

基于 OFDM 的卫星移动通信信道估计算法研究

王红娟, 仲伟志

(南京航空航天大学 航天学院, 江苏 南京 210006)

摘要:针对卫星移动通信的特点,结合正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术,在卫星移动通信信道模型基础上分析并讨论了三种典型的信道估计算法,即最小二乘(Least-Square, LS)估计算法、最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)估计算法和奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)算法。采用经典的抽头延迟线模型,对各算法进行仿真试验,得出不同算法下信道估计误比特曲线。理论分析和仿真实验表明,三种算法均能够有效地抑制卫星移动通信衰落产生的误码率,其中 SVD-MMSE 算法能够在降低 MMSE 算法复杂度的基础上,抑制噪声,提高信道估计精度。

关键词:卫星移动通信;正交频分复用;信道估计;最小均方误差;SVD-MMSE

中图分类号:TP391.9

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2014)09-0037-04

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2014.09.008

Study on Channel Estimation Algorithm in Mobile Satellite Communication Based on OFDM

WANG Hong-juan, ZHONG Wei-zhi

(College of Astronautics, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 210006, China)

Abstract: Aiming at the characteristics of the mobile satellite channel, combined with OFDM technology, analyze and discuss three typical channel estimation algorithm based on the mobile satellite channel model, namely Least Squares (LS), Minimum Mean Square Error (MMSE) channel estimation algorithm and simplified Singular Value Decomposition (SVD) channel estimation algorithm. Use the classical tapped delay line model for simulation of all algorithms, obtaining the bit error curve under different channel estimation algorithms. As theoretical and simulation results proved that, the three algorithms are able to effectively suppress the BER of the mobile satellite channel fading, among which SVD-MMSE algorithm has more advantage, it can reduce the complexity of MMSE algorithm and at the same time improve the channel estimation accuracy.

Key words: mobile satellite channel; OFDM; channel estimation; MMSE; SVD-MMSE

0 引言

近年来,随着用户对多媒体业务需求的增大,宽带卫星移动通信开始受到人们的广泛关注^[1-2]。宽带卫星移动通信系统除了具有卫星移动通信覆盖区域大、机动性强、可靠性高等优点,还具有较高的传输速率和频带需求,而这些也同时给该系统带来了新的问题:首先,其特有的时变、多径信道将带来传输信号失真;其次,用户需求不断增加将导致频带资源紧张;再次,高速率信号传输将引入信号干扰^[3]。因此,宽带卫星通信系统结合 OFDM 技术成为克服上述缺陷的关键传输技术之一。

OFDM 采用正交多载波传输方式,具有高速的数据传输能力、高效的频谱利用率和良好的抗多径性能^[4]。然而,在宽带卫星移动通信中,由于多普勒频移和多径效应等会使信道产生时变多径衰落特性^[5],从而导致 OFDM 系统接收端信号失真,产生严重的子载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI)和符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI)。为了准确恢复信号,接收端需要精确地估计出卫星衰落信道的信息。

国内外研究者对 OFDM 系统中的信道估计技术已做了大量研究^[6-11],通常采用基于导频的信道估计技术,可分为三个步骤:首先,在发送端将导频插入到

收稿日期:2013-11-12

修回日期:2014-02-17

网络出版时间:2014-07-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61102069)

作者简介:王红娟(1989-),女,硕士研究生,研究方向为卫星通信;仲伟志,讲师,从事宽带通信、卫星通信等方面的研究工作。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20140717.1228.011.html>

指定位置;其次,在接收端利用导频数据获得导频位置的信道状态信息;最后,利用插值算法获得所有时频点的信道状态信息。LS、MMSE 和 SVD-MMSE 算法是三种典型的基于导频的信道估计算法。文中针对卫星移动信道中 OFDM 技术的特点,分析并讨论了 LS、MMSE 和 SVD-MMSE 三种典型的信道估计算法,并在 Matlab 环境下仿真比较了各种算法的性能。

1 信道模型

宽带卫星移动信道环境复杂,存在多种影响 OFDM 系统信号可靠传输的因素,包括多径衰落、多普勒频移、电离层闪烁以及阴影遮蔽等^[5]。为了方便研究系统的传输特性,文中将首先建立相应的卫星移动信道模型。

在宽带卫星移动信道中,信号传输速率较高,信道的相干带宽小于信号带宽,信道的时延扩展不容忽视。因此,该信道的一个重要特性就是频率选择性衰落,通常采用广义平稳非相关散射模型来描述它的统计特性^[12]。文中在仿真中采用经典的抽头延迟线模型^[13],对每个抽头系数 $\gamma_n(t)$ 都有一个多普勒谱 $\exp[-j\varphi_n(t)]$ 来描述其系数随时间的变化,对应的时变多径信道的冲激响应为:

$$h(t, \tau) = \gamma_0(t) + \sum_{n=1}^{N-1} \gamma_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (1)$$

$$\gamma_n(t) = \alpha_n(t) \exp[-j\varphi_n(t)]$$

式中, $\alpha_n(t)$ 为 t 时刻的随机信道幅度; $\varphi_n(t)$ 为 t 时刻的信道相位; $\tau_n(t)$ 为 t 时刻的时延; N 为多径分量的数目。

接收信号 $r(t)$ 与发送信号 $s(t)$ 之间的关系可以表示为:

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) + w(t) = \int_0^{\tau_{\max}} s(t - \tau) h(t, \tau) d\tau + w(t) \quad (2)$$

其中, $w(t)$ 表示信道上的加性噪声。

2 OFDM 系统模型

图 1 为 OFDM 系统框图。如图所示,在发送端,二进制数据信息首先完成符号调制和串并转换,在插入导频后,频域数据 $X(k)$ 经过快速傅里叶逆变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT), 得到时域数据 $s(n)$ 表示为:

$$s(n) = \text{IFFT}(X(k)) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(j \frac{2\pi kn}{N}) \quad (3)$$

其中, $k, n = 0, 1, \dots, N-1, N$ 表示子载波数。经过加循环前缀 (Cyclic Prefix, CP), 并串转换和数/模 (D/A) 变换后, 信号进入信道进行传送。在接收端通

过发送端的逆过程和信道估计技术恢复出原始信息。

接收信号 $r(t)$ 如公式 (2) 所示, 假定信道冲激响应 $h(t, \tau)$ 在时间 $[0, vT_s]$ 内取值, T_s 为采样周期, v 为整数, 满足 $vT_s \approx \tau_{\max}$ 。若接收端进行模/数变换时的采样速率足够高, 不存在混叠效应, 则式 (2) 的离散形式简化为:

$$r(n) = \sum_{m=0}^v h(m) s(n-m) + w(n) \quad (4)$$

对式 (4) 两边取快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT), 得到接收信号的频域表达式为:

$$Y(k) = H(k)X(k) + W(k) \quad (5)$$

式中, $H(k)$ 表示相应信道响应的频域值; $W(k)$ 表示相应加性高斯白噪声的频域值。

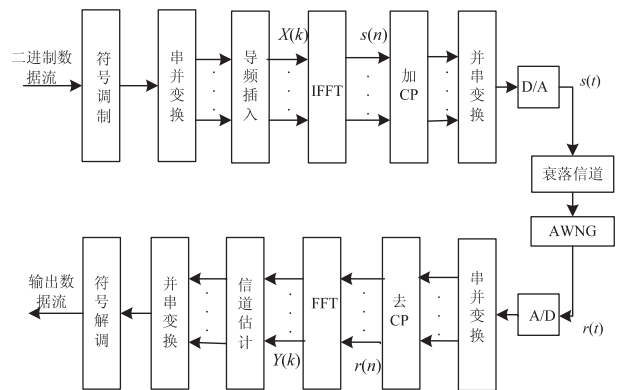


图 1 典型的 OFDM 基带系统模型

3 算法描述

3.1 LS 估计算法

基于 LS 的信道估计算法是最小平方意义上的估计方法, 即求得接收端与发送端之间的最小平方误差^[6]。设 H_p 为导频位置信道响应的准确值, H_p 的 LS 估计值为 $\hat{H}_{p,LS}$, 则基于 LS 信道估计的准则为:

$$\min \{E_{H,LS}\} = \min \{ (Y_p - X_p \hat{H}_{p,LS})^H * (Y_p - X_p \hat{H}_{p,LS}) \} \quad (6)$$

式中, X_p 是对角阵, 对角线上的值由导频位置处发送信号的频域值构成; Y_p 是导频位置处接收信号的频域值, $0 \leq p \leq M-1$, M 是每符号导频的个数。

从而得到 LS 算法的信道估计值为:

$$\hat{H}_{p,LS} = X_p^{-1} Y_p = H_p + \frac{W_p}{X_p} \quad (7)$$

式中, W_p 是在导频位置上的噪声干扰。

该算法简单易行, 只需在频域对导频处数据进行一次除法运算, 便能估计出导频位置的信道响应值。但由于该算法中存在 $\frac{W_p}{X_p}$ 项, 因此 LS 估计算法对噪声较为敏感, 在信道噪声较大时, 估计精度大大降低。

3.2 MMSE 估计算法

基于 MMSE 的信道估计算法是最小均方意义上的估计方法,即求得接收端与发送端之间的最小均方误差,对于 ICI 和噪声有很好的抑制作用^[6]。设 \mathbf{H}_p 的 MMSE 估计值为 $\hat{\mathbf{H}}_{p,\text{MMSE}}$,则基于 MMSE 信道估计的准则为:

$$\min \{E_{H,\text{MMSE}}\} = \min \{E[(\mathbf{Y}_p - \mathbf{X}_p \hat{\mathbf{H}}_{p,\text{MMSE}})^H * (\mathbf{Y}_p - \mathbf{X}_p \hat{\mathbf{H}}_{p,\text{MMSE}})]\} \quad (8)$$

从而得到 MMSE 算法的信道估计值为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{H_p}(\mathbf{R}_{H_p} + \sigma_w^2(\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1})^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{p,\text{LS}} \quad (9)$$

式中, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置; σ_w^2 为噪声方差; \mathbf{R}_{H_p} 表示导频处信道冲激响应的自相关矩阵且

$$\mathbf{R}_{H_p} = E\{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p^H\} \quad (10)$$

由式(9)可知,由于 MMSE 算法在求解时考虑了噪声的影响和信道状态信息的统计特性,因此该算法的估计误差显著降低,尤其在低信噪比时,有利于提高信道估计的精度。但是,进行 MMSE 信道估计时要进行矩阵 $\mathbf{R}_{H_p} + \sigma_w^2(\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1}$ 的求逆运算,系统子载波数越多,计算量越大,且在高速时变环境下需要不断更新数据。因此,该算法复杂度非常高,难以实现^[6-8]。

为了降低 MMSE 估计算法的复杂度,可以将 $(\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1}$ 由它的期望 $E\{(\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1}\}$ 来代替。当信号等概率调制时有:

$$E\{(\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1}\} = E\{|1/\mathbf{X}_p|^2\} \mathbf{I} \quad (11)$$

其中, \mathbf{I} 为单位阵。

如果定义平均信噪比 SNR 为 $E\{|1/\mathbf{X}_p|^2\}/\sigma_w^2$,此时由式(9)可以得到线性最小均方误差估计器为^[14]:

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{H_p}(\mathbf{R}_{H_p} + \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{p,\text{LS}} \quad (12)$$

其中,星座因子 $\beta = E\{|1/\mathbf{X}_p|^2\}E\{|1/\mathbf{X}_p|^2\}$ 与所采用的调制方式有关。则式(12)中 $\mathbf{R}_{H_p}(\mathbf{R}_{H_p} + \frac{\beta}{\text{SNR}}\mathbf{I})^{-1}$ 项在 X 变化的时候不需要重新计算。如果信道频域响应的自相关矩阵 \mathbf{R}_{H_p} 和 SNR 是先验已知的, $\mathbf{R}_{H_p}(\mathbf{R}_{H_p} + \frac{\beta}{\text{SNR}}\mathbf{I})^{-1}$ 只需要计算一次即可。

尽管经过简化使得 MMSE 估计算法的复杂度降低了很多,但是,每当信道或 SNR 有所改变时,式(12)都需要进行 $O(M^3)$ 阶乘法运算,其运算复杂度非常高,工程上难以实现。

3.3 SVD-MMSE 估计算法

为了减少 MMSE 算法的复杂度,采用改进的奇异值分解 SVD-MMSE 估计算法^[9]。对 \mathbf{R}_{H_p} 进行奇异分

解得到:

$$\mathbf{R}_{H_p} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H \quad (13)$$

其中, \mathbf{U} 为包含正交向量的酉矩阵; $\mathbf{\Lambda}$ 为包含奇异值 $\lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{M-1} \geq 0$ 的对角矩阵。

式(12)的估计值可以写成:

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,\text{SVD}} = \mathbf{U} \mathbf{\Delta} \mathbf{U}^H \hat{\mathbf{H}}_{p,\text{LS}} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{\Delta}$ 是对角阵且其对角线上的值为:

$$\delta_k = \frac{\lambda_k}{\lambda_k + \beta/\text{SNR}}, k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (15)$$

由以上分析可知,可通过去掉最小的基向量将 M 阶矩阵降为 n 阶,如图 2 所示,则式(14)可表示为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,\text{SVD}} = \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{\Delta}_n & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \hat{\mathbf{H}}_{p,\text{LS}} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{\Delta}_n$ 是矩阵 $\mathbf{\Delta}$ 的 $n \times n$ 阶左上角矩阵, n 通常比 M 小得多。

令 $\mathbf{q}_k = \delta_k \mathbf{u}_k$, 其中 \mathbf{u}_k 为奇异值 λ_k 对应的正交向量,式(16)可写成如下形式:

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,\text{SVD}} = \sum_{k=0}^{n-1} (\mathbf{u}_k^H \hat{\mathbf{H}}_{p,\text{LS}}) \mathbf{q}_k \quad (17)$$

与式(12)比较可知,该算法通过对矩阵变换的低级近似,有效地降低了实现的复杂度。

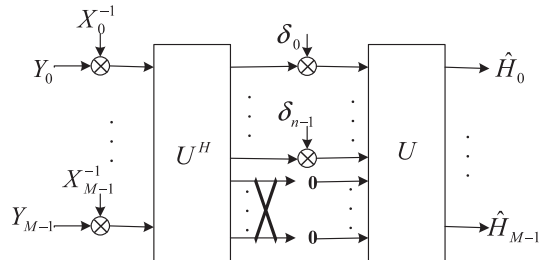


图2 n 阶 SVD 信道估计算法示意图

4 仿真结果与性能比较

在仿真中,采用抽头延迟线模型和图 1 所示的 OFDM 基带系统模型,对 LS、MMSE 和 SVD-MMSE 算法用 Matlab 进行仿真。在信道估计中使用梳状导频和分段线性插值算法。具体参数设置:系统带宽为 2 MHz,采样频率 $F_s = 8$ MHz,载波数为 1 024,信道多径数为 6,载波调制方式为 QPSK,保护间隔长度为 256,相邻导频间的间隔 $\text{pilotN} = 8$ 。

图 3 给出了宽带卫星移动信道仿真模型的频率响应图。如图所示,该信道仿真模型很好地反映了卫星衰落信道的频率选择性,当信号经过该信道时,在不同的频率处将受到不同程度的衰落。因此,接收端需要精确地估计出卫星衰落信道的信息,才能进行正确的数据解调,从而恢复出原始信号。

图 4 给出了衰落信道频率响应真实值与估计值的对比图,为了方便观察,只截取了其中 200 个频率采样

点值。如图 4 所示,接收端利用导频数据估计出所有时频点的信道状态信息,且不同的估计算法对 OFDM 系统的改善效果不同,其性能比较如图 5 所示。图 5 给出了不同信道估计算法下接收端误比特率 BER 与 SNR 的关系曲线。其中, No estimation 表示无信道估计时系统接收信号的误码率, LS、MMSE、SVD-MMSE 分别表示 LS、MMSE、SVD-MMSE 算法下估计的结果。

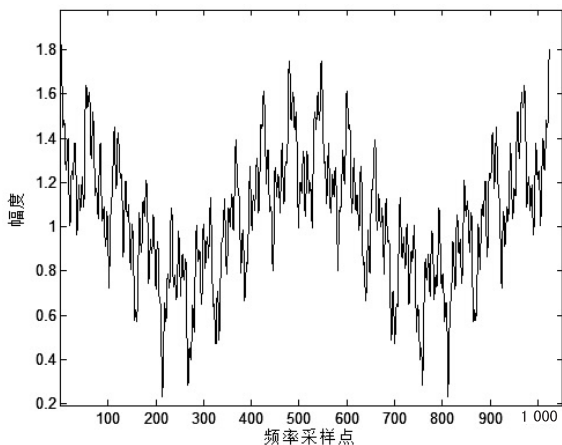


图 3 信道频率响应图

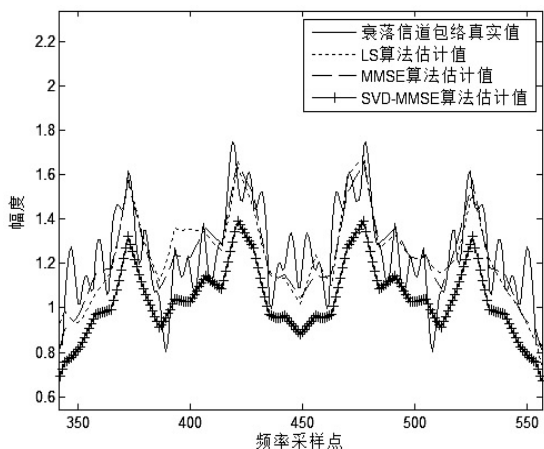


图 4 信道频率响应真实值与估计值对比图

如图 5 所示,信道估计技术能有效降低接收端的误比特率,改善基于 OFDM 的卫星移动通信系统的性能。在不同的信道估计算法中,MMSE 算法的性能远优于 LS 算法,尤其在低信噪比环境下,MMSE 算法性能提高了近 2 dB。这主要是由于 MMSE 算法在求解时考虑了噪声的影响和信道状态信息的统计特性。另外,MMSE 算法和 SVD-MMSE 算法的性能基本相同,然而简化的 SVD-MMSE 算法通过对矩阵变化的低级近似,降低了实现的复杂度,具有更大的优越性。

此外,为了研究导频的插入率对信道估计性能的影响,文中采用控制变量法,即令信噪比 SNR 为定值(文中取 SNR 为 10 dB),改变导频的插入率,从而得到不同导频插入率的性能曲线图。仿真结果如图 6 所示,其中 pilotN 表示相邻两导频的间隔。

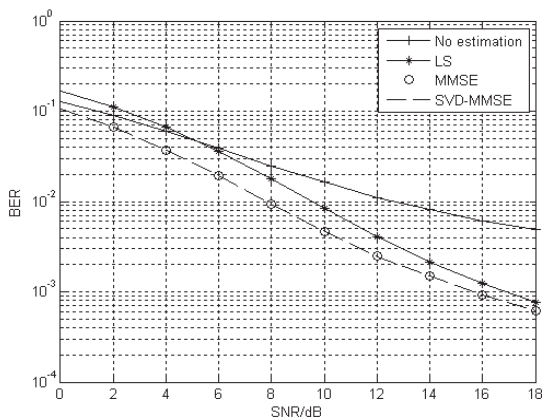


图 5 不同信道估计算法的性能比较

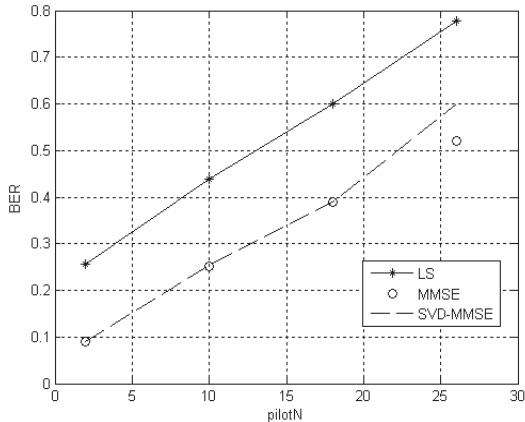


图 6 不同导频插入率的性能比较

如图 6 所示,导频插入率也会影响信道估计的性能。相邻两导频间的间隔越小,即导频插入率越高,信道估计精度越高,接收端误比特率值越小。但插入的导频越多,占用的频谱资源越多,降低了有效数据的传输速率和有效性噪比^[11]。因此,在实际系统中应在估计准确度和传输有效性之间进行折衷。

5 结束语

文中针对卫星移动通信系统中 OFDM 技术的特点,分析了宽带卫星移动信道的特性,建立了合适的信道模型和系统仿真模型,并在此基础上分析比较了几种经典的基于导频的信道估计算法。理论分析和仿真实验结果表明,信道估计技术能够有效地抑制卫星移动信道衰落产生的误码率,改善通信系统的性能。其中 SVD-MMSE 算法具有更大的优越性,它能有效降低 MMSE 算法的复杂度,同时获得较高的性能。此外,插入的导频数应在估计准确度和传输有效性之间取得折衷。

参考文献:

- [1] Iida T. Satellite broadband system: its needs and technology [C]//Proc of 10th international workshop on signal process-



图 3 测试图片(3)

4 结束语

文中利用了概率较大元素编码较短、概率较小元素编码较长的基本原理,利用 Huffman 的编码方法的一种特殊情形导出了一种多参数的数据编码方法,该方法对文献[1]所述三参数方法进行了改进,压缩效率进一步提高。文中用一个规模较小的元素参数合并表替代了传统方法中规模较大的数据编码表,并将数据编码分为十分简单的编码前缀和自然二进制数表示的编码后缀两部分,解码时通过编码前缀及元素合并参数表即可得到编码后缀的位数,并由此获得对应数据的区分码,根据区分码及其编码前缀得到对应的十进制数据,然后利用元素排序表即可复原原始数据。文中提供的多参数方法具有编解码过程简单和高效、压缩效率较高等特点。

参考文献:

[1] 高 健,饶 珺,孙瑞鹏. 基于 3-参数变长编码的图像无损压缩算法[J]. 自动化学报,2013,39(8):1289-1294.
[2] 陈 运. 信息论与编码[M]. 北京:电子工业出版社,2007.

(上接第 40 页)

ing for space communications. Rhodes Island: IEEE, 2008:1-6.
[2] 雍明远,梁 俊,袁小刚. 宽带移动卫星通信信道模型研究[J]. 通信技术,2009,42(1):65-67.
[3] 关庆阳. 低轨宽带卫星移动通信系统 OFDM 传输技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2011.
[4] 王文博,郑 侃. 宽带无线通信 OFDM 技术[M]. 第 2 版. 北京:人民邮电出版社,2007.
[5] 杨明川. 卫星移动信道衰落特性模拟研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2010.
[6] 陈明举. OFDM 系统中 MMSE 与 LS 信道估计算法的比较研究[J]. 四川理工学院学报(自然科学版),2009,22(2):91-93.
[7] 季 伟. OFDM 系统的信道估计算法研究[D]. 成都:电子科技大学,2009.
[8] Coleri S, Ergen M, Puri A, et al. Channel estimation tech-

[3] 冯 希. 几种图像无损压缩与编码方法的比较研究[D]. 北京:中国科学院研究生院,2008.
[4] 王学武,石跃祥. 对图像灰度级分段的压缩编码[J]. 计算机工程与设计,2006,27(2):222-223.
[5] 籍俊伟. 无损图像压缩技术的研究与应用[D]. 北京:北京化工大学,2004.
[6] 张晓咏,熊承义,胡开云,等. 基于灰度纹理信息的图像压缩感知编码与重构[J]. 计算机技术与发展,2013,23(1):47-50.
[7] 马媛媛,杨 峰,信 科,等. 基于 DCT 的 JPEG 图像压缩的研究[J]. 计算机技术与发展,2011,21(8):133-136.
[8] 周晓燕,王继成. 静止图像压缩标准 JPEG 和 JPEG2000 的多尺度模式[J]. 计算机技术与发展,2007,17(1):12-14.
[9] 吴凤辉,郑郁正. 小波变换在图像压缩中的应用[J]. 成都大学学报(自然科学版),2008,27(3):216-218.
[10] 刘立波. 一种用于图像压缩的积分小波变换算法[J]. 宁夏大学学报(自然科学版),2003,24(4):353-355.
[11] Stabno M, Wrembel R. RLH: bitmap compression technique based on run-length and Huffman encoding[J]. Information Systems, 2009,34(4-5):400-414.
[12] Yang Enhui, Wang Longji. Joint optimization of run-length coding, Huffman coding, and quantization table with complete baseline JPEG decoder compatibility[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2009,18(1):63-74.
[13] Papadonikolakis M E, Kakarountas A P, Goutis C E. Efficient high-performance implementation of JPEG-LS encoder[J]. Journal of Real-time Image Processing, 2008,3(4):303-310.
[14] Kavousianos X, Kalligeros E, Nikolos D. Optimal selective Huffman coding for test-data compression[J]. IEEE Transactions on Computers, 2007,56(8):1146-1152.

niques based on pilot arrangement in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2002,48(3):223-229.
[9] Edfors O, Sandell M, van de Beek J J, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition[J]. IEEE Trans on Communications, 1998,46(7):931-939.
[10] 樊同亮. OFDM 系统的信道估计和信号均衡技术的研究[D]. 重庆:重庆大学,2012.
[11] 尹长川,罗 涛,乐光新. 多载波宽带无线通信技术[M]. 北京:北京邮电大学出版社,2004.
[12] 仲伟志. 宽带卫星移动通信小波包分复用传输关键技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2010.
[13] Patzold M. 移动衰落信道[M]. 陈 伟,译. 北京:电子工业出版社,2009.
[14] Ozdemir M K, Arslan H. Channel estimation for wireless OFDM systems[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2007,9(2):18-48.

基于OFDM的卫星移动通信信道估计算法研究

作者: [王红娟](#), [仲伟志](#), [WANG Hong-juan](#), [ZHONG Wei-zhi](#)
作者单位: [南京航空航天大学 航天学院, 江苏 南京, 210006](#)
刊名: [计算机技术与发展](#) 
英文刊名: [Computer Technology and Development](#)
年, 卷(期): 2014 (9)

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Periodical_wjtz201409008.aspx