

基于空时分组码的接收天线选择对 MIMO 系统性能的影响研究

禹化龙

(中国电子科技集团公司第27研究所, 郑州 450047)

摘要:对接收天线选择算法进行了研究,通过连续选择使出多输入多输出(MIMO)系统容量增加最大的天线的方法,用矩阵及行列式运算导出了一种接收天线选择算法,并基于空时分组编码(STBC),利用该算法对天线选择后的MIMO系统的容量和误比特(BER)性能进行了分析和仿真。结果表明,该算法在信噪比较小时,进行天线选择后,MIMO系统具有最大的遍历性容量(ergodic capacity);在BPSK调制和ML检测情况下,系统的误比特性能均明显优于无天线选择时的情况。

关键词:接收天线选择;MIMO系统;遍历性容量;STBC;BPSK;ML;BER

中图分类号:TN82 **文献标识码:**A **文章编号:**1673-5692(2013)03-321-06

Receive Antenna Selection Influence on Capacity of MIMO Systems Based on STBC

YU Hua-long

(The 27th Research Institute of CETC, Zhengzhou 450047, China)

Abstract: Receive antenna selection algorithms are studied and a novel algorithm is proposed. The proposed novel algorithm is established on some matrix and determinants computation, receiving antenna that can offer the best incremental capacity of multiple input and multiple output (MIMO) system selected successively. Based on space-time block code (STBC), ergodic capacity and bit-error-ratio (BER) performance are analysed and simulated by using such a novel algorithm. The results show that the maximum ergodic capacity of MIMO systems can be obtained in condition of lower signal noise ratio (SNR), and at the same time, based on binary phase shift keying (BPSK) signal and maximum likelihood (ML) detection, BER is superior to these systems with no receive antenna.

Key words: receive antenna selection; MIMO systems; ergodic capacity; STBC; BPSK; ML; BER

0 引言

多输入多输出技术能够显著提高系统的容量和无线传输链路的质量^[1,2],能够满足人们对未来无线多媒体和高速数据传输的要求,因而受到人们的广泛关注。

MIMO系统是在发射机和接收机端都采用多根天线,有效地开发了系统对空间维的利用,从而在不增加发射功率和系统带宽的前提下提高了系统容量,使之成为频谱效率很高的传输技术。典型的MIMO系统,发射机和接收机端同时使用所有的天线发射或接收,这就要求使用与天线一样多的射频链路(如A/D转换器、放大器、调制器等),大大增加

了系统的硬件成本。由于与射频部分相比,天线振子成本很低,因此可以采用选择天线发射/接收的方法,使用相对较少的收发射频链路支持较多的天线使完成信号的收发,使 MIMO 系统的性价比大大提高^[1,4]。MIMO 系统的容量与采用的天线选择算法有关^[1],天线选择算法引起了人们的关注,并进行了深入的优研究^[2~8]。文献[2~8]从通信系统的有效性方面对天线选择算法进行了深入的研究,分别提出了不同的算法。

本文对接收天线选择算法进行了研究,提出了一种新的算法,通过连续选择使多输入多输出(MIMO)系统容量增加最大的天线的方法,用矩阵及行列式运算导出了一种接收天线选择算法,并基于空时分组编码(STBC),利用该算法对天线选择后的 MIMO 系统的容量和误比特(BER)性能进行了分析和仿真,并得出了一些结论。

1 MIMO 系统的信道模型

假设一个 MIMO 系统,发射机有 N_t 根天线,接收机有 N_r 根天线,且 $N_t \leq N_r$ 。各天线间相距一定的间隔以避免不同天线上的信号存在相关关系,信道为频率非选择性信道,同时假定信道为准静态。假设发射机不知道信道状态,而接收机通过信道估计能够及时得到信道信息。假设发射机功率受限,并且由于发射机不知道信道状态,发射天线功率均匀分配。假设系统所处环境为多径丰富的散射环境,即各路径信道增益为独立同分布复高斯随机变量,形成的信道为瑞利衰落信道。系统初始状态没有天线选择时,接收机的接收信号为^[1]

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_r}]^T$ 为接收信号向量,上标 T 表示向量转置; E_s/N_t 为发射机每一发射天线的平均发射功率;信道矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 是一个随机信道矩阵。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 \mathbf{H} 中元素 H_{ij} 为发射天线 i 到接收天线 j 的信道衰落系数,服从独立同分布,均值为 0 方差为 1 的复高斯的随机变量,即 $H_{ij} \sim CN(0, 1)$; $\mathbf{x} = [x_1,$

$x_2, \dots, x_{N_t}]^T$ 为发射信号; $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_r}]^T$ 为独立同分布加性高斯白噪声向量。由以上假设,信道容量为^[1]

$$C = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_s}{N_0 N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \quad (3)$$

式中, $\det(\cdot)$ 表示对矩阵求行列式,上标 H 表示共扼转置运算; \mathbf{I}_{N_r} 单位矩阵; E_s/N_0 为接收机中每一个接收支路的平均信噪比^[1],并令 $\rho = E_s/(N_0 N_t)$ 。假定信道带宽为 1 Hz, MIMO 系统容量 C 在数值上也就等于 MIMO 系统的带宽效率(bit/(s · Hz)),下文统称为容量。

对于随机 MIMO 信道而言,信道容量主要用遍历性容量度量。遍历性容量是指随机信道的时间平均容量,也称为平均容量,可以通过对大量信道实现所对应的信道容量求统计平均获得。即

$$C_{ergodic} = \mathbb{E}_h \left\{ \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_s}{N_0 N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \right\} \quad (4)$$

其中 $\mathbb{E}_h \{\cdot\}$ 表示求时间平均。

2 MIMO 系统的编译码

2.1 空时分组码

空时分组码(STBC)是 Alamouti 提出的一种利用信号正交性的发送分集方法,因其简单的线性解调特性得到广泛的应用和研究。空时分组码运用正交设计获得两个优点:在分集时提供了最大的发送速率,而没有损失传送带宽;应用列之间的正交性,接收端可以利用简单的线性处理进行最大似然算法解码。空时分组码是一种可以有效提高无线通信系统容量并具有一个相对简单的接收机构的空时码。

为降低译码复杂度,Alamouti 提出了一种使用两副发送天线的传输方法,建立了空时编码技术的雏形。空时编码技术就是在发射端使用多个发射天线发射信号,并在不同天线所发送的信号中引入时间和空间的相关性,从而不用牺牲带宽就可以系统的可靠性。随后, Tarokh 在正交设计理论的基础上,把 Alamouti 方案推广到多于两个天线的系统中,提出了正交空时分组编码。

2.2 MIMO 系统的编译码^[11]

2.2.1 MIMO 系统的空时分组码编码方案

在时刻 k 的输入信息序列 $\mathbf{S}(t)$ 经过空时编码后变成了 N_t 个码元符号 $c_1(t), c_2(t), c_3(t), \dots, c_{N_t}(t)$

或记为 $c_t^j, j=1, 2, \dots, N_t$, 每个码字分别从 N_t 个不同的天线上同时发射出去, 在经过瑞利信道的衰落后, 在接收端的 N_r 个接收天线上产生 N_r 个噪声环境下的 N_t 个经过衰落后的叠加信号。 N_r 个不同的接收天线上的接收信号可以记作 $r_t^j, j=1, 2, \dots, N_r$ 。 由于该无线信道是准静态的, 即路径增益 H_{ij} 在一个长为 ι 的帧长时间内保持不变, 即 $H_{ij}(kT) = H_{ij}[(k+1)T]$ 。

接收天线 j 在时刻 t 的接收信号为

$$r_t^j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij} \cdot c_t^i + n_t^j \quad (5)$$

假设在接收机处, 接收端可以按照最大似然算法, 通过计算使式(6)中的判决度量值最小, 从时长 ι 的全部码集 c 中判决出个发射天线发射的是哪一个码字。 码集 c 即

$c = \{c_1^1 c_1^2 \dots c_1^{N_t} c_2^1 c_2^2 \dots c_2^{N_t} \dots c_t^1 c_t^2 \dots c_t^{N_t}\}$, 相应的判决度量值为

$$\sum_{i=1}^{\iota} \sum_{j=1}^{N_r} \left| r_t^j - \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij} \cdot c_t^i \right|^2 \quad (6)$$

2.2.2 编码算法

以两个发射天线为例来给出空时分组码的编译码算法^[12]。 空时分组码工作的基带表示如图 1 所示。 信源发出的信息符号进行空时编码后被分成为两个符号为一组的组, 在给定的符号周期内, 各组 $\{c_1, c_2\}$ 内的两个符号同时从两个发射天线发射出去。 在第一个符号周期内, 从发射天线 1 上发射出去的是 c_1 , 而同时从第二个发射天线上发射出去的是 c_2 ; 在下一个符号周期内, 信号 $-c_2^*$ 从第一个发射天线上发送出去, 而 c_1^* 从第二个发射天线上发送出去。 两个天线的空时分组码可以表示为

$$C_2: \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} c_1 & -c_2^* \\ c_2 & c_1^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

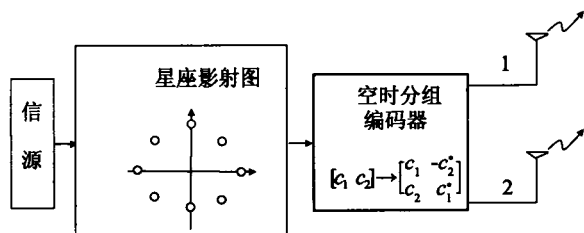


图 1 分组空时码的发射方案框图

2.2.3 译码算法

使用最大似然解码算法, 可以简化接收机的结构, 在实际应用中很有意义。 上面的两个发射天线

的空时分组码的译码过程如下。

最大似然检测意味着要从 c_1 和 c_2 的所有可能值上选出使下面的判决度量值最小的值

$$\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_r} \left| r_t^j - \sum_{i=1}^2 h_{ij} \cdot c_t^i \right|^2 = \sum_{j=1}^{N_r} (|r_t^j - h_{j1} c_1 - h_{j2} c_2|^2 + |r_t^j + h_{j1} c_2^* - h_{j2} c_1^*|^2) \quad (8)$$

使上面的判决度量值最小的值分别就是 c_1 和 c_2 的估计值。 把式(8)进行展开, 并忽略掉与码字无关的项后, 最小化问题就等效于分别使下面两个度量值的最小化。

① 当要检测 c_1 时, 最小化的判决值为

$$\left| \left\{ \sum_{j=1}^{N_r} [r_t^j h_{j1}^* + (r_t^j)^* h_{j2}] \right\} - c_1 \right|^2 + (-1 + \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^2 |h_{ij}|^2) |c_1|^2 \quad (9)$$

使用 BPSK 调制时, 则相应的判决度量可以进一步简化为

$$\left| \left\{ \sum_{j=1}^{N_r} [r_t^j h_{j1}^* + (r_t^j)^* h_{j2}] \right\} - c_1 \right|^2 \quad (10)$$

② 当要检测 c_2 时, 最小化的判决值为

$$\left| \left[\sum_{j=1}^{N_r} [r_t^j h_{j2}^* + (r_t^j)^* h_{j1}] \right] - c_2 \right|^2 + (-1 + \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^2 |h_{ij}|^2) |c_2|^2 \quad (11)$$

使用 BPSK 调制时, 则相应的判决度量可以进一步简化为

$$\left| \left\{ \sum_{j=1}^{N_r} [r_t^j h_{j2}^* + (r_t^j)^* h_{j1}] \right\} - c_2 \right|^2 \quad (12)$$

3 新算法的提出

在信道矩阵 H 的某一实现条件下, 从 H 的 N_r 行中选取 L_r 行(也就是从 N_r 根天线中选取 L_r 根天线), 使 MIMO 系统的容量最大。 采用连续增加天线的方法, 每次增加的一根天线使 MIMO 系统的容量增加量最大。 假设在增加第 $m+1$ ($m=0, 1, 2, \dots, L_r-1$) 根天线以前已选取的接收天线对应的信道矩阵为 \underline{H} , 则此时已经选择出的接收天线对应的容量为

$$C(\underline{H}) = \log_2 \det(\underline{I}_m + \rho \underline{H} \underline{H}^H) \quad (13)$$

其中 \underline{H} 是一个 $m \times N_t$ 信道矩阵。 则增加第 $m+1$ 根接收天线(对应于向量 H_s), 所对应的系统的容量可写为

$$C\left(\left[\begin{smallmatrix} \underline{H} \\ \underline{H}_s \end{smallmatrix}\right]\right)=\log_2\det\left(\underline{I}_{m+1}+\rho\left[\begin{smallmatrix} \underline{H} \\ \underline{H}_s \end{smallmatrix}\right]\left[\begin{smallmatrix} \underline{H} \\ \underline{H}_s \end{smallmatrix}\right]^H\right)=$$
$$\log_2\det\left(\underline{I}_{m+1}+\rho\left[\begin{smallmatrix} \underline{H}\underline{H}^H & \underline{H}\underline{H}_s^H \\ \underline{H}_s\underline{H}^H & \underline{H}_s\underline{H}_s^H \end{smallmatrix}\right]\right)$$

(14)

其中 \underline{H}_s 为矩阵 \underline{H}_1 中的一个行, \underline{H}_1 为 \underline{H} 中经过前 m 次选择后余下的 N_r-m 个行所组成的矩阵。 \underline{I}_{m+1} 为 $(m+1) \times (m+1)$ 单位矩阵。找出满足条件 $\max\left(\det\left(\underline{I}_{m+1}+\rho\left[\begin{smallmatrix} \underline{H}\underline{H}^H & \underline{H}\underline{H}_s^H \\ \underline{H}_s\underline{H}^H & \underline{H}_s\underline{H}_s^H \end{smallmatrix}\right]\right)\right)$ 的 \underline{H}_s , 即从 \underline{H}_1 中找到满足上述条件的 \underline{H}_s , 其对应的接收天线就是所要选择的接收天线。

$$\det\left(\underline{I}_{m+1}+\rho\left[\begin{smallmatrix} \underline{H}\underline{H}^H & \underline{H}\underline{H}_s^H \\ \underline{H}_s\underline{H}^H & \underline{H}_s\underline{H}_s^H \end{smallmatrix}\right]\right)=$$
$$\rho^{m+1} \times \det\left(\rho^{-1}\underline{I}_{m+1}+\left[\begin{smallmatrix} \underline{H}\underline{H}^H & \underline{H}\underline{H}_s^H \\ \underline{H}_s\underline{H}^H & \underline{H}_s\underline{H}_s^H \end{smallmatrix}\right]\right)$$

(15)

由于式(15)右边第一项为正数, 仅需考虑第二项行列式部分, 使其最大。将其写为

$$\det\left(\begin{smallmatrix} \underline{H}\underline{H}^H+\rho^{-1}\underline{I}_m & \underline{H}\underline{H}_s^H \\ \underline{H}_s\underline{H}^H & \underline{H}_s\underline{H}_s^H+\rho^{-1} \end{smallmatrix}\right)=$$
$$\det(\underline{H}\underline{H}^H+\rho^{-1}\underline{I}_m) \times$$
$$\det\{\rho^{-1}+\underline{H}_s[\underline{I}_{N_t}-\underline{H}^H(\underline{H}\underline{H}^H+\rho^{-1}\underline{I}_m)^{-1}\underline{H}]\underline{H}_s^H\}$$

(16)

由于式(16)中右边第一个行列式为正数($\underline{H}\underline{H}^H$ 为半正定的 Hermite 阵), 第二个行列式中的两个加项都是一个数。显然使第二个行列式中的第二项最大, 即可使 MIMO 系统容量最大。因此仅需求出满足下式的 \underline{H}_s 即可。

$$q=\max\{\underline{H}_s[\underline{I}_{N_t}-\underline{H}^H(\underline{H}\underline{H}^H+\rho^{-1}\underline{I}_m)^{-1}\underline{H}]\underline{H}_s^H\}$$

(17)

求出满足(15)的 \underline{H}_s , 就找出了所要选择的接收天线。

根据以上分析推导, 写出接收天线选择算法的主要步骤如下:

- (i) 令 $\underline{p}=\underline{I}_{N_t}-\underline{H}^H(\underline{H}\underline{H}^H+\rho^{-1}\underline{I}_m)^{-1}\underline{H}$, 在选取第一根天线时, 将 \underline{H} 置空, 令 $\underline{p}=\underline{I}_{N_t}$;
- (ii) 找出满足 $q=\max\{\underline{H}_s\underline{p}\underline{H}_s^H\}$ 的 \underline{H}_s , 并令 $\underline{H}_a=\underline{H}_s$;
- (iii) 将 \underline{H}_a 加到 \underline{H} 中, 并从 \underline{H} 中去掉 \underline{H}_s , 同时将 \underline{I}_m 更新为 \underline{I}_{m+1} ;
- (iv) 重复上述步骤, 直至选取出所要选择的接收天线数目为止。

4 仿真结果及分析

4.1 仿真结果

假设发射机具有 4 根天线, 接收机有 16 根天线。发射机和接收机各具有 4 条射频链路。假设经过天线选择后, 发射机和接收机都使用 4 根天线。发射机和接收机都处于丰富的散射环境中, 信道为瑞利衰落信道。接收机有完全的信道状态信息, 发射机无信道状态信息, 各发射天线功率均匀分配。随机生成 20 000 次信道矩阵样值, 每一信道矩阵元素为服从均值为 0, 方差为 1 的复高斯的随机变量, 即 $h_{ij} \sim CN(0, 1)$ 。以信噪比(E_s/N_0)为变量, 分别用文献 [3~8] 的方法(分别称为 max F norm、Zhou Z L、Grokhov、Alkhansari、CBM、Jensen(3))和本文提出的新算法进行仿真, 分别计算出了遍历性容量。

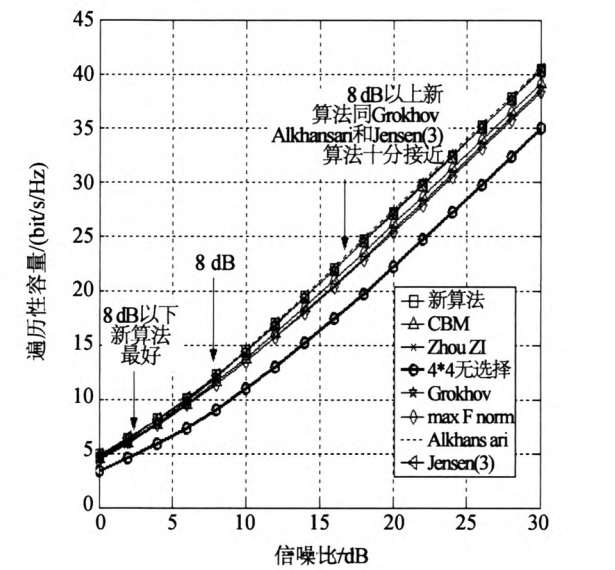


图 2 在不同的信噪比时遍历性容量

从图 2 和表 1 可以看出, 在信噪比较小时(8 dB 以下), 提出的新算法计算出的遍历性容量值, 即在信噪比较小时, 有最大的遍历性容量。在信噪比较大时, 结果同其他算法十分接近。

表 1 不同的算法在不同的信噪比条件下的仿真结果

	0 dB	8 dB	16 dB	24 dB	30 dB
新算法	4.84	12.17	21.91	32.35	40.30
Grokhov	4.37	12.00	19.35	32.43	40.39
Alkhansari	4.30	12.14	22.16	32.69	40.64
Jensen	4.82	12.16	21.92	32.36	40.33

根据上面的译码算法,以 C_2 为例分别给出空时分组码在 BPSK 调制情况下新算法与无天线选择(收、发端各有 2 个天线)时的误码率性能。发射机有 2 个天线,接收机分别有 3 个和 4 个天线,收发信机各具有 2 条射频链路,从接收机端选择 2 个天线,发射信号采用空时分组编码技术,采用 BPSK 调制,接收机采用最大似然算法解码算法。收发信机都处于丰富的散射环境中,信道为瑞利衰落信道。随机生成 1 000 000 次信道矩阵样值,每一信道矩阵元素为服从均值为 0,方差为 1 的复高斯的随机变量,即 $h_{ij} \sim C(0,1)$ 。仿真结果如图 3 所示。

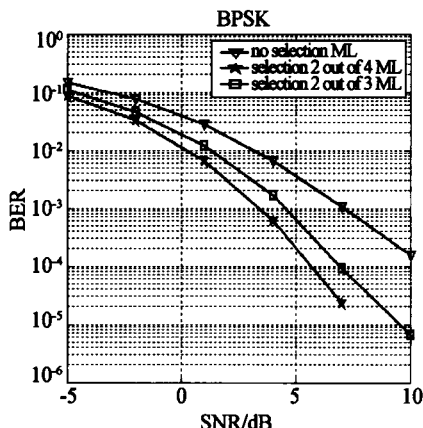


图 3 BPSK 调制情况下 STBC 的误比特性能

从图 3 可以看出,在信噪比为 5 dB、BPSK 调制, STBC, ML 检测条件下,接收端从 3 个天线中选择 2 个的误比特率是从 4 个中选择 2 个的 3 倍,无选择时的误比特率是从 4 个天线中选择 2 个天线的 18 倍。进行天线选择后,系统的误比特性能均明显优于无天线选择时的情况,且信噪比越大,使用接收天线选择后的 MIMO 系统误比特性能越好。

4.2 结果分析

4.2.1 容量分析

由前所述,MIMO 系统的信道容量为

$$C = \log_2 \det \left(I_{N_r} + \frac{E_s}{N_0 N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (18)$$

式(18)中信道矩阵 \mathbf{H} 进行奇异值分解(SVD),得到

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{S} \mathbf{V}^H \quad (19)$$

式中, \mathbf{U} 为左奇异矩阵, \mathbf{V} 为右奇异矩阵, \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 都是酉矩阵, \mathbf{S} 是对角矩阵。

将等式(17)和 $\rho = E_s/N_0 N_t$ 代等式(11),得到 MIMO 系统的信道容量为

$$C = \log_2 \det (I_{N_r} + \rho \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^H) \quad (20)$$

对 \mathbf{V} 进行 QR 分解得到 $\mathbf{V} = \mathbf{Q} \mathbf{R}$, \mathbf{Q} 为正交阵, \mathbf{R} 为上三角阵。则式(20)可化为

$$C = \log_2 \det (I_{N_r} + \rho \mathbf{\Sigma} \mathbf{R}^H \mathbf{R} \mathbf{\Sigma}^H) \quad (21)$$

当信噪比 ρ 很大时,等式(19)可以近似表示为

$$C \approx \log_2 \det (\rho \mathbf{\Sigma} \mathbf{R}^H \mathbf{R} \mathbf{\Sigma}^H) = N_t \log_2 \left(\frac{\rho}{N_t} \mathbf{\Sigma} \mathbf{\Sigma}^H \right) + \sum_{i=1}^{N_t} \log_2 |r_i|^2 = \log_2 \left(\frac{\rho}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \lambda_i \right) + \sum_{i=1}^{N_t} \log_2 |r_i|^2 \quad (22)$$

其中 N_t 为信道矩阵 \mathbf{H} 的秩, r_i 是 \mathbf{R} 的第 i 个对角元素, $\lambda_i (i=1,2,\dots,N_t)$ 为半正定矩阵 $\mathbf{\Sigma} \mathbf{\Sigma}^H$ 的特征值。 $|r_i|^2 \leq 1$, $\log_2 |r_i|^2$ 始终是负的,但对于信道的某一次实现来说,是一个有限的确定值。当信噪比 ρ 很大时,第一项对 MIMO 系统信道容量起主要作用,此时进行天线选择对信道容量影响增强。因此在信噪比 ρ 较大时, Alkhansari 算法^[6] 优于新算法。

当信噪比 ρ 很小时,式(19)可表示为

$$C = \log_2 [1 + \rho \text{tr}(\mathbf{\Sigma} \mathbf{R}^H \mathbf{R} \mathbf{\Sigma}^H)] = \log_2 [1 + \rho \text{tr}(\mathbf{R} \mathbf{\Sigma}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{R}^H)] = \log_2 (1 + \rho \sum_{i=1}^{N_t} \sigma_i^2 |r_i|^2) \quad (23)$$

式中, $\text{tr}(\cdot)$ 表示求矩阵的迹, $\|r_i\|_F^2$ 表示 \mathbf{R} 第 i 列的 Frobenius 范数, $\sigma_i \geq 0 (i=1,2,\dots,N_t)$ 为半正定矩阵 $\mathbf{R} \mathbf{\Sigma}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{R}^H$ 的特征值。由于 $0 \leq \|r_i\|_F^2 \leq 1$, $\sum_{i=1}^{N_t} \sigma_i^2$ 为发射功率, $\sum_{i=1}^{N_t} \sigma_i^2 \|r_i\|_F^2$ 为一有限值,当信噪比 ρ 很小, $\log_2 (1 + \rho \sum_{i=1}^{N_t} \sigma_i^2 \|r_i\|_F^2) \approx \rho \sum_{i=1}^{N_t} \sigma_i^2 \|r_i\|_F^2$, 此时 MIMO 系统信道容量成为一个与 ρ 有紧密关系的量,此时进行天线选择将会对信道容量的影响减弱。因此在信噪比 ρ 较小时, Alkhansari 算法不如新算法。

4.2.2 BER 分析

对于 BPSK 调制,则误码率^[14]

$$P_b \leq \left[\frac{1}{1 + E_s/N_0 N_t} \right]^{N_t N_r} \quad (24)$$

在式(24)中,当发射天线数确定后,对于信道的某一次实现来说, $1/(1 + E_s/N_0 N_t)$ 是一个有限的

确定值, p_b 的上限取决于 $N_r N_t$ 值。由此, 也很容易得出从接收机中进行天线中选择时的比特差错率比无天线选择结果优的结论。

另外, 由于信道部落的随机性, 接收天线选择的本质是选择收发天线间信道衰落小的信道状态, 相当于提高了接收天线端的信噪比, 从而提高了系统的误比特性能^[15~17]。

5 结 语

通过连续选择使多输入多输出(MIMO)系统容量增加最大的天线的方法, 用矩阵及行列式运算导出了一种接收天线选择算法, 并基于空时分组编码(STBC), 利用该算法对天线选择后的MIMO系统的容量和误比特(BER)性能进行了分析和仿真。结果表明: 该算法在信噪比较小时, 进行接收天线选择后, MIMO系统具有最大的遍历性容量(ergodic capacity); 在BPSK调制和ML检测情况下, 系统的误比特性能明显优于无天线选择时的情况, 且信噪比越大, 使用接收天线选择后的MIMO系统误比特性能越好。

参考文献:

- [1] PAULRAG A, NABAR GORE D. Introduce to Space-Time Wireless Commuications[M]. England: Cambridge Press, 2003.
- [2] MOLISCH A F, WIN M Z, WINTERS J H. Capacity of MIMO Systems with Antenna Selection, Communications[C]. IEEE International Conference, London, IEEE Press, 2001: 570-574.
- [3] GORE D, GOROKHOV A, PAULRAJ A. Joint MMSE Versus V-BLAST and Antenna Selection[J]. Signal Systems and Computers, 2002, 1(11): 505-509.
- [4] ZHOU ZHENGLAN, DONG YANJIE, ZHANG XING, et al. A Novel Antenna Selection Scheme in MIMO Systems[C]. Communications, Circuits and Systems, 2004 International Conference on, Acapulco, IEEE Press, 2004: 27-29.
- [5] GOROKHOV A. Antenna Selection Algorithms for MEA Transmission Systems[C]. Acoustics, Speech, and Signal Processing, May. 2002 IEEE international conference on, Mexico, IEEE Press, 2002, 3: 2 857-2 860.
- [6] GHARAVI-ALKHANSARI M, GERSHMAN A B. Fast Antenna Subset Selection in MIMO Systems[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2004, 52(2): 339-347.
- [7] CHOI Y S, MOLISCH A F, WIN M Z, et al. Fast Algorithms for Antenna Selection in MIMO Systems[C]. Veh Tech Conference, 2003. 2003 IEEE 58th, Mexico, IEEE Press, 2003(3): 1 733-1 737.
- [8] GORE D A, et al. Selecting an Optimal Set of Transmit Antennas for a Low Rank Matrix Channel[C]. Proc IC-ASSP Acapulco, Mexico, IEEE Press, 2000: 2 785-2 788.
- [9] GENE H GOLUB, CHARLES F VAN LOAN. Matrix Computations[M]. 3rd ed. Baltimore: Johns Hopkins University Press, 1996.
- [10] ALAMOUTI S M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1998, 16(8): 1 451-1 458.
- [11] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-Time Block Codes from Orthogonal Design[J]. IEEE Trans. on Information Theory, 1999, 45(5): 451-460.
- [12] TAROKH V, SESHADRI N, CALDERBANK A R. Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction [J]. IEEE Trans. on Information Theory, 1998, 44(2): 744-766.
- [13] NAGUIB A F, SESHADRI N, CALDERBANK R A. Space-time Coding and Signal processing for High data rate Wireless Communications[J]. IEEE Signal Processing Mag, 2000, 16(3): 77-91.
- [14] 李祥明, 罗涛, 乐光新. 正交空时分组码性能估计的一种方法[J]. 电子学报, 2001, 29(7): 993-995.
- [15] WANG X, CHEN W, ZHENG J, et al. Design and Preliminary Evaluation of a Compact Four-Element Terminal Multiple-Input Multiple-Output Antenna for Receiving Antenna Selection[J]. IET Microw. Antennas Propag. 2011, 5(7): 756-763.
- [16] CHUN-TAO LIN, WEN-RONG WU. QRD-Based Antenna Selection for ML Detection of Spatial Multiplexing MIMO Systems: Algorithms and Applications[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2011, 60(7): 3 178-3 191.
- [17] DONGWOON BAI, SAEED S GHASSEMZADEH, et al. Beam Selection Gain Versus Antenna Selection Gain[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2011, 57(10): 6 603-6 618.

作者简介



禹化龙(1972—), 男, 河南新安人, 高级工程师, 硕士, 主要从事通信与信息系统技术工作。

E-mail: yhl.njupt@126.com

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>