U^H \\ &= U \Lambda U^H \end{aligned} \quad (29)$$

其中, $U = [(P\Lambda_x)^{-1}]^H$ 是一个矩阵,而 $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_i,$

$\dots, \lambda_k)$ 。因此式(28)可以改写为:

$$\begin{aligned} \hat{H}[n] &= R_{HH}(R_Y - \sigma_k^2 U U^H)^{-1} R_Y^{-1} \hat{H}_{LS}[n] \\ &= U(\Lambda - \sigma_k^2 I)U^H(U\Lambda U^H)^{-1} R_{HH} R_Y^{-1} \hat{H}_{LS}[n] \\ &= U \left(\frac{\Lambda - \sigma_k^2 I}{\Lambda} \right) U^H \hat{H}_{LS}[n] \end{aligned} \quad (30)$$

其中,对角阵 $\frac{\Lambda - \sigma_k^2 I}{\Lambda}$ 可以写成 $\text{diag}(\frac{\lambda_i - \sigma_k^2}{\lambda_i})$ 。

下面对噪声方差进行估计,由 LS 算法得到的信道时域响应为:

$$\hat{h}(n) = \text{IFFT}_N(\hat{H}_{LS}(n)) \quad (31)$$

其中, N 为一块数据块的长度, UW 的长度 L 大于信道冲激响应的长度 L_h ,自然 L_h 会远小于一块数据块的长度 N 。噪声方差的估计值可以表示为:

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N-L} \sum_{n=L}^{N-1} |\hat{h}(n)|^2 \quad (32)$$

5 复杂度分析

在传统的一维 MMSE 算法中,对于给定的 FFT 长度 N , $X[n]X^H[n]$ 需要 $N^2 + N^2$ 次复乘,进而 $R_{HH}(R_{HH} + \sigma_k^2 (X[n]X^H[n])^{-1})^{-1}$ 需要 $5N^2$ 次复乘和 N^2 次复加,本文引入对角阵方法后, $U \left(\frac{\Lambda - \sigma_k^2 I}{\Lambda} \right) U^H$ 只需要 $2N^2 + 5N$ 次复乘和 N 次复加,当

$N=512$ 时,定义算法计算复杂度减少比率(CCRR)为:

$$CCRR = (1 - \frac{\text{提出算法的复杂度}}{\text{传统算法的复杂度}}) \times 100\% \quad (33)$$

本文算法相对 MMSE 算法的计算复杂度见表 1。

表 1 本文算法相对 MMSE 算法计算复杂度

	传统一维 MMSE	本文算法	CCRR
复乘次数	1 310 720	1 053 696	19.61%
复加次数	262 144	1 024	99.61 %

可以看出,经过对角阵理论简化计算量后,即使二维估计转化为两个一维估计级联,对系统复杂度起决定影响的复乘次数有所减少,而复加次数则大大减小。因此本文提出的二维 MMSE 信道估计算法复杂度相比传统的一维 MMSE 信道估计算法复杂度还要低一些。

6 仿真分析

为验证本文二维 MMSE 信道估计算法的性能,采用标准 COST 207 信道,该信道能较好地仿真实际通信环境,信道估计后采用 ZF 均衡算法, COST 207 信道参数见表 2。

表 2 COST 207 标准信道模型

路径号	相对时延/ μs	功率衰减/dB	多普勒功率谱类型
0	0	0	Jakes
1	0.1	-1.5	Jakes
2	0.3	-4.5	Jakes
3	0.5	-7.5	Jakes
4	15	-8.0	Gauss II
5	17.2	-17.7	Gauss II

该信道模型为 6 径, 前 4 径的多普勒功率谱类型为 Jakes 型, 后 2 径的多普勒功率谱类型为 Gauss II 型。相应的系统仿真参数见表 3。

表 3 SC-FDE 系统仿真参数

参数名称	参数值
最大多普勒频移	20 Hz
FFT 点数	512
仿真块数	10^5
符号速率	10.88 Msymbol/s
调制方式	QPSK
星座点映射方式	格雷码
UW 长度	64
训练序列类型	Zadoff-Chu 序列
均衡方式	ZF 均衡
噪声类型	加性高斯白噪声
判决方式	硬判决

图 3 给出本文算法与传统信道估计算法的 MSE 性能比较。可以看出, 本文提出的二维 MMSE 估计算法要低于传统 LS 和 MMSE 信道估计算法的 MSE, 精度大为提高, 改善了系统性能。

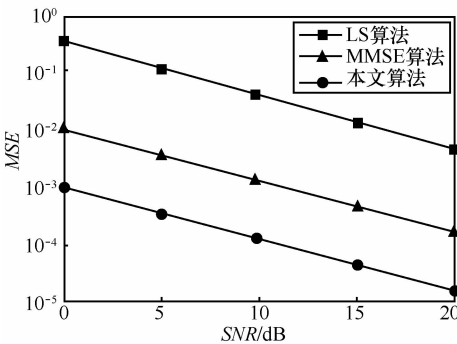


图 3 本文算法和传统信道估计算法 MSE 性能对比

图 4 给出了 COST 207 信道下未编码 SC-FDE 系统中本文算法与传统信道估计算法的误码率(BER)性能比较。当误码率为 10^{-4} 时, 本文算法相比传统 MMSE 方法有 3.3 dB 增益, 而相比传统的 LS 信道估计方法则有将近 6.7 dB 增益

益。在高信噪比的情况下, 采用本文算法系统性能有更好的表现。

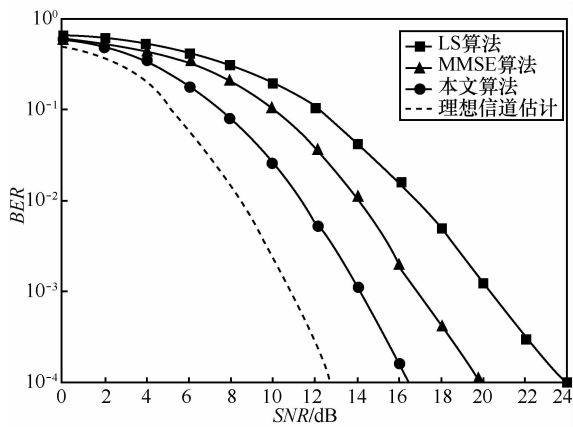


图 4 未编码系统 BER 性能对比

图 5 给出了 COST 207 信道下编码 SC-FDE 系统中本文算法与传统信道估计算法的误码率性能比较。从图中可以看出, 当误码率为 10^{-4} 时, 如果系统编码为卷积码, 则本文算法相比传统 MMSE 方法有 2.2 dB 增益, 相比传统的 LS 信道估计方法有 5.7 dB 增益; 若系统编码采用码率为 1/2 的 LDPC, 则本文算法相比传统 MMSE 方法有 1.6 dB 增益, 相比传统的 LS 信道估计方法有将近 3.8 dB 增益。本文算法的性能增益幅度相对传统算法, 在编码增益较高的 LDPC 系统中, 要低于卷积码系统和未编码系统, 说明此时算法增益对系统性能作用要弱于编码增益, 本文算法对于弱编码系统更具有适用性。

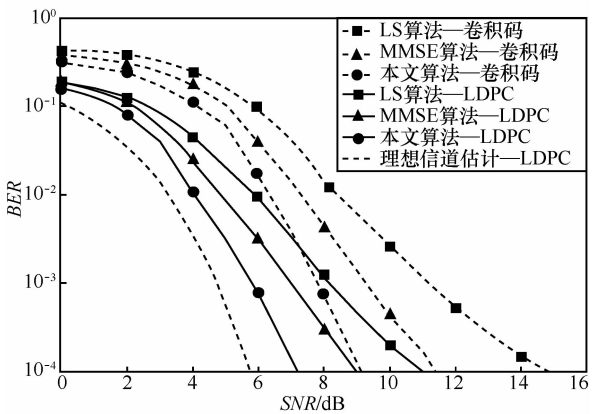


图 5 编码系统 BER 性能对比

7 结束语

本文提出了一种 SC-FDE 系统中的二维信道估计方法, 该方法通过频域 MMSE 内插级联时域 MMSE 滤波实现



降维,对于降维后的一维 MMSE 估计,在不影响估计准确性的前提下采用了一种基于 SVD 和对角阵理论的改进方法减小计算的复杂度,并采用 UW 序列计算出接收机输出端中所包含的噪声。仿真结果表明,与传统的 LS 及 MMSE 信道估计算法相比,本文提出的二维 MMSE 信道估计方法可以获得更小的 MSE,当误码率为 10^{-4} 时,本文算法在未编码系统下的 BER 相比传统 MMSE 和 LS 方法分别有 3.3 dB 和 6.7 dB 增益,在编码系统中本文算法相对传统算法性能增益要弱于未编码系统,但相比传统 MMSE 和 LS 方法仍有 1 dB 和 3 dB 以上增益,且本文算法复杂度比传统的一维 MMSE 复杂度要低。

参考文献

- 1 Falconer D, Ariyavisitakul S L, Seeyar B, *et al.* Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. IEEE Communications Magazine, 2002, 40 (4): 58~66
- 2 Mehana A H, Nosratinia A. Single-carrier frequency-domain equalizer with multi-antenna transmit diversity. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(1): 388~397
- 3 Li J, Du Y, Liu Y. Comparison of spectral efficiency for OFDM and SC-FDE under IEEE 802.16 scenarios. Proceedings of the 11th IEEE Symposium on Computers and Communications, Cagliari, Italy, 2006: 467~471
- 4 Hasegawa F, Okazaki A, Kubo H. Novel PAPR reduction scheme for SC-OFDM with frequency domain multiplexed pilots. IEEE Communications Letters, 2012, 16(9): 1345~1348
- 5 Silva J, Dinis R, Souto N. Single-carrier frequency domain equalisation with hierarchical constellations: an efficient transmission technique for broadcast and multicast systems. IEEE Communications Letters, 2012, 6(6): 2065~2073
- 6 Dinis R, Lam C T, Falconer D. Joint frequency-domain equalization and channel estimation using superimposed pilots. IEEE Wireless Communications & Networking Conference, Las Vegas, Nevada, USA, 2008: 447~452
- 7 Lam C T, Falconer D, Danilo-Lemoine F, *et al.* Channel estimation for SC-FDE systems using frequency domain multiplexed pilots. Proceedings of IEEE 64th Vehicular Technology Conference, Montreal, 2006: 1438~1442
- 8 Zheng Y R, Xiao C. Channel estimation for frequency-domain equalization of single-carrier broadband wireless communications. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(2): 815~823
- 9 Hoehner P, Kaiser S, Robertson P. Pilot-symbol-aided channel estimation in time and frequency. IEEE Global Telecommunications Conference, Communication Theory Mini Conference, USA, 1997: 90~96
- 10 Morelli M, Sanguinetti L, Mengali U. Channel estimation for adaptive frequency-domain equalization. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(9): 2508~2518
- 11 Edfors O, Sandell M, Beek J J. OFDM channel estimation by singular value decomposition. IEEE Transactions on Wireless Communications, 1998, 46(7): 931~939
- 12 Todros K, Tabrikian J. Fast approximate joint diagonalization of positive definite Hermitian matrices. Acoustics, Speech and Signal Process, 2007, 3(4): 1373~1376
- 13 Baig S. Frequency domain channel equalization using circulant channel matrix diagonalization. Proceedings of the 2005 International Multitopic Conference, Hong Kong, China, 2005: 1~5

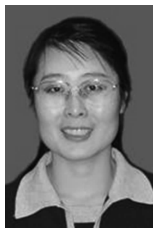
[作者简介]



邹奇峰,男,哈尔滨工业大学电子与信息工程学院博士生,主要研究方向为宽带无线通信、信道估计与均衡。



谭学治,男,哈尔滨工业大学电子与信息工程学院通信技术研究副所长、教授、博士生导师,主要研究方向为移动通信系统、无线网络及传输、专用无线通信系统、认知无线电。



刘梅,女,哈尔滨工业大学电子与信息工程学院教授、博士生导师,主要研究方向为阵列信号处理、多传感器数据融合、空间通信技术。



迟永刚,男,哈尔滨工业大学电子与信息工程学院副教授、硕士生导师,主要研究方向为扩展频谱通信理论、通信对抗理论、卫星导航定位理论与应用。

(收稿日期:2014-06-09)