

噪比 SNR_X 和 SNR_Y , 假设 $B_X > B_Y$, $\text{SNR}_X < \text{SNR}_Y$, 很明显, 系统 Y 的带宽效率大于系统 X 的带宽效率, 由此可以推断出系统 Y 的带宽效率高是以花费比系统 X 更多的信噪比为代价而产生的。到目前为止, 这种比较都是将带宽效率与误比特率分开进行对比^[1]。但仅凭这一点, 并不能断定系统 Y 的总体资源效率更高, 以及多花费的信噪比 $\Delta\text{SNR} = \text{SNR}_Y - \text{SNR}_X$ 是否恰当。为了解决这个问题, 提出了基于带宽效率与能量需求的总体资源效率测度方法^[2]。

空间复用多输入多输出 (Multiple-input multiple-output, MIMO) 系统通过在发射端和接收端分别安置多副天线, 充分利用空间资源, 将要发送的信号经过串/并转换为若干个平行的信号流, 每个信号流独立地进行编码调制后, 并且在同一频带上使用各自的天线同时传送, 在接收端同样利用多副天线进行接收, 对每副天线的发射信号进行分离、解调与检测, 经过并/串转换, 恢复出原始信号^[3]。将总体资源效率测度方法与 MIMO 系统相结合, 不仅要注意 MIMO 系统的高效带宽效率, 同时关注误比特率的准确测算以及对总体资源效率随着参数的变化所蕴含规律的总结。

1 总体资源效率

1.1 资源需求平面的构建

假设一个数字调制系统的带宽为 B , 接收信号的平均功率为 S , 信息传输速率为 R_b , 误比特率为 P_b , 在加性高斯白噪声条件下, 它的归一化能量需求 E_b 定义为

$$E_b = S/R_b (J) \quad (1)$$

归一化信噪比需求 SNR 定义为

$$\text{SNR} = (S/N_0)/R_b = E_b/N_0 \quad (2)$$

式中: N_0 为高斯白噪声功率谱密度。频谱利用率是指单位时间单位带宽内可以传输的数据速率, 其定义表示为 $\eta = R_b/B$, 现将频谱利用率的倒数表示为

$$u = B/R_b \quad (3)$$

式中: 并定义 u 为归一化带宽需求, 带宽需求代表了一种资源需求而不是利用率, 将频谱利用率做此变化正是构建资源需求平面的关键所在, 是为了将式(1)和(3)共同表示为除以 R_b 的形式, 统一对资源的归一化处理, 由归一化能量和归一化带宽共同构成需求平面。

信噪比 SNR 与误比特率 P_b 之间存在的内在关系表示为 $P_b = f(\text{SNR})$ 。

当误比特率已知时, 可将其与归一化信噪比之间的关系表示为 $\text{SNR} = f^{-1}(P_b)$ 。

假设一个理想的调制系统, 其信道容量为 C , 接收端几乎无差错, 获得的误比特率趋近于 0, 带

宽为 B , 接收信号的平均功率为 S , 由香农公式^[4]可知

$$C = B \log_2 [1 + S/(BN_0)] \quad (4)$$

则此理想系统的归一化带宽需求 u_c 表示为

$$u_c = B/C \quad (5)$$

归一化信噪比需求 SNR_c 表示为

$$\text{SNR}_c = (S/N_0)/C \quad (6)$$

由公式(5,6)可以将式(4)改写为

$$u_c \log_2 (1 + \text{SNR}_c/u_c) - 1 = 0 \quad (7)$$

图 1 显示了数字调制方式的归一化带宽和归一化信噪比构建的资源需求平面, 曲线 1 对应式(7), 代表任一种数字调制方式资源需求的理论极限, 当给定误比特率为 P_b , 任一种数字调制方式在资源需求平面上占据一个特殊的点称为需求点, 需求点的位置表明了数字调制方式的资源需求的信噪比与带宽特性以及资源需求与理论极限之间的差距。

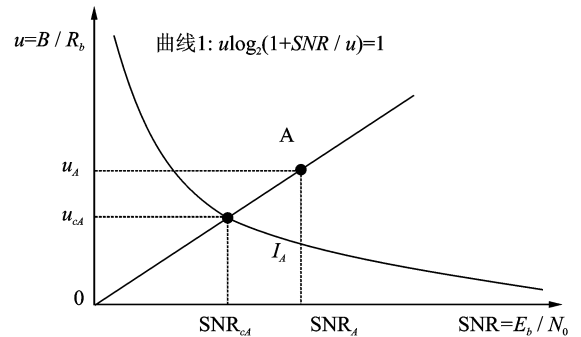


图 1 数字调制方式资源需求平面

1.2 总体资源效率

假定误比特率足够小, $R_b < C$, 由式(1,3,5,6)可得 $u_c/u = R_b/C < 1$, $\text{SNR}_c/\text{SNR} = R_b/C < 1$, 用 θ 代替 R_b/C , 得

$$\theta = R_b/C = u_c/u = \text{SNR}_c/\text{SNR} < 1 \quad (8)$$

将式(4)代入式(8)同时运用公式(1,2,3)可得

$$\theta = \frac{R_b}{B \log_2 [1 + S/(BN_0)]} = \frac{1}{u \log_2 (1 + \text{SNR}/u)} \quad (9)$$

假设一个数字调制系统 A , 其参数表示为 B_A , S_A , R_{bA} , P_{bA} , u_A , SNR_A 和 θ_A , 系统 A 的需求点如图 1 中点 $A(\text{SNR}_A, u_A)$, 其相对应的理想系统 I_A , 其参数表示为 C_A , u_{cA} , SNR_{cA} , 理想系统 I_A 的需求点如图 1 中点 $I_A(\text{SNR}_{cA}, u_{cA})$, 系统 A 和理想系统 I_A 的参数含义同上。

因为 u_{cA} 和 SNR_{cA} 满足式(7,8), 则其必为下列等式的解

$$\begin{cases} u \log_2 (1 + \text{SNR}/u) - 1 = 0 \\ u = (u_A/\text{SNR}_A) \text{SNR} \end{cases} \quad (10)$$

式(10)对应于图 1 中曲线 1 和直线 OA , 由图

可知,理想系统 I_A 的需求点 $I_A(SNR_{cA}, u_{cA})$ 是曲线 1 和直线 OA 的交点。

由图 1,可以发现 OA 代表了系统 A 的资源需求的均方根 $OA = \sqrt{u_A^2 + SNR_A^2}$ 。

OI_A 代表理想系统 I_A 的资源需求的均方根 $OI_A = \sqrt{u_{cA}^2 + SNR_{cA}^2}$ 。

由式(8), $\theta_A = u_{cA} / OA$ 。因此,定义 θ 来描述不同的数字调制方式在通信系统中的总体资源效率是十分恰当的。

由图 1 可知 $\theta_A = OI_A / OA = \sqrt{u_{cA}^2 + SNR_{cA}^2} / \sqrt{u_A^2 + SNR_A^2}$ 。理论上, θ_A 表明了系统 A 的资源需求均方根与理想系统 I_A 的资源需求均方根之间接近的范围,也可以表示 R_{bA} 与 C_A 的接近范围。因此,定义 θ 来描述不同的数字调制方式在通信系统中的总体资源效率是十分恰当的。

这句话改为“理论上, θ_A 表明了系统 A 的资源需求均方根与理想系统 I_A 的资源需求均方根之间的资源之比。”

2 空间复用 MIMO 系统模型

假设空间复用 MIMO 系统有 N_t 副发射天线, N_r 副接收天线。发射信号 \mathbf{X} 用 $N_t \times 1$ 列矩阵表示, x_i 表示第 $i(1 \leq i \leq N_t)$ 副天线上发射的信号,发射信号 \mathbf{X} 的元素是零均值独立同分布的高斯变量, $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_t}]^T \in C^{N_t \times 1}$ 。

信道矩阵 \mathbf{H} 用 $N_r \times N_t$ 的复矩阵描述,其中 $h_{j,i}$ 表示第 $i(1 \leq i \leq N_t)$ 副发射天线到第 $j(1 \leq j \leq N_r)$ 副接收天线之间的信道衰落系数,香农公式的推导是基于高斯白噪声干扰信道中,为了将总体资源效率测度方法应用于 MIMO 系统中,假设 MIMO 系统信道矩阵 \mathbf{H} 由独立同分布的复高斯随机变量组成, $\mathbf{H} = [h_{j,i}] \in C^{N_r \times N_t}$ 。

接收端的噪声 \mathbf{N} 用 $N_r \times 1$ 列矩阵描述, n_j 表示第 $j(1 \leq j \leq N_r)$ 副接收天线上的噪声,噪声矩阵 \mathbf{N} 为高斯白噪声,均值为 0,方差为 σ_n^2 由归一化信噪比确定, $\mathbf{N} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_r}]^T \in C^{N_r \times 1}$ 。

接收信号 \mathbf{Y} 用 $N_r \times 1$ 列矩阵描述, y_j 表示第 $j(1 \leq j \leq N_r)$ 副天线上接收的信号, $\mathbf{Y} = (y_1, y_2, \dots, y_{N_r})^T \in C^{N_r \times 1}$ 。

将 MIMO 系统使用线性模型^[5] 表示为 $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N}$ 。

3 MIMO 系统总体资源效率测度

针对上述 MIMO 系统的基本模型,使用平坦瑞利衰落信道模型进行仿真,为了进行 MIMO 系统在不同检测算法,不同收发天线数目,不同调制方式下的总体资源效率测度,将误比特率为 $P_b = 10^{-4}$ 时,仿真结果分别列入表 1,2,3,4 中,并将仿真结果带入式(9)中计算出不同情况下的总体资源效率。

3.1 MIMO 系统不同检测算法下的总体资源效率 (Zero forcing, ZF)

表 1 列出在收发天线数同为 2,运用 4PSK 调制方式,误比特率相同时, MIMO 系统采用不同检测算法所花费的信噪比。若同时达到误比特率 $P_b = 10^{-4}$,采用迫零(ZF)检测需要 31 dB,采用最小均方误差(MMSE)检测需要 28 dB,最大似然检测(MLD)只需 14 dB,但其复杂度会随着发射天线数增长。ZF 虽然降低了复杂度,但同时增强了噪声的影响,使检测性能有了较大的下降。而 MMSE 则很好地抑制了信息流之间的干扰和噪声增强,运算此适用性更强^[6]。

表 1 MIMO 系统不同检测算法下的总体资源效率

	u	SNR/dB	θ	P_b
2×2 4PSK MLD	0.500	14	0.352 2	10^{-4}
2×2 4PSK ZF	0.500	31	0.177 0	10^{-4}
2×2 4PSK MMSE	0.500	28	0.194 1	10^{-4}

MIMO 系统在不同检测算法下的需求点如图 2 所示,从图 2 中可以看出采用 MLD 方法的资源需求点相对于理论极限间的差距最小,MMSE 比 ZF 方法距离理论极限间差距稍短,由此可以得出采用最大似然检测算法的总体资源效率较高,MMSE 居中,ZF 相对较差。

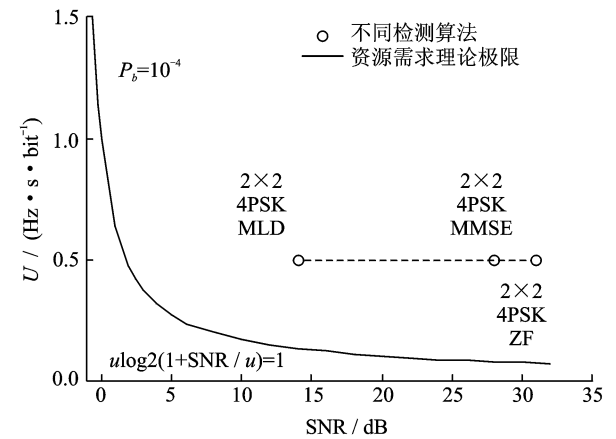


图 2 MIMO 系统不同检测算法下的需求点

3.2 MIMO 系统收发天线数目相同时的总体资源效率

表 2 列出运用 4PSK 调制方式,采用最大似然检测算法,误比特率相同时, MIMO 系统在收发天线数目相同时所花费的信噪比。若同时达到误比特率 $P_b = 10^{-4}$ 情况下,1 发 1 收需 30 dB,2 发 2 收需 14 dB,3 发 3 收需 8 dB,4 发 4 收需 6 dB。可见多天线系统误比特性能要好于单天线系统误比特性能,而

且天线数目越多,性能越好,在收发两端同时使用多副天线,在提高数据传输速率时,系统误比特率没有降低反而提高了。

表 3 “1.0000”, 末尾少一个 0 同时的总资源效率

	u	SNR/dB	$\theta/$	P_b
1×1 4PSK MLD	1.000	30	0.100 3	10 ⁻⁴
2×2 4PSK MLD	0.500 0	14	0.352 2	10 ⁻⁴
3×3 4PSK MLD	0.333 3	8	0.694 8	10 ⁻⁴
4×4 4PSK MLD	0.250 0	6	0.980 1	10 ⁻⁴

图 3 可以看出 1 发 1 收,资源需求点与资源需求理论极限间距离最远,4 发 4 收,与资源需求理论极限间距离最小,几乎重合。当误比特率固定,多天线系统比单天线系统所占用的归一化带宽和归一化信噪比要小,但获得的总体资源效率却高,而且随着天线数目的增多,其总体资源效率得到了更加充分的应用。

表 3 给出了 MIMO 系统采用 4PSK 调制方式,最大似然检测算法,误比特率相同时,MIMO 系统在收发天线数目不同时所花费的信噪比。若同时达到误比特率 $P_b=10^{-4}$ 情况下,2 发 2 收需 14 dB,2 发 3 收需 8 dB,2 发 4 收需 5 dB。可知当发射天线数目固定,而接收天线数目增加的情况下,系统的分集增益增大,MIMO 系统的误比特率降低。

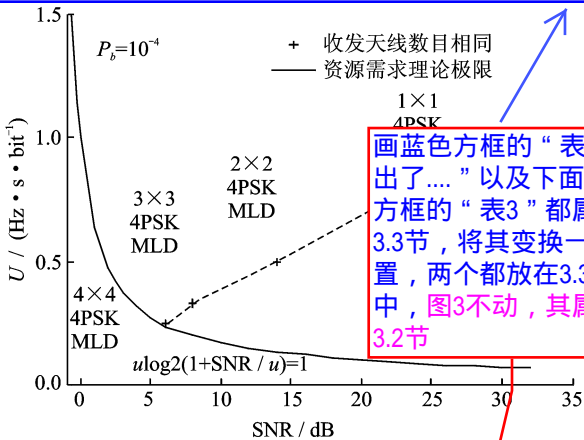


图 3 MIMO 系统收发天线数目相同时的需求点

表 3 MIMO 系统收发天线数目不同时的总资源效率

	u	SNR/dB	$\theta/$	P_b
2×2 4PSK MLD	0.500 0	14	0.352 2	10 ⁻⁴
2×3 4PSK MLD	0.500 0	8	0.530 9	10 ⁻⁴
2×4 4PSK MLD	0.500 0	5	0.696 2	10 ⁻⁴

3.3 MIMO 系统收发天线数目不同时的总资源效率

从图 4 可以看出当调制方式相同,发射天线数

目相同时,其归一化带宽相同,随着接收天线数目的增多,其总体资源效率逐渐增加,而且所需的归一化信噪比也逐渐降低,需求点与资源需求理论极限间的差距也逐步减小。

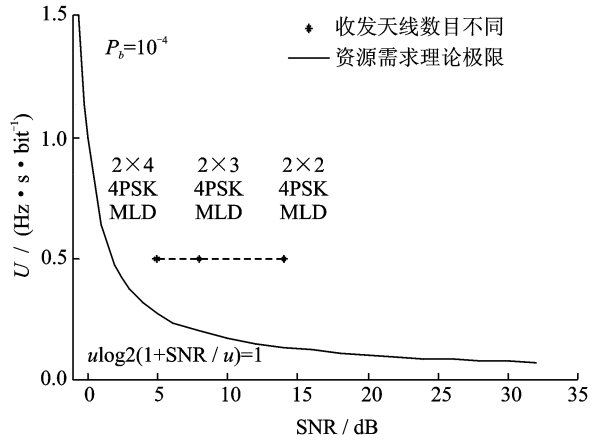


图 4 MIMO 系统收发天线数目不同时的需求点

3.4 MIMO 系统不同调制方式下的总资源效率

表 4 给出了在 2 发 2 收条件下,使用最大似然检测算法,调制方式分 22 改为 13 画绿线的语句从这节删除,移至下一节结尾处。若同时达到误比特率 $P_b=10^{-4}$,4PSK 需 14 dB,16QAM 需 19 dB,2PSK 需 22 dB。由于 4PSK 与 4QAM 相同,由此可以得出 MQAM 调制方式比 MPSK 调制方式误比特率小,因为 MQAM 是一种振幅和相位联合键控的调制方式,比 MPSK 调制方式有更大的噪声容限。

表 4 MIMO 系统不同调制方式下的 0.1366 改为 0.2278

	u	SNR/dB	$\theta/$	P_b
2×2 2PSK MLD	1.000 0	22	0.136 6	10 ⁻⁴
2×2 4PSK MLD	0.500 0	14	0.352 2	10 ⁻⁴
2×2 16QAM MLD	0.250 0	19	0.481 0	10 ⁻⁴

天线数目固定且调制方式固定时,在相同信噪比条件下,MIMO 系统随着参数 M 的增大,误比特率变大。究其原因可能是因为随着 M 的增加,其传输速率变大,带宽效率增加,使信号星座点之间的距离变近,信号发生差。虽然 16QAM 的数据传输速率比 4PSK 快,但其误比特率却高,并不能确定究竟哪种调制方式的资源利用率更高,但通过图 5 的分析,可以看出,采用 16QAM 调制方式比 4PSK 调制方式需求点距离资源需求理论极限间距离较近,2PSK 调制方式的需求点距离理论极限的距离最

远,由此可以得出采用 MQAM 调制方式的总体资源效率要高于采用 MPSK 调制方式,而且其总体资源效率随着 M 的增大而

结尾处添加上一节删除的部分语句“究其原因,可能是因为MQAM是一种振幅和相位联合键控的调制方式,比MPSK调制方式有更大的噪声容限[7]”

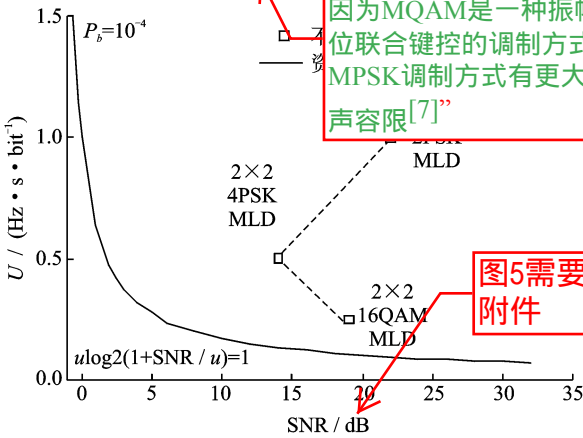


图 5 MIMO 系统不同调制方式下的需求点

4 结束语

提出的总体资源效率测度方法将归一化带宽与归一化信噪比结合起来,比传统单一的只评估频谱利用率的方法更加合理、全面,有利于衡量出系统总体的效率,该方法可以用于测度不同的通信系统或不同调制方式的总体资源效率。例如在实际应用中可以将 MIMO 系统与正交频分复用^[8]、码分多址^[9]等系统相结合,通过测算不同系统的总体资源效率来评价新系统性能是否比普通的 MIMO 系统的性能优异,同时也可以应用于对一些改进算法性能的研究中。由此可见,使用总体资源效率测度方法对于其他通信系统的应用研究及新检测算法、编码方式的评价和构建具有指导意义。

参考文献:

[1] Ohno S, Teo K. Universal BER performance ordering of MIMO systems over flat channels[J]. IEEE Trans Wirel Commun, 2007,6(10):3678-3687.

[2] Liu Jinzhu. Overall resource efficiency measure of digital modulation methods[J]. IEICE Trans Commun, 2009,E92-B(9):2948-2950.

[3] 罗涛,乐光新. 多天线无线通信原理与应用[M]. 北京:北京邮电大学出版社,2005:1-7.

Luo Tao, Le Guangxin. Multi antenna wireless communication principle and application [M]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2005:1-7.

[4] Proakis J G, Salehi M. Fundamentals of communication systems[M]. 北京:电子工业出版社,2007:11.

Proakis J G, Salehi M. Fundamentals of communication systems[M]. Beijing: Publishing house of electronics industry, 2007:11.

飞,王炎. 一种新的 QR-SIC-MSD 联合 MIMO 信号检测算法[J]. 数据采集与处理,2010,25(4):500-504.

Zhao Fei, Wang Yan. New QR-SIC-MSD joint MIMO signal detection algorithm[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2010,25(4):500-504.

[6] 杨大成. 移动传播环境[M]. 北京:机械工业出版社,2003:8.

Yang Dacheng. Mobile communication environment [M]. Beijing: China Machine Press, 2003:8.

[7] 樊昌信,曹丽娜. 通信原理[M]. 6 版. 北京:国防工业出版社,2006:257-258.

Fan Changxin, Cao Lina. Principle of communication [M]. Sixth Edition. Beijing: National Defence Industry Press, 2006:257-258.

[8] 霍文俊,樊昌周,王志刚. 一种 MIMO-OFDM 系统训练序列构造方法[J]. 数据采集与处理,2008,23(4):436-440.

Huo Wenjun, Fan Changzhou, Wang Zhigang. Training sequence design method for MIMO-OFDM systems[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2008,23(4):436-440.

[9] Assra H Y. A channel-estimation and data-detection scheme for multiuser MIMO-CDMA system in fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59 (6):2830-2844.

作者简介:张蕾(1987-),女,硕士研究生,研究方向:宽带无线数字通信;刘金铸(1963-),男,副教授,研究方向:宽带无线数字通信。

E-mail:zhangleicyt.2008@163.com