基于范数和相关性的 GSM 天线组合选择算法

冯兴乐[1*]，王相相[1]，段国彬[1]，闫尉深[2]

(1. 长安大学信息工程学院 西安 710064；2. 河北省高速延崇公路筹建处 河北 张家口 075400)

【摘要】针对广义空间调制系统 (GSM) 在相关信道下进行天线选择时，不能兼顾高信道增益和天线间低相关程度问题，该文提出一种基于范数和相关性的递增发射天线组合选择算法。首先计算所有天线组合的范数并排序。其次选出范数最大的天线组合加入候选集中，最后从剩余集中选取与候选集中天线组合相关程度最低的天线组合逐个加入候选集。该算法将有效信道向量作为评价天线组合是否优秀的定量指标，有效信道向量之间的夹角中不仅反映了天线组合之间的相关性，还隐性反映了信道向量的范数，在最大化有效信道增益的同时，提高各组合之间的辨识度。仿真表明，在误比特率为 10^{-3} 时，相比于随机选择天线组合算法，该算法能获得 2 dB 的增益。与相同频谱效率下的接收端天线选择算法相比，该算法获得约 1.3 dB 的增益。

关 键 词 天线组合选择； 相关信道； 相关性； 广义空间调制； 范数

中图分类号 TN929.5 **文献标志码** A doi:10.12178/1001-0548.2020165

Antenna Combination Selection Algorithm for Generalized Spatial Modulation Systems Based on Norm and Correlation

FENG Xing-le[1*], WANG Xiang-xiang[1], DUAN Guo-bin[1], and YAN Wei-shen[2]

(1. School of Information Engineering, Chang'an University Xi'an 710064;

2. Yanchong Expressway Construction office of Hebei Province Zhangjiakou Hebei 075400)

Abstract Aiming at the problem that the generalized spatial modulation (GSM) system can not take into account the high channel gain and low correlation degree under correlated channels and the applicable scenarios of antenna selection technology, an incremental antenna combination selection algorithm based on norm and correlation is proposed. First the norms of all antenna combinations are calculated and sorted. Secondly, the antenna combination with the largest norm is selected and added into the candidate set. Finally, the antenna combination with the lowest degree of correlation with the antenna combination in the candidate set is selected from the remaining set and added to the candidate set one by one. The algorithm uses the effective channel vector as a quantitative indicator to evaluate whether the antenna combination is excellent. The angle among the effective channel vectors not only explicitly reflects the correlation among the antenna combinations, but also implicitly reflects the range of the channel vector. While maximizing the channel gain, the degree of identification among the combinations is improved. Simulation shows that when the bit error rate is 10^{-3}, the algorithm can obtain a gain of 2 dB compared to the random selection of antenna combination algorithm. Compared with the receiving antenna selection algorithm under the same spectrum efficiency, this algorithm obtains a gain of about 1.3 dB.

Key words antenna combination selection; correlated channel; correlation; generalized spatial modulation; norm

大规模多输入多输出 (massive multiple-input-multiple-output, Massive MIMO) 技术作为 5G 移动蜂窝网络的关键技术之一，近年来已成为无线通信领域的研究热点[1]。传统 MIMO 技术充分利用所有天线同时传输独立或相关的数据，获得复用或分集增益。然而，在 Massive MIMO 系统中，密集相邻天线间的信道间干扰 (inter-channel interference, ICI) 已成为制约性能的主要瓶颈[2]。为了抑制 ICI，空间调制 (spatial modulation, SM)[3] 在任意时刻仅激活一根发射天线，同时将天线索引序号映射到不

收稿日期：2020－04－01；修回日期：2021－01－15

基金项目：陕西省交通运输地方标准项目 (20-66B)； 陕西省自然科学基础研究计划项目 (2020JM-242)

作者简介：冯兴乐 (1971－)，男，博士，教授，主要从事物联网通信、通信信号处理方面的研究. E-mail：xlfeng@chd.edu.cn

同的可辨识的发射天线，以此传递额外的信息，在传输过程中仅需一个射频链路便可切换到不同天线，无需天线同步，但总传输效率会下降[4]。传统 MIMO 和 SM 是利用空域资源的两种极端情况，MIMO 利用所有的天线，SM 只用一根天线。而广义空间调制 (generalized spatial modulation, GSM) 是二者的折中，在每个时刻激活多根但非全部天线，且激活天线组合的索引序号又可携带信息，可在抑制 ICI 的同时，有效提高频谱效率[5-6]，因此被视为 Massive MIMO 系统中最有前景的传输方案之一。

在 GSM 中，选择有效天线 (组合) 集合必须处理好两个核心问题，一方面尽可能选择信道增益较高的天线，以获得较高的接收信噪比；另一方面还要选择相关程度较低的天线 (组合)，以提高天线间的可辨识度。但在实际的应用环境中，由于无线传输的开放性和时变性，以及多径效应，信道间存在时变的相关性，有必要根据信道变化，自适应挑选出相关性较弱的天线 (组合) 集，提高天线 (组合) 之间的可辨识度，以满足索引调制成立的前提。在索引调制时，要求有效发射天线 (组合) 的数量必须是 2 的整数幂次方，以此对应待传输的二进制数据。而天线组合的数量通常会大于 2 的幂次方，多余的这些组合定义为无效选项，为选择优秀的天线组合提供了冗余空间。

在 SM 系统中，文献 [7] 提出了基于范数的发射天线选择算法，选取信道矩阵中范数最大的信道为最佳发射天线，该算法复杂度较低，但在相关信道下由于发射天线不正交会导致系统容量下降。文献 [8] 提出了基于欧氏距离优化天线选择 (eucidean distance optimized antenna selection, EDAS) 算法，通过遍历计算天线间的欧氏距离，选取相关度较低的天线，该算法在较少天线的 MIMO 系统中能获得显著的信噪比 (signal noise ratio, SNR) 增益，但由于高复杂度，不适用于 Massive MIMO。而文献 [9] 提出基于交叉熵的天线组合选择方案，从有限解中选择出“优秀”天线，无需遍历，有效降低了 EDAS 算法的搜索复杂度，在性能和复杂度之间取得平衡，但该算法只适用于 SM 系统。

上述算法均是选择“优秀”天线，然而在 GSM 系统中，同时激活多根天线，应考虑“天线组合的优秀”，而非个体的优秀。文献 [10] 首次将 EDAS 算法应用到 GSM 系统中，但极高的计算复杂度限制了该算法的应用。文献 [11] 提出了接收端天线选择算法，该算法首先计算所有组合内天线的相关性并选择相关性最小的组合，然后从所有组合中删除该组合中信道增益较低的天线所在的组合，重复上述的过程直到满足要求为止，但并未考虑组合间的相关性，这对于 GSM 系统来讲性能改善不明显。

由于文献 [7] 中的算法只适用于 SM 系统且在相关信道下系统性能较差，本文借鉴文献 [7] 中选择 SM 系统中的范数最大的一列信道列向量作为发射天线序号的思想，使用 GSM 系统中天线组合的有效信道向量作为天线组合是否优秀的定量评价指标。同时由于天线选择的核心就是从众多的天线中选择一部分“好”天线使用，从该技术的核心可以看出天线选择技术的应用场景大多是在基站上。基站一般分为上行与下行链路，其中在下行链路中，若发射端采用天线选择技术，则是从基站中选出“好”天线来传输信息，这样不仅天线选择的余地大而且基站端的处理能力强，故天线选择技术非常必要，反之采用接收端天线选择技术不仅选择的余地较小而且也将加大接收端终端设备的压力。在 MIMO 上行链路中基站可以利用多用户检测技术识别不同用户的请求，该技术在本质上可以消除接收天线间的干扰，故发射端的天线选择技术的应用场景更多。而文献 [11] 提出的接收端天线选择算法不仅应用场景少且该算法并未考虑 GSM 系统的天线组合间的相关程度。

本文提出一种基于范数和相关性的递增发射端天线组合选择算法。该算法将有效信道向量作为天线组合是否优秀的定量评价指标，同时考虑信道增益和天线组合之间的相关性。此外，本算法的计算复杂度只与发射天线数有关，与调制阶数无关，特别适用于高阶调制的应用场景。

1　系统模型

GSM 系统模型如图 1 所示，假设发射天线数为 n_t，接收天线数为 n_r，每个时刻激活的天线数为 n_p，所有可能的激活天线组合有 $K = C_{n_t}^{n_p}$ 个，考虑到 GSM 映射过程中天线组合的数量应为 2 的幂次方，因此，有效的天线组合数量应为 $2^{\lfloor \log_2 K \rfloor}$ 个，其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。

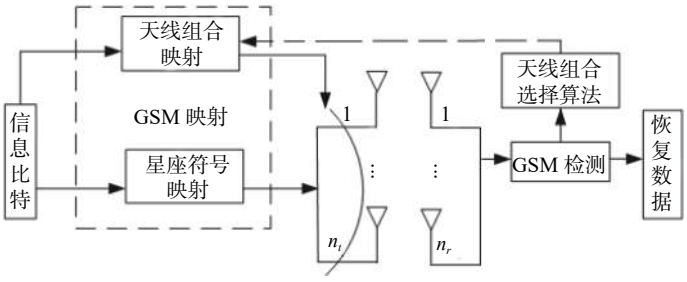

图1 系统模型

假设系统使用 M-PSK 调制，发射数据分别映射天线组合和星座符号，其中$\lfloor \log_2 K \rfloor$个比特映射天线组合的索引，$\log_2 M$ 个比特被调制成星座符号。

然而，在天线组合映射过程中，需要接收端根据信道估计信息来选定有效的发射天线组合集合，并通过反馈链路告知发射端，以便下一时刻采用新的有效集合，因此仅适用于准静态信道。

GSM 系统采用瑞利衰落相关信道，收发端均采用线性天线阵列。实际情况中移动台和基站之间的距离较远，一般认为接收天线和发射天线之间不相关，只有接收天线之间或发射天线之间具有相关性。信道模型表示为：

$$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{R}_r^{1/2} \boldsymbol{H}_w \boldsymbol{R}_t^{1/2} \tag{1}$$

式中，$\boldsymbol{H}_w$ 为 $n_r \times n_t$ 维的矩阵且该矩阵的元素服从均值为 0，方差为 1 的复高斯分布，即$\mathrm{E}([\boldsymbol{H}_w]_{ij}) = 0$，$\mathrm{E}([\boldsymbol{H}_w]_{ij}[\boldsymbol{H}_w]_{mn}^*) = 0$，$ij \neq mn$，$\mathrm{E}([\boldsymbol{H}_w]_{ij}[\boldsymbol{H}_w]_{ij}^*) = 1$，$\mathrm{E}(\cdot)$表示计算期望的函数；$[\boldsymbol{H}_w]_{ij}$表示 $\boldsymbol{H}_w$ 中的第 i 行第 j 列的元素；$[\cdot]^*$表示埃尔米特转置操作。$\boldsymbol{R}_r = \boldsymbol{R}_r^{1/2}\boldsymbol{R}_r^{*/2}$和$\boldsymbol{R}_t = \boldsymbol{R}_t^{1/2}\boldsymbol{R}_t^{*/2}$分别为发射端与接收端的协方差矩阵 [12]。

GSM 系统模型可写为：

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{H}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{n} \tag{2}$$

在 $n_r \times n_t$ 维的 $\boldsymbol{H}$ 中，$\boldsymbol{h}_{(i;)} = [h_{(i,1)}, h_{(i,2)}, \cdots, h_{(i,j)}, \cdots, h_{(i,n_t)}]$表示 $\boldsymbol{H}$ 的第 i 行；其中 $h_{(i,j)}$ 表示发射天线 j 到接收天线 i 的信道增益；$[\cdot]^{\mathrm{T}}$代表矩阵的转置；$\boldsymbol{y}$ 表示接收信号向量；$\boldsymbol{x} = \left[\cdots, 0, s_1, 0, s_2, \cdots, 0, s_{n_p}, 0, \cdots\right]$表示发送符号，符号中有 n_p 个非零元素，$s_j \in S$，S 为调制星座图中所有的星座点集合，s_j 在 $\boldsymbol{x}$ 中的位置表示激活天线的序号；$\boldsymbol{n}$ 表示均值为 0、方差为σ^2的加性高斯白噪声。本文中只考虑发射端相关，故根据式 (1) 的信道模型，GSM 系统的接收信号可以写为：

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{H}_w \boldsymbol{R}_t^{1/2} \boldsymbol{x} + \boldsymbol{n} \tag{3}$$

考虑到激活天线发送的是相同信息，即 $S_1 = S_2 = \cdots = S_{n_p}$，式 (3) 写成：

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}} \boldsymbol{R}_t^{1/2} s_1 + \boldsymbol{n} \tag{4}$$

式中，$\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}}$ 为激活天线组合对应的有效信道向量的集合，则第 k 个激活天线组合的有效信道向量为：

$$\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_k} = \sum_{j=1}^{n_p} \boldsymbol{h}_j^k \qquad k \in \{1, 2, \cdots, K\} \tag{5}$$

式中，$\boldsymbol{h}_j^k$表示激活第 k 个天线组合所对应的信道矩阵的第 j 列。由式 (4) 和式 (5) 可知，接收信号可以是激活天线组合对应的信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 与 $\boldsymbol{x}$ 进行相乘，也可以是激活天线组合对应的有效信道向量 $\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}}$ 与 s_1 相乘。为了强调天线组合间的相关性，本文统一使用 $\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}}$。

2 基于范数和相关性的天线组合选择

基于上述描述，本文综合考虑有效信道向量的范数以及天线组合间的相关性，提出一种基于范数和相关性的递增发射天线组合选择算法。

具体来讲，在式 (5) 定义天线组合对应的有效信道向量的基础上，定义两个有效信道向量之间的夹角为：

$$\theta_{k_1,k_2} = \cos \frac{\left\| \left\langle \boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_{k_1}}, \boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_{k_2}} \right\rangle \right\|_{\mathrm{F}}}{\left\| \boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_{k_1}} \right\|_{\mathrm{F}} \left\| \boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_{k_2}} \right\|_{\mathrm{F}}} \qquad k_1, k_2 \in \{1, 2, \cdots, K\} \tag{6}$$

式中，$\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_k}$表示第 k 个天线组合的有效信道向量；$\langle \cdot, \cdot \rangle$表示向量内积运算；$\|\cdot\|_{\mathrm{F}}$表示矩阵的 F 范数；$\theta_{k_1,k_2}$表示 k_1 和 k_2 两个天线组合的夹角。θ_{k_1,k_2}越小，相关性越强，接收端误判天线组合序号的概率就越大。在定义 $\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}}$ 时，已经考虑了对应信道增益的范数，因此上述的θ_{k_1,k_2}不仅显性反映了天线组合之间的相关性，还隐性反映了信道向量的范数，同时兼顾了文献 [7] 和文献 [11] 的优点。

递增天线组合选择算法的流程为：

1) 定义已选和待选的天线组合集合 Φ 和 Ω，

初始情况为：Φ 中无元素，$\Omega=\{1,2,\cdots,K\}$。

2) 遍历计算 Ω 集合中所有元素的 F 范数，找出范数最大的天线组合对应的有效信道向量：

$$\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_{\max}} = \arg\max_{k} \left\|\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_k}\right\|_{\mathrm{F}} \qquad k \in \Omega \tag{7}$$

并将该天线组合从 Ω 移到 Φ 中，假设$\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_1}$的范数最大。再次逐一计算 Ω 中所有天线组合的$\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_k}$和 Φ 中$\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_{\max}}$的夹角，即：

$$\theta_{\max_k} = \arccos_{k} \frac{\left\|\left\langle \boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_{\max}}, \boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_k} \right\rangle\right\|_{\mathrm{F}}}{\left\|\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_{\max}}\right\|_{\mathrm{F}} \left\|\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_k}\right\|_{\mathrm{F}}} \qquad k \in \Omega \tag{8}$$

将式 (8) 中与$\boldsymbol{h}_{\mathrm{eff}_{\max}}$夹角最大的天线组合从 Ω 移入 Φ，这是由于天线组合间的角度越大，组合间的可辨识度越高。

3) 计算 Ω 中每一个天线组合与 Φ 中的所有天线组合的相关程度，取较小值作为该天线组合与 Φ 的相似夹角。如图 2 所示，$\beta_1>\beta_2$，此时 β_2 作为天线组合 3 与 Φ 的相似夹角。

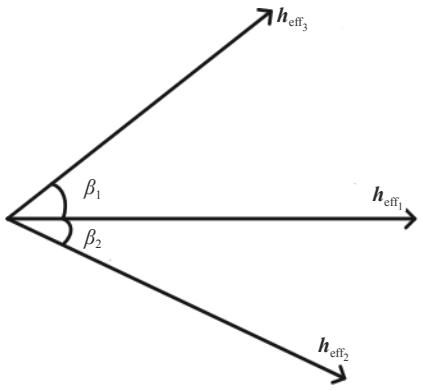

图 2　相关性分析

4) 重复上述过程，每次计算出 Ω 与候选集合 Φ 中所有天线组合的相似角度，并将相似角度最大的天线组合加入候选集合 Φ，直到 Φ 中的天线组合数量达到$2^{\lfloor \log_2 K \rfloor}$时，停止循环。此时 Φ 中的天线组合便是有效选项。

下面举例说明，以一个 $n_t=4$，$n_p=2$ 的 GSM 系统为例，共有$C_4^2=6$种组合，为了满足天线组合数为 2 的幂次方的约束，需要从 6 种组合中选出$2^{\lfloor \log_2 6 \rfloor}=4$种组合，此时冗余量为 2。

1) 根据式 (5) 计算 $\Omega=\{(1,2)\ (1,3)\ (1,4)\ (2,3)\ (2,4)\ (3,4)\}$中每一个天线组合对应的 F 范数，若范数最大的天线组合为 (1,2)，则将该组合从 Ω 移至 Φ 中。然后根据式 (7) 计算 $\Omega=\{(1,3)\ (1,4)\ (2,3)\ (2,4)\ (3,4)\}$每一天线组合与 $\Omega=\{(1,3)\}$的夹角，假设 (1,3) 和 (1,2) 的夹角最大，将 (1,3) 移到 Φ 中，$\Phi=\{(1,2)\ (1,3)\}$，$\Omega=\{(1,4)\ (2,3)\ (2,4)\ (3,4)\}$。

2) 计算 Ω 中每一天线组合和 Φ 的两个天线组合的相关程度，得到 8 个值，分别对应天线组合 (1,4) 与 (1,2)、(1,3) 的相关程度，天线组合 (2,3) 与 (1,2)、(1,3) 的相关程度，以此类推。设 (1,4) 与 (1,2)、(1,3) 的夹角分别是 15°和 20°，取 15°作为 Ω 中的天线组合 (1,4) 与 Φ 的夹角。比较 Ω 每一个天线组合和 Φ 的夹角，得到 4 个夹角值，分别对应天线组合 (1,4) 与的 Φ 相似程度，天线组合 (2,3) 与 Φ 的相似程度，以此类推。将最大角度对应的组合移到 Φ 中，设 (1,4) 与 Φ 的角度最大，将其从 Ω 移至 Φ 中，此时 $\Phi=\{(1,2)\ (1,3)\ (1,4)\}$，$\Omega=\{(2,3)\ (2,4)\ (3,4)\}$。

3) 重复上述过程，计算 Ω 中的每一天线组合和 Φ 的相关程度，进而选择相关程度最小的作为该天线组合与 Φ 的角度，最后将 Ω 与 Φ 集合的角度最大的天线组合从 Ω 集合移到 Φ 集合中，假设 (2,3) 符合要求，将其加入到 Φ 中，此时 $\Phi=\{(1,2)\ (1,3)\ (1,4)\ (2,3)\}$，$\Omega=\{(2,4)\ (3,4)\}$，至此完成了发射天线组合选择。

3　仿真结果

本节通过 MATLAB 蒙卡罗特仿真，比较随机算法、文献 [11] 所提接收端算法以及本文算法的误码性能。仿真条件为瑞利衰落相关信道，接收端已知信道状态信息，并使用最大似然检测算法。

为了证明本算法的普适性，图 3 给出 $n_t=4$，$n_r=4$，$n_p=2$，QPSK 调制并采用不同的天线选择算法的 GSM 误码率曲线对比图。由图 3 可知，在 QPSK 调制的 GSM 系统中经过角度扩展为 8°和天线间距为 4λ 的发射相关信道后，本文算法性能都优于其他两种算法，其中 λ 为载波波长。在误码率为 10^{-3} 的情况下，该算法性能相较于随机算法提升 2 dB 左右，相较于文献 [11] 算法提升约 1.3 dB，这是由于在 4 选 2 的 GSM 系统共有 6 种组合，需要选出 4 种组合，冗余天线组合占所需组合的比例为 50%，故选择信道增益大且相关性较小的天线组合可有效提升系统的性能。其次本文算法考虑的是天线组合间的相关程度，而文献 [11] 考虑的组合内的相关程度，对于 GSM 系统在信噪比较高的情况下组合间的相关更为重要，故本文算法的性能优于文献 [11] 的算法。

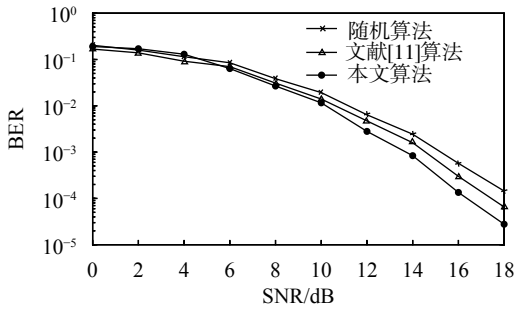

图 3 不同天线选择算法的误码率曲线 (QPSK)

为了保证 GSM 系统总的频谱效率不变，图 4 给出 n_t=5，n_r=4，n_p=3，BPSK 调制并采用不同的天线选择算法的 GSM 误码率曲线对比图。由图 4 可知，BPSK 调制的 GSM 系统中经过本文算法后的性能也都优于随机算法与文献 [11] 算法。在信噪比为 10^{-3} 时，该算法性能相较于随机算法提升 1.5 dB 左右，相较于文献 [11] 算法提升约 0.5 dB，这主要是由于在 5 选 3 的 GSM 系统中，所有可能的天线组合为 10 种。为了满足 GSM 系统对天线组合的限制，故其中有效的天线组合为 8 种，冗余天线组合所占的比例是 25%，选择余地较小，性能改善不明显。与图 3 对比可知，n_t=5，n_r=4，n_p=3，BPSK 调制且采用不同的天线组合算法的 GSM 系统的性能整体优于 n_t=4，n_r=4，n_p=2，BPSK 调制的 GSM 系统。主要原因是为了保证系统的频谱效率不变，图 4 中的发射信号进行 BPSK 调制时，由于 BPSK 星座点间的欧式距离大于 QPSK 的欧式距离，故图 4 中的天线组合算法性能整体优于图 3。

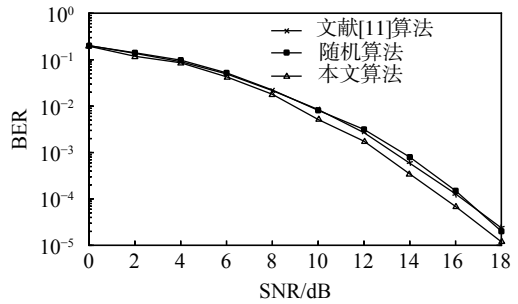

图 4 不同天线选择算法的误码率曲线 (BPSK)

图 5 和图 6 重点研究信道相关程度对误码性能的影响。这里用角度扩展 σ 和天线间距 d 反映信道相关程度。

当 SNR=15 dB 时，由图 5 和图 6 均可以看出随着 σ 和 d 的增加，BER 呈下降趋势。这是由于 σ 增大或 d 增大，天线间的相关程度越低，故系统的性能不断提高。由图 5 可知，当 σ=7°且 d=4λ 时，文献 [11] 算法性能较好且 BER 下降趋势趋于平缓。由图 6 可知，当 σ=5°且 d=4λ 时，本文算法的 BER 下降趋势趋于平缓，故本文算法将在相关较强的信道下也可以获得较优的性能。在 σ=10°且 d=5λ 的情况下，本文算法性能相比于文献 [11] 算法改进了将近 2 个数量级。综合考虑范数和相关性的天线组合选择算法可以有效改善 GSM 系统的误码性能。在冗余天线组合所占比例较高且相关系程度较大的情况下，该算法的优势更明显。

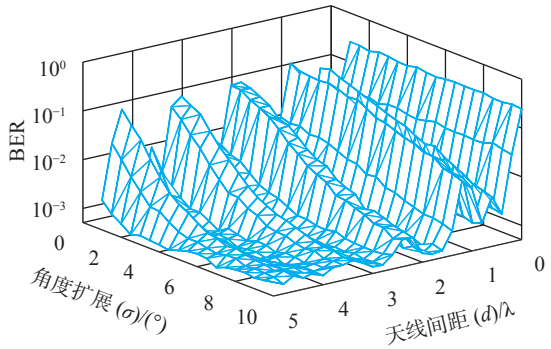

图 5 文献 [11] 算法在接收相关信道下的性能仿真图

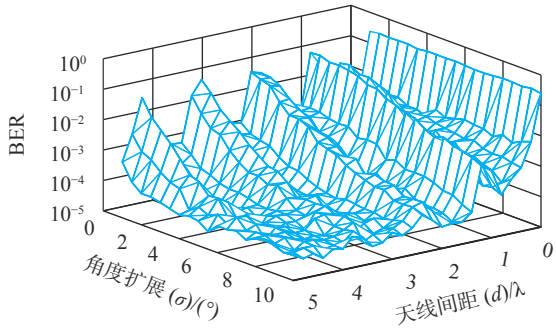

图 6 本文算法在发射相关信道下的性能仿真图

4 结束语

本文提出一种基于范数和相关性的递增发射天线组合选择算法，创新点在于：在充分考虑天线选择技术的适用场景下，提出一种发射端的天线组合选择算法。该算法在计算有效信道向量的夹角时，充分考虑了信道向量的范数，以及天线组合之间的相关性，据此准则选择出的“优质”天线组合的可辨识度更高，误码性能更优。仿真结果表明，与随机选择天线算法相比，本算法在瑞利衰落相关信道下可以明显降低系统的误码率，提升的程度取决于冗余天线组合所占比例。与文献 [11] 的接收端天线选择算法相比，本文算法在相同的天线间距与角度扩展的相关信道中可以获得更好的误码性能。该算法未应用到发射独立信息的 GSM 系统中，将是

后期的研究方向。

参 考 文 献

[1] KHAN I, SINGH D. Efficient compressive sensing based sparse channel estimation for 5G massive MIMO systems[J]. AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2018, 89(6): 181-190.

[2] RENZO M D, HAAS H, GHRAYBE A, et al. Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation[J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102(1): 56-103.

[3] RENZO M D, HAAS H, GRANT P. Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: A survey[J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(12): 182-191.

[4] MESLEH R Y, HAAS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.

[5] JIN L F, HOU C P, WEI X, et al. Generalized spatial modulation with multiple active transmit antennas[C]//2010 IEEE Globecom Workshops. NJ: IEEE, 2010: 839-844.

[6] YOUNIS A, SERAFIMOVSKI N, MESLEH R, et al. Generalized spatial modulation[C]//2010 Conference Record of the 44th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. NJ: IEEE, 2010: 1498-1502.

[7] RAJASHEKA R, HARI K V, GIRIDHAR K, et al. Performance analysis of antenna selection algorithms in spatial modulation systems with imperfect CSIR[C]//Wireless Conference. NJ: VDE, 2013: 1-5.

[8] MOLISCH A F, WIN M Z, WINTERS J H. Capacity of MIMO systems with antenna selection[C]//IEEE International Conference on Communications. NJ: IEEE, 2001: 570-574.

[9] SUN Z, XIAO Y, YOU L, et al. Cross-entropy-based antenna selection for spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(3): 622-625.

[10] RAJASHEKAR R, YANG L L, HARI K, et al. Transmit antenna subset selection in generalized spatial modulation systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(2): 1979-1983.

[11] CHOI Y S, MOLISCH A F, WIN M Z, et al. Fast algorithms for antenna selection in MIMO systems[C]// IEEE Vehicular Technology Conference. NJ: IEEE, 2003: 1733-1737.

[12] GORE D A, HEATH R W. Transmit selection in spatial sultiplexing systems[J]. IEEE Communication Letters, 2002, 11(6): 491-493.

编 辑 税 红