

空载波对 STBC-OFDM 系统信道估计性能的影响分析与改进

王 轶^{①②} 陶小峰^{①②} 张 平^{①②}

^①(泛网无线通信教育部重点实验室(北京邮电大学) 北京 100876)

^②(北京邮电大学无线新技术研究所 北京 100876)

摘要: 该文分析了空时分组码-正交频分复用(STBC-OFDM)系统中,空载波对基于离散傅里叶变换(DFT)信道估计的性能影响,推导出空载波影响下信道估计均方误差及误码率的解析式,并提出一种新的信道估计方法,通过时域乘以干扰因子矩阵的逆消除空载波引起的混叠,提高信道估计精度。仿真结果与理论结果相符,且表明改进的信道估计算法有效消除均方误差地板现象,提高系统性能。

关键词: 正交频分复用;信道估计;空时分组码;空载波

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)03-0640-05

Performance Analysis and Enhancement of Channel Estimation for STBC-OFDM Systems with Virtual Subcarriers

Wang Yi^{①②} Tao Xiao-feng^{①②} Zhang Ping^{①②}

^① (Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

^② (Wireless Technology Innovation Institute, Beijing 100876, China)

Abstract: Performance of Discrete Fourier Transform (DFT) based channel estimation for Space Time Block Code-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (STBC-OFDM) systems with virtual subcarriers is analyzed. The concise expressions for Mean Squared Error (MSE) and corresponding Bit Error Rate (BER) with the effect of virtual subcarriers are provided. Besides, a new channel estimation method based on zero-forcing is presented to eliminate aliasing distortion caused by virtual subcarriers. Simulation results demonstrate the accuracy of the analysis and the efficiency of new method.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Channel estimation; Space Time Block Code (STBC); Virtual subcarriers

1 引言

正交频分复用^[1](Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)与多天线技术^[2,3],如空时分组码(Space-Time Block-Code, STBC)的结合可有效对抗信道多径效应并提高系统频带利用率,已被先进移动通信系统广泛采用^[4]。在 STBC-OFDM 系统中,信道估计是其中的一项关键技术^[5-10],直接影响系统误码率性能。在现有的多天线信道估计算法中,基于离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)性质的信道估计算法^[8-10]以其良好的精度与较低复杂度成为信道估计算法研究的主流之一。在实际 OFDM 系统中,为降低对滤波器精度的要求,在系统频带高频部分预留空子载波作为保护。然而该处理使基于 DFT

的信道估计获得的时域冲激响应弥散到整个时间轴上而相互干扰,信道估计均方误差出现地板,从而系统误码率性能恶化。针对这一问题,文献[11,12]提出了基于信道预测或多项式相消编码训练符号的改进算法,但复杂度较高,且未能给出空载波对信道估计及系统误比特性能影响的解析表达式,无法为工程实现提供精确的理论依据,因此其应用具有较大的局限性。

本文完整地给出了受到空载波影响的信道估计算法的均方误差与误码率的闭合表达式,并提出了一种低复杂度的信道估计算法,将受到干扰的信道时域冲激响应乘以干扰矩阵的逆,有效抑制空载波的影响。最后给出了仿真结果。

2 系统模型

2.1 STBC-OFDM 系统结构

本文考查 2 发 1 收的 STBC-OFDM 系统(多根接收天线的系统可以由此延展),其系统框图如图 1 所示。系统带宽 B

2007-11-05 收到,2008-04-23 改回

国家 863 计划项目(2006AA01Z260)和国家自然科学基金重大项目(NSF60496312)资助课题

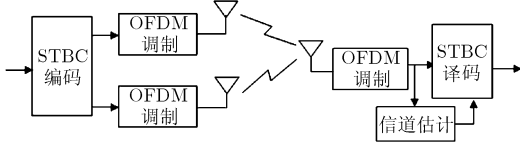


图1 STBC-OFDM 系统结构框图

被分为 N 个子载波,有效子载波数为 N_e ,其余 $N_c(N_c = N - N_e)$ 个位于频谱边缘的空载波预留作为保护频带。发送端采用 Alamouti 的 STBC 编码方案^[3],每两个 OFDM 符号为一编码块,在编码块的第一个 OFDM 符号周期内,天线 1 和天线 2 分别发送 $S_1[k]$ 和 $S_2[k]$,在第二个 OFDM 符号周期内分别发送 $-S_2^*[k]$ 和 $S_1^*[k]$ 。不失一般性,一个编码块内信道响应不变,则接收信号可表示为

$$Y_1[k] = \begin{cases} S_1[k]H_1[k] + S_2[k]H_2[k] + V_1[k], \\ k = -N_e/2, -N_e/2 + 1, \dots, N_e/2 - 1 \\ V_1[k], \text{ 其它} \end{cases} \quad (1)$$

$$Y_2[k] = \begin{cases} -S_2^*[k]H_1[k] + S_1^*[k]H_2[k] + V_2[k], \\ k = -N_e/2, -N_e/2 + 1, \dots, N_e/2 - 1 \\ V_2[k], \text{ 其它} \end{cases}$$

其中 $V_i[k]$ 表示均值为零方差为 σ_v^2 的加性复高斯噪声, $H_i[k]$ 表示第 i 根发送天线的第 k 个子载波上的频域信道响应:

$$H_i[k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_i(l) W_N^{kl\tau_l}, \quad W_N = e^{-j2\pi/N} \quad (2)$$

其中 $h_i(l)$ 表示第 i 根发送天线 ($i=1,2$) 到接收天线第 l 径 ($l=0,1,\dots,L-1$) 的信道衰落幅度, τ_l 表示第 l 径的时延扩展, L 为多径数。信道能量归一化,即 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_i(l)|^2] = \sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{h,l}^2 = 1$ 。

接收端通过线性处理获得发送信号 $S_1[k]$ 和 $S_2[k]$ 的估计值:

$$\begin{cases} \tilde{S}_1[k] = (H_1^*[k]Y_1[k] + H_2[k]Y_2^*[k]) / (|H_1[k]|^2 + |H_2[k]|^2) \\ \tilde{S}_2[k] = (H_2^*[k]Y_1[k] - H_1[k]Y_2^*[k]) / (|H_1[k]|^2 + |H_2[k]|^2) \end{cases} \quad (3)$$

2.2 基于 DFT 的信道估计模型

假设用作信道估计的导频占用 N_p 个子载波,它们相互间隔 D_f ($D_f \geq$ 发送天线数) 个子载波满足 $N_e = N_p D_f$,那么第 i 根天线对应的导频序列可表示为 $P_i = [P_i[-N_e/2 + i], P_i[-N_e/2 + D_f + i], \dots, P_i[N_e/2 - D_f + i]]$ 。接收到的频域信号为

$$Y_i(k) = H_i(k)P_i(k) + V_i(k),$$

$$k = -N_e/2 + i, -N_e/2 + D_f + i, \dots, N_e/2 - D_f + i, \quad i = 1, 2 \quad (4)$$

基于 DFT 的信道估计分为 3 个步骤:首先在频域获得各个发送天线频域信道响应最小二乘解:

$$\hat{H}_i(k) = \frac{Y_i(k)}{P_i(k)} = H_i(k) + \frac{V_i(k)}{P_i(k)} \quad (5)$$

然后按照式(6)对 $\hat{H}_i(k)$ 进行 $M(M = N/D_f)$ 点 IDFT 获得时域冲激响应 $\hat{h}_i(n)$:

$$\begin{aligned} \hat{h}_i(n) &= \frac{1}{M} \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} \hat{H}_i(i + mD_f) W_M^{-mn} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L-1} h_i(l) W_N^{(\tau_l i - (\tau_l - n)D_f/2)} \frac{\sin(\pi(\tau_l - n)N_p/M)}{\sin(\pi(\tau_l - n)/M)} \\ &\quad + v_i(n) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $v_i(n)$ 表示噪声 $V(k)/P_i(k)$ 经 IDFT 的结果。显然,当空载波存在时 ($N_p < M$), 原时域冲激响应每径的能量泄漏到 $\hat{h}_i(n)$ 的每个点上,造成信号混叠。当且仅当 $N_p = M$ 时,可恢复出理想的时域冲击响应。

最后,抑制高斯噪声对 $\hat{h}_i(n)$ 的影响,将 $\hat{h}_i(n)$ 的前 L' 个抽样点的值保留,而将其余的 $\hat{h}_i(n)$ 值清零,并补零至 N 点。相位补偿后做 N 点 DFT 获得最终的信道频域响应估计值 $\tilde{H}_i(k)$:

$$\tilde{H}_i(k) = \sum_{n=0}^{L'-1} \hat{h}_i(n) W_N^{-nk} W_N^{nk} \quad (7)$$

空载波造成信道冲激响应弥散到整个时间轴,导致清零处理在抑制高斯噪声影响的同时也删除了冲激响应泄漏的部分能量,导致频域响应 $\tilde{H}_i(k)$ 出现吉布斯现象,信道估计精度下降。

3 信道估计性能分析

3.1 均方误差性能分析

据上述分析,频域信道响应估计值 $\tilde{H}_i(k)$ 可表示为实际信道响应与估计误差之和,其矩阵形式为

$$\begin{aligned} \tilde{H}_i &= H_i + \left(\frac{1}{M} G W_{1,i} G_1 W_2^H G_2 (W_{3,i} h_i + \tilde{V}_i) - H_i \right) \\ &= H_i + B_i h_i + A_i \tilde{V}_i \\ &= H_i + \Delta H_i + \Delta V_i \quad \eta_i = \Delta H_i + \Delta V_i \quad H_i + \eta_i \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $W \in C^{N \times L'}$, $W_{1,i} \in C^{N \times L'}$, $W_2 \in C^{M \times M}$ 和 $W_{3,i} \in C^{M \times L}$ 为 DFT 变换矩阵,第 (n,m) 个元素分别为 $W_N^{\tau_m(n-N/2)}$, $W_N^{m(n-M/2)m}$ 及 $W_N^{\tau_m(D_f n + i - N/2)}$ 。 $\Delta H_i = B_i h_i$ 表示由信号泄漏引入的误差, $\Delta V_i = A_i \tilde{V}_i$ 表示由高斯噪声引入的误差。 $A_i = G W_{1,i} G_1 W_2^H G_2 / M$, $B_i = G (W_{1,i} G_1 W_2^H G_2 W_{3,i} / M - W)$ 。 $G \in C^{N \times N}$, $G_1 \in C^{L' \times N}$ 和 $G_2 \in C^{M \times M}$ 为置零矩阵,分别表示为

$$\begin{aligned} G(n,m) &= \begin{cases} 1, & n, m \in \Phi_1 \text{ 且 } n = m \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \\ G_1(n,m) &= \begin{cases} 1, & m < L' \text{ 且 } n = m \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \\ G_2(n,m) &= \begin{cases} 1, & n, m \in \Phi_2 \text{ 且 } n = m \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

集合 $\Phi_1 = \{x | x[(N - N_e)/2, (N + N_e)/2 - 1]\}$, $\Phi_2 = \{x | x \in [(M - N_p)/2, (M + N_p)/2 - 1]\}$ 。因此,信道估计的均方误差(MSE)为

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= \frac{1}{2N_e} \sum_{i=1}^2 E \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{H}}_i - \mathbf{H}_i \right\|^2 \right\} = \underbrace{\frac{1}{2N_e} \sum_{i=1}^2 E \left\{ (\mathbf{B}_i \mathbf{h}_i)^H (\mathbf{B}_i \mathbf{h}_i) \right\}}_{\text{MSE}_{\text{leak}}} \\ &+ \underbrace{\frac{1}{2N_e} \sum_{i=1}^2 E \left\{ (\mathbf{A}_i \tilde{\mathbf{V}}_i)^H (\mathbf{A}_i \tilde{\mathbf{V}}_i) \right\}}_{\text{MSE}_{\text{noise}}} \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可知, 系统存在空载波时, 均方误差由能量泄漏引入的误差 MSE_{leak} 和高斯噪声引入的误差 $\text{MSE}_{\text{noise}}$ 构成。下面具体分析这两部分的影响并得到均方误差的解析表达式。

3.1.1 高斯噪声引入的均方误差 根据式(10), 高斯噪声引入的 $\text{MSE}_{\text{noise}}$ 可表示为

$$\begin{aligned} \text{MSE}_{\text{noise}} &= \frac{1}{2N_e} \sum_{i=1}^2 E \left\{ \tilde{\mathbf{V}}_i^H \mathbf{A}_i^H \mathbf{A}_i \tilde{\mathbf{V}}_i \right\} = \frac{1}{2N_e} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=-N_e/2}^{N_e/2-1} \sigma_{V,k}^2 \\ &= \frac{\sigma_V^2}{N_e M^2 \sigma_P^2} \sum_{k=-N_e/2}^{N_e/2-1} \sum_{m=-N_p/2}^{N_p/2-1} \left| \frac{\sin(\pi L'(k-mD_f)/N)}{\sin(\pi(k-mD_f)/N)} \right|^2 \\ &\approx \frac{\sigma_V^2 N_p L'}{M^2 \sigma_P^2} = \frac{\sigma_V^2 N_e D_f L'}{N^2 \sigma_P^2} \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $\sigma_{V,k}^2 = \frac{\sigma_V^2}{M \sigma_P^2} \sum_{m=-N_p/2}^{N_p/2-1} \left| \frac{\sin(\pi L'(k-mD_f)/N)}{\sin(\pi(k-mD_f)/N)} \right|^2$ 表示第 k

个子载波上由高斯噪声引入的均方误差。由式(11)可见, 加性高斯噪声方差 σ_V^2 、导频密度 D_f 及总的子载波长度 N 一定时, 高斯噪声引入的均方误差为有效子载波数 N_e 及保留的抽样点数 L' 的单调递增函数, 同时为导频功率 σ_P^2 的单调递减函数。当导频功率与有效子载波数的乘积固定时(保持导频符号平均功率不变), 高斯噪声引入的均方误差 $\propto N_e$, $\propto L'$ 。

3.1.2 能量泄漏引入的均方误差 空载波导致的能量泄漏引入的 MSE_{leak} 可表示为

$$\begin{aligned} \text{MSE}_{\text{leakage}} &= \frac{1}{2N_e} \sum_{i=1}^2 E \left\{ \mathbf{h}_i^H \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{h}_i \right\} \\ &= \frac{1}{2N_e} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=-N_e/2}^{N_e/2-1} \sigma_{\text{leak},k}^2 \\ &= \frac{1}{2N_e} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=-N_e/2}^{N_e/2-1} \sum_{m=0}^{L-1} \left(\sigma_{h,m}^2 |b_i(n,m)|^2 \right) \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\sigma_{\text{leak},k}^2 = \sum_{m=0}^{L-1} \left(\sigma_{h,m}^2 |b_i(n,m)|^2 \right)$ 表示第 k 个子载波上由于信号泄漏引入的均方误差, $b_i(n,m)$ 为矩阵 \mathbf{B}_i 的元素, 可表示为

$$\begin{aligned} b_i(n,m) &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{L'-1} W_N^{k(n-i-N/2)} \sum_{l=(M-N_p)/2}^{(M+N_p)/2-1} W_M^{-k(l-M/2)} \\ &\quad \cdot W_N^{\tau_m(D_f l + i - N/2)} - W_N^{\tau_m(n-N/2)} \\ &= \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{L'-1} (-1)^k W_N^{(kn+(k-\tau_m)(D_f/2-i))} \\ \quad \cdot \frac{\sin(\pi N_p(k-\tau_m)/M)}{\sin(\pi(k-\tau_m)/M)} (-1)^{\tau_m} W_N^{\tau_m n}, n \in \Phi_1 \\ 0, \text{其它} \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

矩阵 \mathbf{B}_i 表示第 i 根发送天线上时域冲激响应间的干扰。当 $N_p=M$ (即 $N_e=N$) 时, $\sin(\pi N_p(\tau_m-k)/M)/\sin(\pi(\tau_m-k)/M)=N_p\delta(\tau_m-k)$, $b_i(n,m)=0$, 即矩阵 \mathbf{B}_i 为零矩阵, 此时无多径干扰。当 $M \gg \tau_{L-1}$ 且 $k \leq \tau_{L-1}$ 时, $\sin(\pi N_p(\tau_m-k)/M)/\sin(\pi(\tau_m-k)/M)$ 近似为 $N_p \text{sinc}(\pi N_p(\tau_m-k)/M)$ 。 $N_p \text{sinc}(\pi N_p(\tau_m-k)/M)$ 的拖尾随着 N_p 的增大而减小, 即 $|b_i(n,m)|^2$ 为有效子载波数 N_e 的单调递减函数。当 M 及 N_p 均一定时, $b_i(n,m)$ 仅随着保留的抽样点数 L' 而变化。经计算, $|b_i(n,m)|^2$ 与 L' 非单调变换, 而出现如图 2(a) 所示的 U 型函数关系。因此 L' 的取值存在折衷。值得注意的是, $|b_i(n,m)|^2$ 与噪声方差无关, 当信噪比趋于无穷大时, MSE 近似等于 MSE_{leak} , 信道估计 MSE 出现地板现象。图 2 给出了 N_e 一定时(具体系统参数与仿真条件见本文仿真结果与分析部分) L' 与 $\text{MSE}_{\text{noise}}$ 、 MSE_{leak} 的关系。

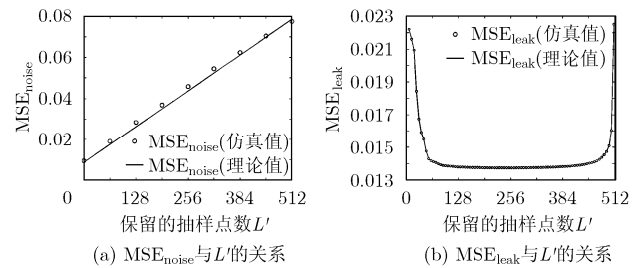


图 2 MSE_{leak} , $\text{MSE}_{\text{noise}}$ 与 L' 的关系

3.2 误码率性能分析

由于篇幅受限, 仅就信号 $\tilde{S}_1[k]$ 的误码率分析给出详细推导, 同理可得信号 $\tilde{S}_2[k]$ 表达式。将式(8)所得的频域信道响应代入式(3)可得

$$\begin{aligned} \tilde{S}_1[k] &= S_1[k] + (S_2[k]\Delta\Omega_{2,k} - S_1[k]\Delta\Omega_{1,k} + \Delta\Omega_{v,k}) \\ &\quad / (|\hat{H}_1[k]|^2 + |\hat{H}_2[k]|^2) \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $\Delta\Omega_{1,k} = \hat{H}_2[k]\eta_2^*[k] + \hat{H}_1[k]\eta_1[k]$, $\Delta\Omega_{2,k} = \hat{H}_2[k]\eta_1^*[k] - \hat{H}_1[k]\eta_2[k]$, $\Delta\Omega_{v,k} = \hat{H}_1^*[k]V_1[k] + \hat{H}_2[k]V_1^*[k]$ 。那么, 第 k 个子载波上的瞬时信噪比为

$$\gamma_k = \frac{(|\hat{H}_1[k]|^2 + |\hat{H}_2[k]|^2)\sigma_s^2}{(|\eta_1[k]|^2 + |\eta_2[k]|^2)\sigma_s^2 + \sigma_v^2/\sigma_p^2} \quad (15)$$

其中 σ_s^2 表示发送信号 $S[k]$ 的方差。若系统采用 M 进制移相键位调制(M-PSK)且二进制符号间符合格雷编码规则, 第 k 个子载波的误码率可表示为^[13]

$$\begin{aligned} P_b(k) &= \int_0^\infty \int_0^\infty p(\alpha_k, \beta_k) P_{\text{con}}(k) d\alpha_k d\beta_k \\ &= \frac{2}{\log_2 M} \int_0^\infty \int_0^\infty p(\alpha_k, \beta_k) \\ &\quad \cdot Q \left(\sin \frac{\pi}{M} \sqrt{\frac{2\alpha_k}{(\beta_k + \sigma_v^2/\sigma_p^2)\sigma_s^2}} \right) d\alpha_k d\beta_k \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\alpha_k = |\hat{H}_1[k]|^2 + |\hat{H}_2[k]|^2$, $\beta_k = |\eta_1[k]|^2 + |\eta_2[k]|^2$ 服从自由度为4的中心卡方分布, $p(\alpha_k, \beta_k)$ 为 α_k 和 β_k 的联合概率

密度函数, $P_{\text{con}}(k)$ 为 α_k 和 β_k 条件下的误码率。

根据文献[14]的结论, 当信道估计误差小于0.1时, 信道估计误差与信道响应相互独立, 即变量 α_k 和 β_k 相互独立, 且其均值分别为 $2(\sigma_{\text{leak},k}^2 + \sigma_{V,k}^2 + 1)$ 及 $2(\sigma_{\text{leak},k}^2 + \sigma_{V,k}^2)$, 此时误码率 $P_b(k)$ 可近似为

$$P_b(k) \simeq \frac{2}{\log_2 M} \iint Q \left(\sin \frac{\pi}{M} \sqrt{\frac{2\alpha_k}{(\beta_k + \sigma_v^2 / \sigma_p^2 \sigma_s^2)}} \right) \cdot p(\alpha_k) p(\beta_k) d\alpha_k d\beta_k \cdot \int_0^\infty p(\beta_k) \int_0^\infty p(\alpha_k) \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy d\alpha_k d\beta_k \cdot e^{\gamma_k (2\varphi_k^2 \gamma_k - 3 + 6\gamma_k + \varsigma \bar{\alpha}_k \varphi_k^2)} \quad (17)$$

其中 $\bar{\beta}_k = (\sigma_{\text{leak},k}^2 + \sigma_{V,k}^2)/2$, $\bar{\alpha}_k = (\sigma_{\text{leak},k}^2 + \sigma_{V,k}^2 + 1)/2$, $\gamma_k = (\bar{\alpha}_k \varsigma + \varpi) / 2\bar{\beta}_k$, $\varphi_k = \sqrt{\bar{\alpha}_k \varsigma / \bar{\beta}_k}$ 。那么, 对所有有效子载波的误码率取平均可获得系统的平均误码率:

$$P_{b_all} = \frac{1}{N_e} \sum_{k=-N_e/2}^{N_e/2-1} P_b(k) \quad (18)$$

4 新的信道估计算法

现有基于 DFT 信道估计算法均对估计得到的时域冲激响应 $\tilde{h}_i(m)$ 抑制高斯噪声处理, 通常将 $\hat{h}_i(n)$ 保留至信道最大时延扩展 (τ_{L-1}) 位置, 而其余的 $\hat{h}_i(n)$ 值清零^[8]。但空载波引入的能量泄露使信道最强径附近的抽样点受该径旁瓣干扰, 保留的抽样点并非实际信道响应, 且当 τ_{L-1} 相对 M 较大时, 该方法噪声抑制效果明显减弱, 导致系统在低信噪比时性能下降。

由式(6)可知, 空载波引起的能量泄露对时域上其它抽样点上的影响可通过下式表示:

$$\Delta h_i(n) = \frac{1}{M} \sum_{l=0, l \neq n}^{L-1} h_i(l) W_N^{(\tau_l - (\tau_l - n)N_p / 2)} \cdot \frac{\sin(\pi(\tau_l - n)N_p / M)}{\sin(\pi(\tau_l - n) / M)} + v_i(n) \quad (19)$$

因此, 可将 $\hat{h}_i(n)$ 乘以干扰矩阵的逆获得实际的信道冲激响应。通常认为各个发送天线经历的信道多径时延扩展特性相同, 因此可通过对多个发送天线及多个导频符号的联合统计确定多径时延位置, 提高多径检测的准确度。具体步骤如下:

设联合统计的导频符号数为 U , 第 u 个导频符号估得的信道响应以 $\hat{h}_{u,i}(n)$ 表示。将各个导频符号估得的 $\hat{h}_{u,i}(n)$ 保留至 τ_{L-1} 位置而将其余点清零, 按多径能量从大到小保留 $2L$ 个抽样点, 并用 $n_{u,0}, n_{u,1}, \dots, n_{u,2L-1}$ 表示抽样点的位置。从参与统计的 $4LU$ 个抽样点中选出出现频率最高的 $2L$ 个值, 用 $n_0, n_1, \dots, n_{2L-1}$ 表示, 并将对应的 $\hat{h}_{u,i}(n)$ 依次取出构成向量

$\hat{\mathbf{h}}_{u,i} = [\hat{h}_{u,i}(n_0), \hat{h}_{u,i}(n_1), \dots, \hat{h}_{u,i}(n_{2L-1})]^T$ 。根据确定的多径位置 $n_0, n_1, \dots, n_{2L-1}$ 构造干扰矩阵 δ_i , 其第 (p, q) 个元素为

$$\delta_i(n_p, n_q) = W_N^{(n_q i - (n_q - n_p)D_f / 2)} \frac{\sin(\pi(n_q - n_p)N_p / M)}{\sin(\pi(n_q - n_p) / M)} \quad (20)$$

将各个导频符号对应的 $\hat{h}_{u,i}(n)$ 分别乘以干扰矩阵 δ_i 的逆, 求得 U 组时域冲激响应 $\tilde{h}_{u,i}(n)$:

$$\begin{bmatrix} \tilde{h}_{u,i}(n_0) \\ \tilde{h}_{u,i}(n_1) \\ \vdots \\ \tilde{h}_{u,i}(n_{2L-1}) \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} \delta_i(n_0, n_0) & \delta_i(n_0, n_1) & \cdots & \delta_i(n_0, n_{2L-1}) \\ \delta_i(n_1, n_0) & \delta_i(n_1, n_1) & \cdots & \delta_i(n_1, n_{2L-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_i(n_{2L-1}, n_0) & \delta_i(n_{2L-1}, n_1) & \cdots & \delta_i(n_{2L-1}, n_{2L-1}) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \hat{h}_{u,i}(n_0) \\ \hat{h}_{u,i}(n_1) \\ \vdots \\ \hat{h}_{u,i}(n_{2L-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{u,i}(n_0) \\ h_{u,i}(n_1) \\ \vdots \\ h_{u,i}(n_{2L-1}) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{v}} \quad (21)$$

其中 $\tilde{\mathbf{v}} = N\delta^{-1}\mathbf{v}$ 表示噪声分量。将 U 组时域冲激响应 $\tilde{h}_{u,i}(n)$ 分别按多径能量从大到小保留 L 个抽样点, 从参与统计的 $2LU$ 个抽样点中取出出现频率最高的 L 个值定为最终多径时延值, 用 $\bar{n}_0, \bar{n}_1, \dots, \bar{n}_{L-1}$ 表示。将对应的 $\tilde{h}_{u,i}(n)$ 依次取出构成向量 $\tilde{\mathbf{h}}_{u,i} = [\tilde{h}_{u,i}(\bar{n}_0), \tilde{h}_{u,i}(\bar{n}_1), \dots, \tilde{h}_{u,i}(\bar{n}_{L-1})]^T$ 。分别将 $\tilde{\mathbf{h}}_{u,i}$ 补零至 N 点后做 DFT 获得最终信道频域响应估计值 $\tilde{H}_i(k)$ 。算法中保留的 L 条径的正确概率直接影响 $\tilde{H}_i(k)$ 的精度。如图 3 的仿真结果所示, 除最后一径由于功率过低淹没于噪声之中而未能被检测以外, 其余的径均能以趋近于 1 的概率被检测, 保证了 $\tilde{H}_i(k)$ 的精度。

5 仿真结果与分析

为验证上述分析, 对经典的基于 DFT 的信道估计算法与新的信道估计算法的均方误差及相应的系统误码性能进行了仿真。仿真条件按照 FuTURE 项目 B3G 系统参数设置。系统带宽为 3.5GHz, 子载波数为 $N=1024$, 其中两侧共预留 140 个空载波作为保护频带, 每帧共有 7 个 OFDM 符号作为导频, 设定 $U=7$ 。采用 2 发 1 收的空时分组码, 导频间隔 $D_f=2$ 。信道采用 COST 207 TU 模型^[15], 多普勒频率为 30Hz。

图 4 给出了文中所述的经典信道估计算法在空载波情况下的均方误差性能。比较了通过计算(据式(10)~式(12))得到的理论值与蒙特卡罗仿真结果。由图可见, 理论分析值与仿真值吻合, 均方误差出现地板效应。图中同时给出新的信道估计算法在空载波情况下的均方误差性能。新的算法相对经典算法中的均方误差下限能够带来约 12dB 的增益。

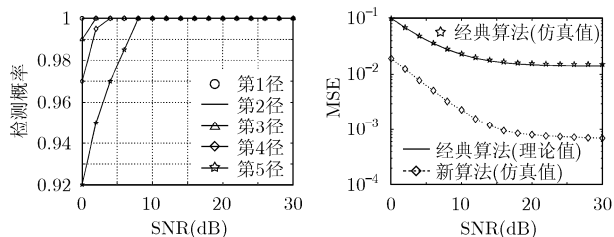


图3 多径时延的可检测概率

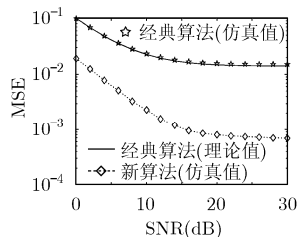


图4 信道估计均方误差性能

图5给出了经典估计算法在空载波 ($N_e=884$) 及满子载波 ($N_e=N=1024$) 情况下 STBC-OFDM 系统的误码率性能, 调制方式分别为 QPSK 及 8PSK 调制。由图可见, 理论值与仿真值完全吻合, 从而说明对于信道估计误差与信道估计响应相互独立的近似是可行的。空载波时的误比特曲线同样出现地板效应, 随着调制阶数的增大地板效应更加明显。图中也给出了新的信道估计算法在空载波及满子载波情况下的误码性能。同样地, 新的信道估计算法提升了系统性能, 有效改善地板效应, 与满子载波情况相比, 仅存在 1dB 的性能衰减。

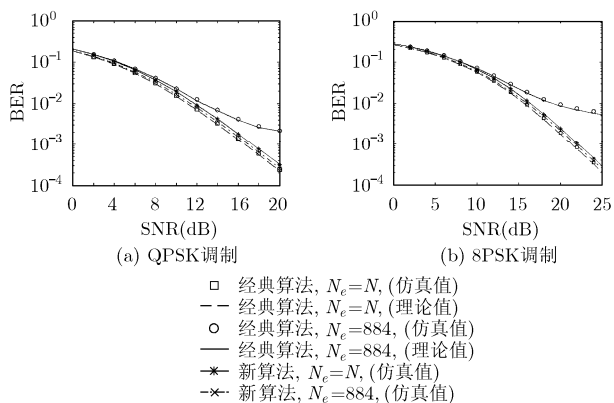


图5 系统误码率性能

6 结束语

本文首先描述了 STBC-OFDM 系统, 并详述了适用于该系统的基于 DFT 的信道估计算法。实际系统在系统频带的高频部分预留一些空载波作为保护, 此时基于 DFT 的信道估计性能显著下降。本文分析了空载波对信道估计的影响。着重研究了信号的泄漏问题, 推导出该情况下信道估计均方误差及此时系统误码率解析式, 并提出了新的信道估计算法, 通过对估计得到的信道时域冲激响应乘以干扰因子的逆消除空载波造成的混叠, 提高信道估计精度。仿真结果证明本文推导的解析式能正确表征空载波对信道估计及系统误比特性能的影响, 新的信道估计算法极大地降低了信道估计均方误差, 改善了系统性能。

参考文献

[1] Zou W Y and Yiuyan Wu. COFDM: An overview [J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 1995, 41(1): 1-8.
 [2] Foschini G. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using

multi-element antennas [J]. *Bell Labs Technical Journal*, 1996, 1(2): 41-59.
 [3] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451-1458.
 [4] Zhang P, Tao X F, and Zhang J H. A vision from Future beyond 3G TDD [J]. *IEEE Commun Magazine*, 2005, 43(1): 38-44.
 [5] Van de Beek J J, Edfors O, and Sandel M, et al. On channel estimation in OFDM systems [C]. *IEEE VTC*, Chicago, USA. Jul. 25-28, 1995: 815-919.
 [6] Li Y, Seshadri N, and Ariyavisitakul S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(3): 461-471.
 [7] 梁永明, 罗汉文, 黄建国. MIMO-OFDM 系统中一种基于自适应滤波的信道估计方法[J]. *电子与信息学报*, 2007, 29(2): 310-313.
 Liang Y M, Luo H W, and Huang J G. A method of channel estimation based on adaptive filtering in MIMO-OFDM systems [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(2): 310-313.
 [8] Auer G, Dammann A, and Sand S. Channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas by exploiting the properties of the discrete fourier transform [C]. *PIMRC*. Beijing, China. Sep. 7-10, 2003: 1954-1958.
 [9] Li Y. (Geoffrey). Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications, Science*, 2002, 1(1): 67-75.
 [10] Min H and Bhargava V K. An investigation into time-domain approach for OFDM channel estimation [J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2000, 46(4): 240-248.
 [11] Seo J W, Wee J W, and Park Y S, et al. DFT-based PSA channel estimation using linear prediction for OFDM systems with virtual carriers [C]. *IEEE VTC*, Stockholm, Sweden. May. 30- Jun. 1, 2005: 510-513.
 [12] 唐恬, 姜军, 张平. 一种基于 PCC 训练符号的 OFDM 信道估计方法[J]. *北京邮电大学学报*, 2007, 30(4): 37-40.
 Tang T, Jiang J, and Zhang P. A channel estimation algorithm for OFDM based on PCC training symbols [J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2007, 30(4): 37-40.
 [13] Proakis J G. *Digital Communication* [M]. 4th Edition. New York. McGraw-Hill, 1995: 254-283.
 [14] Hyunsoo C and Daesik H. Effect of channel estimation error in OFDM-based WLAN [J]. *IEEE Commun Letter*, 2002, 6(5): 190-192.
 [15] ITU-R Recommendation M. 1225, Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000 [S]. 1997.
 王 轶: 女, 1981 年生, 博士生, 研究方向为 OFDM 系统中的信道估计、空时码技术等。
 陶小峰: 男, 1970 年生, 副教授, 研究方向为 3G/Beyond 3G 关键技术、包括空时编码、MIMO、新型小区结构、群切换等。
 张 平: 男, 1959 年生, 教授, 研究方向为 3G/Beyond 3G 关键技术, 特别在多址技术、调制和编码技术等。