

## 基于分群子载波空时频 MIMO-OFDM 信道估计

喻华文 尹俊勋 赖国庭

(华南理工大学电子与信息学院 广州 510640)

**摘要:** 针对空时频编码的 MIMO-OFDM 系统, 根据子信道相关特性确定子载波分群, 该文提出了独立子群导频法的信道估计处理策略, 并将导频序列由空、频两域扩展到空、时、频域, 能进一步提高估计精度。理论分析和计算机仿真表明, 在频率选择性衰落信道下, 基于空时频的独立子群导频法在较低运算复杂度下可以获得信道估计性能的明显改善。

**关键词:** MIMO-OFDM; 信道估计; 空时频编码; 分群子载波

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)01-0055-04

## Space-Time-Frequency Coded MIMO-OFDM Channel Estimation Based on Subcarrier Grouping

Yu Hua-wen Yin Jun-xun Lai Guo-ting

(College of Electronic & Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

**Abstract:** In the Space-Time-Frequency(STF) coded MIMO-OFDM system, dividing the subchannels into groups of less correlated subchannels and applying STF coding to group STF(GSTF) subsystems, this paper proposes novel the optimal training design for GSTF systems where one group is assigned for training and others groups are for data, and the channel estimation based on the optimal training sequence is extended into Space-Time-Frequency dimensions with considering the time dimension. Theoretical analysis and numerical results show that the scheme gives distinct improvements in the channel estimates on frequency-selective fading channels with low coding and decoding complexity.

**Key words:** MIMO-OFDM; Channel estimation; Space-Time-Frequency(STF) coding; Subcarrier grouping

### 1 引言

近年来的研究表明, 基于多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)空间分集的正交频分复用(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM)技术是对抗衰落、提高频谱利用率的重要手段。因其整合了天线阵列空时分集和信道编码技术, 能有效对抗多径衰落, MIMO-OFDM 技术成为高速宽带无线通信的重要技术之一, 诸如在下一代移动通信(B3G, 4G), IEEE 802.16 和 IEEE802.20 等标准中均有着广泛的应用前景<sup>[1]</sup>。

文献[2]研究了 MIMO 系统在空间相关莱斯快衰落信道下的平均成对差错概率, 为改善系统性能, 针对 MIMO-OFDM 系统采用了比特和功率自适应技术<sup>[3]</sup>。有研究提出空时频分组编码 OFDM 系统<sup>[4]</sup>或空时频(STF)编码系统<sup>[5]</sup>, 能获取在空时频等分集增益, 但增加编码的复杂度和降低系统的频谱利用率。在理想信道下, 一种新颖的空时频编码方案<sup>[6]</sup>表明, 使用星座预编码技术, 可通过子载波分组取得最大分集增益 MNL (其中  $M$  发射天线,  $N$  接收天线,  $L$  信道长

度)。文献[7,8]进一步讨论了基于循环延迟分集的空时频编码策略以及在瑞利快衰落信道下的 MIMO-OFDM 系统的性能; 在传统 MIMO-OFDM 系统的信道估计方面, 已有研究根据最小化 MSE 原则的 LS 参数化信道估计<sup>[9]</sup>, 若同时对导频作频域分集时域合并<sup>[10]</sup>, 可在低信噪比下表现尚佳, 但亦无法避免高信噪比时多普勒频移引起的系统误码平台。

本文的主要工作是: 在空时频编码的 MIMO-OFDM 系统中, 根据子信道相关特性确定子载波分群, 提出了由分群特性选择独立子群负责最佳训练序列的信道估计策略。本方法的核心如下, 首先在选择合适的系统参数控制下, 对 OFDM 进行子载波分群, 将传统的 OFDM 转化为分群 OFDM(GOFDM)系统; 进一步对子群分别进行空时频分组编码, 并同时选择独立子群负责信道估计的最佳训练序列, 将导频由空、频两域扩展到空、时、频域, 在降低编解码复杂度的同时, 也可改善信道估计精度。

### 2 分群子载波 STF MIMO-OFDM 系统

首先讨论普通 MIMO-OFDM 的系统模型, 考虑具有  $N_t$  个发射天线、 $N_r$  个接收天线的无线系统, 如图 1 所示。假设信道为频率选择性衰落, 单根天线的子载波数为  $P$  个, 在一个 OFDM 符号周期内, 视信道准静态衰落。

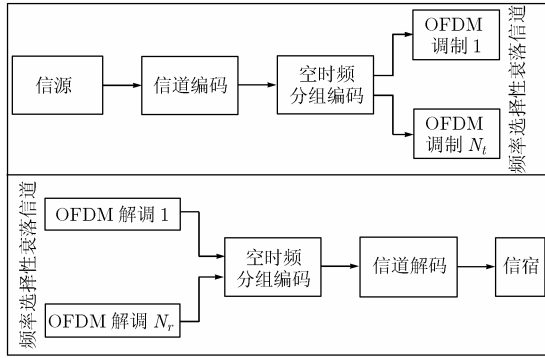


图1 空时频 MIMO-OFDM 系统

设  $L$  为设计所选择的信道长度, 则发射天线  $k$  与接收天线  $i$  的信道时域冲击响应:

$$\mathbf{h}^{(ki)} = [h^{(ki)}(0), \dots, h^{(ki)}(L-1)]^T \in \mathcal{C}^{L \times 1} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_h^2 \mathbf{I}_L) \quad (1)$$

由恒模星座图的  $y^{(k)}(p)$  经归一化处理得到  $y^{(k)}(p) / \sqrt{N_t}$ , 表示发射天线  $k$  第  $p$  子载波发送第  $l$  个 OFDM 符号。在理想时间同步和载波同步且 OFDM 循环前缀(Cyclic Prefix, CP)长度大于  $L-1$  时, 天线  $i$  在时刻  $l$  收到的信号

$$x^{(i)}(p) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{k=1}^{N_t} (y^{(k)}(p) H^{(ki)}(p) + \omega^{(i)}(p)) \quad (2)$$

其中  $i = 1, \dots, N_r$ ;  $p = 0, \dots, P-1$ ,  $H^{(ki)}(p) = \sum_{l=0}^{L-1} h^{(ki)}(l) \cdot e^{-j2\pi lp/P}$  表示  $l$  时刻发射天线  $k$  与接收天线  $i$  在第  $p$  子载波处的信道增益,  $\omega^{(i)}(p)$  是该信道的零均值  $\sigma_w^2$  方差独立同分布的复高斯白噪声, 则接收到的信号可表示为

$$\mathbf{X}(p) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \mathbf{Y}(p) \mathbf{H}(p) + \mathbf{W}(p) \quad (3)$$

其中  $[\mathbf{Y}(p) \in \mathcal{C}^{T \times N_t}]_{l,k} = y^{(k)}(p)$ ,  $[\mathbf{X}(p) \in \mathcal{C}^{T \times N_r}]_{l,i} = x^{(i)}(p)$ ,  $[\mathbf{H}(p) \in \mathcal{C}^{N_r \times N_t}]_{k,i} = H^{(ki)}(p)$ ,  $[\mathbf{W}(p) \in \mathcal{C}^{T \times N_r}]_{l,i} = \omega^{(i)}(p)$ , 且  $k = 1, \dots, N_t$ ,  $i = 1, \dots, N_r$ ,  $l = 1, \dots, T$ ,  $p = 0, \dots, P-1$ 。

设  $H^{(ki)}(p)$  表示  $h^{(ki)}(l)$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  的  $P$  点离散傅里叶变换的第  $p$  项, 且  $\mathbf{\Omega}(p) = \mathbf{I}_{N_t} \otimes \boldsymbol{\omega}^T(p)$ , 其中  $\boldsymbol{\omega}(p) = [1, \exp(-j2\pi p/P), \dots, \exp(-j2\pi p(L-1)/P)]^T$ , 且设定对应的信道增益矩阵表示为  $\mathbf{H}_h = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{N_t}]$ , 其中  $\mathbf{h}_i = [h^{(1i)}(0), \dots, h^{(1i)}(L-1), \dots, h^{(N_i i)}(0), \dots, h^{(N_i i)}(L-1)]^T$ , 则接收信号矩阵式(3)进一步表示为

$$\mathbf{X}(p) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \mathbf{Y}(p) \mathbf{\Omega}(p) \mathbf{H}_h + \mathbf{W}(p) \quad (4)$$

在天线对间所有子载波上的接收信号可矩阵化为

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \mathbf{D}_Y \mathbf{\Omega} \mathbf{H}_h + \mathbf{W} \quad (5)$$

其中  $\mathbf{X} = [\mathbf{X}^T(0), \dots, \mathbf{X}^T(P-1)]^T$ ,  $\mathbf{D}_Y = \text{diag}[\mathbf{Y}(0), \dots, \mathbf{Y}(P-1)]$ ,  $\mathbf{\Omega} = [\mathbf{\Omega}^T(0), \dots, \mathbf{\Omega}^T(P-1)]^T$ ,  $\mathbf{W} = [\mathbf{W}^T(0), \dots, \mathbf{W}^T(P-1)]^T$ 。显然, 编码矩阵  $\mathbf{D}_Y$  可设计为满集增益  $N_t N_r L$ , 但其编解码计算复杂度将随子载波数  $P$  呈指数增

长。

文献[6]提出了空时频编码 MIMO-OFDM 的等间隔子载波分群策略, 是根据相近的信道特性对天线对间的子载波分群处理, 从而可将编解码限制在子载波子群内处理, 相对于全部子载波整体处理而言, 复杂度显著降低。由原来的复杂度随着子载波数呈指数上升, 降低为复杂度对子群内子载波数呈指数关系、对子群数成线性关系, 显著降低了系统编解码的复杂度, 同时也简化了导频序列的构造。

分群子载波策略是将  $P$  个子载波分拆至  $M = P/L$  个子载波组中, 形成单独的载波子群, 即所有子载波按照发送接收天线对间信道长度  $L$ , 共形成  $M$  个子群, 每个子群中存在  $L$  个子载波数, 同时证明提出, 相对其它划分因子, 选择信道长度  $L$  来划分子群, 能最大程度减少编解码复杂度。经过分群后的空时频 MIMO-OFDM 编码矩阵  $\mathbf{D}_Y$  进一步表示为

$$\mathbf{D}_{Y_m} = \text{diag}[\mathbf{Y}(p_m^{(1)}), \dots, \mathbf{Y}(p_m^{(L)})] \quad (6)$$

$\{p_m^{(i)} = (i-1)M + (m-1)\}_{i=1}^L$  是等间隔子载波组列表中第  $m$  个子群表示,  $m = 1, \dots, M$ ;  $p_m^{(i)}$  则是第  $m$  子群中第  $i$  子载波, 其中各子群均包括  $L$  数目的子载波。则第  $m$  个子群接收信号为

$$\mathbf{X}_m = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \mathbf{D}_{Y_m} \mathbf{\Omega}_m \mathbf{H}_h + \mathbf{W}_m, \quad m = 1, \dots, M \quad (7)$$

其中  $\mathbf{X}_m = [\mathbf{X}^T(p_m^{(1)}), \dots, \mathbf{X}^T(p_m^{(L)})]^T$ ,  $\mathbf{\Omega}_m = [\mathbf{\Omega}^T(p_m^{(1)}), \dots, \mathbf{\Omega}^T(p_m^{(L)})]^T$ ,  $\mathbf{W}_m = [\mathbf{W}^T(p_m^{(1)}), \dots, \mathbf{W}^T(p_m^{(L)})]^T$ 。

本文提出的基于空时频 MIMO-OFDM 独立子群最佳训练序列的信道估计策略, 是取其中一个子载波群作为信道估计的最佳导频序列发送, 其它剩余子载波群发送信号; 在接收端, 解码部分依照低复杂度的子群模式处理信道估计序列, 获得信道估计信息后, 用于数据信号的接收解码处理, 无论是信道估计本身, 还是信号的发送接收, 均是针对子群进行, 其编解码复杂度同子群内的子载波数呈指数关系, 且同子群数呈线性关系, 不再是原来同所有子载波数呈指数关系。

接收端, 不失一般性, 在  $M$  个子载波群中选取第  $m_\tau \in [1, M]$  个作为信道估计的最佳导频序列发送子群, 同时对第  $m_\delta \in [1, M]$  ( $m_\delta \neq m_\tau$ ) 个信号发送子群作性能评估。首先, 第  $m_\tau$ ,  $m_\delta$  个子群接收到的信号分别表示为

$$\mathbf{X}_{m_\tau} = \frac{\sigma_\tau}{\sqrt{N_t}} \mathbf{D}_{Y_{m_\tau}} \mathbf{\Omega}_{m_\tau} \mathbf{H}_h + \mathbf{W}_{m_\tau} \quad (8)$$

$$\mathbf{X}_{m_\delta} = \frac{\sigma_\delta}{\sqrt{N_t}} \mathbf{D}_{Y_{m_\delta}} \mathbf{\Omega}_{m_\delta} \mathbf{H}_h + \mathbf{W}_{m_\delta} \quad (9)$$

其中  $\sigma_\tau^2$ ,  $\sigma_\delta^2$  表示在  $N_t$  个发射天线中, 对应子群  $m_\tau$ ,  $m_\delta$  内单个子载波发送一个 OFDM 符号的平均功率。综合表达式(4), 式(8), 式(9), 可得

$$\sigma_\tau^2 L T + \sigma_\delta^2 L (M-1) T = P T \Leftrightarrow \frac{\sigma_\tau^2 L T + \sigma_\delta^2 L (M-1)}{P} = 1 \quad (10)$$

### 3 频率选择性衰落下独立子群信道估计

首先对导频信道作出基于线性最小均方差(LMMSE)估计, 等式(8)中信道  $\mathbf{H}_h$  估计为

$$\hat{\mathbf{H}}_h = \frac{\sqrt{N_t}}{\sigma_\delta} \left( \frac{\sigma_\omega^2 N_t}{\sigma_h^2 \sigma_\tau^2} \mathbf{I}_{N_t L} + (\mathbf{D}_{Y_{m_r}} \boldsymbol{\Omega}_{m_r})^H \mathbf{D}_{Y_{m_r}} \boldsymbol{\Omega}_{m_r} \right)^{-1} \cdot (\mathbf{D}_{Y_{m_r}} \boldsymbol{\Omega}_{m_r})^H \mathbf{X}_{m_r} \quad (11)$$

该线性模型的误差方差估计为

$$\sigma_h^2 = \frac{1}{N_r N_t L} \text{tr} \left( E \left[ \text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_h) \text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_h)^H \right] \right) \\ = \frac{\sigma_h^2}{N_r N_t L} \text{tr} \left[ \left( \mathbf{I}_{N_t L} + \frac{\sigma_\tau^2 \sigma_h^2}{N_t \sigma_\omega^2} (\mathbf{D}_{Y_{m_r}} \boldsymbol{\Omega}_{m_r})^H \mathbf{D}_{Y_{m_r}} \boldsymbol{\Omega}_{m_r} \right)^{-1} \otimes \mathbf{I}_{N_r} \right] \quad (12)$$

若设定  $\bar{\mathbf{Y}}_{m_r} = \mathbf{D}_{Y_{m_r}} \boldsymbol{\Omega}_{m_r}$ , 上式可简化为

$$\sigma_h^2 = \frac{\sigma_h^2}{N_r N_t L} \text{tr} \left[ \left( \mathbf{I}_{N_t L} + \frac{\sigma_\tau^2 \sigma_h^2}{N_t \sigma_\omega^2} \bar{\mathbf{Y}}_{m_r}^H \bar{\mathbf{Y}}_{m_r} \right)^{-1} \otimes \mathbf{I}_{N_r} \right] \quad (13)$$

信道增益矩阵中, 共有  $N_t N_r L$  个  $h_i^{(q)}(l)$ ,  $q = 1, \dots, N_t$ ,  $i = 1, \dots, N_r$ ,  $l = 0, \dots, L-1$ , 因此  $\mathbf{X}_{m_r}$  维数  $LT \times N_r$  需满足  $LT \times N_r \geq N_t N_r L$ , 也即  $T \geq N_t$ . 在该约束下, 独立子群中子载波数目至少应为  $N_t$ , 方可得到正确的信道估计。

MIMO-OFDM 系统的 LS 信道估计的最佳训练序列不仅需要满足等间隔、等功率地插入导频符号, 还需要导频间保持相移正交<sup>[9]</sup>, 方可表现出最佳的信道估计精度。文献[8]进一步指出, 天线对间用于信道估计的导频数应满足  $N_p \geq N_t L$ 。将该 LS 信道估计的导频设计推广到空时频编码的 MIMO-OFDM 系统中, 情况有所不同。若设定天线对间的导频数满足  $N_p = LT$ , 则单个 OFDM 符号中会存在  $L$  个导频点。在空时频编码方案中, 需同时将导频序列从空、频两域扩展到空、时、频域, 并将编码后的导频序列经由单个子载波子群发送。在空时频 3 域上同时编码, 可使得特定导频点上的最佳训练序列同其它天线间正交, 从而避免了导频的相移正交设计, 降低了导频序列设计复杂度。考虑到分群子载波中子群划分是依据信道相关特性, 因此训练序列的信道响应不但在 OFDM 符号周期内可视为准静态衰落, 在多个连续符号周期内同样可近似准静态处理, 极大地降低整个系统的设计和编解码复杂度。

由于  $\text{tr}(\bar{\mathbf{Y}}_\xi^H \bar{\mathbf{Y}}_\xi)$  同系统的参数选择有关, 同  $\bar{\mathbf{Y}}_\xi$  的选择无关(证明略), 因此在满足发射功率约束下, 为减小误差方差估计值  $\sigma_h^2$ , 最简单的导频序列即是选择单位矩阵的倍数作为最佳训练序列。由式(13), 可使得误差方差估计值  $\sigma_h^2$  最小化的最佳训练序列  $\bar{\mathbf{Y}}_\xi$  的选择准则为

$$\text{满足值 } \text{tr} \left[ \left( \mathbf{I}_{N_t L} + \frac{\sigma_\tau^2 \sigma_h^2}{N_t \sigma_\omega^2} \bar{\mathbf{Y}}_{m_r}^H \bar{\mathbf{Y}}_{m_r} \right)^{-1} \right] \text{ 最小化, 且满足}$$

$$\text{tr}(\bar{\mathbf{Y}}_{m_r}^H \bar{\mathbf{Y}}_{m_r}) = TN_t L^2.$$

据该最佳训练序列的选择准则, 可选择序列  $\bar{\mathbf{Y}}_{m_r}$ , 使得式(14)成立:

$$\bar{\mathbf{Y}}_{m_r}^H \bar{\mathbf{Y}}_{m_r} = T L \mathbf{I}_{N_t L} \quad (14)$$

多个 OFDM 符号间等间隔子载波子群简化了导频序列的设计, 针对单个子载波上等间隔最佳训练序列的设计来说, 则相当于在平坦衰落 MIMO 信道下正交序列的设计。不妨以简单的 Alamouti 编码为例, 在等间隔子载波组中采用 2 个放射天线的, 且使用  $T = N_t = 2$  个 OFDM 符号作为导频值, 则式(11)可重新表示为

$$\hat{\mathbf{H}}_h = c \mathbf{H}_h + U \quad (15)$$

其中  $c = \sigma_h^2 \sigma_\tau^2 L / (\sigma_\omega^2 N_t + \sigma_h^2 \sigma_\tau^2 L)$ ,  $[U]_{i,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_u^2)$ ,  $\sigma_u^2 = N_t \sigma_\omega^2 \sigma_h^2 L \sigma_\tau^2 / (\sigma_\omega^2 N_t + \sigma_h^2 \sigma_\tau^2 L)^2$ 。

### 4 仿真试验和结果分析

针对本文提出的独立子群导频的空时频 MIMO-OFDM 系统进行了计算机仿真。由于 MIMO-OFDM 信道估计时是对每根接收天线分别进行估计, 与接收天线数无关, 因此仿真中可使用两发射一接收天线设置, 实际信道长度等于设计信道长度  $L = L_{\text{real}} = 1, 2, 3$ , 可实现的最大分集增益分别是 2, 4, 6。OFDM 子载波数  $P = 64$ , 时域采样周期  $T_s = 7.8125 \mu\text{s}$ , 载波使用具有恒模特性的 QPSK 调制, 载波频率  $f_c = 5 \text{GHz}$ ; 性能指标是不同信噪比(SNR)的比特误码率误码率(BER)对比分析, 如图 2, 图 3 所示, 给出了空时频组码的性能仿真曲线。

仿真曲线图 2 为在 MIMO-OFDM 系统中, 基于 802.16 导频信道估计, FDTC 导频信道估计<sup>[10]</sup>, 理想信道估计的空频编码<sup>[11]</sup>, 基于分群子群导频信道估计的空时频编码, 理想信道估计的空时频编码分群系统时的系统性能 BER 比较。当 SNR=15dB, BER=1%时, 相对于理想信道估计的空频码, 分群子群导频策略性能改善约 1.5dB; 当 SNR  $\geq 20$ dB 时, 文献[10]FDTC 导频信道估计系统出现误码平台(由多普勒频移引起的信道估计固有误差引入), 本文推荐的导频策略仍然能够合适的工作, 且在 SNR=17.5dB 后, 性能较 FDTC 导频信道估计为好。图 2 也显示了基于空时频分群 MIMO-OFDM 系统本身性能表现, 在理想信道估计下,

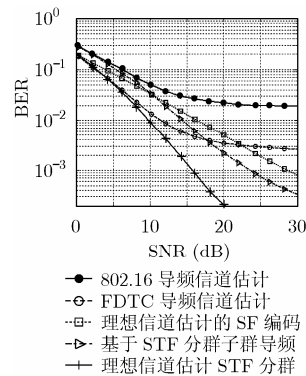


图 2 独立子群导频信道估计系统性能比较

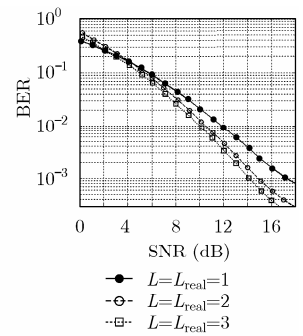


图 3 不同信道长度的系统性能比较

表1 算法复杂度比较

复杂度	传统空时频编码	分群子载波空时频编码
	$\mathcal{O}(N_t) \times \mathcal{O}(N_r) \times \mathcal{O}(2^P)$	$\mathcal{O}(N_t) \times \mathcal{O}(N_r) \times \mathcal{O}(L) \times \mathcal{O}(2^{P/L})$
当前仿真 $N_t = 2, N_r = 1, L = 2, P = 64$	$\mathcal{O}(3.6893\text{e}+19)$	$\mathcal{O}(1.7180\text{e}+10)$
若采用 $N_t = 4, N_r = 2, L = 8, P = 128$	$\mathcal{O}(2.7223\text{e}+39)$	$\mathcal{O}(4194304)$

无论在低信噪比还是高信噪比下,均有着良好的性能曲线。图3表明,在较高信噪比时,随着信道分集的增加,系统的性能有所改善,考虑到信道多径增加需要在空时频域的冗余设计带来的性能损失,整体性能表现并未能同分集呈线性关系。

算法复杂度分析见表1所示,未采用分群子载波时,编解码复杂度同子载波数呈指数关系,使得在多子载波数时,系统的计算复杂度较高。分群后,编解码是以群为单位进行,仅同群内的子载波数呈指数关系,同子群数成线性关系。若以当前仿真示例,其中信道长度  $L = 2$ ,计算复杂度成多个数量级降低。若信道长度  $L = 8$ ,则计算复杂度呈绝对优势,不过系统性能不会因此提升,反而可能由于多径长度过大导致系统性能有所下降。

## 5 结束语

本文从理论上分析了空时频MIMO-OFDM系统的子载波分群策略,并针对发射分集的移动时变信道,基于最小化MSE的原则提出了一种基于独立子群导频设置策略,并将导频的最佳训练序列由空、频两域扩展到空、时、频域,仿真结果表明该方法在非理想信道下,能以较低的计算复杂度获得较好的信道估计精度,从而改善传统MIMO-OFDM系统性能:在子载波数较多的宽带MIMO-OFDM情况下,该子载波分群策略依照信道的相关特性确定不相关的子载波分组,能减小编码和解码的复杂性,证明具重要的实际应用价值。

## 参考文献

- [1] Stuber G L, Barry J R, and McLaughlin S W. Broadband MIMO-OFDM wireless communications. *Proceedings of the IEEE*, 2004, 92(2): 271-294.
- [2] 赖国庭, 尹俊勋, 喻华文. MIMO系统在空时二维相关莱斯快衰落信道下的性能. *电子与信息学报*, 2006, 28(8): 1364-1367. Lai Guo-ting, Yin Jun-xun, and Yu Hua-wen. Performance of MIMO system under spatiotemporal correlated fast Rician fading. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(8): 1364-1367.
- [3] Lai Quoting, Yin Junxun, and Yu Huawen. Performance of adaptive bit and power allocation MIMO-OFDM system based on greedy algorithm. *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Wuhan, PEOPLES R CHINA, 2005, 1: 44-49.
- [4] Bolcskei H and Paulraj A J. Space-frequency coded broadband OFDM systems. *IEEE Conference on Wireless Communications and Networking*, Chicago, IL, USA, 2000, 1: 1-6.
- [5] Suto K and Ohtsuki T. Performance evaluation of space-time-frequency block codes over frequency selective fading channels. *IEEE Conference on Vehicular Technology*, Vancouver, Canada, 2002, 3: 1466-1470.
- [6] Liu Zhiqiang, Xin Yan, and Giannakis G B. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2465-2476.
- [7] 张红伟, 罗汉文, 宋文涛, 刘兴钊. 基于循环延迟分集的空时频编码策略. *上海交通大学学报*, 2004, 38(11): 1806-1809. Zhang Hong-wei, Luo Han-wen, Song Wen-tao, and Liu Xing-zhao. A new space-time-frequency coded strategy based on cyclic delay diversity. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2004, 38(11): 1806-1809.
- [8] 宋高俊, 周正中, 钟俊. 宽带非相干空时频分组编码. *电子科技大学学报*, 2006, 35(2): 168-178. Song Gao-jun, Zhou Zheng-zhong, and Zhong Jun. Wideband non-coherent space-time-frequency block coding. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2006, 35(2): 168-178.
- [9] Barlumi I, Leus G, and Moonen M. Optimal training sequences for channel estimation in MIMO OFDM systems in mobile wireless channels. *International Zurich Seminar on Broadband Communications*, Zurich, Switzerland, 2002, 44:1-6.
- [10] 王德胜, 朱光喜, 林宏志. MIMO-OFDM 最优导频设置与优化的信道估计方法. *通信学报*, 2005, 26(1): 34-47. Wang De-sheng, Zhu Guang-xi, and Lin Hong-zhi. Optimal pilots and channel estimation in MIMO-OFDM system. *Journal of China Institute of Communications*, 2005, 26(1): 34-47.
- [11] Bolcskei H, Borgmann M, and Paulraj A J. Impact of the propagation environment on the performance of space-frequency coded MIMO-OFDM. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2003, 21(3): 427-439.

喻华文: 男, 1976年生, 博士生, 研究方向为无线宽带通信、MIMO-OFDM技术。

尹俊勋: 男, 1942年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线通信、数字语音和图像处理。

赖国庭: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为无线通信、空时码、MIMO技术。