Subspace Based Blind Channel Estimation for STBC-OFDM Systems

CHEN Wei, FENG Guangzeng
College of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, China
e-mail: gzfeng@njupt.edu.cn

Abstract: This paper proposes a subspace-based blind channel estimation method using virtual carriers for STBC-OFDM systems with two transmit and two receive antennas. The proposed method can be applied to STBC-OFDM systems with CP or no CP. No CP can achieve lower systems complexity, and potentially lead to higher channel utilization. A few CPs significantly improve the accuracy of the channel estimation. Simulations show that the proposed method obtains accurate channel estimation and fast convergence.

Keywords: STBC-OFDM; blind channel estimation; cyclic prefix, virtual carriers

基于子空间的 STBC-OFDM 盲信道估计

陈玮，酆广增
南京邮电大学通信与信息工程学院，南京，中国，210003
e-mail: gzfeng@njupt.edu.cn

【摘　要】Changyong Shin[1]研究了利用 VC 对空间复用 MIMO-OFDM 系统进行子空间盲信道估计，该方法适用于 CP 不足和没有 CP 的情况。本文在文献[1]的基础上，提出了利用虚拟子载波对空时编码的 MIMO-OFDM（2 发 2 收 STBC-OFDM）系统进行子空间盲信道估计方案。该方案适用于有 CP 或无 CP 的情况。少量 CP 情况下利用虚拟子载波可以使信道估计的精度得以显著的提高，潜在地增加了信道的利用率。仿真结果表明，该方案可以获得信道的精确估计，且能快速收敛。

【关键词】STBC-OFDM；盲信道估计；循环前缀；虚拟子载波

与空时分组码相结合的 OFDM 系统称为 STBC-OFDM 系统。该系统保留了空时分组码的分集增益的同时，还具有 OFDM 系统的抗多径和频谱效率高等优点。由于 STBC-OFDM 综合了空时分组码与 OFDM 两方面的优势，成为研究的热点。

在 MIMO-OFDM 系统中，信号的相干检测需要信道冲击响应的可靠估计。基于训练序列的信道估计算法[3]浪费了带宽，而且复杂度较高。因此盲信道估计也成为学者们研究的热点。Zhiqiang Liu[4]提出了一种确定性的盲估计方法，这种方法要求信道传输函数互素并且传输信号是恒包络的。Shengli Zhou[5]提出了一种预编码方式下的基于子空间技术的半盲信道估计方法，预编码增加了系统的复杂度并且消耗了附加的带宽。Yonghong Zeng[2]提出了一种利用少量导频对 STC-ZP-OFDM 系统进行子空间半盲估计。在实际系统中由于发送频谱成形，将存在虚拟载波(Visual Carriers，VCs), 即这些子载波被置零而不带任何信息。虚拟载波(VC)的存在提供了信道估计的另一种资源。Changyong Shin[1]研究了利用 VC 对空间复用 MIMO-OFDM 系统进行子空间盲信道估计，该方法适用于 CP 不足和没有 CP 的情况。

本文在文献[1]的基础上，提出了一个使用虚拟子载波对空时编码的 MIMO-OFDM 系统（本文称为 STBC-OFDM 系统）进行子空间盲信道估计方案。如前所述，VCs 即 OFDM 符号上未调制的子载波，如图 2 所示，分布在调制载波的两端。比如在 IEEE 802.11a 标准中，每个 OFDM 符号的子载波数目是 64，有 12 个是用作 VCs 的。对于传统的有 CP-OFDM 来说，VCs 的引入可以使盲估计性能得到更大的提高。而对无 CP 的 OFDM 系统，可降低系统的复杂度，增加了信道的利用率。

文中符号意义如下：$(.)^T$ 代表矩阵转置，$(.)^*$代表共轭，$(.)^H$ 代表矩阵共轭转置，I 是单位矩阵，rank(X) 代表 X 的秩，span(X)代表 X 的列向量张成的子空间，

978-1-935068-06-8 © 2009 SciRes.

∗和⊗分别表示卷积和 Kronecker 乘积。

1 STBC-OFDM 系统模型

本文讨论的 STBC-OFDM 系统模型如图 1 所示。

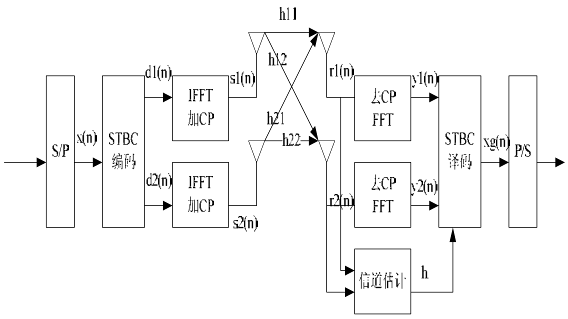

Figure 1. System model of STBC-OFDM
图 1. STBC-OFDM 的系统模型

该模型具有 M=2 个发射天线和 N=2 个接收天线。串/并转换后的发送数据 x(n)经过空时编码模块被分成两组：d1(n)和 d2(n)，其中 x(n)，d1(n)和 d2(n)均为 $Q\times 1$ 的列向量。$d1_{2k}=x_{2k}$，$d1_{2k+1}=-x_{2k+1}^{*}$，$d2_{2k}=x_{2k+1}$，$d2_{2k+1}=x_{2k}^{*}$，其中 $d1_k$ 和 x_k 分别表示 d1(n)和 x(n)的第 k 个数据。编码后的数据块可写成：

$$\begin{bmatrix} x_{2k} & -x_{2k+1}^{*} \\ x_{2k+1} & x_{2k}^{*} \end{bmatrix} \qquad (1)$$

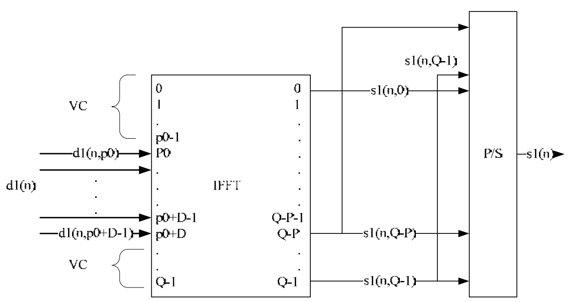

Figure 2. The IFFT module based on virtual carriers
图 2. 基于虚拟子载波的 IFFT 加 CP 模块

如图 2 所示，每个 OFDM 符号具有 Q 个子载波，使用第 p0 个子载波到第 p0+D-1 个子载波传输数据，而其余 Q-D 个未调制的载波就作为 VC。若令 p_0=0 及 D=Q，则系统就没有 VC 了。d1(n)和 d2(n)经过 Q 点的 IFFT 后再加 P 个 CP 后的数据符号分别用 s1(n)和 s2(n)来表示，数据长度为 Q+P。每根天线连续采集 J=2 个 OFDM 符号。n 表示第 n 个 OFDM 符号，(n,k)表示第 n 个 OFDM 符号的第 k 个子载波。定义如下：

$$d(n,k)=\left[d1(n,k),d2(n,k)\right]^{T} \qquad (2)$$

$$d(n)=\left[d^{T}(n,p_0),d^{T}(n,p_0+1),\cdots,d^{T}(n,p_0+D-1)\right]^{T} \qquad (3)$$

$$d=\left[d^{T}(n),d^{T}(n-1)\right]^{T} \qquad (4)$$

定义进行 IFFT 的变换矩阵 W(i)，W 和 W_0 分别为

$$W(i)=\frac{1}{\sqrt{Q}}\left[w_Q^{ip_0},w_Q^{i(p_0+1)},\cdots,w_Q^{i(p_0+D-1)}\right] \qquad (5)$$

其中 $w_Q=e^{j2\pi/Q}$

$$W=\left[W(Q-1)^{T},\cdots,W(0)^{T},W(Q-1)^{T},\cdots,W(Q-P)^{T}\right]^{T} \qquad (6)$$

$$W_0=I_J\otimes W\otimes I_M \qquad (7)$$

经 OFDM 调制后的发送数据为

$$s(n,k)=\left[s1(n,k),s2(n,k)\right]^{T} \qquad (8)$$

$$s(n)=\left[s^{T}(n,Q-1),\cdots,s^{T}(n,0),s^{T}(n,Q-1),\cdots,s^{T}(n,Q-P)\right]^{T} \qquad (9)$$

$$s=\left[s^{T}(n),s^{T}(n-1)\right]^{T} \qquad (10$$

将 M=2 个发射天线和 N=2 个接收天线之间的频率选择性信道模型化为一个 FIR 滤波器，并且假设信道阶数的上限为 L，$h_{ij}(l)$ 表示从发射天线 i 到接收天线 j 之间的信道冲激响应，则第 l 阶信道的抽头系数可表示为

$$h(l)=\begin{bmatrix} h_{11}(l) & h_{21}(l) \\ h_{12}(l) & h_{22}(l) \end{bmatrix} \qquad (11)$$

构造 $(J(Q+P)-L)N\times J(Q+P)M$ 维信道矩阵如下：

$$H=\begin{bmatrix} h(0) & \cdots & h(L) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h(0) & \cdots & h(L) & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & \\ 0 & \cdots & 0 & h(0) & \cdots & h(L) \end{bmatrix} \qquad (12)$$

定义 N 根接收天线上接收到的数据为:

$$r(n,k)=\left[r1(n,k),r2(n,k)\right]^{T} \qquad (13)$$

$$r(n)=\left[r^T(n,Q-1),\cdots,r^T(n,0),r^T(n,Q-1),\cdots,r^T(n,Q-P)\right]^T \quad (14)$$

$$r=\left[r^T(n),r^T(n-1)\left[1:N(Q+P-L)\right]\right]^T \quad (15)$$

设 n 为空间和时间均不相关的复高斯噪声向量，其均值为 0，方差矩阵为 $\sigma_n^2 I_{JN(Q+P)-NL}$。

$$r=Hs+n=HW_0d+n=Ad+n \quad (16)$$

2. 盲信道估计

在 $N\ge M$ 和 $(Q+P-D)\ge L$ 的条件下，且加性噪声与发送符号不相关，式(6)中信息符号向量 d 的自相关矩阵 $R_d=E\{dd^H\}$ 列满秩。式(15)中接收信号向量 r 的自相关矩阵 $R_r=E\{rr^H\}$ 可进行特征值分解，其特征向量 U 可分为向量 U_s 和向量 U_n，由它们分别构成信号子空间 $span(U_s)$ 和噪声子空间 $span(U_n)$ 为

$$U=[U_s\,|\,U_n]=\left[u_1,\cdots,u_{JMD}\,|\,u_{JMD+1},\cdots,u_{JN(Q+P)-NL}\right] \quad (17)$$

由于 span(A)和 span(U_s)共用维数为 JMD 的空间，且与 span(U_n)正交，故有以下正交关系：

$$u_i^H A=0 \qquad i=JMD+1,\cdots,JN(Q+P)-NL \quad (18)$$

定义(L+1)N×1 维信道响应向量 h_i 及信道系数矩阵 h 分别为：

$$h_i=\left[h_{i1}(0),h_{iN}(0),\cdots,h_{i1}(L),h_{iN}(L)\right]^T \quad (19)$$

$$h=[h_1,h_M] \quad (20)$$

由式(18)的正交关系可知，在实际中只有噪声子空间可以利用。通过如下最小化二次代价函数式可以得到信道估计矩阵 Hg。

$$C(H)=\sum_{i=JMD+1}^{JN(Q+P)-NL}\left\|g_i^H A\right\|_2^2=\sum_{i=JMD+1}^{JN(Q+P)-NL}\left\|g_i^H HW_0\right\|_2^2 \quad (21)$$

其中 g_i 是特征向量 u_i 平分为 $J(Q+P)-L$ 个相等的段，

$$g_i=\begin{bmatrix} g_i(1)\\ g_i(2)\\ \vdots\\ g_i(J(Q+P)-L)\end{bmatrix} \quad (22)$$

其中 $g_i(m)=\begin{bmatrix}u_i(2m-1)\\u_i(2m)\end{bmatrix}$ 是 $N\times 1$ 的向量。

由此构建 $N(L+1)\times J(Q+P)$ 维矩阵 G 如下：

$$G_i=\begin{bmatrix} g_i(1) & g_i(2) & \cdots & g_i(J(Q+P)-L) & 0 & \cdots & \cdots & 0\\ 0 & g_i(1) & g_i(2) & \cdots & g_i(J(Q+P)-L) & 0 & \cdots & 0\\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & & \ddots & 0\\ 0 & 0 & \cdots & 0 & g_i(1) & g_i(2) & \cdots & g_i(J(Q+P)-L)\end{bmatrix} \quad (23)$$

定义矩阵 Ω

$$\Omega=\sum_{i=JMD+1}^{JN(Q+P)-NL} G_i\left(I_J\otimes W^*W^T\right)G_i^H \quad (24)$$

于是可以将代价函数重写为：$C(H)=\sum_{i=1}^{M}h_i^H\Omega h_i$，限制 $\|h_i\|_2=1, 1\le i\le M$。那么信道系数矩阵的估计为：

$$hg=[hg_1,hg_M]=\underset{\|h_i\|_2=1}{\arg\min}\left(\sum_{i=1}^{M}h_i^H\Omega h_i\right) \quad (25)$$

因此式(12)的信道响应向量的估计就与矩阵 Ω 的最小的 M 个特征值所对应的特征向量有关，若 Ω 的最小 M 个特征向量表示为 $\hat{h}_1,\hat{h}_2$，则信道系数矩阵的估计为

$$hg=[hg_1,hg_M]=\left[\hat{h}_1,\hat{h}_2\right]a \quad (26)$$

其中 a 为 $M\times M$ 维模糊矩阵。信道模糊度是盲信道估计方法所固有的，可通过插入少量导频来消除[2]。

3 仿真结果及性能分析

发送数据为随机产生的 BPSK 信号，子载波数为 Q=16。信道的阶数 L=3，每径抽头系数 $h_{ij}(l)$ 独立同分布，满足零均值 σ_h^2=2 的高斯分布。每 N_b 个 OFDM 符号估计一次，假设信道在此期间是时不变的。加性噪声为空间不相关的复高斯白噪声，均值为 0，方差由信噪比 SNR 决定如下

$$SNR=10\log_{10}\frac{E\left\{\left|s1*h_{1i}+s2*h_{2i}\right|^2\right\}}{\sigma_i^2}\ (dB) \quad (27)$$

式中，sj 表示第 j 根发射天线发射的符号，h_{ij} 表示第 i 根发射天线和第 j 根接收天线间的信道冲击响应向量。信道模糊度 a 是在假设真实信道已知的情况下，式(26)的最小二乘解。为了度量信道估计性能，采用归一化均方误差 (NRMSE)作为性能的测量标准

$$NRMSE=\sqrt{\frac{1}{N_m MN(L+1)}\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N_m}\frac{\left\|hg_i^{(j)}-h_i^{(j)}\right\|_2^2}{\left\|h_i^{(j)}\right\|_2^2}} \quad (28)$$

978-1-935068-06-8 © 2009 SciRes.

式中 N_m 为 Monte Carlo 实验的次数，上标 j 表示第 j 次 Monte Carlo 实验，$hg_i^{(j)}$ 和 $h_i^{(j)}$ 分别表示估计信道响应向量和真实信道响应向量。

图 3 为固定 OFDM 符号数目(N_b=400)时，信道估计的归一化均方误差随信噪比的变化曲线。图 4 为固定信噪比时信道估计的归一化均方误差随 OFDM 符号数的变化曲线，作为例子，图 4 表示了 SNR=30 情况下的性能曲线，SNR=20、15、10。等其它情况下的性能曲线与之类似，不同 Nb 下不同 SNR 的平均信道估计归一化均方误差可从图 3 上得到。由图 3 和图 4 可以看出，信道估计的归一化均方误差 NRMSE 随着信噪比的增加以及 OFDM 符号数的增加都呈现下降的趋势，曲线也反映了本文提出的利用虚拟子载波对 STBC-OFDM 系统子空间盲信道估计算法的可行性。图 3 和图 4 给出了不同 D(数据符号数)、P(CP 长）和 p0(VC 长）时，即(D=16，P=4，p0=0)，(D=14，P=2，p0=1)和 (D=12，P=0，p0=2)时的信道估计归一化均方误差曲线，其中(D=16，P=4，p0=0)曲线代表 CP 长度充分但无 VC，(D=14，P=2，p0=1) 代表 CP 不充分但有 VC 利用，而(D=12，P=0，p0=2) 代表无 CP 但有 VC 利用。结论是采用本文提出的利用虚拟子载波对 STBC-OFDM 系统子空间盲信道估计方案，CP 长度充分时估计性能最好；CP 不充分但有 VC 利用时估计性能次之，可接近 CP 长度充分时估计性能，VC 的利用可有效地弥补因 CP 长度不足带来的估计性能下降；无 CP 但有 VC 利用时，本文提出的利用虚拟子载波对 STBC-OFDM 系统子空间盲信道估计方案仍可进行有效信道估计，但性能不如前两种情况。总之，本文提出的利用虚拟子载波对 STBC-OFDM 系统子空间盲信道估计算法是可行的，实际 STBC-OFDM 中由于发送频谱成形，将存在虚拟载波(VCs)，这些子载波不带任何信息，虚拟子载波的利用可提高估计的性能，潜在地增加信道利用率。

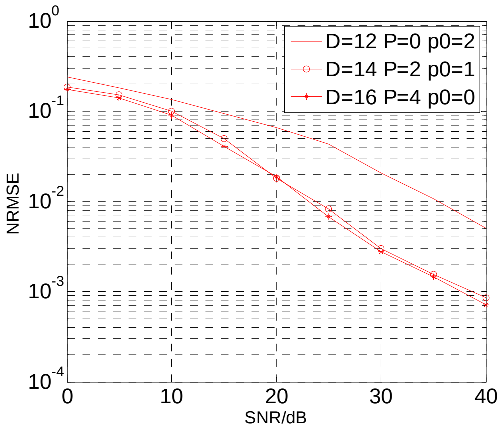

Figure 3. NRMSE vs SNR (N_b=400)
图 3. NRMSE 随 SNR 变化曲线(N_b=400)

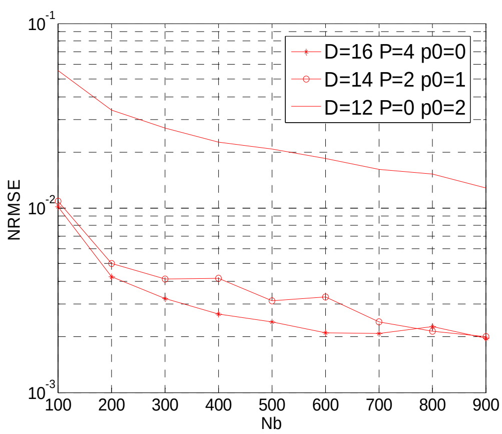

Figure 4. NRMSE vs N_b (SNR=30)
图 4. NRMSE 随 N_b 变化曲线（SNR=30）

4 结论

本文提出了一种 2 发 2 收 STBC-OFDM 系统利用虚拟子载波进行基于子空间的盲信道估计方法，不要求信道传输函数互质，发送信号不需要满足恒模条件，不需对发送信号进行预编码，适用于有 CP 的 OFDM 系统或无 CP 的 OFDM 系统，能快速收敛，鲁棒性较好，少量的 CP 可以使信道估计的精度得以显著的提高，可降低系统的复杂度，潜在地增加了信道的利用率。

References (参考文献)

[1] Changyong Shin, Robert W Heath, Jr., Edward J Powers et al.. Blind Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, Vol.56(2), pp. 670-685.

[2] Yonghong Zeng, W.H.Lam, and Tung Sang Ng, et al.. Semiblind Channel Estimation and Equalization for MIMO Space-Time Coded OFDM. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2006, Vol.53(2), pp.463-474.

[3] Sumei Sun, Ingo Wiemer, C.K.Ho, T.Tjhung, et al.. Training Sequence Assisted Channel Estimation for MIMO OFDM. IEEE Wireless Communications and Networking, 2003, Vol.1, pp. 38-43.

[4] Zhiqiang Liu, G.B.Giannakis, et al.. Transmit antennas space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, Vol.19(7), pp.1352-1364.

[5] Shengli Zhou, B.Muquet, and G.B.Giannakis, *et al.* Subspace-based(semi-) blind channel estimation for block precoded space-time OFDM. IEEE Trans. Signal Processing, 2002, Vol.50, pp.1215–1228.