

基于 SRS 遍历容量的下行波束赋形性能研究

徐啸涛¹ 陈丽琴² 李 蕾³

¹(浙江机电职业技术学院 浙江 杭州 310053)

²(浙江商业职业技术学院 浙江 杭州 310053)

³(诺基亚通信系统技术(北京)有限公司浙江分公司 浙江 杭州 310053)

摘要 波束赋形传输技术包括下行波束赋形和上行波束赋形。下行链路波束赋形是通过基于估算信道信息加权多天线的发射信号来实现的,从而增强在目标用户方向上的部分功率增益。上行链路波束赋形本质上是来自不同天线单元信号进行加权和求和计算,以优化所需信号的质量并抵制干扰。简要描述下行链路波束赋形系统模型构建方案和最优获得空间相关矩阵值算法。在此基础上,详细阐述移动通信系统中下行链路波束赋形应用的基本原理,重点研究 SRS 遍历容量改进优势,分析波束赋形基准性能和多滴仿真性能的特点。结合链路层单一 EBB 衰落算法的结果,通过对短期和长期以及混合波束赋形技术的比较,得出了一些重要结论。

关键词 短期波束赋形 相关矩阵 小区干扰 反馈延迟 瞬时信道 探测容量

中图分类号 TP393.04

文献标识码 A

DOI:10.3969/j.issn.1000-386x.2019.02.030

DOWNLINK BEAMFORMING PERFORMANCE BASED ON SRS ERGODIC CAPACITY

Xu Xiaotao¹ Chen Liqin² Li Lei³

¹(Zhejiang Institute of Mechanical and Electrical Engineering, Hangzhou 310053, Zhejiang, China)

²(Zhejiang Vocational College of Commerce, Hangzhou 310053, Zhejiang, China)

³(Zhejiang Branch, Nokia Solutions and Networks System Technology(Beijing) Co., Ltd., Hangzhou 310053, Zhejiang, China)

Abstract Beamforming transmission technology includes downlink and uplink beamforming. Downlink beamforming is achieved by weighting the transmit signals of multiple antennas based on estimating channel information, thereby enhancing partial power gain in the direction of target user. Uplink beamforming is essentially a weighted sum calculation of signals from different antenna units, optimizing the quality of the required signals and resisting interference. This paper gave a brief description of construction scheme for the downlink beamforming system model and the optimal spatial correlation matrix algorithm. On that basis, we elaborated the basic principle of downlink beamforming application in mobile communication system, emphatically studied the advantage of SRS ergodic capacity improvement, and analyzed the benchmark performance of beamforming and characteristics of more drops simulation performance. Combined with the result of the link layer single EBB decline algorithm, we compared the short-term and long-term and the hybrid beamforming technology and drew some important conclusions.

Keywords Short-term beamforming Correlation matrix Cell interference Feedback delay Instantaneous channel Detection capacity

0 引言

长期波束赋形和短期波束赋形是下行链路波束赋

形传输的两种主要表现形式。对于短期波束赋形,每个子带的权重因子可能不同,而对于长期波束赋形,就一个 UE 整个频带来说,通常只有一个加权因子。长期波束赋形使用的信道信息是基于统计信息的,平均

为几百毫秒一次统计平均;而短期波束赋形则使用瞬时信道信息。文献[1]中已有表述:从性能的完美性角度来看,短期比长期波束赋形更加易于优化,但对非理想化因素相当敏感。从另一方面而言,长期波束赋形传输技术更加健壮,且有较低的计算复杂度。对于短期波束赋形,它应该与调度器相协调,以获得更好的性能。

在波束赋形性能研究中,与 RRM 相关的 SRS 提供了基于上行调度器的 CQI 信号值和基于下行波束赋形的 CSI 值。SRS 遍历容量的精确性主要表现在能够容纳最大 8 CDM 的 UE 终端,分散在不同子载带上的不同 CDM 的 UE 终端,能够具有高的 CQI 和 CSI 可靠性。

1 系统模型构建

在下行波束赋形传输技术应用中,上行链路和下行链路可以穿越相同的频率波段信号。信道的简单线性公式模型包括 RF 链的影响如图 1 所示。在相邻的载波间,OFDM 技术能够将带宽比较宽的频率选择性 MIMO 信道转换成多个子窄带稳定衰减的 MIMO 信道。在下行波束赋形传输发送端和接收端模型分别如图 1 和图 2 所示。

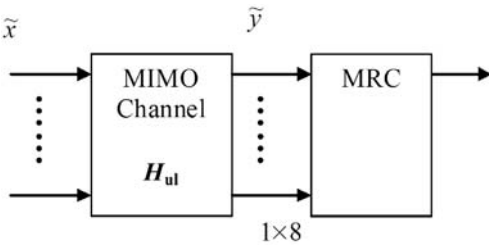


图 1 下行波束赋形传输模型发送端示意图

其中: $H_{ul}(t)$ 为 1×8 上行信道矩阵; $\tilde{x}(t)$ 为上行发射信号; $\tilde{y}(t)$ 为接收信号; $n(t)$ 为具备零均值和单元方差的单独复高斯元 8×8 矩阵的区间干扰^[2]。

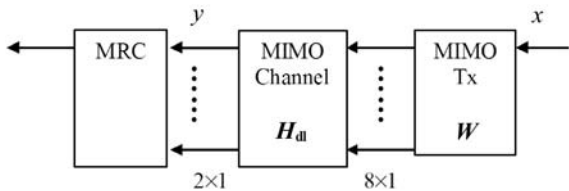


图 2 下行波束赋形传输模型接收端示意图

其中: $H_{dl}(t)$ 为 2×8 下行链路矩阵; W 为 8×1 波束预编码矢量; $x(t)$ 为下行传输信号; $y(t)$ 为接收信号; $n(t)$ 为具备零均值和单元方差的单独复高斯元 2×2 矩阵的区间干扰。

根据图 1 和图 2,可以列出下行波束赋形传输公式为:

$$Y(t, n) = H(t, m) \cdot W \cdot X(t, m) + n(t, m)$$

$H_{ul}(t)$ 可以在基站物理层测量,假设 $H_{ul}(t)$ 和 $H_{dl}(t)$ 可以相互作用,则瞬时信道协方差矩阵的每个矢量^[3]计算如下:

$$R_{Tx,i}(t, m) = H_{dl}^H(t, m) \cdot H_{dl}(t, m) \approx H_{ul}^H(t, m) \cdot H_{ul}(t, m) \quad (1)$$

SRS 遍历容量可以被读取为:

$$C = \max_{w/\|w\|=1} E \left\{ \log_2 \det \left(I + \frac{1}{\sigma^2} (H_{dl} \cdot w)^H \right) \cdot H_{dl} \cdot w \right\}$$

或者

$$C = \max_{w/\|w\|=1} \{ \log_2 \det (I + w^H) \cdot R_{Tx,i}(t, m) \cdot w \}$$

在下行波束赋形传输技术中,对于基站的传输,系统并不限定发射功率与发射天线数, m 个 TX 天线总的发送功率是单个天线的 M 倍。对于等效比较值,可以在后续处理中减去信噪比下的功率增益。所有的结果都是标准的单天线的发射功率。

在标准的 SCM 信道模型,发射功率天线为交叉极化天线。与非极化天线相比,它具有 3 dB 的损耗。当瞬时宽带信道对 UE 功率要求过高时,将采用下行波束赋形技术以对信道进行估值平均。然后通过线性变换得到所有带宽相同权重的不同频率的信道信息进行合并操作,此信道估计方法在标准 SCM 信道模型中的应用在文献[4]中已作表述。

所以,对于 SRS 遍历容量也可以用如下公式表示:

$$C = E \langle \log_2 \det \left(I_{N_t} + \frac{E_s}{N_0} w^H H_t H_t w \right) \rangle$$

假如限制 $R = E \langle H_t^H H_t \rangle$,则当 w 是对应于 R 的最大特征值的特征向量时,能够证明 $C = C_{max}$ 。

2 获得空间相关矩阵 R

在波束赋形传输技术中,对于空间相关矩阵 R 的获得有许多种方法,在此解决方案中,周期性的从 UE 发送 SRS 以估计基站的下行链路信道。时域信道系数矩阵表示如下:

$$H_t = \begin{bmatrix} s_{0,1} & s_{1,1} & \cdots & s_{L-1,1} & s_{L,1} & \cdots & s_{N-1,1} \\ s_{0,2} & s_{1,2} & \cdots & s_{L-1,2} & s_{L,2} & \cdots & s_{N-1,2} \\ s_{0,3} & s_{1,3} & \cdots & s_{L-1,3} & s_{L,3} & \cdots & s_{N-1,3} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{0,n_{tx}} & s_{1,n_{tx}} & \cdots & s_{L-1,n_{tx}} & s_{L,n_{tx}} & \cdots & s_{N-1,n_{tx}} \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

式中: $s_{i,j}$ 是抽头 i 天线 j 的系数; L 是时域中信道的抽头数; N 是子载波的数量。并且:

$$s_{i,j} = 0 \quad i = L, L+1, \dots, N-1 \quad j = 1, 2, \dots, n_{tx}$$

另一方面,频域信道系数矩阵表示如下:

$$\mathbf{H}_f = \begin{bmatrix} h_{0,1} & h_{1,1} & \cdots & h_{N-1,1} \\ h_{0,2} & h_{1,2} & \cdots & h_{N-1,2} \\ h_{0,3} & h_{1,3} & \cdots & h_{N-1,3} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{0,n_{tx}} & h_{1,n_{tx}} & \cdots & h_{N-1,n_{tx}} \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

式中: N 是子载波的数量; $h_{i,j}$ 是子载波 i 天线 j 的系数。显然,从式(2)、式(3)可以得出:

$$\mathbf{H}_f = DFT(\mathbf{H}_t) = \mathbf{F}\mathbf{H}_t \quad (4)$$

式中: \mathbf{F} 是傅里叶变换矩阵,同时也能得出:

$$\mathbf{R} = E < \mathbf{H}_t^H \mathbf{H}_t > \geq E < \mathbf{H}_f^H \mathbf{H}_f >$$

从式(2) - 式(4)可以得出频域相关估计空间相关矩阵 \mathbf{R} 。时域信道系数也可以被建模为独立于抽头和天线之间的圆对称过程^[5]。从而得出:

$$E < s_{i,j} s_{p,k}^* > = \begin{cases} \alpha_{j,k}(i) & i = p \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\gamma_{j,k}(i) = E < h_{i,j} h_{i,k}^* > (i = 0, 1, 2, \dots, N-1)$, $E < h_{i,j} h_{i,k}^* > (i = 0, 1, 2, \dots, N-1)$ 是表示在子载波 i 上天线 j 与天线 k 之间相关性期望值的预测序列,可以在下面公式中显示,其中 $\gamma_{j,k}(i)$ 也是独立于 i 的。

通过定义 $R_{j,k}(i) = h_{i,j} h_{i,k}^* i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 且

$r_{j,k}(n) = \sum_{m=0}^{N-1} s_{m,j} s_{(m+n) \bmod N,k}^* n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 可以得出 $R_{j,k}$ 是 $r_{j,k}$ 的傅里叶变换式。继而可以得出:

$$\begin{aligned} \gamma_{j,k}(i) &= E < R_{j,k}(i) > = E < \sum_{n=0}^{N-1} r_{j,k}(n) \cdot e^{-j(\frac{2\pi}{N})ni} > = \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} E < r_{j,k}(n) > \cdot e^{-j(\frac{2\pi}{N})ni} \\ & n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (6)$$

通过式(6),可以得出:

$$\begin{aligned} E < r_{j,k}(n) > &= E < \sum_{m=0}^{N-1} s_{m,j} s_{(m+n) \bmod N,k}^* > = \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} E < s_{m,j} s_{(m+n) \bmod N,k}^* > = \\ &= \begin{cases} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_{j,k}(m) & n = 0 \\ 0 & n = 1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

式中可以定义 $\sum_{m=0}^{N-1} \alpha_{j,k}(m) = \rho_{j,k}, \gamma_{j,k}(i) = \rho_{j,k}$ 。

基于上述分析, $E < h_{i,j} h_{i,k} >$ 不是 i 的函数。因此长期的空间相关性不具有频率选择性,从而可以通过长时间的任意频率平均来获得长期的空间相关矩阵^[6]。

在子帧 n 和子载波 i 上,可以将瞬时相关矩阵 $\mathbf{R}(n,i)$ 定义为:

$$\mathbf{R}(n,i) = \begin{bmatrix} h(n)_{i,1}^* h(n)_{i,1} & h(n)_{i,1}^* h(n)_{i,2} & \cdots & h(n)_{i,1}^* h(n)_{i,n_{tx}} \\ h(n)_{i,2}^* h(n)_{i,1} & h(n)_{i,2}^* h(n)_{i,2} & \cdots & h(n)_{i,2}^* h(n)_{i,n_{tx}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(n)_{i,n_{tx}}^* h(n)_{i,1} & h(n)_{i,n_{tx}}^* h(n)_{i,2} & \cdots & h(n)_{i,n_{tx}}^* h(n)_{i,n_{tx}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

通过简单的求和可以获得空间相关矩阵:

$$\bar{\mathbf{R}} = \sum_n \sum_i \mathbf{R}(n,i)$$

3 SRS 遍历容量配置

对于下行波束赋形传输技术而言,长期波束赋形可以作为基准线,有助于权衡SRS容量和终端节能控制以及复杂性。一种基于瞬时信道形态的混合波束赋形能够表现为混合长期和短期的波束赋形传输技术。此外,也应该考虑长期相关矩阵的主要特征向量的自适应选择性。混合波束赋形性能高度依赖于SRS配置,例如带宽和周期性,它需要与高级的无线资源管理(RRM)相协调。BF_VEC_OUTPUT_PERIOD被定义为计算波束赋形向量的周期。该参数在配置时应比终端SRS的全带宽扫描周期时间要长。

文献[7]中对SRS基本容量以及对相应不同波束赋形传输技术之间的影响做了简要的表述。关于SRS容量,之前的估计是基于理想信道估计的。然而,最大的SRS CDM能力总是不能达到,CDM能力取决于SRS的准确性,如果CDM#UE数目从8降低到4,那么每符号SRS能力将小于100。另一个问题是,在正常上行链路中增加一个SRS符号需要更多的资源与波束形成增益。同时,SRS配置也应该支持端口依赖信道的调度器,至少不会危及上行调度器性能。所以SRS配置应该同时考虑DL和UL调度器(4PRB的SRS),比如应该支持多少SRS BW,是否再加一个上行信道符号,从UL进行探测等问题。基于实际SRS的下行波束赋形和上行调度器如何协调优化性能等仍然是未来值得研究的方向。

SRS遍历容量配置对波束赋形信道估算方案的改进优势如下:

- 1) 可以自适应混合短期和长期算法。
- 2) 射频RF可以校准误差建模以改善对波束赋形性能影响。
- 3) 可以用于波束赋形的MI-ESM link2系统接口更新。
- 4) 能够用于计算慢变化均匀信道协方差矩阵特

征向量的迭代 Jacobi 算法。

5) 可以用于上行链路性能改进的固定波束接收机,例如选择性波束导向接收器(2RX MRC 代替 8RX)。

6) 可以用于支持波束赋形 SRS 配置的正常 PUSCH 接收机。双层波束赋形也是一种宽带波束赋形算法,它可以选择相关矩阵 \mathbf{R} 的最多两个主要特征向量作为整个频带加权因子。

4 性能仿真评估

4.1 仿真假设条件

假定关于 8 根和 2 根发射天线情景,相同的 RRU 功率将不同发射天线方案的发射功率归一化为具有相同的发射功率以进行公平比较。下行波束赋形器通过时域和频域两者平均来计算。每 200 个 SRS (例如 1 s)对波束赋形器进行更新。一般参数限制如下:

- 1) 5 MHz 带宽, TDD UL/DL 配置 1。
- 2) 基于 ITU M. 2135, Urban Macro NLoS 的完整 SCM 信道模型; AS = 5° (低方位角) 和 15° (高方位角)。
- 3) X 极化天线阵列 $8 \times 2/8 \times 1/4 \times 1/4 \times 2$; 1Tx @ UE, 无天线切换。
- 4) 基于多负载的模拟,每个模拟总共 15 个负载,每个负载 10 s,随机生成 AoA/AoD,每个负载的路径延迟和 PDP,通过平均多个负载求 BLER 的值。
- 5) 假设 SRS 和 PDSCH 传输之间有 4 个 TTI 反馈延迟。
- 6) 上行链路中的白噪声发生在一个终端和一个基站。

基于 SRS 配置的相关参数如下:

- 1) SRS 带宽为每个 UE 4 ~ 24 PRBs。
- 2) 在 UpPTS 的最后一个符号为 5 ms 周期。
- 3) 基于波束赋形矢量计算的 SRS 上行链路噪声功率为 2 dB。

4.2 不同方位角下仿真性能

如上假设值所述,时延扩展和角扩散应服从某种随机分布^[8],它们 RMS 值应该是固定值。但对于每一个下降随机取样,信道实现是随机值,并与随机种子值相关。

首先,离线选择 AS = 5° 和 15° 的种子,建立种子库。然后对每一随机取样滴,从种子库中取出随机种子。如图 3 所示,点是每一次随机取样滴的值(不同的

随机种子),曲线是平均性能。通过尝试不同的天线发射/接收数量来进行仿真模拟。

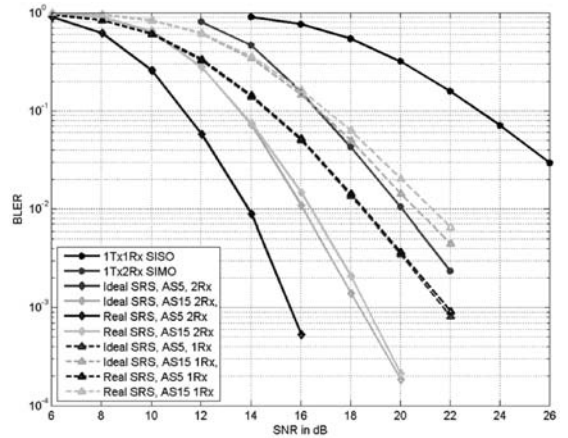


图3 不同方位角的仿真性能分析图

图 3 中,对于不同的随机种子可以得出完全不同的性能。在具有双接收天线时,可以提供 3 ~ 5.5 dB 的增益,在单接收天线终端处中可以提供 6 ~ 8.5 dB 的增益。这是几乎没有损失的噪声 SRS 的情况。可以得出,在小方位角(AS)的情况下,仿真效果更好。

1) 特征波束赋形的基准性能 如图 4 所示,基于瞬时信道状态的特征短期波束赋形比基于长期平均信道知识的特征波束赋形性能要好得多。但是,由于信道改变、传播方向变化、接收天线数量等因素的影响,增益的变化就会很大。短期波束赋形中信号质量需求是有限的。可以使用小的 SRS 带宽(例如 4 PRB)和长周期(例如每 10 ms)来确保所有终端 UE 有足够的探测能力,并且实现良好的波束赋形性能。

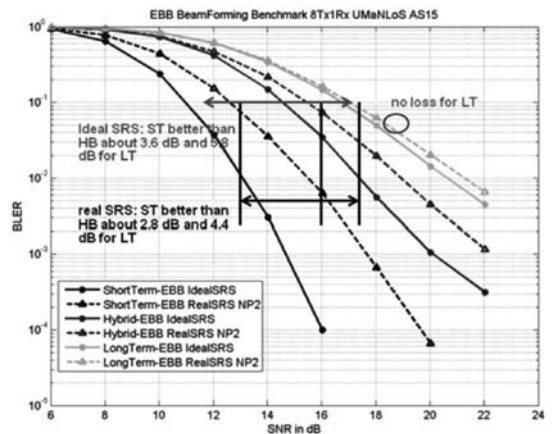


图4 特征波束赋形基准性能图

2) 单一性的长期 EBB 衰落性能 如图 5 所示,长期波束赋形使用宽带波束赋形器,没有或很少有偏振极化分集。单一的长期波束赋形是一个子频带。因此对于每个 PRB,长期特征向量被随机预编码。由于偏振极化分集的增益,具有单一特性的长期波束赋形性能优于普通的长期波束赋形传输性能。

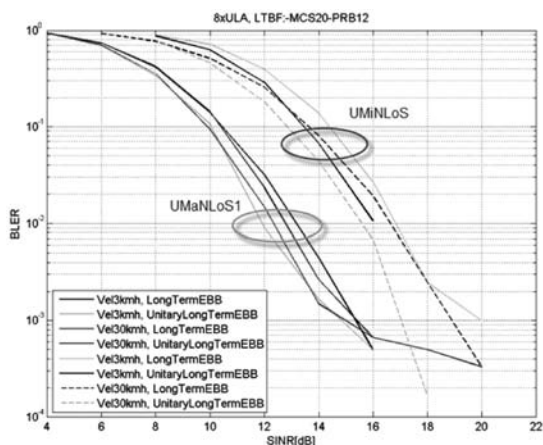


图 5 不同模式长期 EBB 性能仿真比较图

从图 5 也可以得出,波束赋形技术对信道变化非常敏感,特别是对短期波束赋形,与 3 km/h 速度的静态信道相比,在 30 km/h 移动速度下明显具有较大的性能损失。当 SRS 跳频使用时,最小的 SRS 带宽是 12 个 PRB,与宽频带相比,没有特别大的性能损失。

5 结 语

通过本文分析,可以得出天线配置(即偏振、几何、间距等)对应用于自适应波束赋形算法需求的性能有较大影响。对于高的空间相关性(即小天线距离和低方位角传播),长期特征波束赋形是适用于 quad-X^[9]天线的最优方案,并且对于混合特征波束赋形传输也是最佳的。对于中等或低空间相关性(即大天线距离或非常高的方位传播),短期特征波束赋形的性能是最优的。在这种情况下,不建议使用长期特征波束赋形传输技术,因为它在更高的 SNR 下甚至比发射分集的效果还要差。

当移动终端具有 30 km/h 移动速度和 SRS 跳频变化时,波束赋形技术对信道变化极其敏感。此时若采用单一的长期波束赋形技术,则性能损失最大。但当采用波束赋形混合编码技术时,性能有较大改善。单一的混合波束赋形是一个比较好的替代方案,比如 Kronecker 产品模型。由于 SRS 信道不平衡的影响比较大,所以 8 天线的波束赋形比 4 天线的波束赋形性能更加差。

参 考 文 献

[1] 田明浩,刘仲康,冯永新,等.一种基于特征值的 3D MMSE 角度域波束赋形算法[J].计算机工程,2018,44(6):50-56.

[2] 郑占旗,阎跃,张立军,等.增加副瓣抑制机制的阵列天线波束赋形遗传算法研究[J].电子与信息学报,2017,39(3):690-696.

[3] 国辛纯.基于波束赋形的星载自适应调零技术[J].无线电通信技术,2016,13(4):42-45.

[4] 马晓峰,冯丹萍,吴玉清,等.一种星载阵列天线的高效波束赋形算法[J].电波科学学报,2016,31(3):479-485.

[5] 李章义,万国宾,张静,等.抛物面天线小形变赋形及波束重构方法[J].系统工程与电子技术,2015,37(10):2217-2221.

[6] 赵普,俞晖,罗汉文.MU-MISO 场景下最优化和速率的波束赋形[J].上海师范大学学报(自然科学版),2015,44(1):60-64.

[7] 王毅,钱叶旺,林艳,等.时间相关信道下分布式大规模 MIMO 系统频谱效率分析[J].信号处理,2016,32(11):1269-1282.

[8] 陶成,李亚鹏,刘留,等.莱斯信道下大规模 MIMO 系统上行资源分配研究[J].北京交通大学学报,2016,40(5):50-55.

[9] 冯文,周斌,郑敏,等.大规模 MIMO 系统的信道估计研究[J].计算机应用与软件,2016,33(12):89-92.

(上接第 56 页)

客流的技术条件已经具备且采集的客流数据质量基本满足客流模型分析的要求。但由于部分乘客不携带 Wi-Fi 设备或不开启 Wi-Fi 模块功能等因素造成数据缺失的问题,再加上针对数据的加工处理、数据还原、估计模型精度的提高依然面临极大挑战,这也是未来研究的重点方向。

参 考 文 献

[1] Ling B, Tiwari S, Li Z, et al. A multi-pedestrian detection and counting system using fusion of stereo camera and laser scanner[C]//Spie Optical Engineering + Applications. International Society for Optics and Photonics, 2010.

[2] 张翔.地铁站人员人脸图像识别技术研究[J].科技经济市场,2015(10):11.

[3] 徐斌,陈晓冰.基于红外传感器的城市客车客流统计系统的研制[J].客车技术与研究,2010,32(05):12-14,17.

[4] Henson C. Levels of sranservice for pedestrian[J]. Transportation Engeering,2000,70(9):26-30.

[5] 谢辉,董德存,欧冬秀,等.轨道交通短期客流预测方法及其算法研究[J].现代城市轨道交通,2011(3):96-99.

[6] 陈光,段满珍,张林.城市轨道交通网络客流动态优化估计[J].计算机仿真,2016,33(7):210-212,233.

[7] 钱雪忠,孔芳.关联规则挖掘中对 Apriori 算法的研究[J].计算机工程与应用,2008(17):138-140.

[8] 杨伟,倪黔东,吴军基.BP 神经网络权值初始值与收敛性问题研究[J].电力系统及其自动化学报,2002(1):20-22.

[9] 庞梦圆,杜彦君,厉超吉,等.基于图像采集技术的地铁站台客流引导系统研究[J].都市快轨交通,2017,30(2):37-41.