

# TD-SCDMA中一种新的空分多址实现算法

胡东伟, 陈 杰

(中国科学院微电子研究所 北京 朝阳区 100029)

**【摘要】**利用TD-SCDMA中上下行信道的对称性, 提出一种在基站侧进行发送信号处理以实现空分多址的算法, 并分析了其计算复杂度。该算法通过对空时二维信号的处理, 发送空时二维信号构成一个矩阵, 利用矩阵的零子空间以实现空分多址。该算法无需改变终端结构, 在基站侧安装8根天线, 就可以以适中的计算复杂度取得系统容量的数倍提高。

**关键词** 零子空间; TD-SCDMA; 发送信号处理; 空分多址; 空时信号处理  
**中图分类号** TQ050.4 **文献标识码** A

## New Spatial Division Multiple Access Implementation Technique for TD-SCDMA

HU Dong-wei and CHEN Jie

(Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences Chaoyang Beijing 100029)

**Abstract** By employing the symmetric property of the uplink and downlink channel, a transmit signal processing technique is proposed, which can lead to spatial division multiple access (SDMA) for time division-synchronous code division multiple access (TD-SCDMA). With space and time two dimensional signal, a matrix is constructed, and the null space of the matrix is utilized to realize SDMA. The complexity of this technique is analyzed. Without any changes in the user equipment, this technique can increase the capacity several times with moderate complexity.

**Key words** null space; TD-SCDMA; transmit signal processing; SDMA; space time processing

TD-SCDMA是我国提出的具有自主知识产权的第三代移动通信系统。由于采用TDD方式, 上下行信道对称, 基站可以充分利用该特点以实现空分多址。传统上的空分多址是在基站侧估计信号达到角, 然后发射时采用波束赋形的方案来实现<sup>[1]</sup>。然而该方案有两个困难: (1) 要求终端到基站各天线间的信道完全相关, 这实际上是不可能的; (2) 由于多径的影响, 每个终端有多条路径达到基站。基站不分辨这些多径, 将给基站的到达角估计带来较大误差; 基站分辨这些多径, 则基站需要的天线数目将是不可以接受的<sup>[2]</sup>。

在发送信道已知的情况下, 文献[3]提出了各种各样的发送信号处理算法, 还考虑了这些算法在UTRA TDD中的应用。但文献[3]没有考虑计算复杂度, 所以, 它所提出的各种算法基本上是不能实时实现的。

### 1 研究基础与思路

文献[4]提出TD-SCDMA的接收信号可描述为:

$$r = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 & B_1 \\ & B_2 & \ddots \\ & & \ddots & B_1 \\ & & & & B_2 \end{bmatrix} d + n \quad (1)$$

式(1)可改写为:

$$\begin{cases} r(0) = B_1 d(0) + n(0) \\ r(1) = B_2 d(0) + B_1 d(1) + n(1) \\ \vdots \\ r(N-1) = B_2 d(N-2) + B_1 d(N-1) + n(N-1) \\ r(N) = B_2 d(N-1) + n(N) \end{cases} \quad (2)$$

式中  $r$  为接收数据组成的向量;  $B_1$ 、 $B_2$  分别为信道和扩频码卷积得到的矩阵, 为已知量;  $d$  为待检测的数据;  $n$  为噪声。这样, 从式(2)第1行可以检测出  $d(0)$ , 代入第2行又可以检测出  $d(1)$ , 如此继续, 就可以检测出整个  $d$ 。这种办法, 可以把一个大矩阵问题分解成一小块来计算, 有效减小了计算量。

本文试图不改变终端接收机结构, 在基站发送

端作信号处理<sup>[5]</sup>, 来优化终端接收, 实现空分复用, 有效提高系统容量。本文在文献[3]提出的理论框架之下完成, 但与文献[3]相比, 不同处有:

- (1) 发射信号处理以式(2)中的一个小块为基本单位, 而不是如文献[3]中以一个时隙为处理单位;
- (2) 试图保持接收机结构不变, 优化接收机性能, 而不是简化接收机结构;
- (3) 在实现空分多址时, 本文的系统是一个多输入单输出系统, 文献[3]中是一个多输入多输出系统;
- (4) 分析了计算复杂度, 找到了一种低复杂度的计算零子空间的算法, 而文献[3]中所提算法未考虑计算复杂度, 基本上是不可能实时实现的。

## 2 单发射天线单用户的发射信号处理

由于上下行信道的对称性, 假设下行发射前下行信道已知。终端接收机结构不变, 则式(1)给出了接收机所利用的信号模型。考虑其中第  $k$  小块:

$$r(k) = B_2 d(k-1) + B_1 d(k) + n(k) \quad (3)$$

式(3)右端第1项表示上一块延迟到本块的干扰, 右端第2项  $B_1$  表示本块数据间的相互耦合。要优化接收性能, 应该: (1) 减小本块延迟到下一块的能量 (这相当于式(3)中减小上一块对本块的干扰); (2) 减小本块各数据间的耦合。因此, 在基站发送之前, 对发送信号作变换  $T$ , 这样, 发送的第  $k$  小块到接收端变为:

$$\tilde{r}(k) = HTCd(k) + \tilde{n} \quad (4)$$

式中  $C$  为扩频码矩阵;  $H$  为信道卷积矩阵, 其形式为:

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & & & & & & & \\ & h_1 & & & & & & \\ & & h_0 & & & & & \\ & & & \ddots & & & & \\ & & & & h_{w-1} & & & \\ & & & & & h_{w-2} & & \\ & & & & & & h_{w-1} & \ddots \\ & & & & & & & \ddots \end{bmatrix} \quad (5)$$

要达到上述两个目的, 使下式最小化:

$$\varepsilon = \left\| HT - \begin{bmatrix} I \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (6)$$

式中  $I$  为单位矩阵, 表示使各个扩频码道间互不耦合, 即  $B_1 \rightarrow C$ ;  $\mathbf{0}$  为零矩阵, 表示使该块延迟到下一块的能量尽量趋近于零, 即  $B_2 \rightarrow \mathbf{0}$ 。将式(6)的误差最小化, 可以得到:

$$\hat{T} = (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} I \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中  $(\cdot)^H$  为Hermitian转置。

讨论: (1) 由于式(7)中  $H$  只表示一个用户的信道, 只对一个用户最优化。这意味着该时隙内所有码道都分配给同一个用户;

(2) 式(7)的计算复杂度主要集中在矩阵求逆上, 对TD-SCDMA中的一个小块, 其大小为  $16 \times 16$ , 实时实现是没有问题的。而如果对整个时隙处理, 求逆规模将达到  $848 \times 848$ , 其计算量是不可以接受的;

(3) 式(7)表示对发送信号作时间上的预均衡。

## 3 多发射天线单用户的发射信号处理

考虑基站侧装有  $M$  根天线, 第  $m$  根天线与终端间的信道卷积矩阵记为  $H_m$ , 相应的发送信号变换矩阵为  $T_m$ 。记:

$$H = [H_1, H_2, \dots, H_M] \quad (8)$$

$$T = [T_1^T, T_2^T, \dots, T_M^T]^T \quad (9)$$

式中  $(\cdot)^T$  为矩阵转置。将式(8)、式(9)代入式(6), 仍可得更式(7)。应注意两点:

- (1) 发送端各天线间需要联合处理, 不能单独处理;
- (2) 矩阵求逆规模变为  $16M \times 16M$ , 增长很快, 这就限制了天线数目。如采用Cholesky分解求解矩阵的逆, 复杂度为  $O\left(\frac{1}{6}n^3\right)$ 。在TD-SCDMA中要在一个时隙(0.675 ms)内做完, 8根天线要求具有大约 518 Mb/s的复数乘法速率, 这个计算量虽较大, 但是完全可以实现的;

(3) 此时, 式(7)表示对发送信号作定时二维处理。

## 4 多发射天线多用户的发射信号处理

依照上述方法, 一个时隙内的所有扩频码道都必须分配给同一个用户, 一个时隙内不能实现码分多址, 这是不利的。下面利用基站的多根发送天线, 实行空时二维处理。这既弥补了不能实现码分多址的缺点, 又使得每个用户都能使用所有码道, 极大地提高了系统容量<sup>[6]</sup>。

首先, 基站的多根天线至某一用户之间的信道如式(8)组合起来, 记该组合的基站至第  $k$  个用户之间的信道为  $H^{(k)}$ , 对应的发送信号变换矩阵为  $T^{(k)}$ 。显然, 要实现空分多址, 传送给第  $k$  个用户的信号到达其他用户时, 应该都为零, 即:

$$\begin{cases} \mathbf{H}^{(1)}\mathbf{T}^{(k)} = 0 \\ \mathbf{H}^{(2)}\mathbf{T}^{(k)} = 0 \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{(k-1)}\mathbf{T}^{(k)} = 0 \\ \mathbf{H}^{(k+1)}\mathbf{T}^{(k)} = 0 \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{(K)}\mathbf{T}^{(k)} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中  $K$  表示总的用户个数。式(10)表明, 矩阵  $\mathbf{T}^{(k)}$  应该属于信道矩阵  $[\mathbf{H}^{(1)\top}, \mathbf{H}^{(2)\top}, \dots, \mathbf{H}^{(k-1)\top}, \mathbf{H}^{(k+1)\top}, \dots, \mathbf{H}^{(K)\top}]^\top$  的零子空间内。传统上, 可以通过奇异值分解求解零子空间<sup>[3,7]</sup>, 但其计算量太大, 在TD-SCDMA的问题规模下实时实现基本是不可能的。下面将专门研究零子空间的求法。这里, 假设  $[\mathbf{H}^{(1)\top}, \mathbf{H}^{(2)\top}, \dots, \mathbf{H}^{(k-1)\top}, \mathbf{H}^{(k+1)\top}, \dots, \mathbf{H}^{(K)\top}]^\top$  的零子空间为  $\mathbf{V}^{(k)}$ , 则:

$$\mathbf{T}^{(k)} = \mathbf{V}^{(k)}\mathbf{A}^{(k)} \quad (11)$$

式中  $\mathbf{V}^{(k)}$  使得  $\mathbf{T}^{(k)}$  位于其他用户信道矩阵的零子空间之中, 由此导致第  $k$  个用户的信号对其他用户不产生干扰;  $\mathbf{A}^{(k)}$  的选择, 应使得第  $k$  个用户的发送信号到达第  $k$  个用户时产生最优的接收性能, 即:

$$\varepsilon = \left\| \mathbf{H}^{(k)}\mathbf{V}^{(k)}\mathbf{A}^{(k)} - \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (12)$$

最小。于是有:

$$\mathbf{A}^{(k)} = (\mathbf{V}^{(k)\text{H}}\mathbf{H}^{(k)\text{H}}\mathbf{H}^{(k)}\mathbf{V}^{(k)})^{-1}\mathbf{V}^{(k)\text{H}}\mathbf{H}^{(k)\text{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (13)$$

代入式(11)就得到第  $k$  个用户的发送变换矩阵  $\mathbf{T}^{(k)}$ 。

式(13)的计算量取决于  $\mathbf{V}^{(k)}$  的维数。但不管怎样, 其求逆规模小于  $16M \times 16M$ 。因此其实时实现是没有问题的。另外, 要使  $\mathbf{V}^{(k)}$  存在,  $\mathbf{H}^{(k)}$  的列数必须大于  $(K-1)$  倍的  $\mathbf{H}^{(k)}$  的行数。这对TD-SCDMA来说, 意味着基站天线数必须大于  $2(K-1)$ 。

## 5 零子空间的求法

矩阵的零子空间就是所有满足方程  $\mathbf{Ax} = 0$  的向量构成的空间。求矩阵的零子空间就是寻找所有满足方程  $\mathbf{Ax} = 0$  的向量构成空间的基向量。

下面以示例来说明矩阵零子空间的求法<sup>[8]</sup>。有矩阵:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -3 & 6 & -1 & 1 & -7 \\ 1 & -2 & 2 & 3 & -1 \\ 2 & -4 & 5 & 8 & -4 \end{bmatrix} \quad (14)$$

对增广矩阵  $[\mathbf{A}; \mathbf{0}]$  作初等行变换, 可得:

$$\begin{bmatrix} 1 & -2 & 0 & -1 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 2 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

即方程  $\mathbf{Ax} = 0$  变为:

$$\begin{cases} x_1 - 2x_2 - x_4 + 3x_5 = 0 \\ x_3 + 2x_4 - 2x_5 = 0 \\ 0 = 0 \end{cases} \quad (16)$$

即:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2x_2 + x_4 - 3x_5 \\ x_2 \\ -2x_4 + 2x_5 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + x_2 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -2 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} + x_4 \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} + x_5 \begin{bmatrix} -3 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

可见, 上述最后等式右边的3个列向量构成矩阵  $\mathbf{A}$  零子空间的基向量。

由示例可总结出求矩阵的零子空间有以下算法: (1) 对矩阵作初等行变换, 变为简约阶梯形矩阵形式; (2) 将非主元列提出取反; (3) 非主元列元素构成一个单位矩阵, 并将单位矩阵的行按照对应非主元列元素的列号插入到第(2)步提出的矩阵当中。

通过该算法, 即可求出一个矩阵的零子空间。与奇异值分解不同, 该算法得到的基不一定正交, 也不一定是单位长度的。

结合TD-SCDMA分析计算量。假设基站侧  $M$  根天线, 所有信道延迟均为  $w$ , 扩频码的扩频因子为  $Q$ , 则  $[\mathbf{H}^{(1)\top}, \mathbf{H}^{(2)\top}, \dots, \mathbf{H}^{(k-1)\top}, \mathbf{H}^{(k+1)\top}, \dots, \mathbf{H}^{(K)\top}]^\top$  的规模为  $(K-1)(Q+w-1) \times MQ$ 。忽略式(5)中  $\mathbf{H}$  的特殊结构, 令:

$$\begin{cases} m = (K-1)(Q+w-1) \\ n = MQ \end{cases} \quad (18)$$

上述初等行变换的计算量为  $O\left(\frac{1}{3}m^3\right) + O\left(\frac{1}{2}m^2(n-m)\right)$ 。在TD-SCDMA中<sup>[9]</sup>, 假设有8根天线, 5个用户, 信道延迟8个码片, 扩频因子  $Q$  为16, 在一个时隙内做完上述计算, 则所需计算量约为836 Mb/s的复数乘法速率。这在实际中是

可以达到的。

因此,如果限定基站8根天线,一个时隙内可以通过空分多址支持5个用户,每个用户可以使用所有16个码道,容量提高了5倍。而且,由于对每个用户,基站有多根天线跟他通信,其性能也比单根天线时有所提高<sup>[6,10]</sup>。考虑进每个用户性能的提高,则系统容量<sup>[11]</sup>提高了5倍以上。

### 6 计算机仿真

图1和图2比较了进行发送信号处理和不进行发送信号处理时的性能。基站采用单根天线。所有信道均为准静态信道,延迟4个码片。图1信道的能量谱为[0,-3,-6,-9] dB(信道1),图2信道的能量谱为[0,0,0,0] dB(信道2)。由此可见,单天线发送信号处理并不总能提高性能。这是由于不改变接收机结构,接收机信号建模不准确引起的。

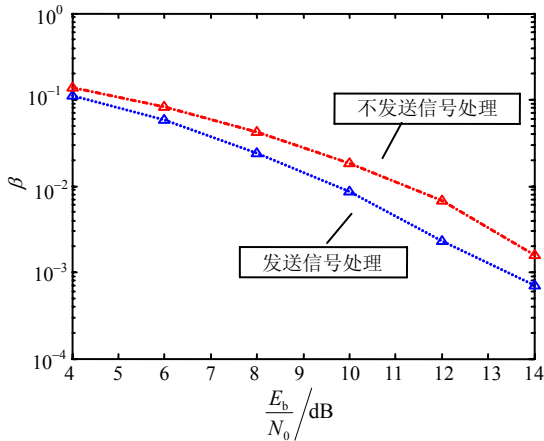


图1 单天线单用户发送信号处理(信道1)

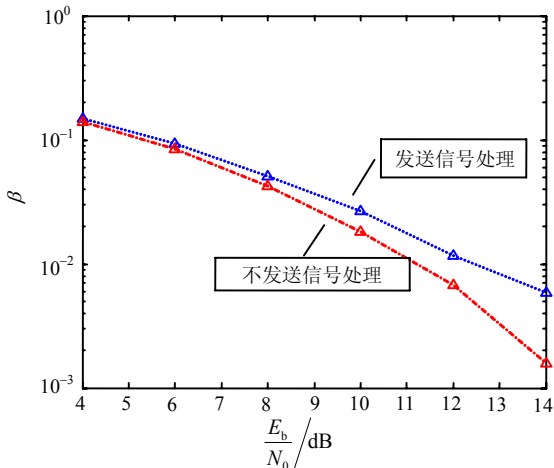


图2 单天线单用户发送信号处理(信道2)

图3比较了多天线单用户发送信号处理与单根天线单用户无发送信号处理时的性能。信道采用信道1。可见,多天线发送信号处理能显著提高性能。图4比较了多天线发送信号处理在信道1和信道2条

件下的性能。由此可见,采用多根发送天线后,接收性能对不同信道不再敏感。

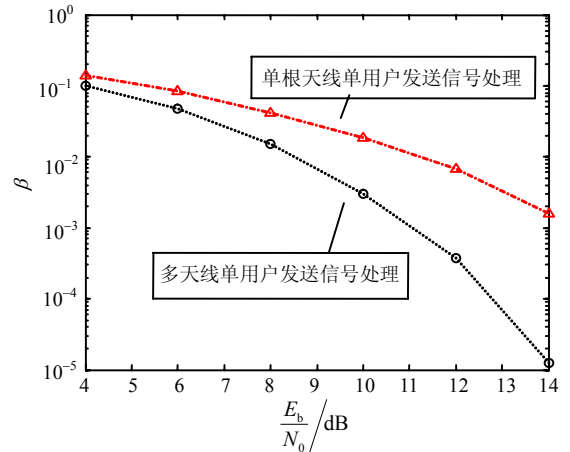


图3 多天线单用户发送信号处理(信道1)

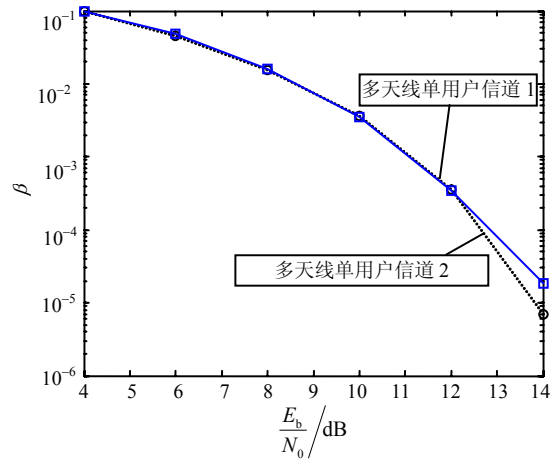


图4 多天线单用户发送信号处理(信道2)

图5示出了多天线多用户发送信号处理情况下某一用户的接收性能。图6示出了在其他用户存在(多用户)和不存在(单用户)时该用户的接收性能比较。由图5、图6可见,两种情况下性能相差很小。多天线发送信号处理达到了良好的空分多址效果。

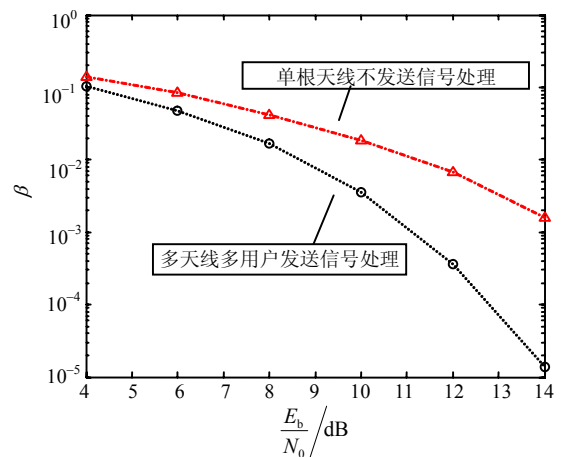


图5 多天线多用户发送信号处理(信道1)

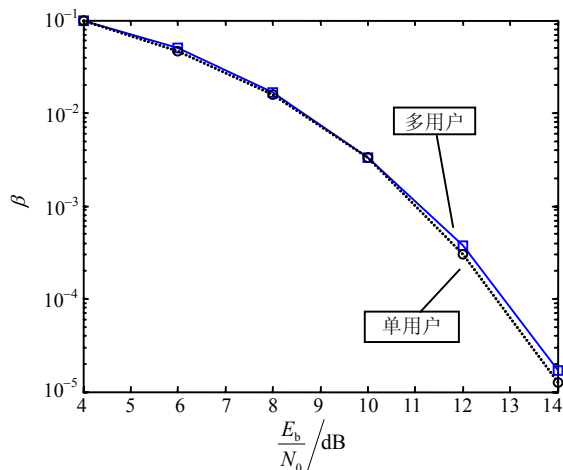


图6 多天线单用户发送信号处理(信道2)

## 7 结论

本文提出了一种在TD-SCDMA基站采用发送信号处理的算法,研究了其复杂度和性能。仿真结果表明,单根发送天线进行发送信号处理时不一定能提高性能;多根天线进行发送信号处理时性能能大大提高;多跟天线进行发送信号处理时能有效实现空分多址,系统容量达到5倍以上的提高。

### 参考文献

- [1] LEE K, CHUN J. On the beamforming weight of the MIMO/SDMA system under channel uncertainty[C]//In 2004 IEEE 59th VTC 2004-Spring. Milan: IEEE Press, 2004: 775-778.
- [2] Yeh Ch, KWON D S. SDMA, multiuser diversity, and BF using array antenna in OFDMA system[C]//In 2007 IEEE 66th VTC-2007 Fall. Baltimore: IEEE Press, 2007: 671-675.
- [3] CHOI L U. Multi-user MISO and MIMO transmit signal processing for wireless communication[D]. Hongkong, China: Hong Kong University of Science & Technology, 2003.

- [4] 胡东伟, 陈杰. TD-SCDMA中基于块判决反馈的联合检测算法及其VLSI实现[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1180-1184.  
HU Dong-wei, CHEN Jie. Block decision feedback based joint detection algorithm for TD-SCDMA and its VLSI implementation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(5): 1180-1184.
- [5] ZHU Yu, LETAIEF K B. Frequency domain pre-equalization with precoding for broadband SDMA systems[C]//In WCNC 2007. Hongkong, China: IEEE press, 2007: 1449-1454.
- [6] RIM M. Multi-user downlink beamforming with multiple transmit and receive antennas[J]. Electronics Letters, 2002, 38(12): 1725-1726.
- [7] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.  
ZHANG Xian-da. Matrix analysis and its applications[M]. Beijing: Tsinghua Publishing House, 2004.
- [8] LAY D C. Linear algebra and its applications[M]. 2nd Ed. New York: Addison-Wesley, 2000.
- [9] 3rd Generation Partnership Project. 3GPP Tech Spec, TS 25.102/105/201/221/222/223/224/225/944[EB/OL]. [2005-06-21]. <http://www.3gpp.org>.
- [10] WANG Fan, GHOSH A, SANKARAN C, et al. WiMax system performance with multiple transmit and multiple receive antennas[C]//In 2007 IEEE 65th VTC-2007 Spring. Dublin: IEEE press, 2007: 2807-2811.
- [11] 景小荣, 周正中, 贺涛. 色噪声下MIMO信道估计优化及容量下限分析[J]. 电子科技大学学报, 2007, 36(2): 179-202.  
JING Xiao-rong, ZHOU Zheng-zhong, HE Tao. Channel estimation optimization and lower bound of capacity analysis in MIMO system with colored noise[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2007, 36(2): 179-202.

编辑 张俊