

# 宽带非相干空时频分组编码

宋高俊, 周正中, 钟俊

(电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610054)

**【摘要】**基于正交频分多路复用,提出了多个输入和输出天线频率选择性瑞利衰落信道中的非相干空时频分组编码方法。成对错误概率分析表明,将子载波分组与正交空时频编码结合,提出的码能获得最大空间分集和频率分集,且只有较低的编解码复杂性。采用提出的编码方法,系统发射端的编码和接收端的解码都不需要知道信道状态信息,减小了信道估计所带来的系统复杂性。给出了码的设计准则和仿真结果,验证了频率选择性衰落信道中提出码的良好性能。

**关键词** 空时频编码; 分组; 非相干解码; 分集增益  
**中图分类号** TN914 **文献标识码** A

## Wideband Non-Coherent Space-Time-Frequency Block Coding

SONG Gao-jun, ZHOU Zheng-zhong, ZHONG Jun

(School of Communication and Information Engineering, UEST of China Chengdu 610054)

**Abstract** Based on orthogonal frequency division multiplexing, this paper proposes non-coherent space-time-frequency grouping coding schemes in frequency-selective Multiple-Input and Multiple-Output(MIMO) antenna Rayleigh fading channels. Pair-wise error probability analysis show that combing subcarrier grouping with orthogonal space-time-frequency block coding, the proposed method can attain maximum spatial diversity and frequency diversity with low coding and decoding flexibility and neither the receiver nor the transmitter need knows the channel state information. The paper gives the code design criteria and simulation results, which confirm good performance of the proposed scheme in frequency-selective fading channels.

**Key words** space-time-frequency coding; grouping; non-coherent decoding; diversity gain

近年来空频编码的研究越来越受到人们的关注<sup>[1-3]</sup>,在多径信道中这种编码方法不仅能利用空间分集,而且能充分利用频率分集,大大提高了多输入多输出(Multiple-Input and Multiple-Output, MIMO)系统的分集增益。目前研究的多是相干空频码,接收机的解码需要信道状态信息,有关非相干空频码的研究较少。本文提出了一种非相干的空时频分组编码方法。利用文献[3]的空时频分组技术,对输入数据信号在空间、时间和频率三维空间分组编码,每个天线的发射和接收信号采用正交频分多路复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)方式调制和解调。在接收端,通过非相干似然方法解码,不需要信道状态信息,大大降低了相干系统需要估计信道所造成的系统复杂性,导出了非相干空时频分组码的设计准则,证明了这种采用多输入多输出和正交频分多路复用(MIMO-OFDM)的编码系统可实现的最大分集增益  $g_d = N_r N_t L_{\text{real}}$  ( $N_r$  和  $N_t$  是发射和接收天线数,  $L_{\text{real}}$  是信道冲击响应长度)。与文献[4]的方法相比,在实现同样最大分集情况下,本文提出的方法通过分组,编码信号矩阵的维数和载波数无关,降低了编码信号矩阵的维数,减小了编码和解码的复杂性,特别是在宽带OFDM系统中,该方法明显优于文献[4]的方法。

## 1 空时频分组

系统模型如图1所示,有  $N_t$  个发射天线和  $N_r$  个接收天线,每个天线的OFDM符号有  $N_c$  个载波和长为  $L$  的循环前缀,每组信号的输出和输入的关系可表示为<sup>[3]</sup>:

$$\mathbf{Y}_g = \sqrt{\rho/N_t} \mathbf{H}_g \mathbf{X}'_g + \mathbf{W}_g \quad (1)$$

式中  $\mathbf{Y}_g$ ,  $\mathbf{X}'_g$  和  $\mathbf{H}_g$  分别是第  $g$  组信号的输出、输入矩阵和多径衰落信道的传递函数矩阵;  $\mathbf{W}_g$  是高斯噪声

收稿日期: 2004-06-23

作者简介: 宋高俊(1959-),男,博士,主要从事无线MIMO通信技术方面的研究。

矩阵, 假设它的每个元是相互独立的均值为零, 方差为1的复高斯随机变量 $CN(0,1)$ ,  $\rho$ 是每个接收天线接收到的信号的信噪比。根据式(1), 文献[3]研究了在接收机处信道状态信息已知的情况下分组码的编码和解码方法。本文将要研究在发射机和接收机处都不知信道状态信息情况下分组码的编码和解码方法。

## 2 非相干分组码的设计准则和性能分析

下面根据分组编码原理来导出非相干空时频分组码的设计准则, 并证明非相干空时频分组编码可以充分利用多径分集和空间分集, 实现最大分集增益 $N_r N_t L_{\text{real}}$ 。首先从讨论非相干空时频分组码的似然解码入手。

### 2.1 最大似然解码

研究信道 $\mathbf{H}_g$ 未知时式(1)中信号的似然解码。采用文献[3]的信道假设: 输入各天线和输出各天线相互独立, 各路径信号独立且能量均匀分布, 方差为 $1/L_{\text{real}}$ 。根据式(1), 在给定每组发射信号条件下, 接收信号是高斯分布的, 对应不同接收天线接收到的信号序列( $\mathbf{Y}_g$ 的行)是相互独立的, 可以导出 $\mathbf{Y}_g$ 的第 $j$ 行 $\mathbf{y}_j$ 的互相关矩阵为<sup>[5]</sup>:

$$\mathbf{V} = E[\mathbf{y}_j \mathbf{y}_j^*] = \mathbf{I}_{N_t L} + \frac{\rho}{N_t L} \mathbf{G}_g \mathbf{G}_g^* \quad (2)$$

式中  $E$  和  $*$  分别表示期望值和共轭转置, 此外,  $\mathbf{G}_g \triangleq [\mathbf{X}_g^* \mathbf{D} \mathbf{X}_g^* \cdots \mathbf{D}^{L_{\text{real}}-1} \mathbf{X}_g^*]$ ,  $\mathbf{D} \triangleq \text{diag}[\mathbf{A}_i]_{i=0}^{L-1}$ ,  $\mathbf{A}_i \triangleq \exp(j2\pi N_g i/L) \mathbf{I}_{N_x}$ ,  $i=0,1,\dots,L-1$ , 其中 $\mathbf{G}_g$ 为 $\mathbf{X}_g$ 的扩展信号,  $\text{diag}$ 表示对角矩阵。从以上分析过程明显可见, 各行的相关矩阵相同, 在本文的后面部分, 为了表示简单, 去掉分组指标 $g$ 。在这种情况下, 接收到的分组码的条件概率密度函数为<sup>[5]</sup>:

$$P\{\mathbf{Y}|\mathbf{X}\} = \frac{\exp(-\text{Tr}(\mathbf{Y}\mathbf{V}^{-1}(\mathbf{X})\mathbf{Y}^*))}{\pi^{N_t N_r L} |\mathbf{V}(\mathbf{X})|^{N_r}} \quad (3)$$

根据式(3), 并采用正交设计,  $\mathbf{G}^* \mathbf{G} = LN_x \mathbf{I}_{N_t L}$  ( $N_x$ 是每个符号帧的OFDM符号数<sup>[3]</sup>)。假设信号星座的容量为 $K$ , 则每组发射信号的似然估计为:

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \max_{\hat{\mathbf{X}} \in \{X_1, X_2, \dots, X_K\}} (\text{Tr}(\mathbf{Y} \mathbf{G} \mathbf{G}^* \mathbf{Y}^*)) \quad (4)$$

### 2.2 分组码的成对错误概率和设计准则

前面已给出了非相干空时频分组码的解码方法, 下面分析分组码的性能并给出编码方法和规则。按照常规的方法, 采用信道平均成对符号错误概率的Chernoff上限作为性能衡量的标准。成对符号错误概率含义是, 假设发射机发射是符号 $\mathbf{X}_j$ , 而接收机错误判决输出是 $\mathbf{X}_m$ , 则成对错误概率Chernoff上限为<sup>[5]</sup>:

$$P\{\mathbf{X}_j \rightarrow \mathbf{X}_m\} \leq \frac{1}{\left| I + \frac{(\rho/N_t L)^2 (N_x L)^2}{4(1 + (\rho/N_t L) N_x L)} [I - (1/(N_x L)^2) \mathbf{G}_j^* \mathbf{G}_m \mathbf{G}_m^* \mathbf{G}_j] \right|^{N_r}} \quad (5)$$

类似文献[6], 用所谓的编码增益和分集增益指标来表示Chernoff上限。由式(5), 在高信噪比条件下, 成对错误概率的渐近上限可表示为:

$$P\{\mathbf{X}_j \rightarrow \mathbf{X}_m\} \leq \left( \frac{\rho N_x}{4 N_t} g_e \right)^{-g_d} \quad (6)$$

式中 参数 $g_e$ 和 $g_d$ 依赖 $\mathbf{G}_j$ 和 $\mathbf{G}_m$ 的互相关矩阵, 这里:  $g_d(\mathbf{G}_m, \mathbf{G}_j) \triangleq N_r \text{秩}\{(N_x L)^2 \mathbf{I} - \mathbf{G}_j^* \mathbf{G}_m \mathbf{G}_m^* \mathbf{G}_j\}$ ,  $g_e(\mathbf{G}_m, \mathbf{G}_j) \triangleq \left| I - (1/N_x L)^2 \mathbf{G}_j^* \mathbf{G}_m \mathbf{G}_m^* \mathbf{G}_j \right|^{N_r/g_d}$ 。其中 $g_d$ 和 $g_e$ 分别定义为分集增益和编码增益, 根据 $\mathbf{D}$ 和 $\mathbf{G}$ 的定义, 对 $g_d$ 中矩阵的秩分析可以得出结论<sup>[7]</sup>,  $g_d$ 的最大可能值是 $N_r N_t L_{\text{real}}$ 。实现这一结果的必要条件是

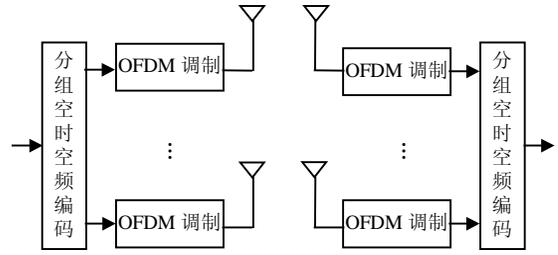


图1 MIMO-OFDM系统模型

$N_x L \geq 2N_r L$  或  $N_x \geq 2N_r$ , 和  $L \geq L_{\text{real}}$ 。当  $L < L_{\text{real}}$  时, 最大分集增益是  $N_r N_t L$ , 码的设计不能充分利用信道分集。以上条件也表明OFDM帧要足够大, 但是在码速高和发射天线较多的情况下, 要保证对星座中任意两符号可实现最大分集增益  $N_r N_t L$ , 则要求  $N_x L \geq K N_t L$ , 这在实际中是不现实的,  $N_x$  太大会造成很大的延迟和编解码复杂性, 因此一般只考虑  $N_x \geq 2N_r$ 。 $g_e$  的值主要由  $\mathbf{G}_j$  和  $\mathbf{G}_m$  的相关性决定, 当  $\mathbf{G}_j$  和  $\mathbf{G}_m$  的相关性强时, 则  $g_e$  小, 当  $\mathbf{G}_j$  和  $\mathbf{G}_m$  不相关时,  $g_e = 1$  取最大值。综合以上分析, 可得到码的设计准则如下, 选择容量为  $K$  的信号星座  $\mathbf{X}$ : (1) 使  $\min_{m \neq j} g_d(\mathbf{G}_m, \mathbf{G}_j)$  最大(秩准则); (2) 使  $\min_{m \neq j} g_e(\mathbf{G}_m, \mathbf{G}_j)$  最大(行列式准则)。

### 3 码的设计和仿真

本节将根据上节的码设计准则, 设计出在不同多径信道中的最佳码, 通过仿真比较在不同多径信道中的最佳码性能。构造码的方法很多, 如利用Hadamard码, 离散傅里叶变换和空时分组码等, 它们都可以实现满的空时频分集, 但不同方法构造出的码的性能是不同的。本文采用了FFT(快速傅里叶变换)的方法来构造最佳码。

例 假设  $N_t = 2$ ,  $N_r = 1$ ,  $L_{\text{real}} = 2$ 。为了满足满秩条件, 取  $N_x = 4$ , 可实现的最大分集是4。选择码字矩阵为:  $\mathbf{X}_i^* = \Phi^i [\mathbf{F}_{k,m}]$ ,  $i = 1, 2, \dots, K$ 。式中  $\mathbf{F}_{k,m}$  表示  $N_x L$  点FFT的第  $k$  列和第  $m$  列构成的矩阵,  $\Phi = \text{diag}(e^{j\frac{2\pi u_i}{K}})_{i=0}^{N_x L-1}$ ,  $u_i$  是待优化的参数, 根据  $\mathbf{D}$  的定义, 在本例中  $\mathbf{D} = \text{diag}[\mathbf{I}_4, -\mathbf{I}_4]$ , 选择  $k$  和  $m$ , 使得  $\mathbf{X}_i$  的扩展矩阵:  $\mathbf{G}_i = [\mathbf{X}_i^* \quad \mathbf{D}\mathbf{X}_i^*] = \Phi^i [\mathbf{F}_{k,m,1} \quad \mathbf{F}_{k,m,1}; \mathbf{F}_{k,m,2} \quad -\mathbf{F}_{k,m,2}]$  有正交列。其中  $\mathbf{F}_{k,m,1}$  表示矩阵  $\mathbf{F}_{k,m}$  (1:4,:) 和  $\mathbf{F}_{k,m,2}$  表示矩阵  $\mathbf{F}_{k,m}$  (5:8,:)。然后搜索能使编码增益最大的参数组  $u_i$ <sup>[8]</sup>, 由于  $\mathbf{G}_j^* \mathbf{G}_m$  的对称性, 只与  $m-j$  有关, 因此只需考虑  $\mathbf{G}_0^* \mathbf{G}_j$ ,  $j = 0, 1, \dots, K-1$ 。以上考虑的是  $L = L_{\text{real}}$  的最佳码的设计, 最大分集增益是  $g_d = N_r N_t L$ , 如果  $L \geq L_{\text{real}}$  则  $g_d = N_r N_t L_{\text{real}}$ 。

最后, 仿真研究了两个发射天线和一个接收天线系统的非相干分组空时频码的性能。性能指标是  $N_x$  个OFDM符号构成的符号帧错误率, 为了公正的比较在不同信道中的各种码的性能, 采用了统一的频谱效率  $R = 0.5$  b, 在本文中, 定义频谱效率  $R = N_c m / (N_c + L) \approx m$ ,  $m$  是每个子载波传输符号的比特数。(1) 不同频率分集的性能比较, 假设  $L_{\text{real}} = 1, 2, 3$ , 设计所使用的参数  $L = L_{\text{real}}$ 。在仿真中选择子载波数是48, 每帧的OFDM符号数  $N_x = 4$ 。当  $L = 2$  时,  $K = 16$ , 分组数是  $N_g = 24$ , 码字矩阵选择的是FFT的第1和第3列。 $L = 3$  时,  $N_g = 16$ ,  $K = 64$ , 码字矩阵选FFT的第0和第3列。对于  $L = 1$  的最佳码实际上就是最佳空时OFDM码, 它只利用了空间分集, 没有利用信道的频率分集。通过计算机搜索, 找到了3种最佳码。码的性能如图2所示, 显然, 在高信噪比时, 随着信道分集的增加, 码的性能明显提高。(2) 实际信道长度  $L_{\text{real}}$  小于设计长度  $L$  时码的性能, 仿真了  $L \geq L_{\text{real}}$  时码的性能, 码的设计是基于  $L = 3$ , 而  $L_{\text{real}} = 1, 2$ 。根据前节的理论分析, 系统码实际可实现的最大分集增益分别是  $N_r N_t$  和  $2 N_r N_t$ 。图3所示是通过仿真估计出的码的性能, 可以看到,  $L_{\text{real}} = 1$  和 2 时的误码曲线和图2最佳情况相比下降速度基本相同, 和理论结果一致, 说明在  $L > L_{\text{real}}$  时这种码仍然能利用实际信道提供的分集增益, 但编码增益会不同, 如  $L_{\text{real}} = 1$  的情况明显不同。

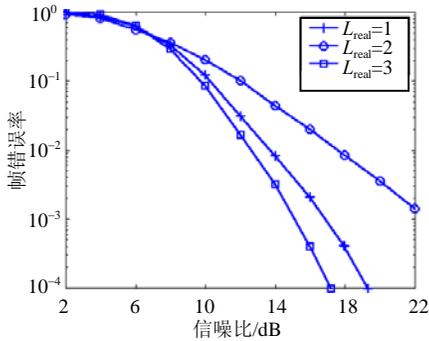


图2  $L_{\text{real}} = L$  的最佳码性能

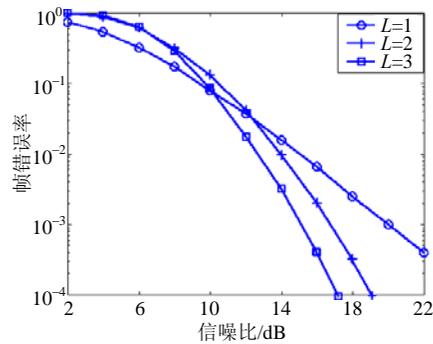


图3  $L_{\text{real}} < L$  的码性能

(下转第178页)

业务排队策略所取得的效果比系统负载小时的效果差。另外,在采用排队等待策略后,由于增加了进入系统中的新到达业务,增加了信道占用时间,因此会影响到切换业务的阻塞概率,这些都从系统仿真中得到了完整的体现。

## 4 结 论

通过前面的分析和仿真,可以看到:在LEO卫星移动通信系统中采用保护信道策略可以大大降低通信业务的中断概率,但它是增大新到达业务的阻塞概率为代价的。而采用新到达业务排队策略却恰恰可以降低新到达业务的阻塞概率。将这两种策略综合运用可以全面提高LEO卫星通信系统的性能。

### 参 考 文 献

- [1] Tripathi N D, Reed N J H. Handoff in cellular systems[J]. IEEE Personal Communication, 1998, 5(6):27-37.
- [2] Ebersman H G, Tonguz O K. Handoff ordering using prediction priority queuing in personal communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,1999, 48(1): 21-35.
- [3] Hong D, Rappaport S S. Traffic model and performance analysis for cellular mobile radio telephone systems with prioritized and nonprioritized handoff procedures[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,1986, VT-35(3): 132-146.
- [4] Enrico D R, Giambene G. Handover queuing strategies with dynamic and fixed channel allocation techniques in low earth orbit mobile satellite systems[J]. IEEE Transactions on Communications,1999, 47(1): 89-101.
- [5] GMaral G, Jean-Jacques de Ridder. Low earth orbit satellite systems for communications[J]. International Journal of Satellite Communications, 1991, 9: 209-225.

编 辑 孙晓丹

-----  
(上接第170页)

## 4 结 论

本文研究了频率选择性瑞利衰落信道中MIMO-OFDM系统的非相干空时频分组编码,分析和仿真结果表明,这种编码方法可以充分利用空间和频率分集,并且接收机不需要信道信息。提出码的另一个好处是通过子载波分组大大减小了编码和解码的复杂性。本文提出的分析方法是基于各天线间独立的信道假设,不同天线信道间的相关性对码的性能影响还有待进一步研究。

### 参 考 文 献

- [1] Bolcskei H, Paulraj A J. Space frequency coded broadband OFDM systems[J]. IEEE WCNC-2000, 2000,1: 1-6.
- [2] Lu B, Wang X. Space time code design in OFDM systems[J]. IEEE Globecom ,2000, 2: 1 000-1 004.
- [3] Liu Z, Xin Y, Giannakis G B. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels[J]. IEEE Trans. Signal processing , 2002 ,50 (10): 2 465-2 476.
- [4] Bolcskei H, Borgmann M. Code design for non-coherent MIMO-OFDM systems[C]. Allerton Conf. on Communication, Control, and Computing, Monticello, IL,2002, 345-352.
- [5] 宋高俊, 无线MIMO信道的分集技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2005.
- [6] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction [J]. IEEE Trans. Inform. Theory ,1998, 46(10): 744-765.
- [7] Hughes B L. Differential space time modulation[J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 2000, 46: 2 567-2 578.
- [8] Hochwald B M, Marzetta T L, Richardson T J, et al. System design of unitary space time constellations[J]. IEEE Trans. Inf. Theory , 2000, 46( 6): 1 962-1 973.

编 辑 孙晓丹