

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 1/00 (2006.01)

H04L 1/06 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510041683.6

[45] 授权公告日 2008年2月20日

[11] 授权公告号 CN 100370719C

[22] 申请日 2005.2.4

[21] 申请号 200510041683.6

[73] 专利权人 西安交通大学

地址 710049 陕西省西安市咸宁路28号

共同专利权人 长安大学

[72] 发明人 冯兴乐 朱世华 任品毅

[56] 参考文献

US2003/0068994A1 2003.4.10

CN1411190A 2003.4.16

US2004/0141566A1 2004.7.22

CN1545339A 2004.11.10

Adaptive modulation for MIMO systems with V- BLAST detection. Young. Doo Kim, Inhyoung Kim, Jihoon Choi, Jae. YoungAhn, Lee Y. H. The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference 2003, Vol. 2. 2003

多入多出 (MIMO) 分层空时码算法研究. 龚昌平, 熊万安, 龚耀寰. 通信技术, 第10期. 2003

审查员 罗玮

[74] 专利代理机构 西安通大专利代理有限责任公司

代理人 徐文权

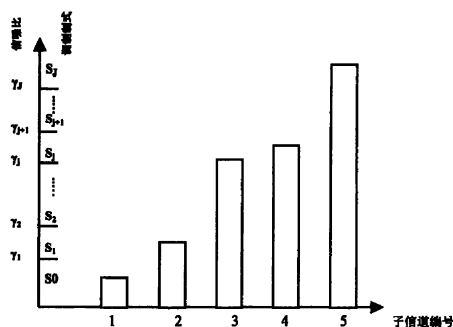
权利要求书2页 说明书10页 附图4页

[54] 发明名称

基于自适应调制的垂直分层空时系统接收检测方法

[57] 摘要

本发明提出了一种基于自适应调制的垂直分层空时系统接收检测方法, 该方法首先检测调制制式已达最大的饱和信道, 然后检测信噪比不能满足最低门限的无效信道, 最后按检测后信噪比距离门限值最近者优先的原则检测剩余子信道, 由于该方法使得检测后信噪比刚好满足信噪比门限值且余值最小, 因此可以最大限度地利用信道资源, 提高系统的频谱效率。



1、一种基于自适应调制的垂直分层空时系统接收检测方法，

基于一个有  $M$  个发射天线和  $P$  个接收天线的多输入多输出传输系统，信道为准静态平坦瑞利衰落，各子信道之间相互独立，接收端有理想的信道估计和同步接收，接收信号为  $r=Hb+n$ ，其中  $r$  为  $P \times 1$  维的接收信号向量； $H$  为  $P \times M$  维的信道矩阵； $n$  为  $P \times 1$  维的高斯白噪声，均值为 0，方差为  $\sigma^2$ ； $b$  为  $M \times 1$  维的已调制发射信号向量；

其特征在于：

1) 在接收端采用基于迫零准则的检测方法，其具体步骤为：

① 根据信噪比门限值  $\{\gamma_j : j=1, 2, \dots, J\}$ 、调制制式  $\{S_j : j=1, 2, \dots, J\}$  及目标误

码率  $BER_{target}$  的关系式  $BER_{target} \leq 4Q\left[\sqrt{\frac{3\gamma_j}{S_j-1}}\right]$ ，其中  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ ， $x \geq 0$ ，确定一系列

调制制式对应的信噪比门限值；

② 令  $m=1$ ， $G=H^T$ ， $A=\{1, 2, \dots, M\}$ ，其中  $m$  为对应发射天线数的迭代数， $H$  为理想的信道估计值， $H^T$  为信道矩阵  $H$  的 Moore-Penrose 广义逆矩阵， $A$  为未检天线序号集合；

③ 计算权系数  $w_i = (G)_i$ ， $i \in A$ ，其中  $(G)_i$  为矩阵  $G$  的第  $i$  行；

④ 此时未检测的第  $i$  支数据流所对应的检测后信噪比为  $\rho_i = \frac{E|b_i|^2}{\sigma^2 \|w_i\|^2}$ ， $i \in A$ ，其中每根

天线发射信号的平均能量  $E|b_i|^2$  设为 1，噪声方差  $\sigma^2$  能够由子空间分解法求得；

⑤ 判断是否存在  $\rho_i \geq \gamma_j$ ， $i \in A$ ，若存在，则本次应该检测的子信道编号为  $k_m = \arg \max_{i \in A} \rho_i$ ，即信噪比最大的饱和信道，同时该子信道的调制制式为  $P_{k_m} = S_j$ ，然后转到步骤⑥，否则，判断是否存在  $\rho_i < \gamma_1$ ， $i \in A$ ，若存在，则本次应该检测的子信道编号为  $k_m = \arg \min_{i \in A} \rho_i$ ，即信噪比最小的无效信道，同时该子信道的调制制式为  $P_{k_m} = null$ ，实际上就是在  $k_m$  子信道上不发送数据，然后转到步骤⑦；否则，计算  $\langle i^*, j^* \rangle = \arg \min_{\substack{i \in A \\ j \in \{1, 2, \dots, J-1\}}} (\rho_i - \gamma_j)$  *s.t.*  $\rho_i \geq \gamma_j$ ，寻找信噪比多余量最小的子信道，则本次应该检测的子信道编号为  $k_m = i^*$ ，同时该子信道的调制

制式为  $P_{k_m} = S_j$ ;

⑥根据在步骤⑤得到的本次应该检测第  $k_m$  个天线对应的信号且该子信道按调制制式  $P_{k_m}$  调制信号;

⑦  $\mathbf{G} = [\mathbf{H}_{k_m}]^\dagger$ , 在信道矩阵  $\mathbf{H}$  中将  $k_1, k_2, \dots, k_m$  列置零后计算广义逆;

⑧  $\mathbf{A} = \mathbf{A} - \{k_m\}$ , 在未检天线序号集合中去除  $k_m$ ;

⑨  $m = m + 1$ , 重复步骤②~⑧, 直到  $m = M$ ;

⑩将所有子信道的调制制式  $P_{k_m}, m = \{1, 2, \dots, M\}$  反馈到发射端, 将混合顺序  $\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$  存储到接收端内存中;

2) 接收端依据混合顺序  $\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$ , 依次检测出所有发射天线传送的数据。

## 基于自适应调制的垂直分层空时系统接收检测方法

### 技术领域

本发明涉及一种无线通信系统接收检测方法，尤其涉及一种基于自适应调制的垂直分层空时系统的接收检测方法。

### 背景技术

下一代的移动通信系统要求支持不同服务质量要求的高速多媒体传输业务。高速传输的主要指标是频谱效率，即在给定误码率和掉话率的前提下，单位小区单位带宽内所能达到的最大传输速率。

贝尔实验室垂直分层空时系统(V-BLAST)是一种由贝尔实验室首先提出的，在发射端和接收端都采用多天线的技术，它是一种充分利用空域资源来提高通信系统频谱效率的通信技术。在通常的独立瑞利(Rayleigh)散射信道假设前提下，当发射天线数固定的情况下，理论容量和接收天线数呈线性关系。具体来讲，在发射端首先将每个用户的数据流分割为多个独立的子数据流后并行分配在各发射天线上，所有的子数据流以同样的频带传输。在接收端，若接收天线的阵元数目大于等于发射天线的阵元数目，且信道传输特性对于接收端是已知的，就可利用传输信道的空间特性区分不同的数据流。

在已有的 V-BLAST 接收检测方案中，通常采用基于不同准则的串行干扰抵消方法，即按照一定的检测顺序依次检测各发射天线传输的信号。每次检测一个发射天线对应的信号后，从总接收信号中减去该信号对其他信号造成的干扰，如此循环往复，直至最后检测出所有子数据流的信息。V-BLAST 检测方法的实质就是空域的串行干扰抵消方法。根据检测顺序的不同，又可分为正序检测和逆序检测。文献。[V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, et al. Proc. ISSSE-98[C], Pisa, Italy, 1998: 295-300]首次提出正序的 V-BLAST 检测算法，首先对信噪比最大的信号进行检测判决，然后从总

接收信号中减去该信号对其他信号造成的干扰，如此循环往复，直至最后检测出所有子数据流的信息。在该文献中由于没有考虑自适应调制，其最优检测的出发点是检测误码率最低，而一般通信系统更注重频谱效率，即在给定目标误比特率或掉话率的前提下，单位小区单位带宽内所能达到的最大传输速率。与此相反，文献[Adaptive modulation for MIMO systems with V-BLAST detection. Kim Y D, Kim I Y, Choi J H, et al. IEEE VTC 2003-Spring [C], Jeju, Korea, 2003:1074-1078]提出一种逆序检测方法，即按检测信噪比由弱到强的顺序进行检测。尽管文中采用了自适应调制，但是同样关注误码性能，没有考虑频谱效率。这两种检测顺序各有弊端，当平均信噪比较低时，正序检测不能快速有效地将无效信道变为有效信道，对应的频谱效率较低；当平均信噪比较高时，逆序检测尽管使饱和信道的信噪比升高，但由于该信道已经饱和而不能提高频谱效率。

#### 发明内容

本发明的目的在于克服上述两种检测方案的缺点，从最大化频谱效率为出发点，将正序和逆序检测相结合，提出了一种基于自适应调制的垂直分层空时系统接收检测方法。

为达到上述目的，本发明采用的技术方案是：基于一个有  $M$  个发射天线和  $P$  个接收天线的多输入多输出传输系统，信道为准静态平坦瑞利衰落，各子信道之间相互独立，接收端有理想的信道估计和同步接收，接收信号为  $r=Hb+n$ ，其中  $r$  为  $P \times 1$  维的接收信号向量； $H$  为  $P \times M$  维的信道矩阵； $n$  为  $P \times 1$  维的高斯白噪声，均值为 0，方差为  $\sigma^2$ ； $b$  为  $M \times 1$  维的已调制发射信号向量；

其特征在于：

1) 在接收端采用基于迫零准则的检测方法，其具体步骤为：

①根据信噪比门限值  $\{\gamma_j : j=1, 2, \dots, J\}$ 、调制制式  $\{S_j : j=1, 2, \dots, J\}$  及目标误码

率  $BER_{target}$  的关系式  $BER_{target} \leq 4Q\left[\sqrt{\frac{3\gamma_j}{S_j-1}}\right]$ ，其中  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ ， $x \geq 0$ ，确定一系列调

制制式对应的信噪比门限值；

②令  $m=1$ ， $G=H$ ， $A=\{1, 2, \dots, M\}$ ，其中  $m$  为对应发射天线数的迭代数， $H$  为理想

的信道估计值， $H$ 为信道矩阵  $H$  的 Moore-Penrose 广义逆矩阵， $A$  为未检天线序号集合；

③计算权系数  $w_i = (G)_i$ ， $i \in A$ ，其中  $(G)_i$  为矩阵  $G$  的第  $i$  行；

④此时未检测的第  $i$  支数据流所对应的检测后信噪比为  $\rho_i = \frac{E|b_i|^2}{\sigma^2 \|w_i\|^2}$ ， $i \in A$ ，其中每根天线发射信号的平均能量  $E|b_i|^2$  设为 1，噪声方差  $\sigma^2$  能够由子空间分解法求得；

⑤判断是否存在  $\rho_i \geq \gamma_j$ ， $i \in A$ ，若存在，则本次应该检测的子信道编号为  $k_m = \arg \max_{i \in A} \rho_i$ ，即信噪比最大的饱和信道，同时该子信道的调制制式为  $P_{k_m} = S_j$ ，然后转到步骤⑥，否则，判断是否存在  $\rho_i < \gamma_1$ ， $i \in A$ ，若存在，则本次应该检测的子信道编号为  $k_m = \arg \min_{i \in A} \rho_i$ ，即信噪比最小的无效信道，同时该子信道的调制制式为  $P_{k_m} = null$ ，实际上就是在  $k_m$  子信道上不发送数据，然后转到步骤⑦；否则，计算  $(i^*, j^*) = \arg \min_{i \in A} (\rho_i - \gamma_j) \text{ s.t. } \rho_i \geq \gamma_j$ ，寻找信噪比多余量最小的子信道，则本次应该检测的子信道编号为  $k_m = i^*$ ，同时该子信道的调制制式为  $P_{k_m} = S_{j^*}$ ；

⑥根据在步骤⑤得到的本次应该检测第  $k_m$  个天线对应的信号且该子信道按调制制式  $P_{k_m}$  调制信号；

⑦  $G = [H_{k_m}]^\dagger$ ，在信道矩阵  $H$  中将  $k_1, k_2, \dots, k_m$  列置零后计算广义逆；

⑧  $A = A - \{k_m\}$ ，在未检天线序号集合中去除  $k_m$ ；

⑨  $m = m + 1$ ，重复步骤②~⑧，直到  $m = M$ ；

⑩将所有子信道的调制制式  $P_{k_m}$ ， $m = \{1, 2, \dots, M\}$  反馈到发射端，将混合顺序  $\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$  存储到接收端内存中；

2) 接收端依据混合顺序  $\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$ ，依次检测出所有发射天线传送的数据。

本发明首先检测饱和信道，然后再检测无效信道，最后按实际检测后信噪比距离门限值最近者优先的原则对剩余子信道进行检测，每检测出一个子信道，将它对其他信道的干扰抵消后重新计算信噪比，如此反复，直至检测出所有子信道，仿真结果表明，在平均信噪比较高或较低时，本发明的的频谱效率分别趋于正序或逆序检测，当信噪比适中时，本发明的频谱效率优于其它两种算法，同时也说明总信道增益的提高并不对应频

谱效率提高。

#### 附图说明

图1是本发明的信噪比与调制制式关系示意图，其中横坐标为子信道编号，纵坐标为信噪比；

图2是本发明的混合检测顺序流程图；

图3是本发明与其它检测算法对应的频谱效率比较图，其中横坐标为接收天线处的平均符号信噪比 SNR，纵坐标为频谱效率，采用蒙特卡罗算法仿真；

图4是本发明与正序检测、逆序检测对应的总信道增益比较图，其中横坐标为接收天线处的平均符号信噪比 SNR，纵坐标为总信道增益，采用蒙特卡罗算法仿真；

图5是本发明与正序检测、逆序检测对应误码率比较图，其中横坐标为接收天线处的平均符号信噪比 SNR，纵坐标为误码率；采用蒙特卡罗算法仿真。

#### 具体实施方式

下面结合附图对本发明作进一步详细说明。

设一个有  $M$  个发射天线和  $P$  个接收天线的多输入多输出传输系统，信道为准静态平坦瑞利衰落，各子信道之间相互独立，接收端有理想的信道估计和同步接收，接收信号为  $\mathbf{r}=\mathbf{H}\mathbf{b}+\mathbf{n}$ ，其中  $\mathbf{r}$  为  $P\times 1$  维的接收信号向量；  $\mathbf{H}$  为  $P\times M$  维的信道矩阵；  $\mathbf{n}$  为  $P\times 1$  维的高斯白噪声，均值为 0，方差为  $\sigma^2$ ；  $\mathbf{b}$  为  $M\times 1$  维的已调制发射信号向量，本发明未考虑编码， $\mathbf{b}$  中的各元素对应各发射天线的信号，其调制制式由接收端根据各子信道的衰落进行自适应调制，将调制制式通过低速率的反馈链路告诉发射端，本发明假设反馈链路可实现无延时，无差错传输。

为了下面分析方便，首先给出无效信道和饱和信道的定义。无效信道是由于该信道的信噪比太低不能满足 BPSK 所需的信噪比门限，此时该信道不能发送有效数据；饱和信道是由于该信道的信噪比大于最高调制制式对应的信噪比门限，此时信噪比再提高也不能发送更多数据。对于一个调制类型和目标误码率确定的通信系统，接收端采用最大似然解调，那么就可以得到某一种调制制式  $S_j$  和接收信噪比最低门限值  $\gamma_j$  的对应关系，即解调采用调

制制式  $S_j$  的信号后, 若想得到不高于目标误码率的性能, 接收信噪比必须不低于  $\gamma_j$ 。

参见图 1, 信噪比划分为  $J+1$  个区间, 共有  $J$  个信噪比门限值  $\gamma_j, j \in \{1, 2, \dots, J\}$ , 若信噪比落在  $[\gamma_j, \gamma_{j+1})$  区间内, 对应的调制制式为  $S_j$ 。此时每个符号发送的比特数为  $j$ 。如图 1 中信道 2 的信噪比落在  $[\gamma_1, \gamma_2)$  区间内, 其对应的调制制式为  $S_1$ , 即 BPSK; 若第  $i$  信道 (如图 1 中的信道 5) 的检测后信噪比  $\rho_i \geq \gamma_j$ , 则该信道可使用的调制制式是最高调制制式  $S_j$ , 称该信道为饱和信道; 若第  $i$  信道 (如图 1 中的信道 1) 的检测后信噪比  $\rho_i < \gamma_1$ , 则该信道信噪比不能满足最低调制制式 BPSK 所需的信噪比门限值  $\gamma_1$ , 此时采用调制制式 null, 即不发射数据, 称该信道为无效信道。

通过上述分析可以得出下面结论, 对于一个调制类型和目标误码率确定的通信系统, 信噪比门限值集合  $\{\gamma_j, j=1, 2, \dots, J\}$  是确定的, 要想提高系统的频谱效率, 必须提高接收信号检测后信噪比  $\rho_i$ 。

参见图 2, 接收端求解混合检测顺序的具体步骤为:

1) 根据信噪比门限值  $\{\gamma_j: j=1, 2, \dots, J\}$ 、调制制式  $\{S_j: j=1, 2, \dots, J\}$  及目标误码

率  $BER_{target}$  的关系式  $BER_{target} \leq 4Q\left[\sqrt{\frac{3\gamma_j}{S_j-1}}\right]$ , 其中  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt, x \geq 0$ , 确定一系列调

制制式对应的信噪比门限值, 即  $\gamma_j$  为采用调制制式  $S_j$  时, 达到目标误码率所需的最低信噪比, 此时的每符号传输  $j$  个比特;

2) 令  $m=1, G=H^T, A=\{1, 2, \dots, M\}$ 。其中  $m$  为对应发射天线数的迭代数,  $H$  为理想的信道估计值。  $H^T$  表示信道矩阵  $H$  的 Moore-Penrose 广义逆矩阵,  $A$  为未检天线序号集合;

3) 计算权系数  $\mathbf{w}_i = (G)_i, i \in A$ , 其中  $(G)_i$  表示矩阵  $G$  的第  $i$  行;

4) 此时未检测的第  $i$  支数据流所对应的检测后信噪比为  $\rho_i = \frac{E\|b_i\|^2}{\sigma^2 \|\mathbf{w}_i\|^2}, i \in A$ 。其中  $E\|b_i\|^2$  为每根天线发射信号的平均能量, 为简单起见, 本发明设  $E\|b_i\|^2$  为 1。噪声方差  $\sigma^2$  能够由现有技术求得, 如子空间分解法。

5) 判断是否存在  $\rho_i \geq \gamma_j, i \in A$ 。若存在, 则这次应该检测的子信道编号为  $k_m = \arg \max_{i \in A} \rho_i$ ,



即信噪比最大的饱和信道，同时该子信道的调制制式为  $P_{k_m} = S_j$ ，转到步骤 8；若不存在转到步骤 6；

6) 判断是否存在  $\rho_i < \gamma_1, i \in A$ 。若存在，则这次应该检测的子信道编号为  $k_m = \arg \min_{i \in A} \rho_i$ ，即信噪比最小的无效信道，同时该子信道的调制制式为  $P_{k_m} = null$ ，实际上就是在  $k_m$  子信道上不发送数据；转到步骤 8；若不存在，转到步骤 7；

7) 计算  $\langle i^*, j^* \rangle = \arg \min_{\substack{i \in A \\ j \in \{1, 2, \dots, J-1\}}} (\rho_i - \gamma_j) \quad s.t. \quad \rho_i \geq \gamma_j$ ，寻找信噪比多余量最小的子信道，也就是说，此时若在第  $k_m = i^*$  子信道按调制制式  $P_{k_m} = S_{j^*}$  调制信号，接收端检测得到的误码率刚好满足目标误码率，且信噪比的浪费最小；

8) 至此，根据步骤 5~7 得到的本次应该检测第  $k_m$  个天线对应的信号且该子信道按调制制式  $P_{k_m}$  调制信号；

9)  $\mathbf{G} = [\mathbf{H}_{k_m}]^\dagger$ 。在信道矩阵  $\mathbf{H}$  中将  $k_1, k_2, \dots, k_m$  列置零后计算广义逆；

10)  $\mathbf{A} = \mathbf{A} - \{k_m\}$ ；在未检天线序号集合中去除  $k_m$ ；

11)  $m = m + 1$ ，重复步骤 3~10，直到  $m = M$ ；

12) 将所有子信道的调制制式为  $P_{k_m}, m = \{1, 2, \dots, M\}$  反馈到发射端，将混合检测顺序  $\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$  存储到接收端内存中；

以下是接收端按基于迫零准则，按照混合检测顺序进行检测的步骤：

1) 接收端从内存中调出混合检测顺序  $\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$ ，并依据下面步骤依次检测发射端数据  $\mathbf{b}_m, m = \{1, 2, \dots, M\}$ ；

2) 令  $m = 1$ ， $\mathbf{G} = \mathbf{H}^\dagger$ ， $\mathbf{r}_m = \mathbf{r}$ ，其中  $\mathbf{r}$  为接收信号向量， $m$  为对应发射天线数的迭代数， $\mathbf{H}$  为理想的信道估计值。 $\mathbf{H}^\dagger$  表示信道矩阵  $\mathbf{H}$  的 Moore-Penrose 广义逆矩阵；

3) 计算权系数  $\mathbf{w}_{k_m} = (\mathbf{G})_{k_m}$ 。其中  $(\mathbf{G})_{k_m}$  表示矩阵  $\mathbf{G}$  的第  $k_m$  行；

4) 根据  $\hat{b}_{k_m} = D(\mathbf{w}_{k_m} \mathbf{r}_m)$  得到  $b_{k_m}$  的估计值。其中  $D$  为对应调制类型（如 QAM, PSK 等）的解调函数；

5)  $\mathbf{r}_{m+1} = \mathbf{r}_m - \hat{b}_{k_m} (\mathbf{H})_{k_m}$ 。在总接收信号  $\mathbf{r}_m$  中减去  $b_{k_m}$  造成的干扰。其中  $(\mathbf{H})_{k_m}$  表示矩阵  $\mathbf{H}$  的第  $k_m$  列；

- 6)  $\mathbf{G} = [\mathbf{H}_{k_m}]^\dagger$ 。在信道矩阵  $\mathbf{H}$  中将  $k_1, k_2, \dots, k_m$  列置零后计算广义逆；  
 7)  $m=m+1$ ，重复步骤 3) ~6)，直到  $m=M$ 。

由于本发明采用的是基于自适应调制的多天线系统，不同的检测顺序将导致不同的频谱效率，本发明也正是从频谱效率最大化为出发点，提出混合顺序检测方法。需要指出的是，混合顺序是在接收端根据信道估计值和噪声估计值进行计算的，一旦计算出后，将各发射天线对应的调制制式反馈到发射端，此后的一段时间内，发射端一直按此调制制式进行信号调制，直到接收端检测到信道状态发生变化，重新计算出新的调制制式并反馈到发射端，发射端才会根据新的调制制式进行操作，因此对于准静态信道而言，调用求解混合顺序算法的频率并不高；与此不同，接收端的检测算法一直在工作。

在接收端采用基于迫零准则的检测方法中（下面叙述适用于任意的检测顺序），假设检测顺序  $K = \{k_1, k_2, \dots, k_M\}$ ，权系数  $\mathbf{w}_{k_i}$  的取值满足下面迫零条件：

$$\mathbf{w}_{k_i}(\mathbf{H})_{k_j} = \begin{cases} 0, & j > i \\ 1, & j = i \end{cases}$$

这样  $\mathbf{w}_{k_i}$  只需要与  $\mathbf{H}$  的部分列 ( $k_{i+1}, k_{i+2}, \dots, k_M$ ) 正交，共计  $u=M-i$  列，即与未检信号张成的子空间正交。第  $k_i$  支数据流经过  $i-1$  次干扰抵消后的检测后信噪比用下式表示：

$$\rho_{k_i} = \frac{E[|b_{k_i}|^2]}{\sigma^2 \|\mathbf{w}_{k_i}\|^2}$$

系统的误码性能由检测后信噪比  $\rho_{k_i}$  决定，由于各子信道的信号符号能量  $b_k$  和信道噪声功率  $\sigma^2$  相同，因此系统性能只取决于等价增益  $\|\mathbf{w}_{k_i}\|^{-1}$ 。根据 Cauchy-Schwartz 不等式， $\mathbf{w}_{k_i}$  中的  $i$  越大，要求与之正交的  $\mathbf{H}$  的列数  $u$  越少，等价增益越大，换句话说，按本发明的检测算法每迭代一次，信道矩阵中将有一列补零，其它未检子信道的等价增益将变大，即

$$\|\mathbf{w}_{k_i, j}\|^{-1} \leq \|\mathbf{w}_{k_i, j+1}\|^{-1}$$

$j$  表示迭代次数。整个系统的总信道增益定义为

$$J(k_1, k_2, \dots, k_M) = \sum_{i=1}^M \|\mathbf{w}_{k_i}\|^{-1}$$

但是在 Kim YD 文献中证明：使用不同检测顺序，等价增益与检测后信噪比的提高幅度不

同，在不采用自适应调制的系统中，检测误码率不同；在采用自适应调制的系统中，对应的频谱效率不同，因此检测顺序很重要。

本发明首先检测饱和信道（如图1中的信道5），若饱和信道不止一个，则按信噪比由强到弱顺序检测（即正序检测）。检测饱和信道后，其余无效（或未饱和）信道经干扰消除后检测后信噪比逐渐提高，等到检测该信道时可能已变为有效（或饱和）信道；反之，若首先检测未饱和信道（即逆序检测），其余饱和信道经多次迭代后检测后信噪比尽管有所提高，但由于该信道本来就饱和，即使信噪比再增加也不能提高调制制式。因此首先检测饱和信道更有利于提高系统的频谱效率；其次检测无效信道（如图1中的信道1），若无效信道不止一个，则按信噪比由弱到强顺序检测（即逆序检测）。尽管无效信道不能传送有效数据，但通过检测无效信道（实际上就是将信道矩阵中对应无效信道的这一列置零）可以使其它信道（包括其余无效信道或非饱和信道）的等价增益升高，同时我们注意到，如果按信噪比由弱到强检测，越是先检测的信道（很可能是信噪比远低于 $\gamma_1$ 的无效信道），其原始信噪比（第一次检测时计算所得，如 $\rho \in [\gamma_j, \gamma_{j+1})$ ）越低且迭代次数越少而不能成为有效信道，更为关键的是越是后来检测的信道（可以是无效信道或有效非饱和信道），其原始信噪比越高且迭代次数越多，越有可能使其检测后信噪比相比原始信噪比有更大增长，进入新的一个信噪比区间（ $\rho \in [\gamma_{j+1}, \gamma_{j+2})$ ），这样该信道对应的调制制式由原先的 $S_j$ （由原始信噪比计算所得）变为 $S_{j+1}$ （由多次迭代后的检测后信噪比计算所得），相应的每符号传输比特数由原先的 $j$ 增加为 $j+1$ ；最后按检测后信噪比距离门限值最近者优先的原则检测剩余子信道。在采用调制制式为 $S_j$ 的系统中，只要检测后信噪比满足 $\rho_i \geq \gamma_j$ ，那么接收误码率一定不大于目标误码率（即 $BER \leq BER_{target}$ ），而且检测后信噪比距离门限值越近（即 $e_i = \rho_i - \gamma_j$ 越小），实际误码率越接近系统要求的目标误码率。系统要求是只要满足 $BER \leq BER_{target}$ 就可以了，因此优化目标就是寻找满足 $\arg \min e_i, \text{ s.t. } e_i \geq 0$ 的检测顺序，寻找实际信噪比 $\rho_i$ 不小于门限值 $\gamma_j$ 且距离门限值最近的子信道，把距离门限值较远的子信道留到以后检测，经干扰消除后检测后信噪比有可能再上一个台阶，达到更高的调制制式。例如，有多个信道（如图1中的信道3、4）的检测后信噪比均落在 $[\gamma_j, \gamma_{j+1})$ 区间内，可以传送

的每符号比特数为 $j$ 。则根据混合检测顺序，首先检测距离 $\gamma_j$ 最近的子信道（图1中的信道3），因为距离 $\gamma_j$ 最远的子信道距离 $\gamma_{j+1}$ 最近，经过迭代检测干扰消除后，越有可能使信噪比升高，甚至达到或超过 $\gamma_{j+1}$ ，这样在以后检测时，距离 $\gamma_j$ 最远的子信道（图1中的信道4）可能传送的每符号比特数为 $j+1$ ，这样就可以提高频谱效率。

参见图 3，在仿真试验中主要比较采用正序、逆序和本发明提出的混合检测顺序对应的 3 种检测算法的频谱效率，（以下简称“正序检测”、“逆序检测”和“混合检测”），为了比较方便，图 3 中还列出传统自适应调制对应的频谱效率，即利用接收天线处测得的原始信噪比进行自适应调制，采用匹配滤波进行传统检测（以下简称“传统检测”），仿真条件为发射天线数和接收天线数均为 4，目标误比特率 $BER_{\text{target}} = 10^{-3}$ ，假设信道为准静态平坦瑞利衰落，具有理想的信道估计和及时反馈信息机制，最高调制制式对应的每符号比特数 $J = 6$ ，即对应调制制式分别为不发射数据，BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM，相对应的每符号比特数 $j \in [0, 1, \dots, 6]$ 。频谱效率定义为每个天线单位带宽单位时间内传输的最大比特数，由图 3 可以看出：无论正序还是逆序检测，其频谱效率均优于传统检测，当 $SNR < 22.5\text{dB}$ 时逆序检测优于正序检测，反之则劣于正序检测。随着信噪比趋于正（负）无穷，两种算法的频谱效率均趋于上（下）界，当最高调制制式 $J$ 变大时，图 3 中各检测算法对应的频谱效率变化规律不变，只是最大频谱效率上界整体上移（图 3 中未标出），当平均符号信噪比较低时（ $SNR < 17\text{dB}$ ），由于大多数信道为无效信道，饱和信道很少，混合检测的频谱效率与逆序检测大体相同；当平均符号信噪比较高时（ $SNR > 30\text{dB}$ ），由于大多数信道为饱和信道，无效信道很少，混合检测的频谱效率与正序检测大体相同；当平均符号信噪比处于中等水平时（ $17 \sim 30\text{dB}$ ），饱和信道和无效信道都很少，实际信噪比距离门限值最近者优先检测的原则发挥作用，这样可以充分利用信道增益，仿真结果显示：当信噪比为 $10\text{dB}$ 时，混合检测的频谱效率比正序检测提高 $8\%$ ；当信噪比为 $30\text{dB}$ 时，其频谱效率比逆序检测提高 $6\%$ ，总之，在任何信噪比条件下，混合检测的频谱效率均优于单纯的正序或逆序检测方法。

参见图 4，可以看出：逆序检测的总信道增益最高，正序检测最低，混合检测适中，

一旦信道矩阵确定，正序和逆序检测顺序就不会变化，总信道增益基本不变，但是混合检测的总信道增益却随信噪比变化，信噪比较低时和逆序检测类似，信噪比较高时又趋于正序检测，结合图 3 中对频谱效率的比较，证明了前面所述：在采用自适应调制的系统中总信道增益的提高并不等价于频谱效率提高。

参见图 5，可以看出：在信噪比较大时，逆序检测的误码率明显低于其余两种检测顺序，究其原因，是因为逆序检测会造成大量信噪比远大于  $\gamma_j$  的饱和信道，这样信噪比余量  $\rho_i - \gamma_j$  越大，检测误码率越低。但是会造成频谱效率的下降。总体看来，混合检测对应的误码率更接近于目标误码率，信噪比余量  $\rho_i - \gamma_j$  越小，信道资源利用越充分，频谱效率越大。

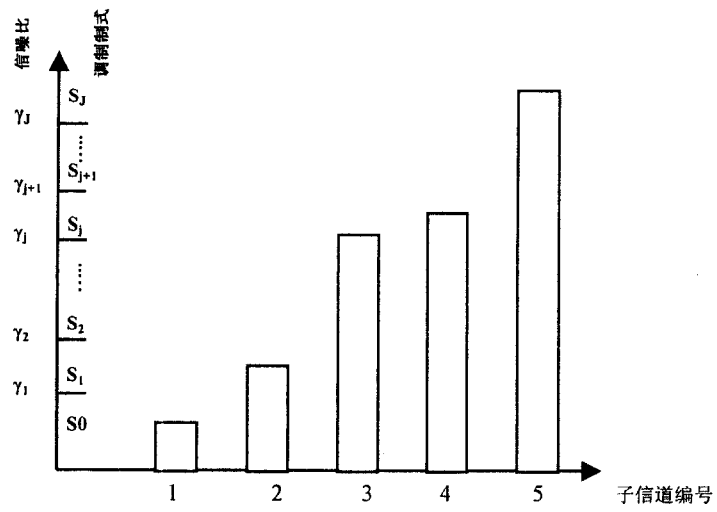


图 1

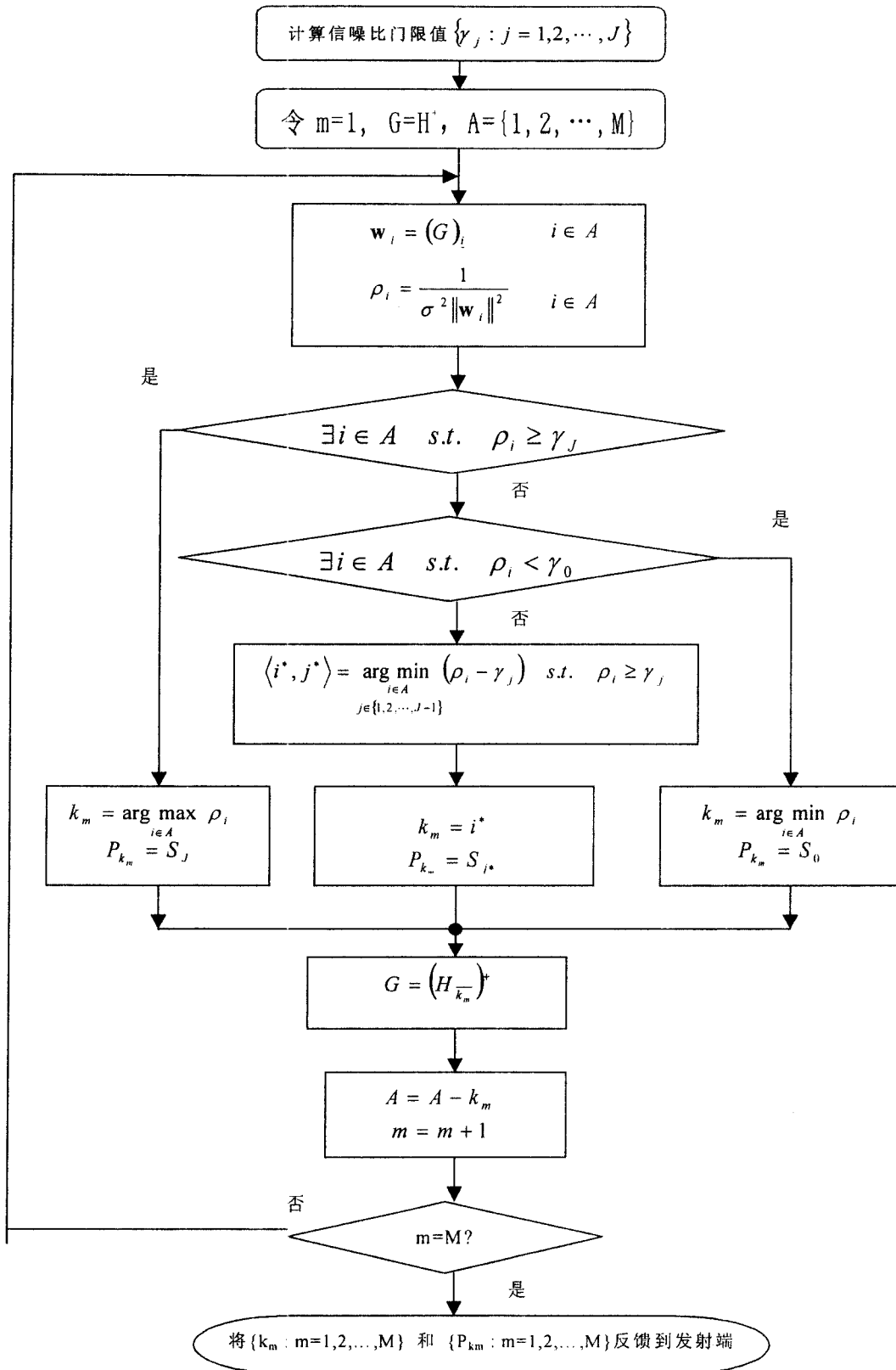


图 2

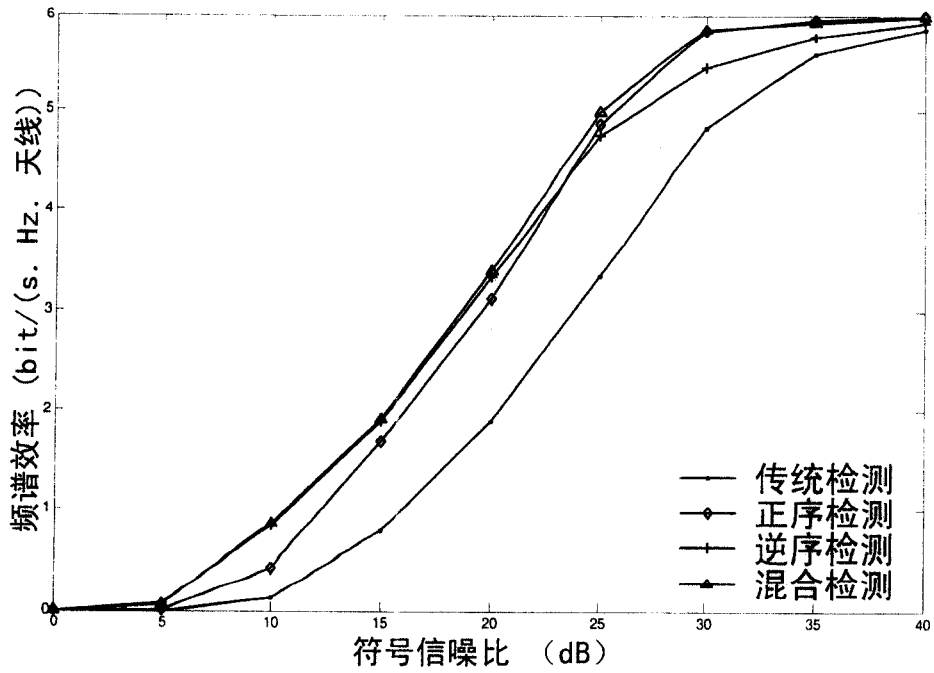


图 3

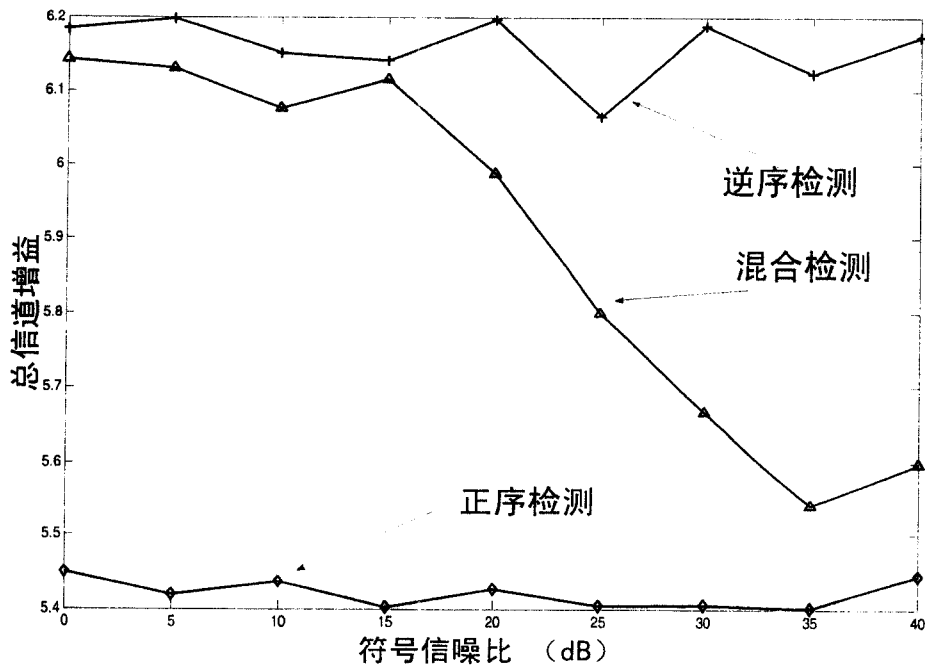


图 4



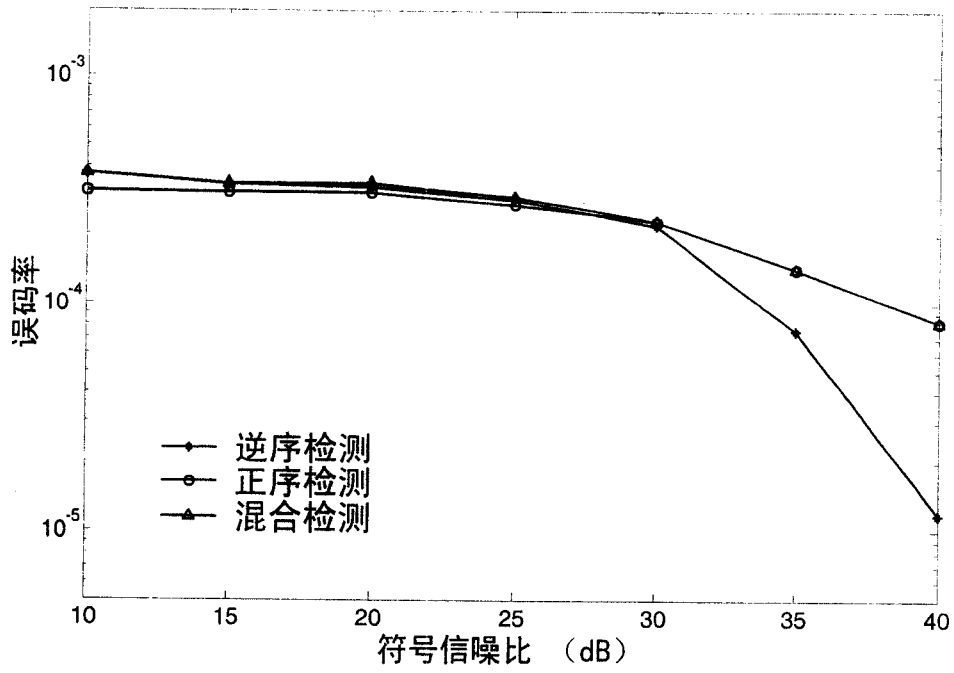


图 5