

建立巷道的 MIMO 信道几何模型仿真研究

赖 锴 杨永强 崔春生

(河南财经政法大学计算机与信息工程学院 郑州 450002)

摘要 研究了 MIMO 巷道几何建模技术。依据电磁波在矿井巷道环境中的特点且选用收发端水平角度功率谱作为拉普拉斯分布函数功率谱,仿真了巷道环境下 MIMO 天线放置角度、收发天线间距、巷道长度、莱斯因子、角度扩展和平均达到角等对空间相关函数的具体影响。仿真结果表明,巷道环境中天线放置角度对相关系数的影响较大;天线间距取较大值时,才能得到较小的相关性;相关系数还要受到天线间距和巷道长度以及角度扩展等的影响,比地面的相关性更大。

关键词 巷道,几何模型,无线信号,多输入多输出

中图分类号 TN311 **文献标识码** A

Establishment of Tunnel MIMO Channel Geometry Model Simulation

LAI Kai YANG Yong-qiang CUI Chun-sheng

(Institute of Computer and Information Engineering, Henan University of Economics and Law, Zhengzhou 450002, China)

Abstract This paper studied the MIMO roadway geometry modeling technology. On the basis of electromagnetic wave in mine roadway environment characteristics of the establishment of the MIMO channel GBDB scattering model and direct channel model, the model is derived for the correlation function, and the selection of transmitter and receiver horizontal angular power spectrum is Laplace distribution function of power spectrum. The specific effects of tunnel environment MIMO antenna placement angle, antenna spacing, tunnel length, Les factor, angle spread and the average angle on the spatial correlation function were simulated. The simulation results show that in the environment of tunnel antenna placement angle effect on correlation coefficient is larger, and antenna spacing for a larger value can get a lesser correlation; but correlation coefficient is also affected by the antenna spacing and tunnel length and angle expansion and so on, and the ground is correlated with greater than.

Keywords Tunnel, Geometric model, Radio signals, Multiple input multiple output

1 引言

MIMO 表示多输入多输出。在第四代移动通信技术标准被广泛采用,例如 IEEE 802.16e (Wimax), 长期演进 (LTE)。在新一代无线局域网 (WLAN) 标准中,可以用 IEEE 802.11n 和 802.11 技术。MIMO 用多空间通道进行数据的传输,移动设备或接入点要有支持 MIMO 的技术才能使空间成为一种可以用于提高性能的资源,并能够增加无线系统的覆盖范围,可以允许同时发送和接收,并能够区分发往或来自不同空间方位的信号。多天线系统的应用,使得多达 $\min(N_t, N_r)$ 的并行数据流可以同时传送。同时,在发送端或接收端采用多天线,可以显著克服信道的衰落,降低误码率。一般地,分集增益可以高达 $N_t * N_r$ 。根据矿井巷道环境通信的特殊性和电磁波在矿井巷道中的传播特点,假设电磁波在矿井巷道中的传播只发生双次反射,这是因为巷道中电磁波衰减非常大,单次散射达到接收端的电磁波非常有限,所以要考虑二次散射,对于发生连续多次散射的情形,由于衰减比较大

而忽略。为此本章建立了矿井巷道环境下 MIMO 信道的三维 GBDB (Geometrically Based Double-bounce, 基于散射体几何分布的双跳信道) 模型,分析、推导了该信道模型的空时相关函数,并且收发端都采用拉普拉斯分布水平分布角度功率谱函数仿真了在巷道环境下 MIMO 天线放置角度、收发天线间距、巷道长度、莱斯因子、角度扩展和平均达到角等对有限空间信道链路相关函数的具体影响。通过仿真验证可知:新建立的模型的空时相关函数能够真实地反映出天线放置角度、天线间距等因素对巷道中天线链路之间的空时相关性。

2 模型建立

GBSB 即散射体分布的单跳模型是假设电波在矿井巷道中的传播只发生单次散射就达到接收端。文献[4]中建立的模型就是假设散射体在巷道壁上服从均匀分布,电磁波在从发端到接收端只发生一次散射即单跳散射信道模型,天线水平放置角度为 $\pi/2$ 时空间相关系数取得最小值。一般而言,对于收发双端都存在大量的散射体时,采用双跳信道模型。

到稿日期:2012-03-25 返修日期:2012-06-17 本文受中原经济区软件技术人才的引进与开发研究(122400440001)资助。

赖 锴(1982-),男,硕士,讲师,主要研究方向为信息系统, E-mail: laikai360@163.com; 杨永强(1974-),男,硕士,讲师,主要研究方向为网络技术; 崔春生(1974-),男,博士,副教授,主要研究方向为电子商务。

当收发端天线一端较低,另一端较高而且较低端天线周围存在大量散射体时,采用单跳信道模型。在矿井巷道环境中,电磁波传播的衰落较严重,可以认为对于发生多次的路径,其衰落大而忽略,只考虑单次或多次的衰落情况。在此假设的前提下,建模时,需要计算出每条路径的增益,然后叠加,最后得到衰落信道的空时相关特性。此模型的特点是适应性较强,只需改变散射体的分布情况就能仿真不同的巷道环境。地面移动环境中,目前现有的散射体分布模型主要有椭圆模型(Elliptical Model)^[3]、适用于宏小区的单环模型(one-ring Model)以及适于微小区和室内环境的双环模型(two-ring Model)^[5]。

文献[6]说明了存在直射分量以及收发两端都不存在移动的情况;以收发两端为二元阵为例,采用 GBDB 双跳模型分析空时相关函数,具体分析天线放置角度、收发天线间距和角度扩展等对巷道中 MIMO 系统相关性的具体影响。

2.1 巷道中三维 GBDB 模型

建立如图 1、图 2 所示的 GBDB 模型。

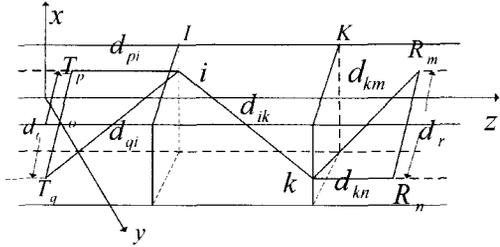


图 1 GBDB 散射分量传播模型

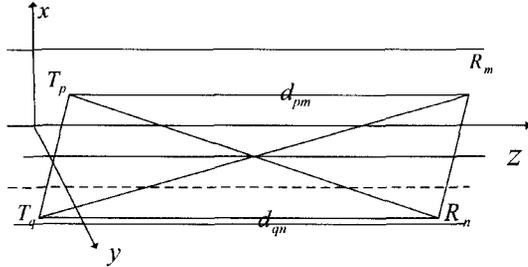


图 2 GBDB 直射分量传播模型

图 1 示出 GBDB 散射分量传播模型,设矿井巷道宽度为 a ,高度为 b ,以巷道垂直方向为 x 轴,水平方向为 y 轴,轴心方向为 z 轴,收发双端都不移动, T_p 和 T_q 分别表示发射端的天线,水平角为 $\alpha_{//}$ 、俯仰角为 α_{\perp} ,且其中心位于 (x_t, y_t, z_t) 。各天线之间距离相等,且均为全向天线, d_r 表示发射端天线间距, d_r 表示接收端天线间距,收发双端的距离为 d 。 R_m 和 R_n 表示接收端天线,放置角度为水平角 $\beta_{//}$ 、俯仰角 β_{\perp} ,且其中心位于 (x_r, y_r, z_r) 。 i 表示随机均匀分布于巷道发射端两侧的散射体, k 表示随机均匀分布于巷道接收端的散射体。用 $h_{pm}(t)$ 表示 T_p 到 R_m 这条路径的等效基带冲激响应,那么其传输功率可以表示为 $\Omega_{pm} = E[|h_{pm}(t)|^2] \leq 1$ 。直射分量和散射分量引入的等效基带冲激响应分别用 $h_{pm}^{LOS}(t)$ 和 $h_{pm}^{DIF}(t)$ 表示。用 N 表示发射端和接收端独立散射体的数量, g_{ik} 表示经由散射体 i 和 k 引入的增益, φ_{ik} 表示由散射体 i 和 k 引入的随机相移,服从 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布。图 2 表示了二元全向天线传播的 GBDB 直射分量的传播模型。

$\{g_{ik}\}_{i,k=1}^{\infty}$ 是由散射体 i 和 k 引起的相互独立的增益,假设:

$$\lim_{I, K \rightarrow \infty} \frac{1}{IK} \sum_{i=1}^I \sum_{k=1}^K E(g_{ik}^2) = 1 \quad (1)$$

由于在巷道中 MIMO 的信道模型中接收端不考虑多普勒频移,由图 1 和图 2 得到:

$$h_{pm}(t) = h_{pm}^{LOS}(t) + h_{pm}^{DIF}(t) \quad (2)$$

散射分量和直射分量引入的等效冲击响应分别表示如下:

$$h_{pm}^{DIF} = \sqrt{\frac{\Omega_{pm}}{K_{pm} + 1}} \frac{1}{\sqrt{IK}} \lim_{I, K \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^I \sum_{k=1}^K g_{ik} \exp[j\varphi_{ik} - j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{pi} + d_{ik} + d_{km})] \quad (3)$$

$$h_{pm}^{LOS} = \sqrt{\frac{\Omega_{pm} K_{pm}}{K_{pm} + 1}} \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda} d_{pm}] \quad (4)$$

式中, $K_{pm} = E[|h_{pm}^{LOS}(t)|^2]/E[|h_{pm}^{DIF}(t)|^2]$, λ 表示电磁波波长。

2.2 空时相关函数分析

在无线通信系统中, MIMO 信道的基本特性可以用无线衰落的二阶统计特性刻画, MIMO 信道的空时相关特性有助于分析 MIMO 无线多径衰落现象。

由于 $h_{pm}^{DIF}(t)$ 是平稳随机过程,因此有:

$$\rho_{pm, qn}(t, \tau) = \rho_{pm, qn}(\tau) \quad (5)$$

为了进一步研究信道的相关特性,定义巷道中天线 $T_p - R_m$ 、 $T_q - R_n$ 之间的空时相关函数为:

$$\rho_{pm, qn}(t, \tau) = \rho_{pm, qn}(\tau) = \frac{E[h_{pm}(t)h_{qn}^*(t+\tau)]}{\sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}}} \quad (6)$$

类似地,散射分量与直射分量对应的空时相关函数为:

$$\rho_{pm, qn}^{DIF}(t, \tau) = \rho_{pm, qn}^{DIF}(\tau) = \frac{E[h_{pm}^{DIF}(t)h_{qn}^{DIF*}(t+\tau)]}{\sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}}} \quad (7)$$

$$\rho_{pm, qn}^{LOS}(t, \tau) = \rho_{pm, qn}^{LOS}(\tau) = \frac{E[h_{pm}^{LOS}(t)h_{qn}^{LOS*}(t+\tau)]}{\sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}}} \quad (8)$$

2.3 空时相关函数的推导

2.3.1 散射分量相关函数

分析收发端散射体的增益和相位 $\{g_{ik}\}_{i,k=1}^{\infty}$ 、 $\{\varphi_{ik}\}_{i,k=1}^{\infty}$ 的统计特性,将式(3)代入式(7)可以得到:

$$\rho_{pm, qn}^{DIF}(t, \tau) = \rho_{pm, qn}^{DIF}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{(K_{pm} + 1)(K_{qn} + 1)}} \lim_{I, K \rightarrow \infty} \frac{1}{IK} \sum_{i=1}^I \sum_{k=1}^K E[g_{ik}^2] \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{pi} + d_{km} - d_{qi} - d_{kn})] \quad (9)$$

假设在巷道中收发天线周围的散射体均为有效散射体,在来自发射端的信号经过散射体到达接收端的过程中, $E(g_{ik}^2)/N^2$ 可以近似地表示成 $f(\theta_i)f(\phi_k)d\theta_id\phi_k$, 其中用 $f(\theta_i)$ 表示发射端水平角度概率密度函数,用 $f(\phi_k)$ 表示接收端水平角度密度函数,那么式(9)可以表示为如下形式:

$$\rho_{pm, qn}^{DIF}(t, \tau) = \frac{1}{\sqrt{(K_{pm} + 1)(K_{qn} + 1)}} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{pi} + d_{km} - d_{qi} - d_{kn})] f(\theta_i)f(\phi_k)d\theta_id\phi_k \quad (10)$$

式中,路径距离 d_{pi} , d_{km} , d_{qi} , d_{kn} 需要通过解析法求得, $f(\theta_i)$ $f(\phi_k)$ 表示发射端和接收端角度分布的函数。

2.3.2 直射分量相关函数

将式(4)代入式(8),经计算得到直射分量相关函数如下:

$$\rho_{pm, qn}^{LOS}(t, \tau) = \rho_{pm, qn}^{LOS}(\tau) = \sqrt{\frac{K_{pm}K_{qn}}{(K_{pm} + 1)(K_{qn} + 1)}} \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{pm} - d_{qn})] \quad (11)$$

式中, d_{pm}, d_{qn} 如图 2 所示。

由图 2 可以看出:

$$d_{pm}^2 = \frac{d_t^2}{4} + d_{om}^2 - d_t d_{om} \cos\varphi \quad (12)$$

$$\cos\varphi = \cos\alpha_{//} \cos\alpha_{\perp} \quad (13)$$

由于 $d \gg d_t, d \gg d_r, d \gg a, d \gg b$

$$\text{因此, } d_{pm} = d_{om} - \frac{d_t}{2} \cos\alpha_{//} \cos\alpha_{\perp} \quad (14)$$

$$\text{同理, } d_{qn} = d_{on} + \frac{d_r}{2} \cos\alpha_{//} \cos\alpha_{\perp} \quad (15)$$

$$\text{那么, } d_{pm} - d_{qn} = -d_t \cos\alpha_{//} \cos\alpha_{\perp} \quad (16)$$

假设散射分量和直射分量互不相关, 则两条链路 $h_{pm}(t)$ 与 $h_{qn}(t)$ 之间的空时相关函数有如下关系:

$$\begin{aligned} \rho_{pm, qn}(\tau) &= E[h_{pm}(t)h_{qn}^*(t+\tau)] / \sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}} \\ &= E[(h_{pm}^{DIF}(t) + h_{pm}^{LOS}(t))(h_{qn}^{DIF*}(t+\tau) + h_{qn}^{LOS*}(t+\tau))] / \sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}} \\ &= E[h_{pm}^{DIF}(t)h_{qn}^{DIF*}(t+\tau)] / \sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}} + E[h_{pm}^{LOS}(t)h_{qn}^{LOS*}(t+\tau)] / \sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}} \\ &= \rho_{pm, qn}^{DIF} + \rho_{pm, qn}^{LOS} \end{aligned} \quad (17)$$

自此完成了矿井巷道中散射分量和直射分量的空时相关函数的推导, 从矿井巷道环境中建模推导出的空时相关函数可以看出, 影响矩形巷道中 MIMO 链路相关性的因素主要有天线放置水平角、俯仰角、莱斯因子 K 、收发天线间距、收发端水平和俯仰角度分布概率密度函数, 具体有角度扩展、角度分布等。

3 仿真结果分析

自由空间的衰落信道链路之间相关系数受天线间距和角度扩展等参数的影响, 基于式(10)和式(12)对空时相关性的有关参数影响进行实验, 仿真中设定 MIMO 系统的标准配置, 参数选取文献[6]中的莱斯因子 $K_{pm} = K_{qn} = 0$, 发送端和接收端天线的间距分别取 2λ 和 λ , 仿真发送端天线的水平角和俯仰角与相关系数的关系如图 3 所示。

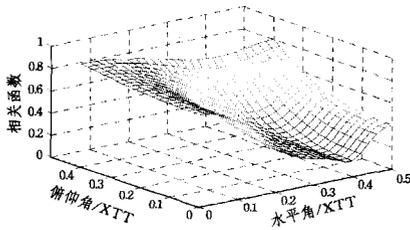


图 3 相关系数与水平角和俯仰角的关系

从图 3 可以看出, 天线的放置角度对相关系数的影响很大, 水平角放置约为 90° 、俯仰角放置为 0° 时, 相关系数最小, 与参考文献[4]的研究和文献[5]的测量结果一致。

图 4 示出发射端和接收端水平放置角度分别为 90° 和 30° 、俯仰角度放置都为 0° 时, 散射分量相关系数与收发天线间距的关系。从图中可以看出, 随着收发天线间距的增大, 相关系数逐渐变小, 当发送天线间距为 10λ 以上时, 相关系数趋于稳定值。所以在巷道环境中, 增大收发天线间距会使相关系数减小, 从而增大信道容量。

图 5 示出发射端和接收端水平放置角度分别为 30° 和 10° 、俯仰角度放置都为 0° 时, 散射分量相关系数与收发天线

间距的关系。与图 4 不同的是当收发天线间距达到 10λ 时, 相关系数仍然很大。可见, 在矿井中放置天线的水平角度和俯仰角度影响着相关系数随天线间距的变化。

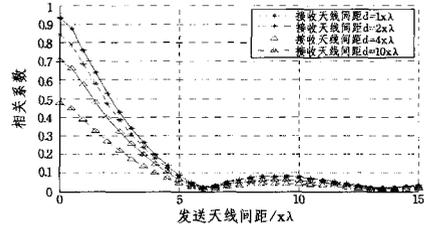


图 4 相关系数与收发天线间距的关系

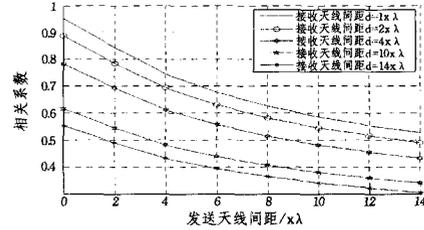


图 5 相关系数与收发天线间距的关系

分别取接收天线间距为 $d_r=0$ 和发送天线间距为 $d_t=0$, 用 $\rho_{pm, qn}$ 和 $\rho_{pm, pm}$ 分别表示发射端相关系数和接收端相关系数, 链路 $d_{pm, qn}$ 表示链路 d_{pm} 和 d_{qn} 即发射端两根天线与接收端天线 R_m 相连, 因此 $\rho_{pm, qn}$ 只与发射端有关而与接收端没有关系, 收端天线间距对其没有影响, $d_{pm, pm}$ 表示链路 d_{pm} 和 d_{pm} 即接收端两根天线与发射端 T_p 相连。图 6 和图 7 分别仿真散射分量相关系数 $\rho_{pm, qn}$ 与发送天线间距的关系和散射分量 $\rho_{pm, pm}$ 与接收天线间距之间的关系。从图 4 中可以看出, 发送天线间距达到 10λ 以上时, 相关系数趋于零。图 5 显示出相关系数与接收天线间距的关系不存在震荡, 当接收天线间距达到很大时, 相关系数仍然比较大。

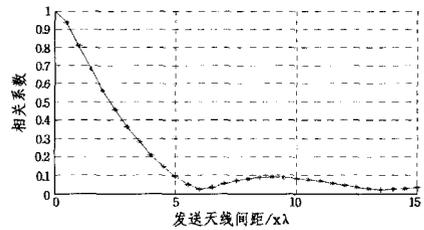


图 6 $\rho_{pm, qn}$ 随发送天线间距变化的曲线

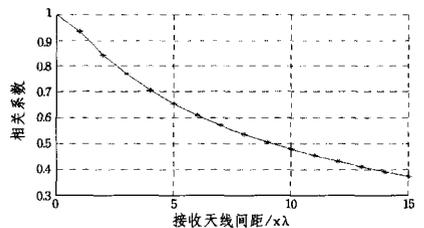


图 7 $\rho_{pm, pm}$ 随接收天线间距变化的曲线

通过以上的模型分析和仿真验证可以看出建立的模型的正确性。

结束语 本文依据电磁波在矿井巷道环境中的特点建立了 MIMO 信道的 GBDB 散射信道模型和直射信道模型, 推导了该模型的空时相关函数, 并且选用收发端水平角度功率谱作为拉普拉斯分布函数功率谱, 仿真了巷道环境下 MIMO 天

(下转第 111 页)

开始查找不确定位,其耗时与不确定位的位数正相关。当区间上限 b 增长到 64 和 128 时,由区间计算而得的不确定位位数增加,确定位个数减少,进而导致前两个步骤耗时减少,步骤 3 耗时增加,若前两步减少的时间大于步骤 3 增加的时间时,快速位运算算法耗时就会下降。

与之对应的是依次迭代法呈线性增长趋势。这是由依次迭代算法本身机制决定的。若设 python 中一次位运算所需时间为 t ,那么区间增长 Δx 个数值,依次迭代法的耗时就增长 $t \cdot \Delta x$ 。

以上是 $n=8$ 时的测试结果,对 n 取别的数值如 16、32 等进行测试,也有类似的结论,只是快速位运算算法的优势会更明显。图 5 即为 $n=16, a=1, b$ 从 2000 增长到 5000, $p=1895$ (同时存在非区间位和区间位)时,两个算法的耗时对比。可以看出,快速位运算算法耗时要远远小于依次迭代法。

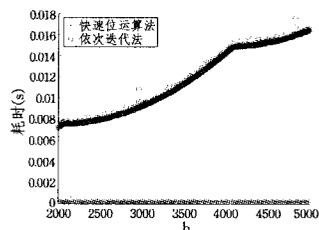
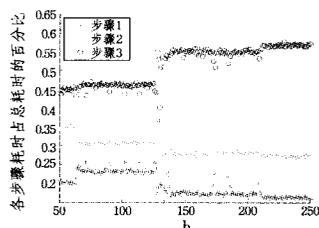


图 5 $n=16, p=1895$ 时快速位运算算法与依次迭代法的耗时

上述算法各步骤所耗时间各不相同,图 6 给出了 $n=8, p=6$ 时算法各步骤耗时占总耗时的百分比情况。



注:步骤 1 指变量不确定位形式的计算;步骤 2 指位运算;
步骤 3 指区间生成算法。

图 6 $n=8, p=6$ 时快速位运算算法各步骤耗时百分比

分析结果表明,区间生成算法(步骤 3)占据整个快速位

运算算法耗时中绝大部分。由算法可知,此步骤中耗时主要集中在对非区间位的处理上。对于连续多次位运算的情况,由于快速位运算算法中只有在变量使用不确定位形式并需要进行字节级运算时,才使用区间生成算法进行转化,因此快速位运算算法优势更加明显。

结束语 固件代码数据流分析时,正确高效地计算代码中字节级别与位级别的运算结果,是提高固件代码分析效率的重要方法之一。本文提出的针对使用区间表示的变量进行快速位运算的算法,在变量需要位运算的时候,将其转化为变量的不确定位形式后参与位运算,不确定位形式遇字节级运算时,使用区间生成算法将不确定位形式转化为区间。该算法在区间较大时的执行效率要高于依次迭代法。

参考文献

- [1] Brauer J, King A. Automatic Abstraction for Intervals using Boolean Formulae[C]//SAS, LNCS. Springer, 2010
- [2] Bergeron J, Debbabi M, Erhioi M M, et al. Static Analysis of Binary Code to Isolate Malicious Behaviors[C]//IEEE 8th International Workshops on Enabling Technologies: Infrastructure for Collaborative Enterprises, Palo Alto, California, IEEE Press, June 1999
- [3] Sankaranarayanan S, Ivancic F, Gupta A. Program Analysis Using Symbolic Ranges[C]//SAS. 2007
- [4] Cifuentes C, Fraboulet A. Interprocedural Data Flow Recovery of High-level Language Code from Assembly[R]. Technical Report 421, Department of Computer Science and Electrical Engineering, The University of Queensland, Dec. 1997
- [5] Kinder J, Zuleger F, Veith H. An Interpretation-Based Framework for Control Flow Reconstruction from Binaries[C]//VMCAI 2009. 2009; 214-228
- [6] Brauer J, Noll T, Schlich B. Interval Analysis of Microcontroller Code using Interpretation of Hardware and Software[C]//Proc. Proceedings of the 13th International Workshop on Software and Compilers for Embedded Systems (SCOPES 2010). ACM, 2010

(上接第 93 页)

线放置角度、收发天线间距、巷道长度、莱斯因子、角度扩展和平均达到角等对空间相关函数的具体影响。并且对仿真结果进行了具体分析。仿真结果表明,巷道环境中天线放置角度对相关系数的影响较大;天线间距取较大值时,才能得到较小的相关性;相关系数还要受到天线间距和巷道长度以及角度扩展等的影响,比地面的相关性更大。因此,在将 MIMO 系统应用于煤矿井巷中时,链路之间的空时相关特性不可忽略,但是在考虑相关性影响的同时,可以尽量减小系统的相关性。

参考文献

- [1] Chuang J, Sollenberger N. Beyond 3G wideband wireless data access based on OFDM and dynamic packet assignment [J]. IEEE Commun. Mag., 2000, 8(1): 735-749
- [2] Bölcskei H, Paulraj A J, et al. Fixed Broadband Wireless Access; State of the Art, Challenges, and Future Directions [J].

IEEE Commun. Mag., 2001, 6(2): 905-917

- [3] 杨正光,等. SC-FDE/mimo 技术在宽带无线接入系统中的应用研究[J]. 南京邮电学院学报, 2004, 9(1): 11-13
- [4] 朱近康. 无线信道的应用模型和估计[J]. 中兴通信技术期刊, 2003(s1): 33-35
- [5] Raleigh G G, Cioffi J M. Spatio-temporal coding for wireless communications [J]. Proc. IEEE 1996 Global Communications Conf., 1996, 6(1): 1809-1814
- [6] 刘刚,郭漪,葛建华. MIMO-OFDM 系统中的信道估计[J]. 华中科技大学学报:自然科学版, 2005, 9(1): 26-29
- [7] Hochwald B H B M. How Much Training is Needed in Multiple-Antenna Wireless Links[J]. 电子学报, 2001, 7(1): 16-22
- [8] 陈可,李野. EEMD 分解在电力系统故障信号检测中的应用[J]. 计算机仿真, 2010(03)
- [9] 孙增友,车成华,赵涛. 基于认知无线电的超宽带信号频谱检测的研究[J]. 重庆邮电大学学报:自然科学版, 2010, 22(4): 426-430