

非完美信道下 BD-SVD 与 BD-GMD-THP 性能对比研究

刘建明, 徐春秀

(北京邮电大学信息与通信工程学院, 北京 100876)

摘要: 多入多出(MIMO)技术在成倍的提高无线通信系统容量和频谱利用率的同时, 也造成了空间信号的严重干扰, 因此, 通常需要使用 MIMO 预编码技术来消除干扰。已经标准化的预编码技术都是线性预编码技术, 非线性预编码由于计算量大以及抗干扰能力不被看好而没有纳入标准化。本文分析了块对角化线性预编码(BD-SVD)和非线性模代数预编码(BD-GMD-THP), 给出了两种编码在非完美信道下系统信干噪比。通过仿真显示, 在信道条件足够好的条件下(信噪比大于 5dB), 非完美的信道反馈下, BD-GMD-THP 相对于 BD-SVD 的优势明显。

关键词: MIMO; BD-SVD; BD-GMD-THP; 用户配对儿;

中图分类号: TN

A Comparison Study Of The Performance Between BD-GMD-THP and BD-SVD Under Imperfect Channel

LIU Jianming, XU Chunxiu

(Information and Communication School, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876)

Abstract: MIMO technique has been widely utilized in wireless communications due to its high performance in enhancing channel capacity and spectrum efficiency. However, it also brings severe interference among spatial channels. Consequently, MIMO pre-coding technique is usually applied to eliminate interference. Standardized pre-coding technique is totally linear pre-coding technique, since the non-linear pre-coding computationally intensive and Anti-interference ability is uncertain. In this paper, a comparative study of the performance between BD-SVD and BD-GMD-THP is conducted. Simulation results shows that as long as the channel is good enough, say SNR is larger than 5dB, BD-GMD-THP is better than BD-SVD significantly.

Key words: MIMO; BD-SVD; BD-GMD-THP; user-pairing;

0 引言

随着移动通信业务和宽带数据业务的快速发展, 第三代移动通信(the 3rd Generation, 3G)所能提供的兆比特每秒(Mbps)量级的传输速率已经无法满足宽带业务发展的需要。因此, 为了更好的应对移动宽带发展带来的挑战^[1], 第三代合作伙伴计划(the 3rd Generation Partnership Project, 3GPP)启动了长期演进(Long Term Evolution, LTE)和 LTE-Advanced 标准的制定工作, 也就是 4G 其目标是在 100MHz 带宽的配置下, 低速移动场景中, 下行峰值传输速率可达到 1Gb/s, 上行峰值传输速率可达到 500Mb/s; 而在高速移动场景, 下行峰值传输速率为 100Mb/s。

为了达到 LTE-Advanced 标准提出的峰值速率, 下一代移动通信系统必须具有极高的频谱资源利用率, 为此引入了多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术, 简称多入多出。Telatar 与 Foschini 的研究表明多天线技术在不增加带宽和发送功率的情况下能够成倍地提升系统容量^[2]。LTE 和 LTE-A 系统均采用多天线及其相关技术, 可以将频谱效率提高至 10bps/Hz^[3]。IEEE802.11g, IEEE802.11n 和 IEEE802.16 等其他无线通信标准也在物理层采用多天线技术作为传输技术^[4], 以提高频谱的利用率。因此, 多天线技术已经成为未来无线通信的关键技术。但多天线技术也造成了严重的共信道干扰。由于下行多入

作者简介: 刘建明 (1989-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: LTE 物理层, 预编码技术

通信联系人: 徐春秀 (1962-), 女, 高级工程师, 主要研究方向: 无线通信技术. E-mail: xuchunxiu@bupt.edu.cn

45 多出系统终端受制于电池容量和芯片处理速度,所以有必要引入多入多出预编码技术以提前消除共信道干
扰,同时降低终端复杂度,有效地提高系统的传输速率和准确性^[5]。所以多天线系统中的预编码技术被越
来越多的标准所采纳,成为 LTE 和 LTE-Advanced 标准的必备技术之一。

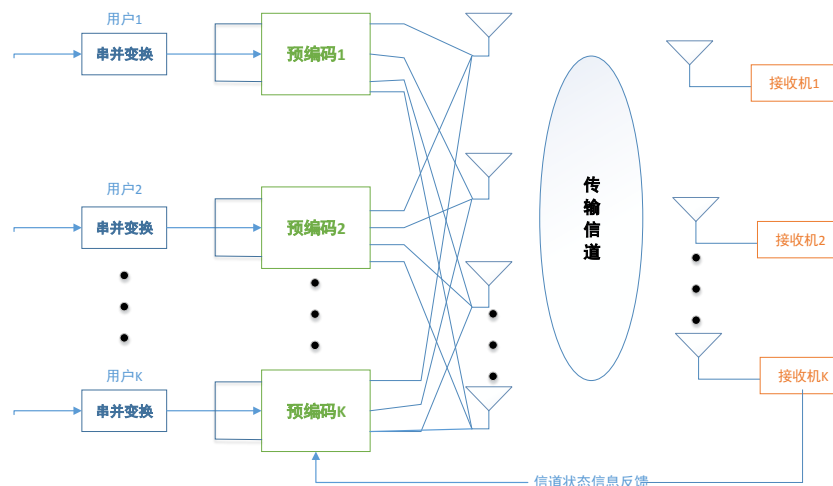
1 预编码技术

50 多天线(MIMO)系统中的预编码模块置于信道编码模块与无线传输信道之间,在信号发射之前,常在发射
端利用已知的信道状态信息(Channel State Information, CSI)来对发射的信号进行预处理,以适应无线信道环
境,来消除数据流之间或者用户间的干扰,达到降低系统误码率、提高系统吞吐率以及系统容量等目的。这
实际上相当于将接收端的部分信号处理工作前置到发送端,并起到了降低接收端信号检测复杂度的作用,来适
应移动终端低功耗小型化的发展趋势。

如图 1 所示,接收端通过导频进行信道估计来获得信道信息,并将该信息反馈给发送端。整个流程是:首
55 先,待传输的数据经过串并变换后到达预编码器,预编码器结合信道信息根据吞吐量最大化等准则对要传
输的数据进行操作,之后送入资源映射和天线端口映射模块,最后由射频单元发射出去。接收端只需对接收信号
进行简单的均衡、解码等操作就可以恢复出有用数据。其中,预编码有两个主要功能,首先是将待传输的数据
根据信道状态信息(CSI)映射到相互正交的信道特征向量的方向上,从而消除干扰;其次是分配功率,进一步
根据信道状态信息(CSI)给不同特征向量方向上的数据流分配合适的功率^[6]。

60 其中,发射端得到的信道状态信息(CSI)对于预编码的性能有很大影响。以信道状态信息是否完整为依
据,预编码有基于完美/非完美信道状态信息的预编码,如图 1 所示。以是否线性为依据,又分为线性/非线性预
编码。

广泛被 3GPP 标准采用的都是线性预编码技术,包括分集编码、空分复用、波束赋形及这些思想为指
导的衍生线性预编码算法。在 3GPP 的提案中也包括一类非线性预编码技术,从最开始的脏纸编码(DPC)
65 思想,到后续发展出来的 THP,再到支持多用户的 BD-GMD-THP,都是很不错的思路,它们使用串行干扰
消除(SIC)作为提高性能的重要手段,利用对称的取模操作来控制功率。这些非线性预编码被应用于移动通
信的障碍有两个,一个是 SIC 计算量较线性预编码大很多,另一个是 SIC 的抗噪声能力较弱,信噪比较低
时,串行计算会累积计算误差;同样的问题也存在于信道估计误差中。



70 图 1 预编码结构示意图
Fig. 1 structure of pre-coding

1.1 块对角化预编码算法(BD-SVD)

块对角化预编码算法^[7]是一种专门为多用户 MIMO 而设计的线性预编码算法。一般的预编码方式只需
要解决用户自己天线间的干扰,而对于多用户 MIMO 空分复用来说,用户间的干扰问题也是预编码需要同
75 时考虑的,即 MU-MIMO 预编码需要同时解决单用户内天线间干扰和用户间天线干扰两个问题。对于单用
户内天线间的干扰有多流波束赋形和空分复用两种思路,奇异值分解(SVD)是实现空分复用的有效方法;对
于用户间天线间干扰可以将不同的用户信道编码到相互正交的子空间中,实现这一目的算法就是块对角
化,将单个用户的信道映射到其余用户信道的零子空间中,从而实现用户间信道相互正交、互不干扰的目

的。将这两种方法组合起来，先块对角化(BD)消除用户间干扰，再用奇异值分解(SVD)消除单用户内天线间干扰，就是块对角化奇异值分解预编码(BD-SVD)^[7]，详细的推导过程请参见原论文^[7]。

这里需要强调一下的是，基于奇异值分解(SVD)而得到的单用户内子信道之间的信道增益不能一致甚至差异很大，进而单用户内可能需要多种不同的调制编码方式，这需要更多的反馈开销，不利于实际系统的设计实现。还有，对于 SVD 得到的信道增益特别低的子信道，即使用最保守的调制编码方式也不能获得可靠的误码率，对于这要的子信道，应该放弃在其上面的数据传播，实际系统设计中可以设置一个信道增益阈值来屏蔽这样的低效子信道。在 1.2 节中提到的基于几何均值的 THP 预编码(GMD-THP)就可以使得用户内的子信道增益是相同的，这可以看做是非线性预编码系统的一个优势。

1.2 块对角化几何均值分解的模代数预编码(BD-GMD-THP)

模代数预编码 (Tomlinson-Harashima Pre-coding, THP)^[8,9]的思想来源于脏纸编码(DPC)^[10]，是一种使用串行干扰消除(SIC)的方式来提高预编码性能的算法，SIC 过程中造成的信道增益累增的问题，可通过在 SIC 前后添加取模操作来解决，在不损失性能的前提下，很好的控制功率开销，“模代数”的名字也由此而来。

由于 SIC 是通过迭代的方式来消除干扰，通常会造成子信道间功率/信道增益分配不均的情况。几何均值分解的模代数预编码(GMD-THP)就是为了解决这一问题而被提出的，GMD-THP 能够使得用户的各个子信道具有相同的信道增益，从而单个用户可以使用相同的调制编码方式，节省了反馈开销。

对于多用户 MIMO 系统，非线性预编码同样面临着解决用户间干扰问题。最终的效果仍然是块对角化，而具体的实现方法是类似于 SIC 的基于迭代的思路。基于块对角化几何均值分解的模代数预编码(BD-GMD-THP)^[11]就是试图设计一种块对角化几何均值分解使得

$$H = PLQ^H \quad (1)$$

具体的推导过程可以参考文献^[11]，最后，可得对于接收端接收信号可表示为：

$$\begin{aligned} \hat{s} &= L^{-1}P^H(HQB^{-1}s+n) \\ &= L^{-1}P^H(HQL^{-1}Ls+n) \\ &= L^{-1}P^H(PLQ^HQL^{-1}Ls+n) \\ &= s + L^{-1}P^Hn \end{aligned} \quad (2)$$

该算法可实现多个接收用户无协作处理情况下用户间和天线间的干扰消除。虽然几何均值分解(GMD)可以保证单用户内子信道的信道增益一致，但这种基于迭代的预编码方式，会造成用户间资源分配不均，先被编码的用户会获得更多的信道资源。在实际的系统调度中需要考虑这个问题。

2 两种算法在非完美信道下 SINR 对比分析

2.1 非完美信道下 BD-SVD 系统的 SINR

假设发射端量化后的信道状态信息为 $H_q = [h_{q1}, h_{q2}, \dots, h_{qN}]^T$ ，而实际信道状态信息为 $H = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$ ，则信道状态信息量化误差可以表示为 $\Delta = H - H_q = [\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_N]^T$ ，其中 Δ_i 表示流 i 的信道误差。接收信号 $s' = [s'_1, s'_2, \dots, s'_N]^T$ 可以表示为

$$\begin{aligned}
\hat{s} &= Q_q H_{eff} V_q P_s + Q_q n \\
&= Q_q H M_{BD} V_q P_s + Q_q n \\
&= \begin{bmatrix} \Sigma_1 & & 0 \\ & \Sigma_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & & \Sigma_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \Sigma_1 V_1^H & & 0 \\ & U_2 \Sigma_2 V_2^H & \\ & & \ddots \\ 0 & & & U_K \Sigma_K V_K^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 & & 0 \\ & V_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & & V_K \end{bmatrix} P_s + Q_q \Delta M_{BD} V_q P_s + Q_q n \\
&= \begin{bmatrix} \Sigma_1 & & 0 \\ & \Sigma_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & & \Sigma_K \end{bmatrix} P_s + Q_q \Delta M_{BD} V_q P_s + Q_q n \\
&= \Sigma P_s + Q_q \Delta M_{BD} V_q P_s + Q_q n
\end{aligned} \tag{3}$$

式(3)中, 对块儿对角矩阵形式的等效信道的每个块儿分别做了 SVD 分解操作, 再对分解后的酉矩阵重新块儿对角化, 得到分块儿解码矩阵 Q_q, V_q 。各自子信道的等效信道增益可视为对角矩阵 Σ 的对角线值。

式(3)可进一步简写为流的形式

$$\begin{aligned}
\hat{s}_{ii} &= r_{ii} P_{ii} s_{ii} + (Q_q \Delta M_{BD} V_q)_i P_s + (Q_q n)_i \\
&= r_{ii} P_{ii} s_{ii} + (Q_q \Delta M_{BD})_i V_q P_s + (Q_q n)_i
\end{aligned} \tag{4}$$

进而, 流 i 的信干噪比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR) 可以表示为

$$SINR_i = \frac{r_{ii}^2 P^2}{\sigma_n^2 + \|(Q_q \Delta M_{BD})_i\|^2 P^2} \tag{5}$$

由于 $Q_q = \text{diag}(Q_{q1}, Q_{q2}, \dots, Q_{qK})$ 是块对角化矩阵, 令 $\Delta = H - H_q = [\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_N]^T$,

当流 i 是第 k 个用户的第 i' 个流, 即 $i = \sum_{k'=1}^{K-1} N_{rk'} + i'$ 时, 式(5)可简化为

$$\begin{aligned}
SINR_i &= \frac{r_{ii}^2 (E_T / N_R)}{\sigma_n^2 + \|(Q_q \Delta M_{BD})_i\|^2 (E_T / N_R)} \\
&= \frac{r_{ii}^2 (E_T / N_R)}{\sigma_n^2 + \|(U_k \Delta_k \bar{V}_k^0)_i\|^2 (E_T / N_R)}
\end{aligned} \tag{6}$$

2.2 非完美信道下 BD-GMD-THP 系统的 SINR

假设发射端量化后的信道状态信息为 $H_q = [h_{q1}, h_{q2}, \dots, h_{qN}]^T$, 而实际信道状态信息为 $H = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$, 则信道状态信息量化误差可以表示为 $\Delta = H - H_q = [\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_N]^T$, 其中 Δ_i 表示流 i 的信道误差。用块对角化分解可以表示为

$$H_q = P_q L_q Q_q^H \tag{7}$$

125 L 是对角线元素分块相等的下三角矩阵。经过求模和迭代运算后的信号为 $s' = [s'_1, s'_2, \dots, s'_N]^T$ ，则接收信号可以表示为

$$\begin{aligned}\hat{s} &= \Lambda_q^{-1} P_q^H (H Q_q s' + n) \\ &= \Lambda_q^{-1} P_q^H (H_q + \Delta) Q_q s' + \Lambda_q^{-1} P_q^H n \\ &= \Lambda_q^{-1} L_q s' + \Lambda_q^{-1} P_q^H \Delta Q_q s' + \Lambda_q^{-1} P_q^H n\end{aligned}\quad (8)$$

130 在计算信道容量过程中，会遇到如何对待接收端求模操作问题，已经有文献^[6]表明在高信干噪比的条件下，计算信道容量时接收端的求模操作可以忽略不计，但是文中没有给出门限值。本文推导过程主要考虑信道量化误差引入的干扰以及经过信道时引入的噪声，本文在推导容量过程中假设接收端具有较高的信干噪比，忽略求模操作影响。由于模代数预编码相对线性预编码的优势主要体现在高信噪比的时候，所以在研究过程中着重研究在高信噪比条件的模代数预编码的性能指标，所以在求解模代数预编码的信道容量时忽略对接收端的求模操作过程是合理的。

根据假设，式(8)可以进一步写为流的形式

$$\begin{aligned}\hat{s}_i &= g_{ii} r_{ii} s'_i + g_{ii} \sum_{j < i} r_{ij} s'_j + (\Lambda_q^{-1} P_q^H \Delta Q_q s')_i + g_{ii} n \\ &= g_{ii} r_{ii} s'_i + g_{ii} \sum_{j < i} r_{ij} s'_j + g_{ii} (P_q^H \Delta)_i Q_q s' + g_{ii} n\end{aligned}\quad (9)$$

$g_{ii} \sum_{j < i} r_{ij} s'_j$ 在模代数预编码过程中看作已知干扰，计算过程中可以消除。 $g_{ii} (P_q^H \Delta)_i Q_q s'$ 是流 i 由于发射端量化信道误差而引入的干扰。 Q 是酉矩阵不会放大干扰信号的功率，对干扰信号功率没有影响。流 i 的信干噪比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR) 可以表示为

$$SINR_i = \frac{r_{ii}^2 (E_T / N_R)}{\sigma_n^2 + \|(P_q^H \Delta)_i\|^2 (E_T / N_R)} \quad (10)$$

140 由于 $P_q = \text{diag}(P_{q1}, P_{q2}, \dots, P_{qK})$ 是块对角化矩阵，令 $\Delta = [\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_K]^T$ ，当流 i 是第 k 个用户的第 i' 个流，即 $i = \sum_{k'=1}^{K-1} N_{rk'} + i'$ 时，式(10)可简化

$$SINR_i = \frac{r_{ii}^2 (E_T / N_R)}{\sigma_n^2 + \|(P_{qk}^H \Delta_k)_i\|^2 (E_T / N_R)} \quad (11)$$

3 仿真分析

145 如图 2 所示，仿真生成信道采用的是 SCM 模型，并根据信道增益进行筛选，接下来进行用户配对儿，最后进行用户调度，调度选用的方式是比例公平算法。

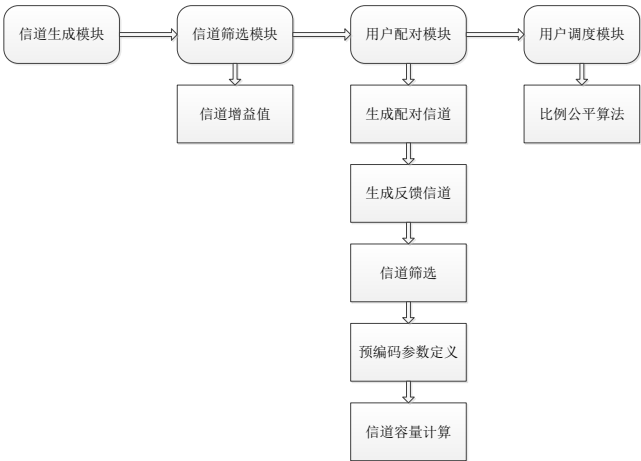


图 2 系统仿真流程图
Fig. 2 flow chart of system simulation

150 其中，仿真参数如表 1 所示

表 1 系统仿真参数表
Tab. 1 parameters sheet of system simulation

仿真参数	设置
基站天线配置	8 根发射天线
总用户数	5/10/15/20
配对用户数	1~4
用户天线配置	2 根天线
信道模型	SCM urban-micro
发端 SNR	-5~30dB
信道幅度量化误差	-1~1dB
信道相位量化误差	-5~5 度

3.1 仿真结果分析

155 图 3 给出了基站处与终端处在不同用户数的情况下，两个系统中频谱效率随着信噪比变化的关系。从图中可知：1）在三幅图中，基站处的频谱效率都高于终端处，这是由于信道量化反馈误差存在，用户端信道容量比基站端理想值有衰减。同时，随着信噪比的提高，频谱效率也随之提高，但是在终端处实际信道容量将趋于上限；2）不同用户数下，四条曲线的趋势大体上是一样的。随着用户数增加，频谱效率也会有一定程度的提升，这是由于用户数越多，可供配对儿的候选用户越多，配对儿效果也就更好；3）信噪比小于 5dB 的时候，线性与非线性系统性能差别不大，信噪比进一步减小时，线性性能略优，这是由于非线性系统是通过迭代消除误差实现的，在信道条件不好的时候，迭代反而会累积误差，所以信噪比很低时宜采用鲁棒性更好的线性系统。但当信噪比大于 5dB 时，非线性系统性能远远好于线性系统。尤其需要注意的是，在信噪比为 5dB-15dB 之间时，非线性系统的 UE 端的频谱效率竟然高于线性系统的 BS 端的频谱效率，这说明，在信噪比小于 15dB 的时候，影响非线性系统的主要因素是信噪比；当信噪比大于 15dB 的时候，影响非线性系统的主要因素是信道的量化误差。只要信道条件足够好，非线性系统是能够发挥它的巨大优势的。

160

165

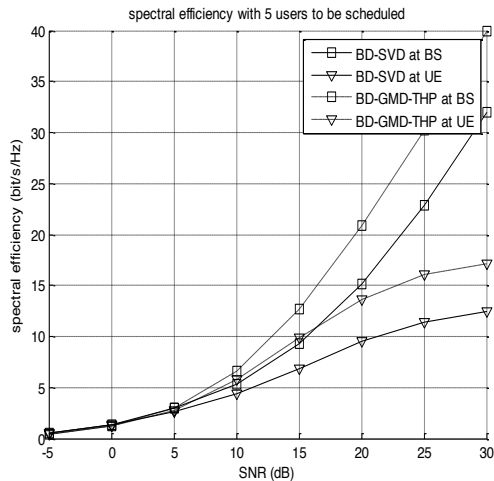


图 3-a 5 个用户时两个系统基站和终端处频谱效率随信噪比的变化图
Fig.3-a Spectrum efficiency vs SNR of BS and US with 5 users

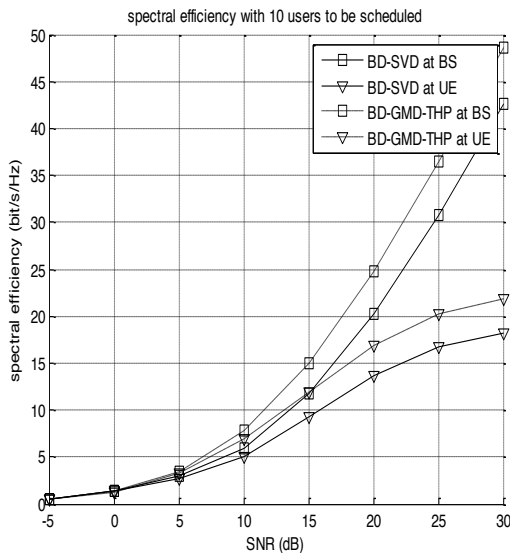


图 3-b 10 个用户时两个系统基站和终端处频谱效率随信噪比的变化图
Fig.3-b Spectrum efficiency vs SNR of BS and US with 10 users

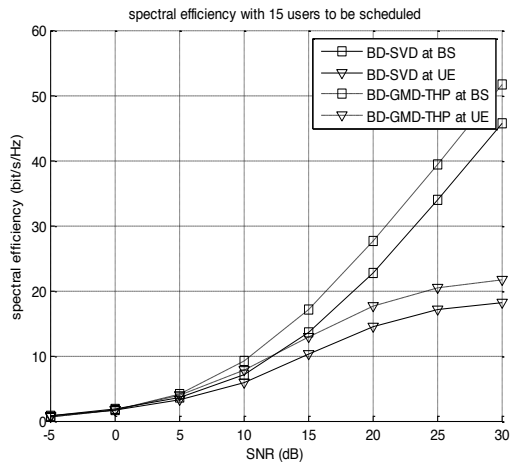


图 3-c 15 个用户时两个系统基站和终端处频谱效率随信噪比的变化图
Fig.3-c Spectrum efficiency vs SNR of BS and US with 15 users

图 3 多用户时两个系统基站和终端处频谱效率随信噪比的变化图
Fig.3 Spectrum efficiency vs SNR of BS and US with multi-users

4 结论

本文分别从理论层面以及系统级仿真的角度对 BD-GMD-THP 算法和 BD-SVD 算法进行了对比分析。首先对两种算法进行了简要的介绍,并给出了系统建模的结论,然后给出了非完美信道的量化表示,最后重点推导了两种算法在非完美信道下的信干噪比公式,用于后续的仿真分析。通过仿真可以看出,在信噪比低于 5dB 的时候,非线性系统并不能体现优势,宜采用鲁棒性更好性能更高效的线性系统。当信噪比大于 5dB 时,非线性系统的优势明显。特别值得注意的是,在信噪比为 5dB-15dB 之间时,非线性系统的 UE 端的频谱效率竟然高于线性系统的 BS 端的频谱效率,这说明,在信噪比小于 15dB 的时候,影响非线性系统的主要因素是信噪比;当信噪比大于 15dB 的时候,影响非线性系统的主要因素是信道的量化误差。只要信道条件足够好,非线性系统是能够发挥它的巨大优势的。

[参考文献] (References)

- [1] ITU-R M.2134. Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio Interface(s). ITU-R, 2008.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311-335.
- [3] 3GPP TD RP-080137. Proposed SID on LTE-Advanced.
- [4] Ralf Irmer and Heinz Droste, Coordinated Multipoint: Concepts, Performance, and Field Trial Results, *IEEE Communications Magazine*, 2011, 49(2): 102-111
- [5] Angel Lozano and Nihar Jindal, Transmit Diversity vs. Spatial Multiplexing in Modern MIMO Systems, *IEEE Transactions on communications*, 2010, 9(1): 186-197
- [6] Vu Mai, Paulraj Aroqysawani, MIMO wireless linear precoding, *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(3): 86-105
- [7] Shim S, Kwak J., Heath R. et al., Block diagonalization for multi-user MIMO with other-cell interference, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(3): 2671-2681
- [8] Fischer Robert F.H., Windpassinger Christoph, Lampe Alexander et al., Space-time transmission using tomlinson-harashima precoding, 4th International ITG Conference on Source and Channel Coding, Berlin, Germany, 2002, 20(6):139-147
- [9] Tomlinson. M., New automatic equaliser employing modulo arithmetic, *Electronics Letters*, 1971, 5(4): 138-139
- [10] Costa M., Writing on dirty paper(corresp.), *IEEE Transactions on Information Theory*, 1983, 29(3):439-441
- [11] Lin S., WWL Ho, Liang Y.C., Block-diagonal geometric mean decomposition(BD-GMD) for multiuser MIMO broadcast channels, *IEEE 17th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, 2006, 11(14): 1-5