

## 莱斯信道下多载波异步发射分层空时码设计

刘田 莫韬甫\* 文荣 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

**摘要:** 视距路径的存在使多天线信道矩阵的条件数增加,造成同步多载波分层空时码的线性检测性能严重下降甚至失效。针对这一现实问题,该文提出了一种新的发射信号设计方法:在频域上将每个天线上的多载波信号异步发射。在莱斯信道中得到了联合迫零检测的误比特率表达式,并在未编码和 Turbo 编码情况下与同步多载波分层空时码进行了仿真对比。理论分析和仿真结果表明:异步多载波发射结构能够突破同步多载波分层空时码对接收天线数的限制,利用线性检测方法可以获得系统的最大可能空间分集度。

**关键词:** 无线通信; 分层空时码; 多载波; 异步发射; 莱斯信道

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)03-0664-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00655

## Asynchronous Multi-carrier Layered Space-time Code for Ricean Channel

Liu Tian Mo Tao-fu Wen Rong Tang You-xi

(National Key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** The presence of the Line-Of-Sight (LOS) component will increase the condition number of the multi antenna channel matrix, and severely reduce detection performance of the synchronous multi-carrier layered space-time code. As a remedy to this problem, a multi-carrier layered space-time architecture is proposed based on the asynchronous transmission of each antenna's signal in frequency domain. Closed-form Bit Error Rate (BER) expressions of the Zero Forcing (ZF) joint detection for a Ricean fading channel is derived for both coded and uncoded modulation. Comparisons are also made with those obtained in a traditional synchronous system. The theoretical analysis and simulation results show that the asynchronous multi-carrier transmission scheme can break through the antenna number limitation of synchronous multi-carrier layered space-time code system, while achieving full receive diversity with low complexity linear detector.

**Key words:** Wireless communication; Bell laboratories LAyered Space-Time (BLAST); Multi-carrier; Asynchronous transmission; Ricean channel

### 1 引言

在下一代移动通信系统中,由于基站与移动终端的距离逐渐减小,造成收发信机之间存在直射(Line Of Sight, LOS)路径的概率增大<sup>[1]</sup>。对于分层空时码,LOS路径的存在使信道矩阵的条件数增大,涉及信道矩阵求逆操作的检测算法(如迫零检测)性能恶化,检测甚至失效<sup>[2]</sup>。STBC(Space-Time Block Codes), STTC(Space-Time Trellis Codes)和波束成形(Beamforming)等以利用信道分集增益为目的的空时码虽然可以在莱斯信道下甚至是纯 LOS 情况

下获得稳定的性能<sup>[3]</sup>,但是其频谱效率不及以空间复用为目标的分层空时码技术(Vertical Bell laboratories LAyered Space-Time, V-BLAST)<sup>[4]</sup>。

为了能让 V-BLAST 类高频谱效率空时码在莱斯信道下有效工作, Gesbert<sup>[5]</sup>提出了一种采用闭合形式的近似最小误差接收算法; Akhtar 等人<sup>[6]</sup>提出通过调整发射信号的功率和相位以改变星座图的方法来解决。但这两种方法都是把 LOS 分量当成不利因素加以改进。文献[7]采用各子流时间上的异步发射,获得了比同步 V-BLAST 更大的分集度,突破了接收天线数不小于发射天线数的限制<sup>[8]</sup>,说明了该结构应用于莱斯信道的可能性;但没有具体给出其在莱斯信道下的分析和仿真结果。文献[9]利用天线间时域成型脉冲的相关性实现了分层空时码在莱斯信道下的有效接收,使 LOS 分量成为一种对分层空时码有益的信道因素,但其仅讨论了平坦衰落信道

2011-06-29 收到, 2011-11-18 改回

国家自然科学基金(60902027, 60832007, 60901018, U1035002/L05, 61001087, 61101034), 国家科技重大专项(2010ZX03003-002-01, 2011ZX03001-006-01, 2010ZX03007-003)和中央高校基金(ZYGX 2010J012, ZYGX2009J008, ZYGX2009J010)资助课题

\*通信作者: 莫韬甫 motaofu@uestc.edu.cn

下的性能分析结果，对于更为现实的频率选择性信道如何设计异步发射结构没有进行研究。

本文在异步发射思想的驱动下，提出了一种可以应用于莱斯信道的异步多载波分层空时码发射方案。通过在频域上对各发射天线的子载波进行不同移位，形成多载波的异步发射结构；在接收端利用异步发射形成的满秩成型滤波相关矩阵，将 LOS 分量转化成一种有利于系统性能改善的因素加以利用，实现了 V-BLAST 类分层空时码在频率选择性莱斯信道下的有效工作。理论分析和仿真结果表明：异步发射结构能够突破接收天线数的限制，利用复杂度较低的线性检测方法可以获得系统的最大可能分集度。

文章其余部分是这样安排的：第 2 节给出系统的收发信机模型；第 3 节讨论多载波异步发射结构在莱斯衰落信道下的误码率性能分析；方案的仿真验证将在第 4 节给出；最后是对全文的总结。

## 2 系统模型

### 2.1 发射机模型

考虑一个具有  $M_T$  个发射天线、 $M_R$  个接收天线的垂直分层空时编码(V-BLAST)结构，多载波异步发射方案如图 1(a)所示。

首先，对数据序列  $D_0$  进行信道纠错编码，编码后信息  $D$  通过串并转换分配到  $M_T$  个子流上，并分别组成长度为  $N-1$  的帧，再经过频域成型函数  $p(f)$  处理，得到

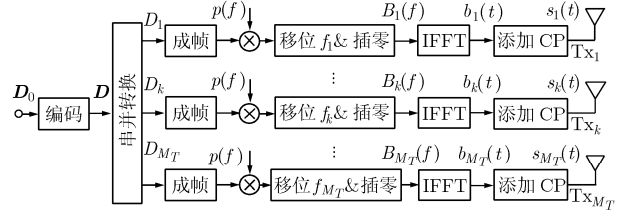
$$B_k(f) = \sum_{i=0}^{N-2} D_k(u)p(f-u\Delta f-f_k), \quad u=0,1,\dots,N-2, \quad k=1,2,\dots,M_T \quad (1)$$

其中  $B_k(u)$  表示第  $k$  个发射天线上第  $u$  个子载波的发射符号； $\Delta f$  表示子载波间间隔； $f_k$  表示第  $k$  个天线的频域位移量，这里令  $0 \leq f_k \leq \Delta f$ ，即频域位移量不超过一个子载波间隔； $p(f)$  为频域脉冲成型滤波器函数，为了保证没有成型脉冲带来的能量增益， $p(f)$  满足

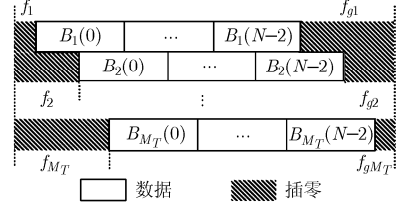
$$\int_{-\infty}^{\infty} |p(f)|^2 df = 1 \quad (2)$$

在实际通信系统中这种频域脉冲成型滤波器可以通过数字滤波器加窗，限制带外频谱泄漏的方法来实现，加窗后的频域信号在区间  $[0, \Delta f]$  外近似为零<sup>[10]</sup>；对于理论分析，一般假设为矩形成型脉冲。

经过频域信号移位和补零填充后，发射端各个天线上异步发射符号构成的空频块如图 1(b)所示，其中  $f_k + f_{gk} = \Delta f$ ，在  $f_k$  和  $f_{gk}$  的位置均进行补零操作，保证进行快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)的子载波数  $N$  是 2 的整数



(a) 异步多载波信号发射模型



(b) 异步发射符号构成的空频块

图 1 异步多载波信号发射模型

次幂。

对第  $k$  个发射天线的频域异步移位信号进行快速傅立叶逆变换，有

$$b_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{F}^{-1} \{B_k(f)\}, \quad k=1,2,\dots,M_T \quad (3)$$

其中  $\mathbf{F}^{-1}\{\cdot\}$  表示傅立叶逆变换； $E_s$  为总发射能量，每个发射天线分配的发射能量为  $E_s/M_T$ 。

经过快速傅立叶逆变换，对各天线信号添加循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 后发射，各天线发射信号为  $s_k(t)$ 。

### 2.2 接收机模型

本文考虑一个独立同分布的莱斯衰落 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 信道，用  $h_{j,k}(t;\tau)$  代表第  $k$  个发射天线到第  $j$  个接收天线间的复衰落系数，采用抽头延时线模型可以表示为<sup>[8]</sup>

$$h_{j,k}(t;\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{j,k}(t;l) \delta(\tau - \tau_l) \quad (4)$$

式中  $\delta(\cdot)$  是狄拉克函数， $\tau_l$  表示第  $l$  径的延时； $h_{j,k}(t;l)$  表示第  $k$  个发射天线到第  $j$  个接收天线的第  $l$  径的复增益，可看作含有 LOS 分量和 Rayleigh 分量的合成信道，假设在一个符号周期内衰落近似不变，即“准静态信道”<sup>[8]</sup>。

第  $j$  个接收天线上的信号可以写为

$$y_j(t) = \sum_{k=1}^{M_T} s_k(t) * h_{j,k}(t;\tau) + n_j(t), \quad k=1,2,\dots,M_T, \quad j=1,2,\dots,M_R \quad (5)$$

其中  $A * B$  表示  $A$  与  $B$  的卷积； $n_j(t)$  表示加性白高斯噪声，均值为 0，每一维的方差为  $\sigma_n^2 = N_0/2$ ；且假设各接收天线上的噪声独立同分布。

接收机模型如图 2 所示：各个接收天线上先进行去 CP 和快速傅立叶变换(Fast Fourier Transform,

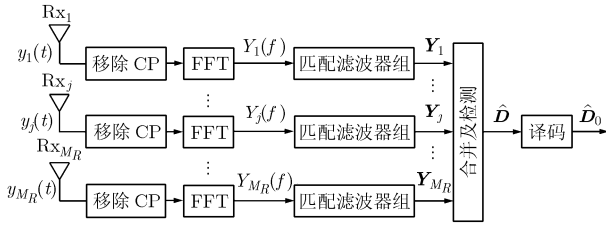


图2 异步多载波信号接收模型

FFT), 然后通过匹配滤波器组进行匹配采样, 并对采样输出信号进行合并和检测, 最后进行相应的译码。

经去 CP 和 FFT 变换后, 第  $j$  个接收天线的频域信号可以表示为

$$Y_j(f) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{k=1}^{M_T} B_k(f) H_{j,k}(f) + N_j(f) \quad (6)$$

其中  $Y_j(f)$ ,  $H_{j,k}(f)$ ,  $N_j(f)$  分别为  $y_j(t)$ ,  $h_{j,k}(t; \tau)$ ,  $n_j(t)$  经过 FFT 处理后的频域形式; 在此, 假设循环前缀的长度大于信道的最大时延扩展。

接着, 把  $Y_j(f)$  送入一组匹配滤波器进行匹配滤波并采样, 第  $m$  个发射天线上第  $v$  个子载波的匹配采样信号可写为

$$Y_{jm}(v) = \int_{v\Delta f + f_m}^{(v+1)\Delta f + f_m} Y_j(f) p(f - v\Delta f - f_m) df, \quad m = 1, 2, \dots, M_T, \quad v = 0, 1, \dots, N-2 \quad (7)$$

其中, 频域异步发射的位移量  $f_m$  是在发射端人为设置的, 收发双方均已知。

将式(1), 式(3)代入式(7), 整理得

$$Y_{jm}(v) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{k=1}^{M_T} \sum_{u=0}^{N-2} D_k(u) H_{j,k}(u) \cdot \int_{v\Delta f + f_m}^{(v+1)\Delta f + f_m} p(f - u\Delta f - f_k) p(f - v\Delta f - f_m) df + \int_{v\Delta f + f_m}^{(v+1)\Delta f + f_m} N_j(f) p(f - v\Delta f - f_m) df \quad (8)$$

其中  $H_{j,k}(u)$  表示第  $k$  个发射天线到第  $j$  个接收天线在第  $u$  个子载波的信道复衰落系数;  $v$  代表接收天线在匹配第  $m$  个发射天线各子载波信号时所采用的子载波序号;  $u$  代表发射天线  $k$  所发射信号的第  $u$  个子载波。

为表达简洁, 定义:

$$R_{mk}(v-u) = \int_{v\Delta f + f_m}^{(v+1)\Delta f + f_m} p(f - u\Delta f - f_k) \cdot p(f - v\Delta f - f_m) df \quad (9)$$

$$N_{jm}(v) = \int_{v\Delta f + f_m}^{(v+1)\Delta f + f_m} N_j(f) p(f - v\Delta f - f_m) df \quad (10)$$

并进一步定义一个  $M_T \times M_T$  的频域波形相关矩阵  $\mathbf{R}(v-u) = \{R_{mk}(v-u)\}$ , 由式(9)及发射端  $p(f)$

的波形特性可知:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{R}(v-u) &= \mathbf{R}^T(u-v) \\ \mathbf{R}(\Delta) &= \mathbf{0}, \quad |\Delta| > 1 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中  $(\cdot)^T$  表示矩阵转置操作。

进而, 将第  $j$  个接收天线在第  $u$  个子载波的频域信道元素组成  $M_T \times M_T$  的对角阵:

$$\mathbf{H}_j(u) = \text{diag}\{H_{j,1}(u), H_{j,2}(u), \dots, H_{j,M_T}(u)\} \quad (12)$$

至此, 可以将式(8)整理成向量形式:

$$\mathbf{Y}_j(v) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{u=0}^{N-2} \mathbf{R}(v-u) \mathbf{H}_j(u) \mathbf{D}(u) + \mathbf{N}_j(v), \quad v = 0, 1, \dots, N-2 \quad (13)$$

其中  $\mathbf{Y}_j(v) = [Y_{j1}(v), Y_{j2}(v), \dots, Y_{jM_T}(v)]^T$ ,  $\mathbf{D}_j(v) = [D_{j1}(v), D_{j2}(v), \dots, D_{jM_T}(v)]^T$ ,  $\mathbf{N}_j(v) = [N_{j1}(v), N_{j2}(v), \dots, N_{jM_T}(v)]^T$ 。

进一步对式(13)整理, 得到第  $j$  个天线上接收到的所有  $(N-1)M_T$  个采样输出, 写成一个  $(N-1)M_T$  维的向量表达式, 即

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathfrak{R} \mathbf{H}_j \mathbf{D} + \mathbf{N}_j, \quad j = 1, 2, \dots, M_R \quad (14)$$

其中  $\mathbf{Y}_j = [\mathbf{Y}_j^T(0), \mathbf{Y}_j^T(1), \dots, \mathbf{Y}_j^T(N-2)]^T$ ,  $\mathbf{D} = [\mathbf{D}_j^T(0), \mathbf{D}_j^T(1), \dots, \mathbf{D}_j^T(N-2)]^T$ ,  $\mathbf{N}_j = [\mathbf{N}_j^T(0), \mathbf{N}_j^T(1), \dots, \mathbf{N}_j^T(N-2)]^T$ ; 矩阵  $\mathfrak{R}$  是由  $\mathbf{R}$  组成的一个  $(N-1)M_T \times (N-1)M_T$  实对称频域波形相关矩阵,  $\mathbf{H}_j$  为一个  $(N-1)M_T \times (N-1)M_T$  的频域信道对角矩阵:

$$\mathfrak{R} = \begin{pmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \ddots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{R}(-1) \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{H}_j = \text{diag}\{\mathbf{H}_j(0), \mathbf{H}_j(1), \dots, \mathbf{H}_j(N-2)\} \quad (16)$$

### 2.3 有关检测的讨论

考察式(14)可知: 第  $j$  个接收天线上的信号  $\mathbf{Y}_j$  包含了所有  $M_T$  个发射天线上从 0 至  $N-2$  个子载波的发送信息。经过对各子流信号在频域进行不相等的移位, 保证了频域波形相关矩阵  $\mathfrak{R}$  是非奇异的(可逆)<sup>[11]</sup>, 而且信道矩阵  $\mathbf{H}_j$  又是一个对角线元素非零的对角矩阵, 可以通过迫零的方法实现检测:

$$\hat{\mathbf{D}} = [\mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j]^{-1} \mathbf{H}_j^H \mathfrak{R}^{-1} \mathbf{Y}_j \quad (17)$$

其中  $(\cdot)^H$  表示矩阵共轭转置操作; 在此, 假设接收机已知信道信息。

从式(17)可以看出, 利用异步频域位移量的差异性, 在保证频域波形相关矩阵  $\mathfrak{R}$  可逆的前提下, 频域多载波异步发射方案可以仅仅通过一个接收天

线  $j$  就可以获得足够的自由度来检测(区分)  $M_T$  个发射天线上的信号, 突破了传统同步多载波 V-BLAST 对于接收天线数目  $M_R \geq M_T$  的限制; 若再将多个接收天线的信号适当合并(联合)处理, 则可能利用其它接收天线来提供更大的分集增益, 对于迫零检测算法, 接收端  $M_R$  个接收天线上接收信号的联合检测可以表达为

$$\hat{\mathbf{D}} = \left( \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j \right)^{-1} \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{D} + \tilde{\mathbf{N}} \quad (18)$$

其中

$$\tilde{\mathbf{N}} = \left( \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j \right)^{-1} \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{N}_j \quad (19)$$

### 3 性能分析

#### 3.1 迫零检测下的性能分析

由式(9)的定义知频域波形相关矩阵具有共轭对称性质, 即  $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{R}^{-H}$ , 则根据式(19)可计算得到噪声的协方差矩阵为

$$E\{\tilde{\mathbf{N}}\tilde{\mathbf{N}}^H\} = N_0 \left( \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j \right)^{-1} \cdot \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_j \left( \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j \right)^{-H}, \quad j = 1, 2, \dots, M_R \quad (20)$$

从式(20)我们可以得出第  $k$  个子流上第  $u$  个子载波符号上的噪声功率为

$$E\left(\tilde{\mathbf{N}}\tilde{\mathbf{N}}^H\right)_{k+uM_T, k+uM_T} = N_0 \frac{(\mathbf{R}^{-1})_{k+uM_T, k+uM_T}}{\sum_{j=1}^{M_R} |H_{jk}(u)|^2}, \quad k = 1, 2, \dots, M_T, \quad u = 0, 1, \dots, N-2 \quad (21)$$

其中  $(\mathbf{A})_{i,j}$  代表矩阵  $\mathbf{A}$  的第  $i$  行第  $j$  列元素。

那么, 第  $k$  个子流上第  $u$  个子载波符号的瞬时信噪比可表达为

$$\begin{aligned} \gamma_k(u) &= \frac{E_s}{N_0 M_T \lambda_k(u)} \sum_{j=1}^{M_R} |H_{jk}(u)|^2 \\ &= \sum_{j=1}^{M_R} \gamma_k^j(u), \quad k = 1, 2, \dots, M_R, \\ & \quad u = 0, 1, \dots, N-2 \end{aligned} \quad (22)$$

其中  $\lambda_k(u) = (\mathbf{R}^{-1})_{k+uM_T, k+uM_T}$ ,  $\gamma_k^j(u) = \frac{E_s}{N_0 M_T \lambda_k(u)} \cdot |H_{jk}(u)|^2$  是第  $j$  个接收天线上对于第  $k$  个子流在第  $u$  个子载波上的瞬时信噪比。

对信道元素  $h_{j,k}(t; \tau)$  归一化处理, 即  $E(|H_{j,k}(u)|^2) = 1$ , 则第  $k$  个子流上第  $u$  个子载波符号上的平均信噪比可以化为

$$\bar{\gamma}_k(u) = \frac{E_s}{\lambda_k(u) M_T N_0} E\left(|H_{j,k}(u)|^2\right) = \frac{E_s}{\lambda_k(u) M_T N_0} \quad (23)$$

由式(22), 式(23)可知, 各接收天线上的平均信噪比  $\bar{\gamma}_k(u)$  与  $j$  无关, 而瞬时信噪比  $\gamma_k^j(u)$  是与  $j$  有关的函数。

为了计算平均符号错误概率(Symbol Error Rate, SER), 首先需要计算信道已知下的条件 SER, 然后再对信道概率进行积分平均。在信道已知下的条件 SER 可以表达为<sup>[12]</sup>

$$P(\gamma_k(u)) = Q(a\sqrt{\gamma_k(u)}) \quad (24)$$

其中  $a$  视调制方式而定, 在 BPSK 调制下,  $a = \sqrt{2}$ 。

对式(24)中的条件 SER 在信道统计  $\varphi(\gamma_k(u))$  意义下求积分平均, 得到平均 SER 为

$$\text{SER}_k^{\text{ZF}}(u) = \int_0^\infty P(\gamma_k(u)) \varphi(\gamma_k(u)) d\gamma_k(u) \quad (25)$$

其中, 概率密度函数  $\varphi(\gamma_k(u))$  为

$$\begin{aligned} \varphi(X) &= \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{X}{P}\right)^{M_R-1/2} \exp\left(-\frac{X+P}{2\sigma^2}\right) \\ & \cdot I_{M_R-1}\left(\frac{\sqrt{PX}}{\sigma^2}\right), \quad 0 \leq X \leq \infty \end{aligned} \quad (26)$$

其中  $I_n(x)$  是  $n$  阶修正的 Bessel 函数;  $2\sigma^2 = 1/(1+K)$ ,  $P = M_R K/(1+K)$ ,  $K$  为莱斯  $K$  因子, 代表 LOS 分量和 Rayleigh 散射分量之间的能量比。

当采用 BPSK 调制时, 通过积分运算<sup>[12]</sup>可以得到式(25)的闭合形式误码率表达式:

$$\begin{aligned} \text{BER}_k^{\text{ZF}}(u) &= P_e(M_R = 1) - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{d}{1+d}} \exp\left(-\frac{M_R K d}{1+d}\right) \\ & \cdot \sum_{j=2}^{M_R} \binom{2j-2}{j-1} \left(\frac{1}{4+4d}\right)^{j-1} \\ & \cdot {}_1F_1\left(\frac{1}{2}, j; -\frac{M_R K}{1+d}\right), \quad M_R > 1 \end{aligned} \quad (27)$$

其中  $P_e(M_R = 1)$  是当  $M_R = 1$  时的误码率:

$$\begin{aligned} \text{BER}_k^{\text{ZF}}(u) &= P_e(M_R = 1) = Q_1(v, w) \\ & - \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{d}{1+d}}\right) \exp\left(-\frac{v^2 + w^2}{2}\right) I_0(vw) \end{aligned} \quad (28)$$

其中  $Q_m(x, y)$  是广义的 Marcum's Q 函数,  ${}_1F_1(x, y; z)$  代表合流超几何函数(confluent hypergeometric function)。参数  $d, v, w$  与调制方式、信道设置相关, 在 BPSK 调制下的表达式分别为

$$\begin{aligned} d &= \frac{E_s}{\lambda_k(u)(1+K)M_T N_0} \\ v &= \sqrt{\frac{M_R K [1+2d-2\sqrt{d(1+d)}]}{2(1+d)}} \end{aligned}$$

$$w = \sqrt{\frac{M_R K [1 + 2d + 2\sqrt{d(1+d)}]}{2(1+d)}}$$

若发射端第  $u$  个子载波位置出现  $\pm 1$  的概率相等, 则第  $k$  个子流上的 BER 为

$$\text{BER}_k^{\text{ZF}} = \frac{1}{N-1} \sum_{u=0}^{N-2} \text{BER}_k^{\text{ZF}}(u) \quad (29)$$

联合迫零检测分集度为

$$d^{\text{ZF}} = - \lim_{\bar{\gamma}_k(u) \rightarrow \infty} \frac{\lg \text{BER}_k^{\text{ZF}}(u)}{\lg \bar{\gamma}_k(u)} = M_R \quad (30)$$

### 3.2 联合 MMSE 检测下的性能分析

由文献[13]可知, 虽然系统可以通过迫零的线性方法实现检测, 但是迫零并不是最优的线性检测算法, 其最优的线性检测算法为多天线联合 MMSE (Minimum Mean Square Error)。

$$\hat{\mathbf{D}} = \left( \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{R} \mathbf{H}_j + N_0 \mathbf{I} \right)^{-1} \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{Y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \tilde{\mathbf{D}} + \tilde{\mathbf{N}} \quad (31)$$

其中

$$\tilde{\mathbf{D}} = \left( \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{R} \mathbf{H}_j + N_0 \mathbf{I} \right)^{-1} \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{R} \mathbf{H}_j \mathbf{D}$$

$$\tilde{\mathbf{N}} = \left( \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{R} \mathbf{H}_j + N_0 \mathbf{I} \right)^{-1} \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{N}_j$$

比较联合 MMSE 检测式(31)和联合迫零检测式(18), 会发现随着信噪比的增加, 噪声功率对检测贡献变小, 两者检测性能趋于一致; 文献[13]分析了时域异步多天线联合 MMSE 检测的分集度, 其结论对式(31)仍然成立, 即分集度为  $M_R$ 。

## 4 计算机仿真结果及分析

为了验证以上理论分析结果的正确性, 并进一步与传统同步多载波做对比, 本节给出了计算机仿真的结果。在仿真中, 采用归一化的独立同分布莱斯衰落 MIMO 信道, 仿真参数如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数设置

仿真参数	取值	
调制方式	BPSK	
(FFT 长度, CP 长度)	(128 采样点, 32 采样点)	
信号带宽	380 kHz	
信道	相对时延 ( $\mu\text{s}$ )	[0 2.6 5.2]
	平均功率 (dB)	[0 -1.5 -2]
异步发射	天线 1	$f_1 = 0, f_{g1} = \Delta f$
	天线 2	$f_2 = 0.5\Delta f, f_{g2} = 0.5\Delta f$
信道纠错编码	串行级联 Turbo 码	

在异步多载波系统中, 由于频率移位和补零操作浪费了一定的频谱效率, 为了比较的公平性, 异步多载波发射符号能量需要满足:  $E_s = [(N-1)/N]E_s^C$ , 其中  $E_s^C$  为同步多载波的符号能量。

图 3 给出了联合 ZF 检测下异步多载波发射方案误比特率理论分析与仿真的对比曲线。从仿真结果可以看出: (1)异步多载波分层空时码能够利用一个接收天线检测出  $M_T$  个发射天线上的信号, 突破了传统同步多载波 V-BLAST 对于接收天线数目  $M_R \geq M_T$  的限制[8]; (2)随着莱斯  $K$  因子增大, BER 性能有所提升, 原因在于, 采用异步发射结构后, 接收信号式(14)中的信道矩阵为对角阵, 当 LOS 分量增加时 ( $K$  增大), 各对角元素进一步趋于一致, 信道矩阵  $\mathbf{H}$  的条件数得到改善, 而同步发射情况由于  $\mathbf{R}$  矩阵是奇异的, 其信道矩阵是满元素矩阵, 其条件数随着 LOS 分量增加而增加, 趋近病态, 这一点在平坦衰落信道下单载波系统中也得到了验证[9]; (3)在固定发射天线数目的情况下, 随着接收天线数的增加, 误比特率曲线斜率随之增大(变陡), 从仿真角度验证了异步发射结构线性检测算法的理论分集度分析。

图 4 给出了 2 发 2 收、ZF 和多天线联合 MMSE 检测下异步多载波与同步多载波在 Turbo 编码和未经编码条件下的误比特率性能比较, 其中同步多载波结构相当于异步多载波的各天线频率位移量为 0, 即图 1 中的  $f_1 = f_2 = 0$ 。从图中可以看出, 在莱斯信道下, 同步系统由于信道相关性导致信道趋于病态(信道矩阵条件数增大), ZF 和 MMSE 线性检测方法需要较高的信噪比; 异步多载波方案, 由于子载波异步设计, 造成了天线间子载波非正交干扰, ZF 检测对单天线处理后简单合并, 没有对这一干扰进行抑制, 导致性能恶化, 而 MMSE 检测联合了多个天线信号统一处理, 对多天线间的子载波干扰具有抑制作用, 性能得到了明显的提升。

在实际无线通信应用中, 更关心系统误块率 (Block Error Ratio, BLER) 的性能情况[14]。因此, 图 5 给出了 2 发 2 收、多天线联合 MMSE 检测下异步多载波与同步多载波在 Turbo 编码和未经编码条件下的误块率性能曲线。从误块率仿真结果看到: 莱斯信道下, 若不采用信道纠错码, 则同步和异步发射都不能达到常规无线高速通信系统的误块率指标需求(一般要求为 0.001)[14]; 而采用 Turbo 编码后, 异步多载波的性能得到明显改善, 在  $E_b/N_0 = 8.25$  dB 时, 误块率达到了 0.001; 但同步多载波由于其在莱斯信道下 MMSE 检测算法已经失效, 因此信道纠错编码也无法挽回其性能。

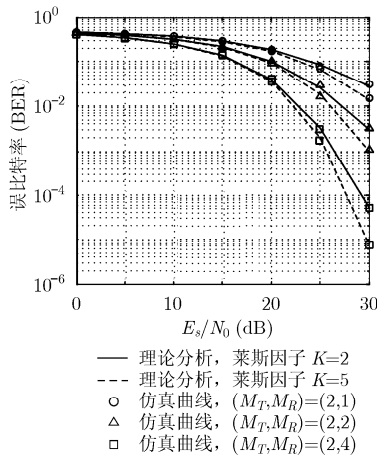


图3 莱斯信道 ZF 检测下异步多载波理论与仿真曲线比较

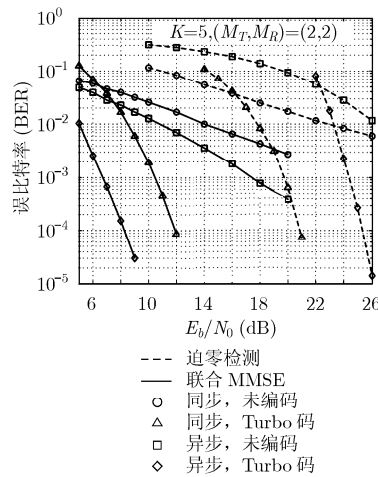


图4 2发2收异步多载波与同步多载波误比特率对比曲线

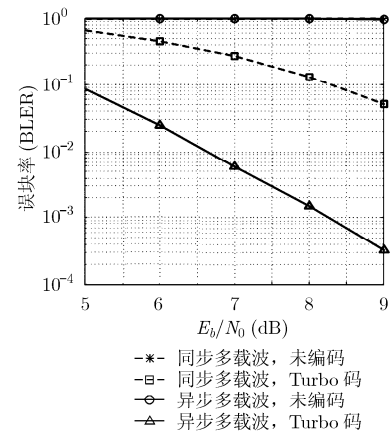


图5 联合 MMSE 检测下 2 发 2 收异步多载波与同步多载波误块率对比曲线

## 5 总结

本文给出了一种可以应用于莱斯信道特性的多载波分层空时编码方案，通过频域多载波的异步发射，形成接收端的满秩成型滤波相关矩阵，使得一个接收天线就可以获得信号检测需要的全部自由度，在此基础上联合多个接收天线，实现了该结构下的最大可能分集度。异步发射思想解决了由于近距离接入造成视距信道概率增加而常规同步分层空时码线性检测失效的现实问题。

## 参考文献

- [1] Ramezani M and Hajiaghayi M. Receive antenna selection for unitary space-time modulation over semi-correlated Ricean channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(2): 521-530.
- [2] Artes H, Seethaler D, and Hlawatsch F. Efficient detection algorithms for MIMO channels: a geometrical approach to approximate ML detection[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(11): 2808-2820.
- [3] Samuel M and Fitz M. Multi-strata codes: space-time block codes with low detection complexity [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(4): 1080-1089.
- [4] Bas̄dr E, Aygölu U, Panayirci E, et al. Space-time block coded spatial modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(3): 823-832.
- [5] Gesbert D. Robust linear MIMO receivers: a minimum error-rate approach [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(11): 2863-2871.
- [6] Akhtar J, Gesbert D, and Hjørungnes A. Linear closed-form precoding of MIMO multiplexing systems in the presence of transmit correlation and Ricean channel [C]. Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom), Dallas Texas, USA, 2004: 3160-3164.
- [7] Wang Qi-xing, Chang Yong-yu, and Yang Da-cheng. Deliberately designed asynchronous transmission scheme for MIMO systems [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(12): 920-923.
- [8] Paulraj A, Nabar R, and Gore D. Introduction to Space-Time Wireless Communications[M]. Cambridge: UK, Cambridge Univ. Press, 2003: 152-155.
- [9] Shao Shi-hai, Tang You-xi, and Ma Wan-zhi. Layered space-time codes over Ricean fading channels by reducing the correlation of spatial shaping pulses [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(2): 574-579.
- [10] Ochiai H. Exact and approximate distributions of instantaneous power for pulse-shaped single-carrier signals [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(2): 682-692.
- [11] Verdu S. Multiuser Detection [M]. Cambridge: UK, Cambridge Univ. Press, 1998: 166-175.
- [12] Lindsey W C. Error probabilities for Rician fading multichannel reception of binary and N-ary signals [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1964, 10(4): 339-350.
- [13] 易新平, 唐友喜, 邵士海, 等. 分布式发射天线 MIMO 信号的最优线性检测[J]. *电子学报*, 2009, 37(12): 2694-2699. Yi Xin-ping, Tang You-xi, Shao Shi-hai, et al. Optimal linear detection algorithm of MIMO with distributed transmit antennas[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(12): 2694-2699.
- [14] 3GPP. TS. 25.141 v9.4.0. Base Station (BS) conformance testing (FDD). 2010.06.21.

刘田：男，1981年生，博士生，研究方向为多天线信号处理。  
莫韬甫：男，1982年生，博士生，研究方向为多天线信号处理。  
文荣：女，1987年生，硕士生，研究方向为空时编码。  
唐友喜：男，1964年生，教授、博士生导师，研究方向为无线通信中的信号处理。