

高速列车车载多天线系统传输方案及容量分析

罗万团^{1,2}, 方旭明¹, 程梦¹, 周祥娟^{1,3}

(1.西南交通大学 信息编码与传输四川省重点实验室, 四川 成都 610031;
2.广西民族大学 物理与电子工程学院, 广西 南宁 530006; 3. 南京中兴新软件有限责任公司, 江苏 南京 210012)

摘要:在对高铁视距 SIMO (single-input multiple-output)下的直线多天线阵列接收进行三维建模的基础上, 分析了车载 N 组阵列合并接收的信道容量, 发现合并后的信道容量在基站附近会得到提升, 但是存在抖动, 而且很快衰减到香农容量, 单纯地增加接收天线阵列组数 N 并不能获得平稳容量增益。研究还发现, 调整阵列的参数并将阵列进行分组, 适当改变每组阵列的权重值可获得稳定容量增益。计算机数值仿真结果也表明, 适当的设置会使列车在不同速度下克服驶过基站时的容量振荡, 并获得平稳的信道容量。

关键词: 高速铁路; SIMO; 多天线阵列; 信道容量

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)03-0090-09

Transmission scheme and capacity analysis of onboard multi-antenna system in high-speed train

LUO Wan-tuan^{1,2}, FANG Xu-ming¹, CHENG Meng¹, ZHOU Xiang-juan^{1,3}

(1. Provincial Key Lab of Information Coding & Transmission, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;
2. College of Physics and Electronic Engineering, Guangxi University for Nationalities, Nanning 530006, China; 3. ZTE Corporation, Nanjing 210012, China)

Abstract: Based on the three-dimensional modeling of line-of-sight SIMO (single-input multiple-output) channel for high-speed railway, which adopts uniform linear receiving array, the channel capacity of N -group receiving arrays was analyzed. The combining capacity grows but vibrates near base station and falls to Shannon capacity quickly. Instead of increasing group numbers of receiving arrays simply, stable capacity can be obtained by adjusting array parameters, grouping arrays and changing array weights among groups. The computer simulation results illustrate that proper setting would get stable channel capacity and avoid oscillation when the train is passing through the base stations.

Key words: high-speed railway; SIMO; multi-antenna array; channel capacity

1 引言

由于世界各国高铁速度的不断提升, 高铁通信面临着巨大的挑战。超高速列车的无线通信关系着列车的可靠运行和乘客的行车体验。由于理论和技术限制, 现有的移动通信技术在高速移动情况下面临通信性能的急剧下降。高铁沿线的地形多种多样, 如开阔平原、高架桥、山区、城区、隧道等, 对于

快速运动的列车来说, 不同的地形下的无线信道差别很大。不管是何种地形, 速度越高, 对无线通信的影响越大, 解决难度也越大, 对技术要求也越高。

随着 LTE-R 和智能交通系统的发展, 使得车载多天线技术在交通运输场景 (如车对车通信、高速铁路车地通信) 的应用成为一个热点。高速铁路无线通信要求更可靠的通信链路和更高的数据率, 以保障行车安全, 满足车内旅客各种各样的通信业

收稿日期: 2011-10-17; 修回日期: 2012-10-18

基金项目: 国家重点基础研究发展计划 (“973”计划) 基金资助项目 (2012CB316100); 国家自然科学基金资助项目 (61071108, 61032002); 铁道部科技研究开发计划重点课题基金资助项目 (2011X011-A)

Foundation Items: The National Basic Research and Development Program of China (973 Program) (2012CB316100); The National Natural Science Foundation of China (61071108, 61032002); The Key Programs of Technological Research and Development of the Ministry of Railways (2011X011-A)

务。因此，在高铁场景下揭示多天线技术应用的有效性、挖掘多天线技术的应用潜力成为高铁无线通信系统的主要研究问题之一。在下一代移动通信系统中，MIMO (multiple input multiple output) 是一项重要的技术^[1]，MIMO 的空间复用 (SM) 和发送分集 (TD) 可以提高频谱效率和信号质量^[2,3]；在移动通信系统中使用不同的多天线阵列配置可以提高系统性能^[4]。文献[5]研究了地铁隧道中，当发射阵列垂直或与轨道成 30° 夹角时可以得到最佳的容量性能；文献[6]使用 EM (electro magnetic) 仿真了铁路隧道内的 MIMO 传输矩阵，讨论了接收阵列各天线在一定间距下的容量性能。铁路的隧道环境中，多径成分确实非常丰富，但是高铁线路大多情况下以高架桥或开阔环境为主，反射体有限，几乎没有多径成分，此时只有端到端的视距接收，不能高效利用常规多天线分集技术来提高信号接收质量。另一方面，在视距接收时，车载台的接收角度在高速情况下变化剧烈，使得与接收角度相关的性能发生剧烈变化。本文据此展开了多天线技术在高铁环境下的高效应用研究。

2 高铁视距下 SIMO 信道的建模

高铁中的铁路无线通信网络沿铁路采用线性覆盖。同时，为了避免列车车体对无线信号的巨大衰减，车内用户与地面基站之间一般采用两跳链路传输，即“车载中继站—地面基站”链路与“车内”链路。如果车载中继站采用多天线阵列，在高架桥和开阔地时，列车周围几乎没有反射体和散射体，可以认为基站和车载中继站视距 (LOS, line-of-sight) 传输，而且此应用场景来源于工程实际测试结果^[7]。在 LOS 传输下，无线信道不存在多径效应，那么，此时速度对无线信道的影响是多普勒频偏^[8]，而不是多普勒扩展。考虑到目前车地通信系统的技术现状，并不失一般性，假设基站端采用单根天线，车载接收机采用均匀间隔放置的直线多天线阵列。假设 LOS 视距径的多普勒频偏可以得到补偿^[9-11]，对于下行车载多天线接收，视距 SIMO 信道场景如图 1 所示。

图 1 中天线阵元总数为 n_r 。任何多天线阵列的远场场强总可以分解为天线阵元因子和天线阵因子的乘积^[12]；本文只关心天线阵因子，而不涉及具体的天线阵元因子，即天线类型。假设所采用的天线阵元是全向天线。图 1 中车载天线阵列为示意图，在实际工程应用中，天线阵列外形及高度有严格规

定。将多天线阵列放置在 x 轴上，第一个阵元与三维坐标系的原点 O 重合，发射天线与阵元 1 之间的距离为 d ，发射天线与阵元 i 之间的距离为 d_i 。天线之间的距离为 $\Delta\lambda$ ， λ 为载波波长，则天线间距关于载波波长的归一化距离为 Δ ，多天线阵列归一化长度为 $n_r\Delta$ 。在实际场景中，发射天线与接收多天线阵列之间的距离远远大于阵列长度，即满足 $d \gg n_r\Delta\lambda$ 。多天线阵列的入射角为 (ϕ, θ) ， ϕ 是视距接收方向上与 z 轴正向夹角， θ 是视距接收方向在 xy 平面上的投影与 y 轴正向夹角，阵列法线在 xy 平面上，并且与 y 轴平行，因此 θ 也是视距接收方向在 xy 平面上的投影与阵列法线的夹角。 AA'' 是基站高度， $A'A''$ 是车载天线阵列高度，则 d 的投影 d' 与 d_i 的投影 d_i' 和车载多天线阵列在同一个水平面上。 $d' = d \cdot \sin\phi$ ， $d_i' = d_i \cdot \sin\phi$ ， d' 与 d_i' 之间的关系如式(1)所示。

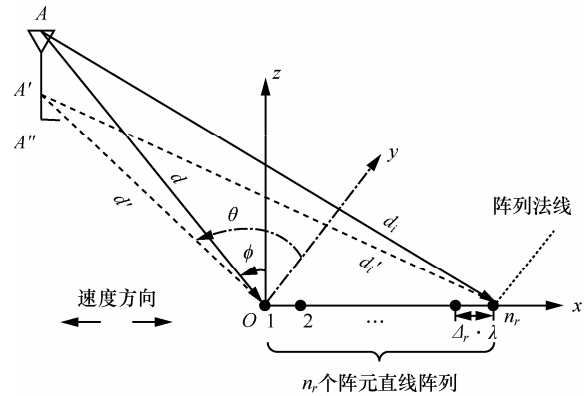


图 1 视距多天线接收关系

$$d_i' = \left\{ (d')^2 + [(i-1)\Delta\lambda]^2 - 2d'(i-1)\Delta\lambda \cos\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right) \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$\approx d' \left\{ 1 + \frac{1}{2} \frac{2(i-1)\Delta\lambda \sin\theta}{d'} \right\}$$

$$= d' + (i-1)\Delta\lambda \sin\theta \tag{1}$$

则发射天线到各接收天线阵元的距离为

$$d_i \approx d + (i-1)\Delta\lambda \frac{\sin\theta}{\sin\phi}, \quad i = 1, \dots, n_r \tag{2}$$

假设各个接收天线阵元初始相位相同，都为 0 (在实际系统中，这是易于实现的^[13])，则第 i 个阵元的信道增益为

$$h_i = a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} = a_i e^{-j2\pi \frac{f_c d_i}{c}} = a_i e^{-j2\pi \frac{d_i}{\lambda}} \tag{3}$$

其中， f_c 是载波频率， c 是电磁波在真空中的光速，

a_i 和 τ_i 分别是第 i 根天线的衰减和延迟。在实际场景中, 发射天线与接收多天线阵列之间的距离远远大于阵列长度, 因此可以认为路径衰减对所有的天线阵元都相同, 则

$$h_i = ae^{-j2\pi\frac{d_i}{\lambda}} \quad (4)$$

将式(2)代入式(4), 得

$$h_i = ae^{-j2\pi\left[\frac{d}{\lambda}+(i-1)A\frac{\sin\theta}{\sin\phi}\right]} = ae^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}} \cdot e^{-j2\pi(i-1)A\frac{\sin\theta}{\sin\phi}} \quad (5)$$

则多天线信道增益矢量 h 为

$$h = ae^{\frac{j2\pi d}{\lambda}} \cdot \left[\begin{matrix} 1 & e^{-j\left(2\pi A\frac{\sin\theta}{\sin\phi}\right)} & e^{-j\left(2\pi 2A\frac{\sin\theta}{\sin\phi}\right)} & \dots & e^{-j\left(2\pi(n_r-1)A\frac{\sin\theta}{\sin\phi}\right)} \end{matrix} \right]^T \quad (6)$$

其中, A^T 是 A 的转置。若发送码元是 x , 则接收信号为

$$y = hx + n \quad (7)$$

在式(7)中, y 为接收矢量, $n \sim CN(0, N_0 I)$, 即符合零均值空间白 (ZMSW, zero-mean spatially white) 分布的噪声信号, 令

$$Z(\phi, \theta) = \frac{1}{\sqrt{n_r}} \cdot \left[\begin{matrix} 1 & e^{-j\left(2\pi A\frac{\sin\theta}{\sin\phi}\right)} & e^{-j\left(2\pi 2A\frac{\sin\theta}{\sin\phi}\right)} & \dots & e^{-j\left(2\pi(n_r-1)A\frac{\sin\theta}{\sin\phi}\right)} \end{matrix} \right]^T \quad (8)$$

则式(8)中的 $Z(\phi, \theta)$ 为归一化天线阵向量。

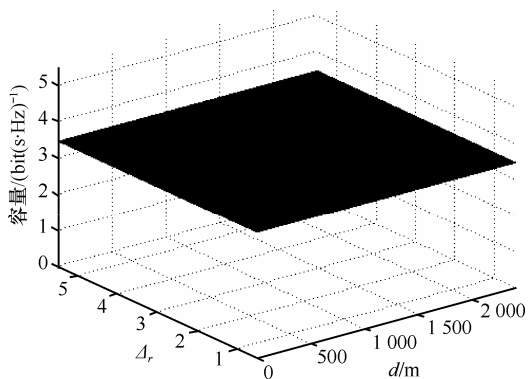
若使用 N 组相同配置的多天线阵列进行接收合并, 则信道矩阵为 $H = [Z_1 \ Z_2 \ \dots \ Z_N]$, H 是大小为 $n_r \times N$ 的矩阵。 H^*H 和 HH^* 的特征值为 $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_k$, $k = \min(n_r, N)$, 则 H 的非零奇异值为 $\sqrt{\mu_1}, \sqrt{\mu_2}, \dots, \sqrt{\mu_k}$ 。在数值分析中, $\eta = \mu_{\max}/\mu_{\min}$ 定义为矩阵 H 的条件数 η [14,15], 如果 η 趋于 1, 则成该矩阵是良态的。而良态信道矩阵有利于高信噪比下的通信。则此时的信道容量为 [16]

$$\frac{C}{B} = \sum_{i=1}^k \text{lb} \left(1 + \left(\sqrt{\mu_i} \right)^2 \frac{SNR}{k} \right) \quad (9)$$

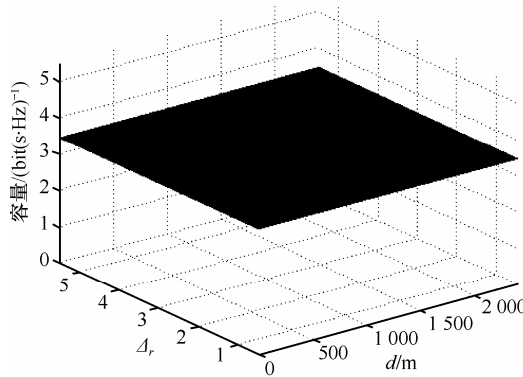
式(9)中, C 为信道容量, B 为信道带宽, SNR 是信噪比。

在高铁视距情况下, 将一组多天线阵列作为一

个整体接收基站信号, $H = [Z_i]$, 此时只有一个非零奇异值, 由于天线阵向量是归一化的, 即 $\|Z(\phi, \theta)\|_F^2 = 1$, 因此改变多天线阵列的参数 (A 和 n_r) 不会产生容量增益, 此时的容量即为香农容量, 如图 2 所示。



(a) $n_r=2$



(b) $n_r=8$

图 2 SNR=10dB 时不同天线阵列参数时的容量

由图 2 可知, 此时增加天线数量 n_r 或改变天线间距离 A_r 都不会产生容量增益。原因是在高铁视距情况下, 没有多径效应, 此时只有一条独立支路 (可以认为无数条相关性很强的支路, 汇聚成一条支路), 将阵列增益归一化之后, 没有多天线阵列可以得到空-时分集增益。

3 车载 N 组多天线阵列接收的信道容量

不失一般性, 考虑车载两组 ($N=2$) 多天线阵列, 如图 3 所示。

车载两组多天线阵列之间的距离为 S , 两组多天线阵列的入射角分别为 (ϕ_1, θ_1) 和 (ϕ_2, θ_2) , 基站到多天线阵列的距离分别为 d_1 和 d_2 , 假设两组多天线阵列的数量 n_r 和天线间距离 A 相同, 而且可以将两组多天线阵列的接收信号进行合并。那么, 此时的

信道矩阵为 $\mathbf{H} = [Z_1 \ Z_2]$ ，即

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{n_r}} \begin{bmatrix} 1 e^{-j\left(2\pi\Delta_r \frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1}\right)} e^{-j\left(2\pi2\Delta_r \frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1}\right)} \dots e^{-j\left(2\pi(n_r-1)\Delta_r \frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1}\right)} \\ 1 e^{-j\left(2\pi\Delta_r \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)} e^{-j\left(2\pi2\Delta_r \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)} \dots e^{-j\left(2\pi(n_r-1)\Delta_r \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)} \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

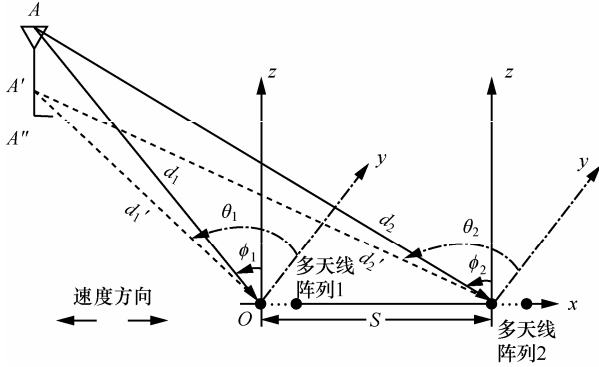


图3 车载两组多天线阵列

则 \mathbf{H} 的 2 个奇异值 λ_1, λ_2 和条件数 η 分别为

$$\lambda_1 = \sqrt{n_r \left(1 + \frac{\sin\left(\pi n_r \Delta_r \left(\frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1} + \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)\right)}{n_r \sin\left(\pi \Delta_r \left(\frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1} + \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)\right)} \right)} \quad (11)$$

$$\lambda_2 = \sqrt{n_r \left(1 - \frac{\sin\left(\pi n_r \Delta_r \left(\frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1} + \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)\right)}{n_r \sin\left(\pi \Delta_r \left(\frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1} + \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)\right)} \right)} \quad (12)$$

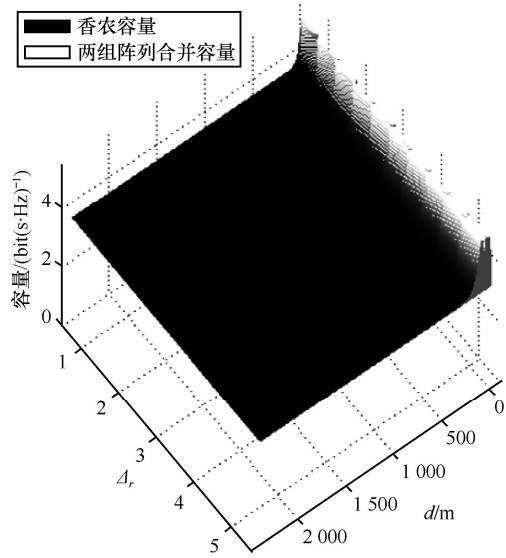
$$\eta = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{\sin\left(\pi n_r \Delta_r \left(\frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1} + \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)\right)}{n_r \sin\left(\pi \Delta_r \left(\frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1} + \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)\right)} \right)}{\left(1 - \frac{\sin\left(\pi n_r \Delta_r \left(\frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1} + \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)\right)}{n_r \sin\left(\pi \Delta_r \left(\frac{\sin\theta_1}{\sin\phi_1} + \frac{\sin\theta_2}{\sin\phi_2}\right)\right)} \right)}} \quad (13)$$

由式(9)得两组多天线阵列合并后的信道容量为

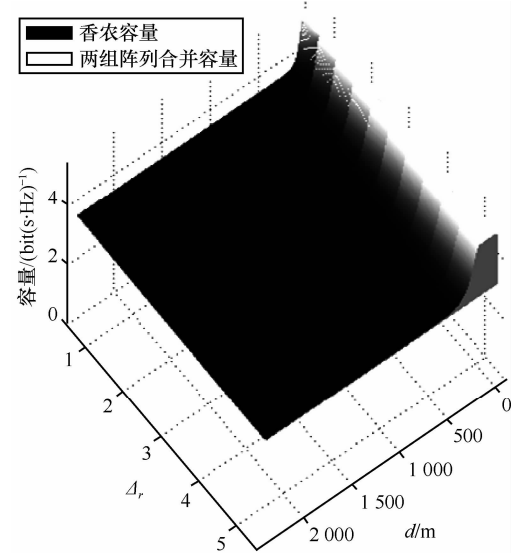
$$\frac{C}{B} = \sum_{i=1}^2 \text{lb} \left(1 + \left(\sqrt{\mu_i}\right)^2 \cdot \frac{SNR}{2} \right) \quad (14)$$

列车行驶在不同的位置时, (ϕ_1, θ_1) 和 (ϕ_2, θ_2) 是不同的, 而且不同的 n_r 和 Δ_r , 信道矩阵 \mathbf{H} 是变化的, 但是只有 η 接近 1, 才可以提高信道容量。列

车行驶时, 使用车载两组多天线阵列接收时的容量如图4所示 ($SNR=10\text{dB}$)。



(a) $SNR=10\text{dB}, n_r=2$



(b) $SNR=10\text{dB}, n_r=8$

图4 不同参数下两组阵列合并接收时的容量

在图4中, 沿着 $\Delta_r = 1$ 平面做切面, 如图5所示 ($SNR = 10\text{dB}$)。

从图4和图5可以看出, 在不同的阵列参数 (n_r 和 Δ_r) 组合下, 车载两组多天线阵列接收同一个基站的信号的容量曲线轮廓很相似: 随着与基站距离越来越远 (约 300m 左右), 容量最终逼近香农容量限, 也就是说, 此时两组多天线阵列合并接收并没有获得稳定容量; 同时, 列车在基站附近时, 容量会发生抖动, 那是因为在基站附近入射角变化剧烈

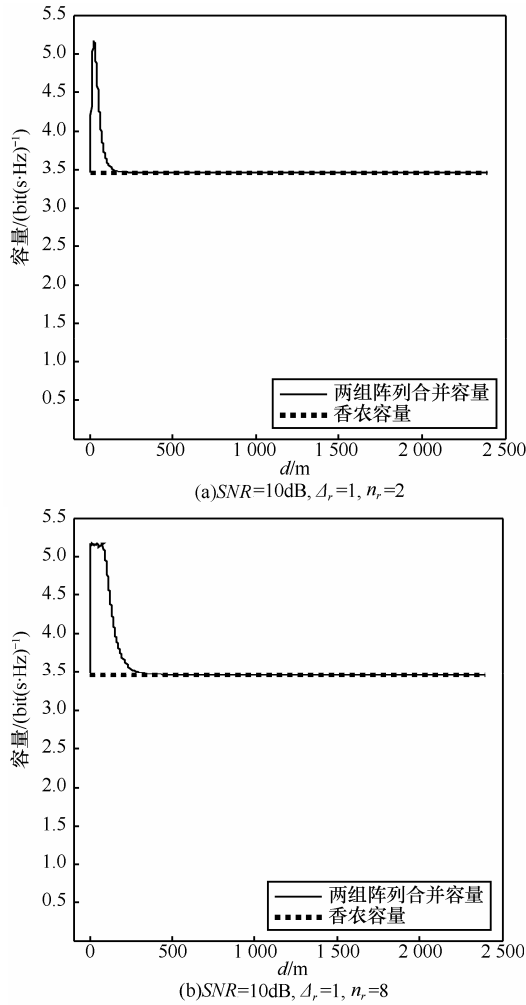


图 5 车载两组多天线阵列合并接收的容量

的原因。由于高铁列车长度有限， $S < 400$ ，改变 S 对曲线轮廓几乎没有影响。因为在 400m 的范围内， S 的改变对 (ϕ_1, θ_1) 和 (ϕ_2, θ_2) 几乎没有影响。另一方面，即使改变多天线阵列的天线数量 n_r 和天线间隔 Δ_r 也不会改变容量曲线，只是在逼近香农容量时与基站的距离有些许差别而已。那是因为两组多天线阵列的入射角 (ϕ_1, θ_1) 和 (ϕ_2, θ_2) 几乎相等， \mathbf{H} 的列向量 \vec{h}_1 和 \vec{h}_2 相关性很大，则 \mathbf{H} 不为零奇异值将会相差很大^[17]，即 \mathbf{H} 的列向量相关性越大，其就越有可能是病态矩阵，不利于提高信道容量。因此，即使在列车上装载 N 组多天线阵列，由于没有改变接收矩阵 \mathbf{H} 的列向量之间的相关性，也不会改变图 4 和图 5 中容量曲线的轮廓。

4 容量提升方案

由以上分析可知，由于两组多天线阵列之间的距离 S 不改变容量曲线的轮廓，从工程实现的角度

出发，将两组阵列合并成一组阵列，如图 6(a)所示，改变该阵列中的第 1 组阵列和第 2 组阵列的权重值，使得两者权重差为 $\Delta\omega = \sin\beta$ ，同样可以实现容量的提升，而且由于是同一组天线阵列，实现信号合并及权重差的改变更方便。

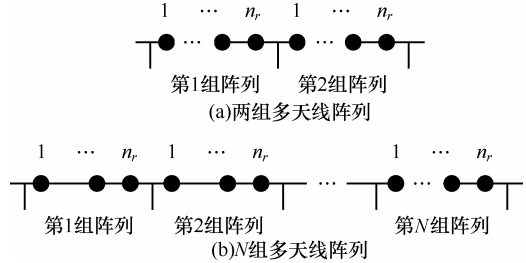


图 6 $S=0$ 时多组多天线阵列合并方案

那么，车载 N 组多天线阵列接收合并时， $\mathbf{H} = [\mathbf{Z}_1 \ \mathbf{Z}_2 \ \cdots \ \mathbf{Z}_N]$ ，要得到容量提升，由詹森不等式^[15]，式(9)变为

$$\sum_{i=1}^k \text{lb} \left(1 + (\sqrt{\mu_i})^2 \cdot \frac{SNR}{k} \right) \leq k \text{lb} \left(1 + \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (\sqrt{\mu_i})^2 \cdot \frac{SNR}{k} \right) \quad (15)$$

又因为矩阵信道 \mathbf{H} 的总功率增益为

$$\sum_{j=1}^N \|\mathbf{Z}_j\|^2 = \text{Tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^*) = \text{Tr}(\mathbf{H}^*\mathbf{H}) = \sum_{i=1}^k \mu_i^2 \quad (16)$$

其中， $(\cdot)^*$ 表示对 (\cdot) 求共轭转置， $\text{Tr}(\cdot)$ 是矩阵的迹。式(15)和式(16)表明，在总功率相等的所有信道中，容量最大的信道是全部奇异值都相等的信道。也就是说，条件数 η 越接近 1，奇异值越不分散，容量就越大。

不失一般性，先考虑车载两组多天线阵列的情景，即 $\mathbf{H} = [\mathbf{Z}_1 \ \mathbf{Z}_2]$ 。令 $\kappa = \frac{\sin\theta}{\sin\phi}$ ，两组多天线阵列的权重 $\Delta\omega = \sin\beta$ ，则式(10)变为

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= [\vec{h}_1 \ \vec{h}_2] = \frac{1}{\sqrt{Nn_r}} [\mathbf{Z}_1 \ \mathbf{Z}_2] \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j2\pi\Delta_r \cdot \kappa} & e^{j2\pi[\Delta_r \cdot (\kappa + \Delta\omega)]} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

那么，

$$\begin{aligned} \mathbf{H}\mathbf{H}^* &= \frac{1}{2} \cdot \\ &\begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2}(e^{j2\pi\Delta_r \cdot \kappa} + e^{j2\pi[\Delta_r \cdot (\kappa + \Delta\omega)]}) \\ \frac{1}{2}(e^{-j2\pi\Delta_r \cdot \kappa} + e^{-j2\pi[\Delta_r \cdot (\kappa + \Delta\omega)]}) & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

由 $|\mathbf{H}\mathbf{H}^* - \mu\mathbf{I}| = 0$ ，得 $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ 的 2 个特征值

$$\mu_1 = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{2}}{4} [1 + \cos(2\pi \cdot \Delta_r \Delta \omega)] \quad (19)$$

$$\mu_2 = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{4} [1 + \cos(2\pi \Delta_r \Delta \omega)] \quad (20)$$

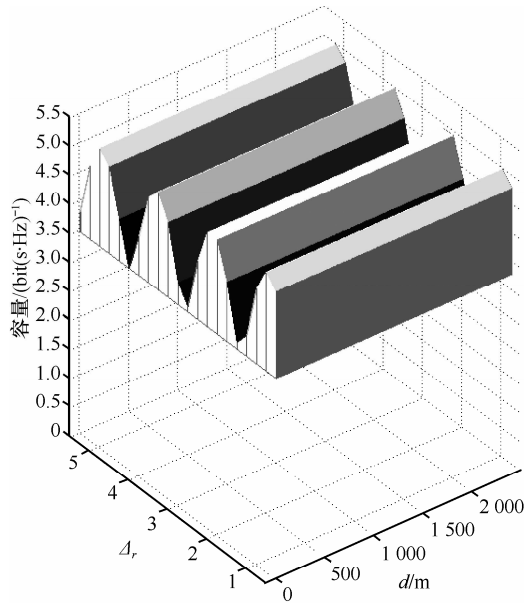
那么，两组多天线阵列合并后的容量为

$$\text{lb} \left(1 + (\sqrt{\mu_1})^2 \cdot \frac{\text{SNR}}{2} \right) + \text{lb} \left(1 + (\sqrt{\mu_2})^2 \cdot \frac{\text{SNR}}{2} \right) \quad (21)$$

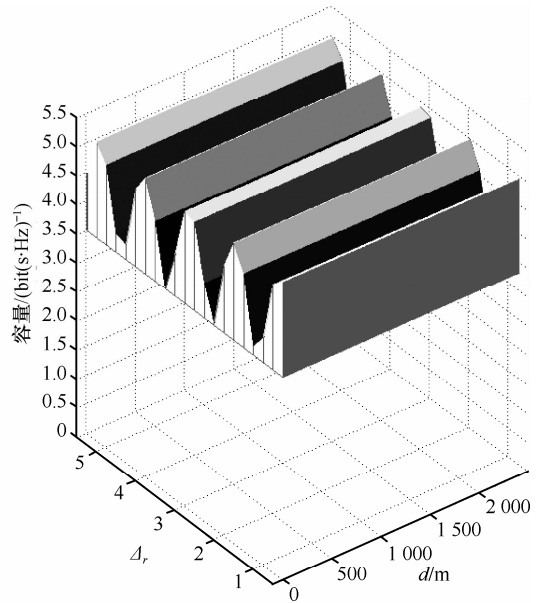
通过调整权重，得两组 $n_r = 2$ 的多天线阵列在不同权重下的接收合并容量，如图 7 所示 (SNR 为 10dB)。

在图 7 中，沿着 $\Delta_r = 1$ 平面做切面，如图 8 所示 (SNR 为 10dB)。

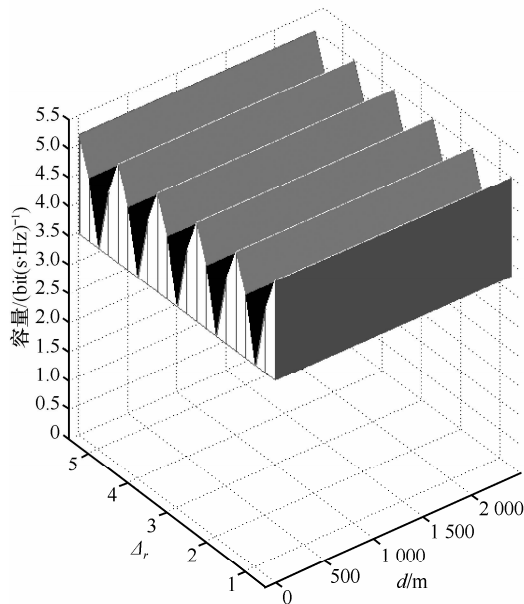
从图 7 和图 8 可以看出，改变两组多天线阵列的权重，可以使列车行驶过程中获得稳定的容量增益，这是因为改变权重改变了接收矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{Z}_1 \ \mathbf{Z}_2]$ 的列向量的相关性， \mathbf{H} 的条件数 $\eta \approx 1$ ，提高了信道容量。将图 5 和图 8 进行比较，改变一组多天线阵列内前后两部分的权重，不仅可以使列车行驶中获



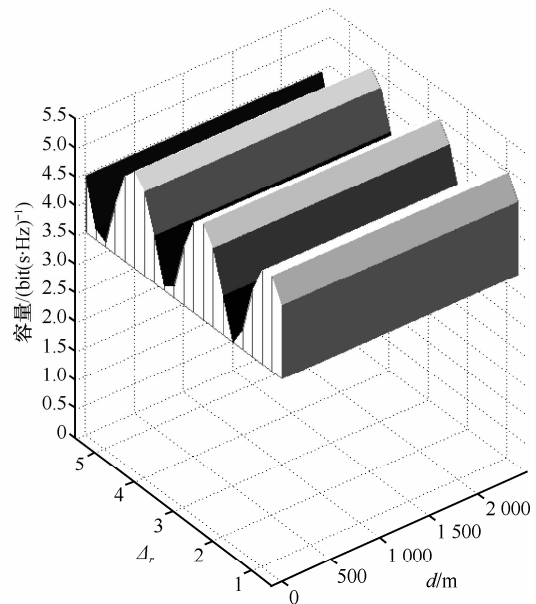
(a) SNR=10dB, $n_r=2$, $\beta=0.25\pi$



(b) SNR=10dB, $n_r=2$, $\beta=0.33333\pi$



(c) SNR=10dB, $n_r=2$, $\beta=0.5\pi$



(d) SNR=10dB, $n_r=2$, $\beta=1.2\pi$

图 7 两组 $n_r = 2$ 的多天线阵列在不同权重下的容量

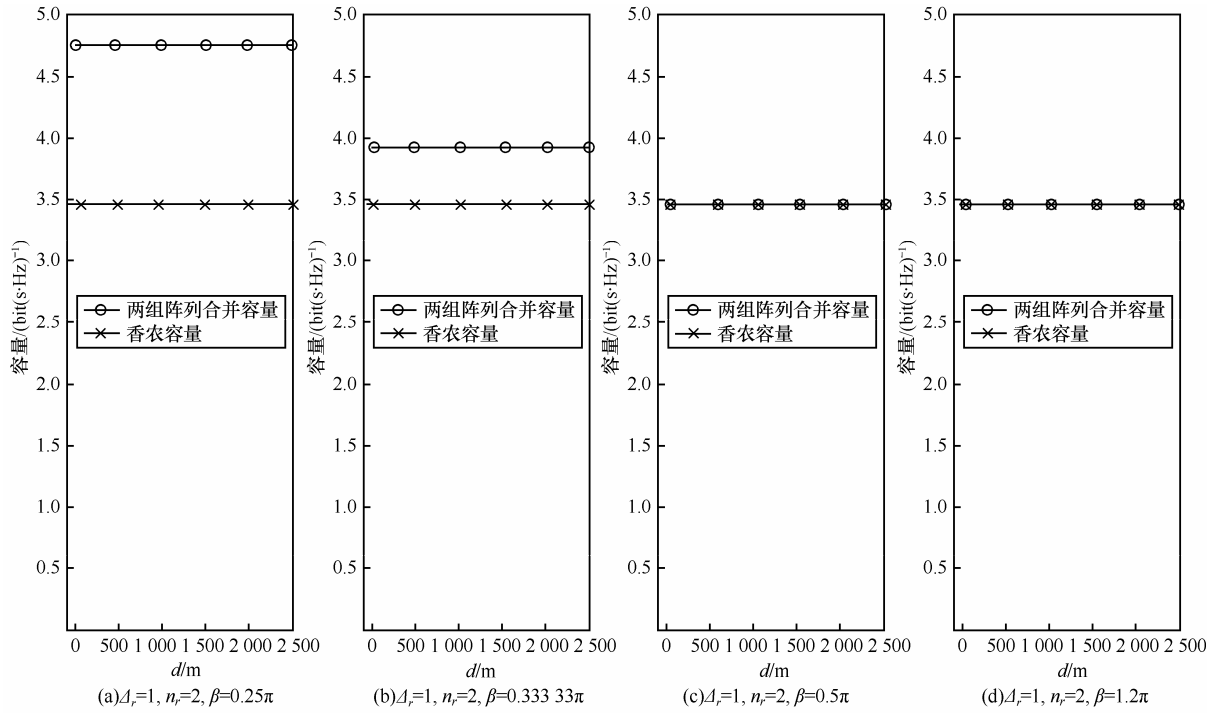


图 8 两组 $\Delta_f=1$ 、 $n_r=2$ 的多天线阵列在不同权重下的容量

得稳定的增益，而且克服了列车在基站附近时产生的容量抖动。

如果有 N 组多天线阵列进行合并接收，如图 6(b) 所示（假设 $n_r \leq N$ ）。信道矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{Z}_1 \ \mathbf{Z}_2 \ \cdots \ \mathbf{Z}_N]$ ，矩阵 \mathbf{H} 的每一列都经过了归一化处理，即不考虑阵列本身的阵列增益， $\|\mathbf{Z}_i\|_2^2 = 1$ ，那么 $\|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_i \|\mathbf{Z}_i\|_2^2 = N$ ，又因为

$$\sum_{i=1}^N \mu_i^2 = \text{Tr}[\mathbf{H}\mathbf{H}^*] = \sum_{i,j} |h_{i,j}|^2 = \sum_i \|\mathbf{Z}_i\|_2^2 = \|\mathbf{H}\|_F^2 = N \quad (22)$$

调整整个天线阵的阵元数 n_r ， N 组天线阵列之间的权重 $\Delta\omega$ ，使得矩阵 \mathbf{H} 的各个列向量线性无关，那么，矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{Z}_1 \ \mathbf{Z}_2 \ \cdots \ \mathbf{Z}_N]$ 总的功率增益能平均分布到各组接收天线上，使得 $\mu_1 \approx \mu_2 \approx \cdots \approx \mu_N \approx 1$ ，由式(9)可知，此时车载 N 组多天线阵列的容量为

$$\begin{aligned} \frac{C}{B} &= \sum_{i=1}^N \text{lb} \left(1 + \left(\sqrt{\mu_i} \right)^2 \frac{\text{SNR}}{N} \right) \\ &= \text{lb} \left(1 + \mu_1 \frac{\text{SNR}}{N} \right) + \cdots + \text{lb} \left(1 + \mu_N \frac{\text{SNR}}{N} \right) \\ &= N \text{lb} \left(1 + \frac{\text{SNR}}{N} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

车载 N 组多天线阵列的容量如图 9 所示。

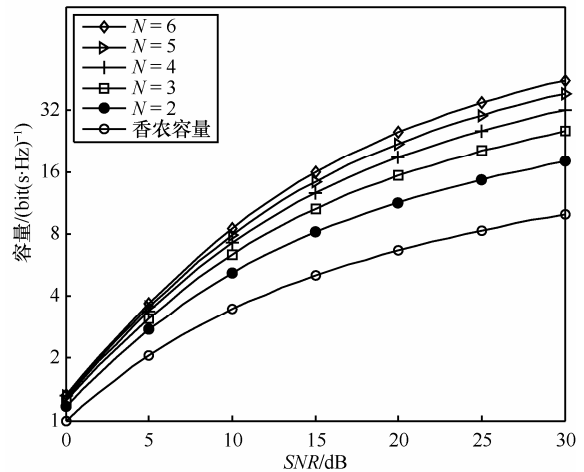


图 9 车载 N 组多天线阵列的容量

增加车载多天线阵列的分组数 N 可以提高高铁视距情况下的容量，在没有考虑多天线阵列本身的阵列增益时（因为已经将阵列增益归一化），通过将多组车载多天线阵列的接收信号进行合并，改变 N 组多天线阵列各组之间的权重差 $\Delta\omega$ ，使得 $\mathbf{H} = [\mathbf{Z}_1 \ \mathbf{Z}_2 \ \cdots \ \mathbf{Z}_N]$ 各列之间线性无关， \mathbf{H} 的奇异值都约等于 1，那么 \mathbf{H} 的条件数 $\eta \approx 1$ ，此时的容量提升随着组数 N 的增加而增加。但是，随着 N 的增加，天线阵元数也要增加。同时，在一定的天数阵元数的基础上，调整 N 组多天线阵列之间合适的权

重差更加困难。

5 结束语

在下一代高铁车地通信系统采用多天线技术时，在视距情况不考虑多径时，接收角度的剧烈变化成了 N 组多天线接收合并时提高容量性能的主要问题。本文对高铁视距情景下的 SIMO 接收进行了建模，并分析了车载 N 组多天线阵列接收的容量性能，发现信道容量在基站附近会得到提升，但是存在抖动，而且很快衰减到香农容量，而且改变多天线阵列参数（天线阵元个数和天线间距离）或单纯地增加接收天线阵列组数 N 并不能获得平稳容量增益。根据实际应用情况（如表 1 所示），通过改变 N 组阵列之间的权重差，使得接收矩阵的条件数接近于 1，从而提高了视距情况下的信道容量。对于均匀间隔排列的 N 直线多天线阵列，每组阵列的阵元个数对权重差影响不大，权重差的选取与铁路无线通信网络的实际拓扑有关（如基站高度、车载台高度、基站与铁轨的垂直距离、小区大小等）。在实际的网络中，这个权重差是可以得到的。下一步的工作将针对高铁视距 MIMO 进行建模，讨论其容量性能及最优权重差的取值；也将研究其他几何形状的多天线阵列（如环形或非均匀间隔阵列等）对高铁特殊应用场景的容量性能以及在稀疏多径效应下如何使用多天线阵列提高性能。

附录 仿真场景参数

仿真场景如表 1 所示。

参数	取值
天线模式	全向天线
载波频率	2.0GHz
发射功率	46dBm
N_0	-174dBm/Hz
车载天线高度	5m
基站高度	35m
基站与铁轨间垂直距离	30m
小区半径	3km
基站间距离	4.8km
路径损耗模型	WINNER II D2a

在表 1 的网络拓扑下，计算接收阵列入射角因子 κ ，如图 10 所示。

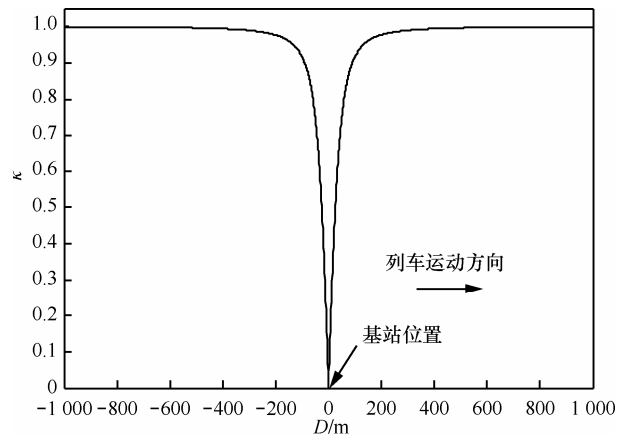


图 10 角度因子 κ 的变化

图 10 中， D 是列车离基站的距离。当列车在经过基站（驶近或驶离）附近时， κ 的变化剧烈（从大到小，再从小到大变化），而且 κ 的斜率会发生正负的跳变，其余行驶过程中 κ 都是接近于 1。基站与铁轨的垂直距离越近，基站越高，变化抖动越厉害。

参考文献：

- [1] 3GPP Release 11 V0.0.6. Overview of 3GPP Release 11[S]. 2011.
- [2] 3GPP TR 25.876 v7.0.0. Multiple Input Multiple Output(MIMO) in UTRA[S]. 2007.
- [3] SIBILLE A, OESTGES C, ZANELLA A. MIMO: from Theory to Implementation[M]. Burlington: Academic Press, 2011.
- [4] GODARA L C. Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations[J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(8):1195-1245.
- [5] LIENARD M, DEGAUQUE P, BAUDET J. Investigation on MIMO channels in subway tunnels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(3): 332- 339.
- [6] IZQUIERDO B, CAPDEVILA S, JOFRE L. Evaluation of MIMO capacity in train tunnels[A]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium[C]. Sheraton Waikiki, Honolulu, Hawaii, USA, 2007. 1365-1368.
- [7] HONG W, ZHONG Z D, GUAN K. Path loss models in viaduct and plain scenarios of the high-speed railway[A]. Communications and Networking in China (CHINACOM), 5th International ICST Conference on[C]. Boston, USA, 2010. 1-5, 25-27.
- [8] LIU L, TAO CH, QIU J. Position-based modeling for wireless channel on high-speed railway under a viaduct at 2.35GHz[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(4): 834-845.
- [9] MORELLI M, KUO C C J, PUN M O. Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): a tutorial review[J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(7):1394-1427.
- [10] PIIRANINEN O. Adaptive Compensation of Doppler Shift in a mobile Communication system[P]. US Patent 6473594, 2002.
- [11] KLOTSCHKE R, WUNSTEL K, BANNIZA T. Doppler Commensation Control for Radio Transmission[P]. U S Patent 7653347, 2010.
- [12] GROSS F B. Smart Antennas for Wireless Communications: with MATLAB[M]. New York: McGraw-Hill Professional, 1 Edition, 2005.

[13] 3G Americas, MIMO and smart antennas for 3G and 4G wireless systems: practical aspects and deployment considerations[EB/OL]. <http://www.4gamericas.org/>, 2010.

[14] EDELMAN A. Eigenvalues and Condition Number of Random Matrices[D]. Dept Mathematics, MIT, Cambridge, MA, 1989.

[15] OESTGES C, CLERCKX B. MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design[M]. Burlington: Academic Press, 2007.

[16] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of Wireless Communication[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005.

[17] TULINO A M, VERDU S. Random Matrix Theory and Wireless Communications[M]. Boston: Now Publishers Inc, 2004.

[18] KYOSTI P, MEINILA J, HEBTUKA L. WINNER II channel models: part II radio channel measurement and analysis results[EB/OL]. <http://www.ist-winner.org/>, 2007.



方旭明 (1962-), 男, 浙江义乌人, 博士, 西南交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线宽带接入控制、无线资源管理、多跳中继网络、高铁宽带无线接入。



程梦 (1986-), 女, 湖北武汉人, 西南交通大学博士生, 主要研究方向为高铁环境下的协作分集、智能多天线技术。

作者简介:



罗万团 (1981-), 男, 广西南宁人, 西南交通大学博士生, 主要研究方向为高铁环境下的群切换、多天线分集技术、MIMO 系统设计和应用。



周祥娟 (1986-), 女, 四川广安人, 硕士, 南京中兴新软件有限责任公司操作系统及支撑软件开发助理工程师, 主要研究方向为高铁环境下多点协作传输、切换技术。

(上接第 89 页)

[9] 孙永雄, 赵永哲, 杨永健等. 基于遍历矩阵的单向(陷门)函数的构造方案[J]. 吉林大学学报: 信息科学版, 2006, 24(5):555-560.
SUN Y X, ZHAO Y Z, YANG Y J, *et al.* Scheme to construct one-way (trapdoor) functions based on ergodic matrices[J]. Journal of Jilin University: Information Science Edition, 2006, 24(5):555-560.

[10] MONICO C. Semirings and Semigroup Actions in Public-Key Cryptography[D]. Notre Dame: University of Notre Dame, 2002.

[11] MAZE G. Algebraic Methods for Constructing One-Way Trapdoor Functions[D]. Notre Dame: University of Notre Dame, 2003.

[12] 黄华伟. 半群作用问题在密码学中的应用[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2008.
HUANG H W. Cryptographic Applications of Semigroup Action Problem[D]. Xi'an: Xidian University, 2008.

[13] 裴士辉, 赵永哲, 赵宏伟. 基于遍历矩阵的公钥加密方案[J]. 电子学报, 2010, 38(8):1908-1913.
PEI S H, ZHAO Y Z, ZHAO H W. Public key encryption scheme based on the ergodic matrices[J]. Chinese Journal of Electronics, 2010,

38(8):1908-1913.

[14] 赵永哲, 赵博, 裴士辉等. HFEM 公钥密码方案的设计与实现[J]. 通信学报, 2011, 32(6):24-31.
ZHAO Y Z, ZHAO B, PEI S H, *et al.* Design and implement on the HFEM public key scheme[J]. Journal on Communications, 2011, 32(6): 24-31.

[15] HORN R A, JOHNSON C R. Matrix Analysis[M]. Cambridge University Press, 2005.

作者简介:



古春生 (1971-), 男, 安徽芜湖人, 博士, 江苏理工学院副教授, 主要研究方向为公钥密码学。