

文章编号:1001-9081(2009)08-2157-04

## 结合子载波分群检测方法的组分天线 MIMO-OFDM 系统

姚雪芬,黎福海

(湖南大学 电气与信息工程学院,长沙 410082)

(snow905@hotmail.com)

**摘要:**结合 OFDM 子载波之间具有相关性 with 组分天线 MIMO-OFDM 系统的特点,提出一种新的信号检测方案。在接收端将全体 OFDM 子载波分群,对每一群里中心子载波上的信号采用组排序检测方法来进行检测,并获得一组检测参数,对于其他子载波上的信号则依照该检测参数进行计算相对简单的分组干扰抑制检测。该方案相比对全体子载波上的信号均采用组排序检测方法的竭尽检测方案能大大降低检测复杂度。仿真结果表明该方案对系统性能造成的影响非常小。

**关键词:**多输入多输出;正交频分复用;空时分组编码方式;分组干扰抑制;子载波分群;检测;天线

**中图分类号:** TN911.23 **文献标志码:** A

## Antenna-grouping MIMO-OFDM system combined with subcarrier correlation

YAO Xue-fen, LI Fu-hai

(Electrical and Information Engineering College, Hunan University, Changsha Hunan 410082, China)

**Abstract:** A new detection scheme was proposed by combining the advantages of subcarrier correlation and antenna-grouping based MIMO-OFDM system. The OFDM subcarriers were divided into several groups and the subcarriers bound into the same group shared the same detection parameters, which were obtained at the center subcarrier of that group. This feature can significantly reduce the detection complexity. The simulation results show that compared with exhaustive detection scheme, the proposed scheme can largely reduce the complexity with very small performance loss.

**Key words:** Multi-Input Multi-Output (MIMO); Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Space Time Block Coding (STBC); group interference suppression; subcarrier grouping; detection; antenna

### 0 引言

空时编码技术的应用可以为多输入多输出 (Multi-Input Multi-Output, MIMO) 无线通信系统带来可观的分集增益,但是当系统的发射天线数目较多时,天线接收端的译码复杂度剧增<sup>[1]</sup>。文献[2]提出一种将发射天线分组的方案,每组发射天线独立地进行空时编码并发送信号,在接收端则采用分组干扰抑制的方法将各发射天线组发射的信号从接收信号中检测分离出来,再译码各组信号,最后组合还原。该方案将一个多天线系统转变为若干个少副天线系统来处理,大大降低了计算复杂度。但是采用分组干扰抑制方法将不可避免地损失掉部分分集增益,为弥补该损失,文献[3]提出一种基于“优者优先”原则的组排序检测算法以优化文献[2]提出的方案,采用该算法能有效提升系统性能。

文献[2-3]均是以应用在窄带无线系统(具有频率非选择性平坦衰落信道的特征)中作为背景来讨论新的设计方案或算法,因此其系统容量受到很大的限制。为了抵抗实际信道的频率选择性衰落,最大限度地利用频谱资源,本文首先将正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 多载波调制技术与文献[2-3]提出的设计方案和算法结合在一起。对于这样的组分天线 MIMO-OFDM 系统来说,在接收机端对各个 OFDM 子载波均采用组排序检测算法检测固然可以成功,本文称之为竭尽检测方案,但是每完成一

次组排序就会涉及大量的矩阵运算,如果 OFDM 子载波数量较大,那么整个检测阶段的计算复杂度会很高,进而影响到系统容量。考虑到在频谱上相邻的 OFDM 子载波在频率选择性衰落信道上的信道频率响应表现出一定的相关性,构建一种基于子载波分群的检测方案,在全体子载波中选取若干子载波,对这些被选中的子载波采用组排序检测算法检测,并获得某些参数;将这些参数直接应用到其他子载波的检测上,便可以通过较少的运算完成检测。相对竭尽检测方案而言,采用新方案的系统检测复杂度将会大幅度降低,并且仿真结果表明系统性能受到的影响非常小。

### 1 组分天线 MIMO-OFDM 模型

将组分天线空时编码方案与 OFDM 技术相结合的系统模型如图 1 所示。在该模型中,假设有  $n$  副发射天线,  $m$  副接收天线,系统总带宽被分成  $K$  个相互重叠的子频带,即  $K$  个 OFDM 子载波。

发射端的  $n$  副天线被分成  $Q$  组,分别包含  $n_1, n_2, \dots, n_Q$  个天线,且  $n_1 + n_2 + \dots + n_Q = n$ 。同时假设在某一时刻系统前端输入了  $B$  个信息比特,这  $B$  个比特也被分为  $Q$  组,每一比特块  $B_q (1 \leq q \leq Q)$  分别进行发射天线数为  $n_q (1 \leq q \leq Q)$  的空时编码,本文在此采用空时分组编码方式 (Space Time Block Coding, STBC),产生的空时码字(由  $nL$  个调制符号组成)为<sup>[4]</sup>:

收稿日期:2009-02-20;修回日期:2009-04-16。

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60835004);国家 863 计划项目(2007080504)。

作者简介:姚雪芬(1982-),女,湖南怀化人,硕士研究生,主要研究方向:MIMO-OFDM、空时编码;黎福海(1964-),男,广西梧州人,教授,博士,主要研究方向:数字信号处理。

$$\mathbf{C}_q = \begin{pmatrix} c_{q,1}^1 & c_{q,2}^1 & \cdots & c_{q,L}^1 \\ c_{q,1}^2 & c_{q,2}^2 & \cdots & c_{q,L}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{q,1}^{n_q} & c_{q,2}^{n_q} & \cdots & c_{q,L}^{n_q} \end{pmatrix}; q = 1, 2, \dots, Q \quad (1)$$

式(1)中,第 $i$ 行 $\mathbf{c}_q^i = \{c_{q,1}^i, c_{q,2}^i, \dots, c_{q,L}^i\}$  ( $i = 1, 2, \dots, n_q$ ) 是第 $q$ 个发射天线组中第 $i$ 副发射天线将要发送的数据序列。简单起见,假设码字长等于 OFDM 子载波数,即  $L = K$ 。 $\mathbf{C}_q$  经串并变换等处理后变成  $n_q$  列星座符号串,这  $n_q$  列符号串在  $K$  个不同的子载波上进行 OFDM 调制,并且在一个 OFDM 帧期间同时从第 $q$ 个发射天线组  $G_q$  ( $1 \leq q \leq Q$ ) 的  $n_q$  副天线上发射出去,其中  $\mathbf{c}_{q,k}^i$  ( $1 \leq k \leq K$ ) 是在第 $k$ 个子载波上发送的。

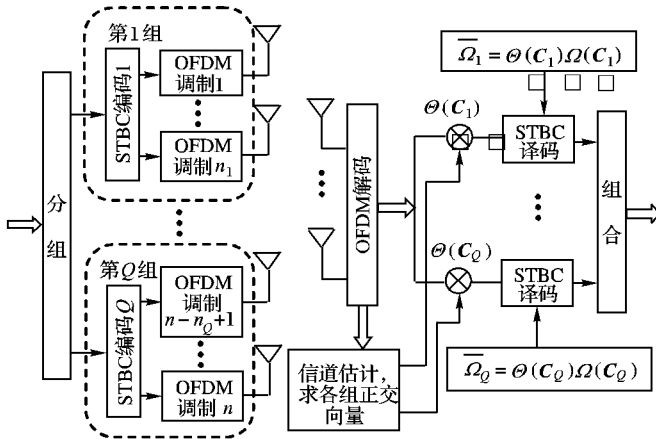


图1 组分天线 MIMO-OFDM 系统模型

在接收机端,匹配滤波之后,对每个接收天线上的信号进行采样,将采样值输入 OFDM 解调器。第 $j$  ( $1 \leq j \leq m$ ) 副接收天线处的第 $k$  ( $1 \leq k \leq K$ ) 个 OFDM 子载波的解调输出为<sup>[5]</sup>:

$$r_k^j = \sum_{i=1}^n a_{i,j}^k c_i^k + \eta_k^j \quad (2)$$

式(2)中, $a_{i,j}^k$ 为第 $k$ 个 OFDM 子载波从第 $i$ 副发射天线到第 $j$ 副接收天线的信道频率响应, $\eta_k^j$ 是第 $j$ 副接收天线在第 $k$ 个子载波处噪声采样的 OFDM 解调输出。假设系统实现了发射机和接收机之间的理想帧和符号同步,用准静态瑞利衰落模型化子信道,同时假设不同天线之间的信道是不相关的。如此,式(2)可以用矢量形式表示为:

$$\mathbf{r} = \mathbf{\Omega} \mathbf{C} + \boldsymbol{\eta} \quad (3)$$

式(3)中 $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_{1,k}^T, \mathbf{c}_{2,k}^T, \dots, \mathbf{c}_{Q,k}^T]^T$ ,  $\mathbf{c}_{q,k} = (c_{q,k}^1, c_{q,k}^2, \dots, c_{q,k}^{n_q})^T$  ( $q = 1, 2, \dots, Q$ ),  $\mathbf{c}_{q,k}$  是在第 $k$ 个子载波上第 $q$ 组发射天线发射的数据序列;噪声 $\boldsymbol{\eta} = (\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_m)^T$ ,  $\boldsymbol{\eta}$ 被建模成零均值且方差为  $N_0$  的复高斯随机变量的样值。

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} a_{1,1} & a_{2,1} & \cdots & a_{n,1} \\ a_{1,2} & a_{2,2} & \cdots & a_{n,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{1,m} & a_{2,m} & \cdots & a_{n,m} \end{pmatrix} \quad (4)$$

$\mathbf{\Omega}$  是信道状态信息矩阵, $a_{i,j}$  是从第 $i$ 副发射天线到第 $j$ 副接收天线的信道频率响应,假设  $\mathbf{\Omega}$  可以被精确估计。

信道估计得出  $\mathbf{\Omega}$  之后,用分组干扰抑制的方法处理由子载波解调出来的信号,从而检测分离出  $Q$  列分别从  $Q$  个发射天线组发射的经信道衰落后的信号串,把从  $K$  个子载波上获得的  $K \times Q$  个信号串组合成  $Q$  个  $K \times n_q$  信号矩阵,对这  $Q$  个矩阵进行最大

似然译码便可得到最初的比特块  $B_1, B_2, \dots, B_Q$ 。

## 2 分组干扰抑制检测方法

在接收机端,为了检测分离出各天线组发射的信号,可以采用分组干扰抑制的方法,该方法是把目标信号组以外的  $Q-1$  个信号组作为干扰来处理。为不失一般性,以第 $k$ 个子载波上第一个发射天线组发射的信号  $\mathbf{c}_{1,k} = (c_{1,k}^1, c_{1,k}^2, \dots, c_{1,k}^{n_1})^T$  为检测目标来说明,这时的干扰信号共有  $n - n_1$  个,假设接收天线数  $m$  满足条件  $m \geq n - n_1 + 1$ ,接收机由信道估计得到信道状态信息矩阵  $\mathbf{\Omega}$ ,将  $\mathbf{\Omega}$  分成两部分,  $\mathbf{\Omega}(C_1)$  和  $\mathbf{A}(C_1)$ ,  $\mathbf{\Omega} = [\mathbf{\Omega}(C_1); \mathbf{A}(C_1)]$

$$\mathbf{\Omega}(C_1) = \begin{pmatrix} a_{1,1} & a_{2,1} & \cdots & a_{n_1,1} \\ a_{1,2} & a_{2,2} & \cdots & a_{n_1,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{1,m} & a_{2,m} & \cdots & a_{n_1,m} \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{A}(C_1) = \begin{pmatrix} a_{n_1+1,1} & a_{n_1+2,1} & \cdots & a_{n,1} \\ a_{n_1+1,2} & a_{n_1+2,2} & \cdots & a_{n,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n_1+1,m} & a_{n_1+2,m} & \cdots & a_{n,m} \end{pmatrix} \quad (6)$$

式(5)为  $m \times n_1$  阶矩阵,是  $\mathbf{c}_{1,k}$  对应的信道状态信息矩阵;式(6)为  $m \times (n - n_1)$  阶矩阵,表示的是除去第一组发射天线后的信道状态信息矩阵,可看作是  $\mathbf{c}_{1,k}$  的干扰矩阵。

对  $\mathbf{A}(C_1)$  做奇异值分解,由奇异值分解性质可知,  $\mathbf{A}(C_1)$  的左奇异矢量  $\mathbf{U}^H$  的第  $n - n_1 + 1$  行至第  $m$  行共  $m - n + n_1$  个行向量与  $\mathbf{A}(C_1)$  正交,令这些行向量为  $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{m-n+n_1}$ , 且设:

$$\boldsymbol{\Theta}(C_1) = [\mathbf{u}_1 \quad \mathbf{u}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{u}_{m-n+n_1}]^T \quad (7)$$

则有:

$$\boldsymbol{\Theta}(C_1) \mathbf{A}(C_1) = \mathbf{0} \quad (8)$$

本文称  $\boldsymbol{\Theta}(C_1)$  为检测目标  $\mathbf{c}_{1,k}$  的分组干扰抑制矩阵。

式(3)的两边同时左乘  $\boldsymbol{\Theta}(C_1)$ , 化简得:

$$\tilde{\mathbf{r}}_1 = \tilde{\mathbf{\Omega}}_1 \mathbf{c}_{1,k} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_1 \quad (9)$$

其中:

$$\tilde{\mathbf{r}}_1 = \boldsymbol{\Theta}(C_1) \mathbf{r} \quad (10)$$

$$\tilde{\mathbf{\Omega}}_1 = \boldsymbol{\Theta}(C_1) \mathbf{\Omega}(C_1) \quad (11)$$

$$\tilde{\boldsymbol{\eta}}_1 = \boldsymbol{\Theta}(C_1) \boldsymbol{\eta} \quad (12)$$

$$\mathbf{c}_{1,k} = (c_{1,k}^1, c_{1,k}^2, \dots, c_{1,k}^{n_1})^T \quad (13)$$

$\mathbf{c}_{1,k}$  为第 $k$ 个子载波上第1组发射天线发射的数据序列。由最大似然译码准则结合式(9)可得  $\mathbf{c}_{1,k}$ , 然后将  $\mathbf{r}$  中  $\mathbf{c}_{1,k}$  对其造成的影响去除。重复以上过程,可以检测出  $\mathbf{c}_{2,k}, \mathbf{c}_{3,k}, \dots, \mathbf{c}_{Q,k}$ 。需要指出的是,在通过  $\mathbf{A}(C_q)$  计算  $\mathbf{c}_{q,k}$  的分组抑制矩阵  $\boldsymbol{\Theta}(C_q)$  时,前  $q-1$  个信号组在  $\mathbf{A}(C_q)$  中对应的部分须全部置零。

由以上分析可得:

1) 检测  $\mathbf{c}_{1,k}$  时,来自第  $n_1 + 1, n_1 + 2, \dots, n$  (共  $n - n_1$  个) 发射天线上发射的信号可以得到有效的抑制;

2) 对第一组进行分组干扰抑制处理时,将一个  $n \times m$  系统简化为一个新的  $n_1 \times (m - n + n_1)$  系统,可大大降低系统的复杂度;

3) 对于式(9), 因为每组的空时发射码字都具有正交性<sup>[6]</sup>, 所以可以利用线性变化将其正交性转化为信道状态信息矩阵的正交性来简化计算。

分组干扰抑制检测方法虽然大大降低了计算复杂度, 但  $c_{1,k}$  获得的分集增益由  $n_1 \times m$  变成了  $n_1 \times (m - n + n_1)$ <sup>[7]</sup>, 为弥补该损失, 可以将  $Q$  个待检测信号组的检测次序按一定的次序重新排列, 以获得系统性能的提高。

### 3 组排序检测方法

在采用分组干扰抑制方法检测  $c_{q,k}$  之前, 前  $q-1$  个被检测信号组对  $r$  造成的影响已从  $r$  中去除, 处理后的  $r$  被用在  $c_{q,k}$  的译码中, 因此前  $q-1$  个信号组检测过程中产生的误差将会累加到之后  $Q-q+1$  个信号组的检测上。为降低误码率, 应当最先检测最优状态信道上上传的信号。

为了寻找最优状态的信道, 本文引入一个参数——抑制后系统信噪比  $PSSNR_q$  ( $1 \leq q \leq Q$ ), 定义为在抑制了其他信号组后  $c_{q,k}$  对应的系统信噪比, 即:

$$PSSNR_q = \frac{\|\bar{\Omega}_q\|_F^2}{\bar{N}_0} = \frac{\|\Theta(C_q)\Omega(C_q)\|_F^2}{\bar{N}_0} \quad (14)$$

$\bar{N}_0$  是经分组干扰抑制处理后噪声  $\tilde{\eta}_q$  的方差。

首先, 计算出  $Q$  个信号组各自对应的  $PSSNR_q$ , 选出最大  $PSSNR_q$  对应的信号组作为第一检测对象, 将  $A(C)$  中该信号组对应的部分置零得到  $A(C)'$ , 然后利用  $A(C)'$  计算出余下  $Q-1$  个信号组对应的  $PSSNR_q'$ , 选出最大  $PSSNR_q'$  对应的信号组作为第二检测对象。重复以上过程直到所有信号组的检测次序都确定下来, 本文将该次序称作组检测次序。最后依照求得的组检测次序, 采用分组干扰抑制检测方法将信号组都检测出来。

由以上分析可知, 确定组检测次序需要完成一定数量的矩阵运算:  $\frac{Q(Q+1)}{2} - 1$  个分组干扰抑制矩阵  $\Theta(C)$  的获得运算;  $\frac{Q(Q+1)}{2} - 1$  个抑制后系统信噪比  $PSSNR_q$  的获得运算; 若干次  $PSSNR_q$  之间的比较, 等。

### 4 子载波分群检测方案

由组分天线 MIMO-OFDM 系统模型可知, 发射端的每一个子载波上都包含了最初  $Q$  个空时码字  $C_1, C_2, \dots, C_Q$  的一部分, 假设码字长  $L$  等于子载波总数  $K$ , 则第  $k$  个子载波上加载了各个码字的第  $k$  列元素, 分别是  $c_{1,k}, c_{2,k}, \dots, c_{Q,k}$ ,  $c_{q,k} = (c_{q,k}^1, c_{q,k}^2, \dots, c_{q,k}^{n_q})^T$ , 即第  $q$  组的  $n_q$  副发射天线在第  $k$  个子载波上发送的数据序列。

因此, 在接收机端可以对各子载波解调出的信号  $r_k$  ( $1 \leq k \leq K$ ) 做分组干扰抑制检测以分离出  $Q$  个空时码字的所有列, 重新组合后由最大似然译码准则计算可得最初的码字。如果对每一个子载波上的信号均采用组排序检测的方法检测固然可以成功, 本文称之为竭尽检测方案, 但是每确定一次组检测次序都需要完成一定量的矩阵运算, 因此, 若子载波总数  $K$  较大, 则总的计算量将剧增。

考虑到 OFDM 子载波, 尤其是频谱上分布相邻的子载波在频率选择性衰落信道上的信道频率响应具有一定的相关

性, 本文利用这一特征群分全体 OFDM 子载波, 并采用不同的检测方法检测每一群中的信号。具体如下。

1) 将  $K$  个子载波分为  $P$  个群, 每个群包含  $p$  个子载波, 即  $P \times p = K$ , 各群中的子载波在频谱上连续分布。为不失一般性, 以第一个子载波群上信号  $r_1, r_2, \dots, r_p$  的检测为例说明。

2) 选出群里中心位置子载波上的信号  $r_{\text{中}}$ , 对  $r_{\text{中}}$  上的信号采用组排序检测方法进行检测。在其检测过程中获得一系列检测次序, 将这列次序记录下来。

3) 对群里其他  $p-1$  个子载波上的信号采用分组干扰抑制的方法进行检测, 对各发射天线组发射信号的检测依照步骤 2) 中获得的组检测次序来执行。

该子载波分群检测方案较之竭尽检测方案, 在获得组检测次序这个阶段中能节省大量的矩阵运算: 对由  $K$  个 OFDM 子载波分成  $P$  个群的系统而言, 在该阶段能节省  $(K-P) \left[ \frac{Q(Q+1)}{2} - 1 \right]$  个分组干扰抑制矩阵  $\Theta(C)$  的获得运算;  $(K-P) \left[ \frac{Q(Q+1)}{2} - 1 \right]$  个  $PSSNR_q$  的获得运算; 以及若干  $PSSNR_q$  之间的比较运算等。显然, 群的数量  $P$  越小, 计算的复杂度越低, 但同时系统性能也将受到影响。因此  $P$  的选择需要在计算复杂度和系统性能两者之间寻求一个折中。

### 5 仿真结果及分析

首先仿真在组分天线 MIMO-OFDM 系统中, 每群包含子载波的数量 ( $s/g$ ) 与系统误码率 ( $BER$ ) 之间的关系。这里选用  $4 \times 4$  天线系统和  $6 \times 6$  天线系统为例, 其中各组天线采用发射天线数为 2 的 Alamouti 空时编码方式<sup>[8]</sup>。仿真选择 HIPERLAN/2A 信道模型<sup>[9]</sup>, 假设采用的最小二乘法 (Least Square, LS) 信道估计算法<sup>[10]</sup>可以准确估计信道参数, 并且假设信道是准静态的。相应的仿真参数为: OFDM 子载波数  $K=64$ ; IFFT (FFT) 点数为 64; 循环前缀 CP 长度为 16; OFDM 符号长度为  $3.2 \mu\text{s}$ ; 保护间隔长度为  $0.8 \mu\text{s}$ ; 每一数据包包含的原始比特数量为 500; 子载波上调制方式为 QPSK; 信道编码方式为  $1/2$  效率的卷积码。

图 2 和 3 分别表示的是在不同情况下  $4 \times 4$  天线系统和  $6 \times 6$  天线系统的仿真结果。其中, 纵坐标为比特误码率 ( $BER$ ), 横坐标为每个接收天线处收到的比特平均能量与 AWGN 功率谱密度之比 ( $E_b/N_0$ )。

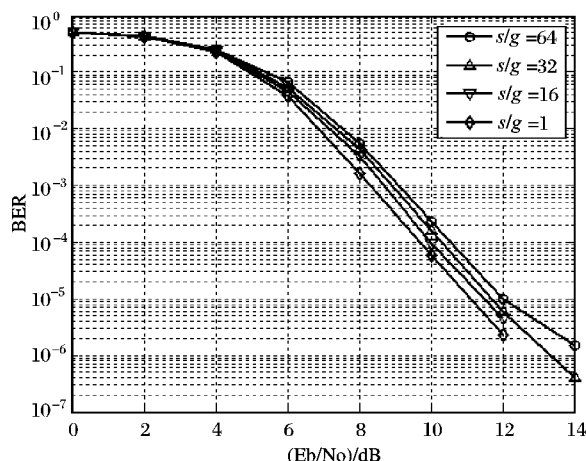


图2  $4 \times 4$  天线系统性能比较

以系统误码率为  $10^{-4}$  作为系统性能比较的基准, 由图 2 可知, 对于  $4 \times 4$  天线系统来说, 当采用子载波分群检测方案

时,如果  $s/g$  不超过 64,那么其系统信噪比较之采用竭尽检测方案 ( $s/g = 1$ ) 时仅下降了 1.0 dB。由图 3 可知,对于  $6 \times 6$  天线系统来说,当采用子载波分群检测方案时,如果  $s/g$  不超过 16,那么其系统信噪比较之采用竭尽检测方案时仅下降了 1.0 dB;  $s/g$  不超过 32,那么其系统信噪比较之采用竭尽检测方案时仅下降了 1.2 dB。

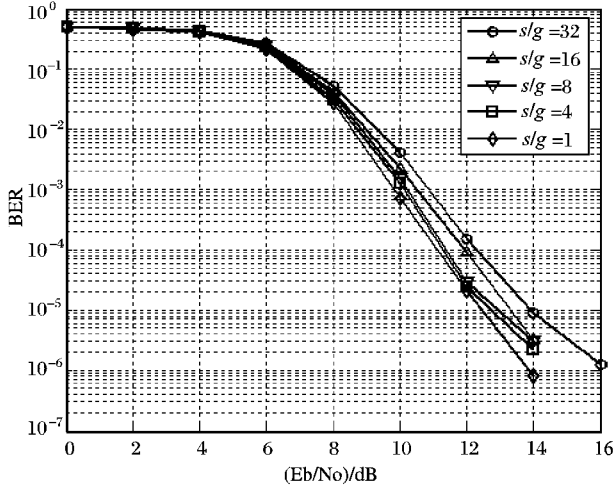


图 3  $6 \times 6$  天线系统性能比较

以下是在计算复杂度方面,子载波分群检测方案和竭尽检测方案之间的比较。

图 4 和 5 分别是在  $4 \times 4$  和  $6 \times 6$  天线系统中每检测一个数据包所需进行浮点运算的平均次数 (FLOP)。由图可知,对于竭尽检测方案来说,每检测一个数据包所需 FLOP 与  $s/g$  没有关系,但是对于子载波分群检测方案,随着  $s/g$  的增加每检测一个数据包所需 FLOP 大幅度减少。

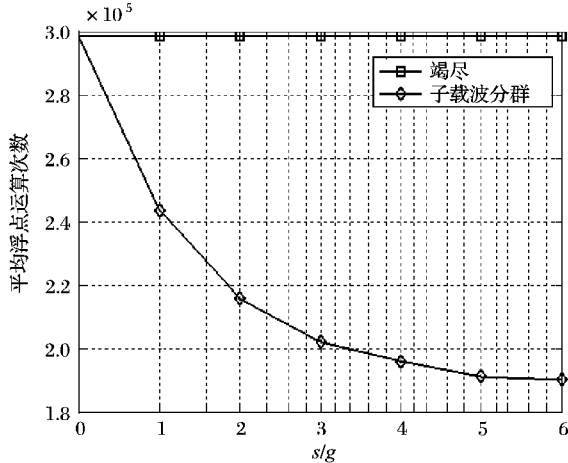


图 4  $4 \times 4$  天线系统的平均浮点运算次数/数据包

本文将子载波分群检测方案相对竭尽检测方案在检测阶段中计算复杂度的降低量化为:

$$\frac{FLOP_{\text{端}} - FLOP_{\text{分群}}}{FLOP_{\text{端}}} \times 100\% \quad (15)$$

可以通过计算得知,对于  $4 \times 4$  天线系统来说,当  $s/g$  为 8 时,子载波分群检测方案的计算复杂度相比竭尽检测方案下降了 32.27%;当  $s/g$  为 64 时,则下降了 36.13%。对于  $6 \times 6$  天线系统,当  $s/g$  为 8 时,子载波分群检测方案的计算复杂度相比竭尽检测方案下降了 47.52%;当  $s/g$  为 64 时,则下降了 53.14%。

由以上分析可知,采用子载波分群检测方案代替竭尽检测方案可以以很小的系统性能下降为代价来获得计算复杂度大幅度降低。

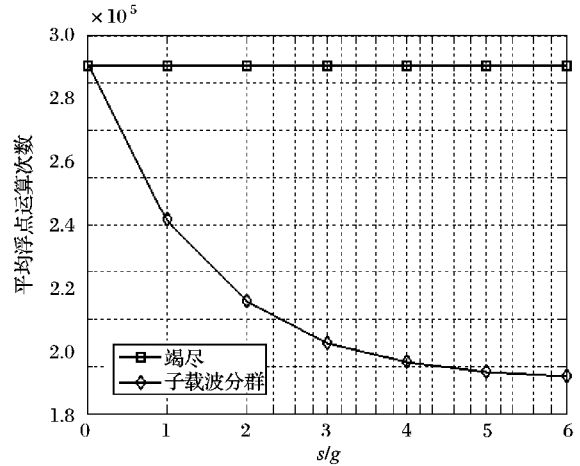


图 5  $6 \times 6$  天线系统的平均浮点运算次数/数据包

## 6 结语

采用本文所述的结合子载波分群检测方法的组分 MIMO-OFDM 系统方案不仅可以有效地抵抗实际信道的频率选择性衰落及提高分集增益,相对竭尽检测方案而言,还能大幅度降低系统检测复杂度,并且仿真结果表明系统性能受到的影响非常小。

### 参考文献:

- [1] TAROKH V, SESHADRI N, CALDERBANK A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(2): 744-765.
- [2] TAROKH V, NAGUIB A, SESHADRI N, et al. Combined array processing and space-time coding [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(4): 1121-1128.
- [3] DAI Y, LEI Z, SUN S. Ordered array processing for space-time coded systems [J]. IEEE Communications Letters, 2004, 8(8): 526-528.
- [4] VUCETIC B, YUAN J. 空时编码技术[M]. 王晓海,译. 北京:机械工业出版社,2004: 224.
- [5] AGRAWAL D, TAROKH V, NAGUIB A, et al. Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels [C]// IEEE Vehicular Technology Conference. Ottawa, Canada: IEEE, 1998, 3: 2232-2236.
- [6] LARSSON E G, STOICA P. Space-time block coding for wireless communications [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- [7] JAFARKHANI H. 空时编码的理论与实践[M]. 任品毅,译. 西安:西安交通大学出版社,2007: 18-19.
- [8] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [9] ETSI Normalization Committee. 3ER1085B Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios [S]. Sophia-Antipolis, France: European Telecommunication Standards Institution, 1998.
- [10] LI Y. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2002, 1(1): 67-75.