



·高功率微波技术·

适用于隧道环境的二元相控阵天线系统*

钟选明¹, 张东民¹, 廖成¹, 杜振¹, 熊洁²

(1. 西南交通大学 电磁场与微波技术研究所, 成都 610031; 2. 中铁二院工程集团有限责任公司, 成都 610031)

摘 要: 为了满足在隧道环境中实现高速率、高质量无线通信的迫切需求, 研究了适用于隧道环境的高增益天线, 提出了利用二元相控阵天线系统提高隧道内信号传输质量的新方法。相控阵天线系统由两个高增益天线单元及一个移相器组成, 通过移相器调整其中一个天线单元的相位, 使隧道内合成电场的最小值幅值达到最大, 提升信号的平均场强。仿真结果表明: 与单个天线发射信号相比, 在 3 000 m 隧道轴向传播范围内, 相控阵天线系统发射信号合成电场的最低电平最少提升了 19.6 dB; 与两个天线同时发射信号相比, 最低电平最少提升了 12.4 dB, 取得较好分集优化效果, 消除多径效应导致的深度衰落, 解决了隧道环境中存在的通信问题。

关键词: 天线; 相控阵; 高增益; 隧道; 无线通信

中图分类号: TN828.6

文献标志码: A doi: 10.11884/HPLPB202032.190423

Two-element phased array antenna system suitable for tunnel environment

Zhong Xuanming¹, Zhang Dongmin¹, Liao Cheng¹, Du Zhen¹, Xiong Jie²

(1. Electromagnetic Institute, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;

2. China Railway Eryuan Engineering Group CO. LTD, Chengdu 610031, China)

Abstract: To meet the urgent need of high-speed and high-quality wireless communication in tunnel environment, the high gain antenna suitable for tunnel environment is studied. A novel approach to improve the transmission quality of signals in tunnel by using two-element phased array antenna system is presented. The phased array antenna system consists of two high gain antennas and a phase shifter. By adjusting the phase of one antenna, the minimum amplitude of the superimposed electric field strength in the tunnel can be maximized, and the average electric field strength of the signals can be increased. The simulation results show that, compared with the signals transmitted by single antenna, the minimum amplitude of the superimposed electric field strength of the signals transmitted by phased array antenna system increases by 19.6 dB at least in the axial propagation range of 3 000 m tunnel, and at least a 12.4 dB augmentation of the minimum electric field strength compared with the signals transmitted by two antennas simultaneously; the system achieves better diversity optimization effect, eliminates the deep fading caused by multipath effect, and solves the communication problem in tunnel environment.

Key words: antenna; phased array antenna system; high gain; tunnel; wireless communication

近年来,我国轨道交通建设取得了空前发展。但由于我国地域辽阔、地形地貌复杂,且多山地、多丘陵,铁路隧道数量呈现出井喷式增长^[1]。与此同时,现代化铁路建设对沿线移动通信系统的稳定性、时效性提出了更高的要求。目前广泛应用的铁路专用通信网 GSM-R 及下一代铁路移动通信系统 LTE-R,均采用无线传输方式与列车进行实时通信与调度。可靠的无线通信是列车稳定、安全运行的重要保障。随着铁路业务的扩展,还需要及时、有效传输大量视频、图片信息。同时,移动互联网的普及与应用也对列车高速率、高质量的个人网络服务提出了新的要求,如视频通话、高速率下载等。目前工程应用中,铁路隧道普遍采用漏泄同轴电缆(LCX)实现无线通信。这种通信方式的系统性能受环境影响较大、极化单一且不适用于高频段,还存在安装、维护困难、造价高昂、易于偷盗等工程实际问题。因此,安装简单方便、造价低廉的分布式天线覆盖方案得到了广泛关注。

在部分采用天线方案的隧道中,较多地使用小面积的板状天线^[2],增益小,传输距离短,需要建立大量直放站,

* 收稿日期:2019-11-08; 修订日期:2020-01-17

基金项目:国家自然科学基金项目(61771407);铁二院横向项目(2018H00665)

作者简介:钟选明(1972—),男,博士,从事天线设计及微波成像研究;xm_zhong@163.com。

通信作者:张东民(1990—),男,博士研究生,从事天线设计及电磁兼容研究;zhangdongmin@my.swjtu.edu.cn。

投资增大。面积大的板状天线能提高增益,但安装于隧道内引起的风阻很大,易脱落,不安全,所以很少使用。有些学者提出在隧道内采用高增益的螺旋天线^[3],单个天线的信号传输距离远,适合于隧道内信号传输,但螺旋天线底盘太大,安装于隧道内也会引起较大的风阻,所以也很少使用。八木天线^[4]能够做到高增益,由于采用架状结构,横截面积小,也不会引起风阻,但天线反射单元与引向单元尺寸大,不适合安装于空间受限的隧道内。因此,现有的天线覆盖方案中,还未见适合于隧道环境的高增益天线。

同时,不同于一般的露天无线通信,电磁波在隧道环境中传播时,一方面,隧道壁的吸收、反射及粗糙散射对电磁波造成衰减和相移,通信质量下降;另一方面,隧道受限空间中不同路径的反射分量相互叠加,形成显著的多径效应,使信号出现快衰落现象^[4],严重影响接收端对信号的解调。隧道已成为影响铁路沿线无线通信质量的最大瓶颈。

为改善分布式天线系统的快衰落问题,通常采用天线空间分集技术。当天线置于合适的空间位置,满足特定的相位关系时,可以显著地提升深度衰落区的信号电平,增强接收端的整体信号强度。但在隧道环境中,由于空间狭窄,难以满足必须的空间位置要求;且隧道内电磁波的覆盖特性与隧道的几何形状、尺寸、走向以及隧道壁的电参数紧密相关,传统的依据场强满足某种特定的分布规律进行天线设置的分集方法,难以实现分集性能的最优化。此外,采用外场实测的方式则会面临测量参数过多而导致工作量太大,同样难以寻找匹配隧道结构的最优天线配置。本文针对隧道环境中电波传播的特殊性及在我国规模庞大的隧道中实现高速率、高质量无线通信的迫切需求,研究了适用于隧道环境的高增益天线,解决现有隧道天线信号传输短的问题;采用基于空间分集技术的优化方法,建立隧道电磁传播模型,研究适用于隧道的相控阵天线系统,解决现有隧道信号带来的深度衰落,具有重要的理论意义与应用价值。

1 隧道电磁仿真传播模型

目前用于隧道环境电磁建模的方法主要有模式匹配法^[5]、射线追踪法^[6]、抛物方程法^[7-8]及全波数值方法等。其中模式匹配法由麦克斯韦方程在特定的边界条件下推导而来,仅适用于少数形状规则简单的隧道环境;射线追踪法基于几何光学理论,在处理简单的隧道结构时非常有效,然而对于复杂隧道环境,计算过程相当繁琐;时域有限差分法、有限元法等全波方法,具有较高的计算精度和通用性,但处理超电大尺寸的隧道结构时,其计算量极其庞大;抛物方程(PE)由波动方程推导而来^[9-10],并采用步进迭代的方式进行求解,引入交替方向隐式差分技术(ADI)^[11-12]或分步傅里叶变换技术(SSFT)^[13-14]后,兼备精度和计算效率,非常适合用于建立隧道环境下的电波传播模型。

三维直角坐标系下, Helmholtz 波动方程为

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 n^2 \right) \psi(x, y, z) = 0 \quad (1)$$

式中: 标量 $\psi(x, y, z)$ 表示任意的电磁场分量; k_0 为自由空间的传播常数; n 为媒质的折射率。令波函数 $u(x, y, z) = \psi(x, y, z)e^{jk_0 x}$, 将其代入式(1), 因式分解后忽略电磁波的后向传播分量, 得到前向抛物方程^[11]

$$\frac{\partial u(x, y, z)}{\partial x} = -jk_0(1 - \sqrt{1+Q}) \quad (2)$$

其中 $Q = \frac{1}{k_0^2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) + n^2(x, z) - 1$ 。对 $\sqrt{1+Q}$ 进行一阶泰勒近似, 得到抛物方程标准形式^[11]

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \frac{1}{2jk_0} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) u \quad (3)$$

采用 Crank-Nicolson 差分格式对式(3)进行离散, 整理后得

$$\left(1 - \frac{r_y}{4jk_0} \delta_y - \frac{r_z}{4jk_0} \delta_z \right) u^{n+1} = \left(1 + \frac{r_y}{4jk_0} \delta_y + \frac{r_z}{4jk_0} \delta_z \right) u^n \quad (4)$$

其中

$$\begin{cases} r_y = \Delta x / \Delta y^2, r_z = \Delta x / \Delta z^2 \\ \delta_y = \frac{u_{m+1,l} - 2u_{m,l} + u_{m-1,l}}{u_{m,l}} \\ \delta_z = \frac{u_{m,l+1} - 2u_{m,l} + u_{m,l-1}}{u_{m,l}} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 分别为 x, y, z 三个方向的离散步长; m 是沿 y 方向的网格离散序号; l 是沿 z 方向的网格离散序号。在式(4)两边同时加入修正项

$$\left(1 - \frac{r_y}{4jk_0} \delta_y - \frac{r_z}{4jk_0} \delta_z + \frac{r_y r_z}{(4jk_0)^2} \delta_y \delta_z\right) u^{k+1} = \left(1 + \frac{r_y}{4jk_0} \delta_y + \frac{r_z}{4jk_0} \delta_z + \frac{r_y r_z}{(4jk_0)^2} \delta_y \delta_z\right) u^k$$

式中: k 为步进数。将上式整理后得

$$\left(1 - \frac{r_y}{4jk_0} \delta_y\right) \left(1 - \frac{r_z}{4jk_0} \delta_z\right) u^{k+1} = \left(1 + \frac{r_y}{4jk_0} \delta_y\right) \left(1 + \frac{r_z}{4jk_0} \delta_z\right) u^k \quad (6)$$

通过引入中间虚拟步进面并分解式(6), 可以得到标准抛物方程的 ADI 差分格式

$$\begin{aligned} \left(1 - \frac{r_y}{4jk_0} \delta_y\right) u^{k+1/2} &= \left(1 + \frac{r_z}{4jk_0} \delta_z\right) u^k \\ \left(1 - \frac{r_y}{4jk_0} \delta_y\right) u^{k+1/2} &= \left(1 + \frac{r_z}{4jk_0} \delta_z\right) u^k \\ \left(1 - \frac{r_z}{4jk_0} \delta_z\right) u^{k+1} &= \left(1 + \frac{r_y}{4jk_0} \delta_y\right) u^{k+1/2} \end{aligned} \quad (7)$$

式中: $k+1/2$ 表示第 k 与 $k+1$ 之间的虚拟步进面。给定辐射源信息及相应的边界条件后, 利用式(7)进行空间步进迭代求解, 则可以获得整个隧道内的场分布。

由于隧道壁存在介质损耗, 采用 Leontovich 阻抗边界条件(IBC), 边界上的电场 \mathbf{E} 与磁场 \mathbf{H} 满足如下关系

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = -Z[\mathbf{n} \times (\mathbf{n} \times \mathbf{H})] \quad (8)$$

式中: \mathbf{n} 为有耗介质表面的外法线单位向量; Z 是有耗介质的表面阻抗, $Z = \sqrt{\epsilon_{rc} - 1} / \epsilon_{rc}$, $\epsilon_{rc} = \epsilon_r - j\sigma_r$ 为复介电常数, σ_r 为相对电导率。

2 隧道天线设计

由于天线安装于隧道的入口处或隧道内, 安装空间有限, 且列车通过时存在风阻, 要求天线的横截面积尽量小。为了适应隧道的线状分布特性, 隧道天线必须具有高增益性, 减小波束宽度, 并能满足铁路通信的频段要求, 即工作于 900 MHz 频段(上行: 885~890 MHz; 下行: 930~935 MHz)。在综合考虑各种天线特性和优劣的基础上, 采用微带天线与八木天线相结合的方式来实现所需高增益天线。其中以微带天线作为天线的主辐射单元, 通过添加引向器优化天线的反射与辐射性能。微带天线采用类印刷偶极子天线, 中心同轴馈电, 采用非对称的结构以方便天线安装, 其天线正面结构如图 1(a)、背面结构与侧视如图 1(b)、背面立体结构如图 1(c)。

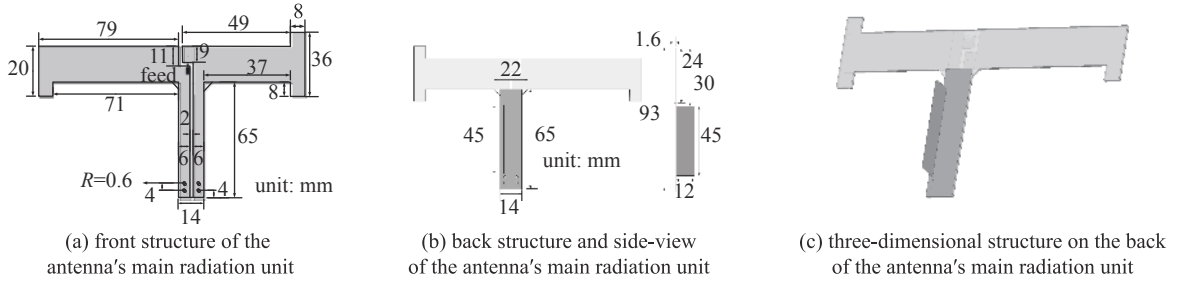


Fig. 1 Structure diagram of the antenna main radiation unit

图 1 天线主辐射单元结构示意图

为提高天线性能, 在天线两侧添加开路枝节, 以降低反射; 在天线下侧采用通孔连接正面和背面金属板, 形成短路结构, 以减小天线尺寸和调整天线谐振。为满足铁路通信线状分布的要求, 使天线的辐射能量向一个方向集中, 在天线引向器的另一端添加反射背板, 增加天线的定向性且提高天线增益; 通过固定杆添加引向器, 进一步提高天线增益。圆形金属反射背板由两个薄圆盘组成, 厚度均为 10 mm, 但外圆盘直径大于内圆盘直径, 以方便安装天线罩。选取介质基片材料的相对介电常数为 2.2, 损耗角正切为 0.000 9, 微带天线总体尺寸为 $150 \text{ mm} \times 93 \text{ mm} \times 1.6 \text{ mm}$ 。天线结构如图 2 所示, 天线背板半径为 120 mm, 天线总体尺寸为 $1152 \text{ mm} \times \phi 160 \text{ mm}$ 。其中天线添加的铝质引向器 15 根, 直径均为 6 mm, 但在长度和间距上有一定变化, 长度在 11~13.2 mm 之间, 间距在 6~8 mm 之间。天线的 S_{11} 曲线如图 3, 天线的 -10 dB 带宽为 737~990 MHz, 带宽达 253 MHz, 可完全覆盖 885~935 MHz 的通

信频段。天线的半功率波束宽度小于 38°, 前后比大于 24 dB, E 面平均波束宽度约为 35°, H 面平均波束宽度约 36°。天线在 -10 dB 频带内的最大增益值随频率的变化如图 4 所示, 在 $f=900$ MHz 处的最大增益为 15.89 dB, 在 $f=0.92$ GHz 时拥有频带内增益的最大值 16.1 dB, 天线在 -10 dB 工作频带内最大增益的平均值为 14 dB, 在 885~935 MHz 频带内最大增益的平均值为 16 dB。仿真结果说明该天线具有良好的定向辐射特性, 满足隧道环境通信天线高增益、窄波束的要求。

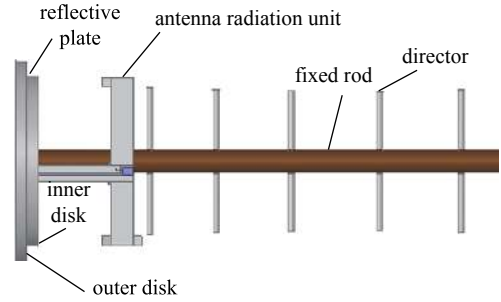


Fig. 2 Structural schematic diagram of microstrip Yagi antenna
图 2 微带八木天线结构示意图

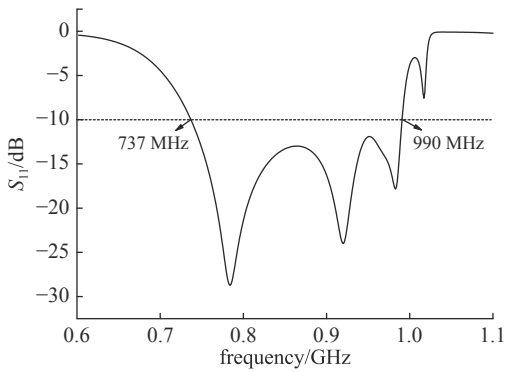


Fig. 3 Simulated S_{11} curve of microstrip Yagi antenna
图 3 微带八木天线 S_{11} 曲线图

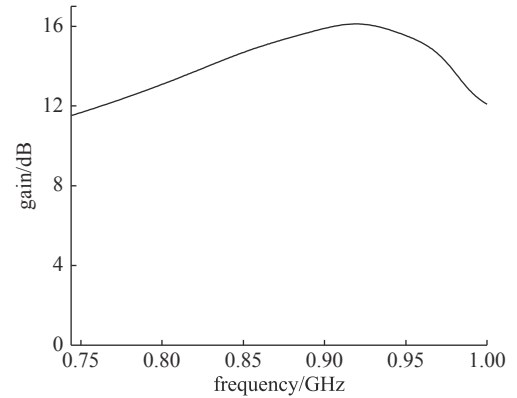


Fig. 4 Curve of microstrip Yagi antenna gain vs frequency
图 4 微带八木天线增益随频率变化曲线图

将天线顺着隧道轴方向牢靠安装于隧道内, 如图 5 所示。由于天线横截面直径不大于 160 mm, 占用横向空间少, 引起的风阻小; 增益达到 16 dBi, 方向性好, 信号传输距离远。通过仿真计算获取天线的远场方向图, 再进行远场转换, 得到辐射源口径场, 将其作为抛物方程计算的初始场。

3 相控阵天线系统设计与优化

电磁波在隧道内传播时, 天线辐射激起的高次模以较快的速度衰减, 远场区的贡献主要来自于低次模和主模。多径效应使得远场区场量随传播距离呈现出震荡性变化, 即场强波峰、波谷交错分布。因此, 空间分集的直观思路就是将两副以上的天线置于不同的位置, 使得接收点合成电场的最小值幅值达到最大。考虑隧道的特殊环境及工程实现, 只能采用简化方案: 选取两副天线——天线 1 与天线 2, 分别安装于隧道横截面上靠近隧道顶壁、高度相同且左右对称的位置处, 如图 6 所示。由于位置固定, 不能通过调整位置达到空间分集的效果, 但可通过调整天线的相位达到相同的目的。固定天线 1 的相位, 通过不断调整天线 2 的相位, 使距离天线安装位置 d 米以外沿传播轴向(列车行进方向)远场观察区内合成电场的最小值幅值最大, 距离 d 按下式确定

$$d = \text{Max}\left(\frac{W^2}{\lambda}, \frac{H^2}{\lambda}\right) \quad (9)$$

式中: W 和 H 分别为隧道的最大宽度和高度; λ 为波长。隧道内沿传播轴向距天线安装位置不足 d 米的区域, 其电场的分布特性与非隧道环境相同。

为了优化天线 2 的相位, 建立如图 7 所示的相位优化流程图。根据流程图, 首先, 建立电波传播数值仿真计算模型; 然后, 计算安装隧道内两副八木天线的远场方向图, 将其进行远近场变换, 得到辐射源口径场, 作为抛物方程电磁仿真的初始场; 根据电波传播数值仿真模型, 计算隧道内电磁场的分布, 得到远场观察区内合成电场的最小值幅值。调整天线 2 的相位, 再次计算天线的远场方向图, 再次根据电波传播数值仿真模型, 计算隧道内电磁场的分布及远场观察区内合成电场的最小幅值。多次调整天线 2 的相位, 使远场观察区内合成电场的最小幅值最大, 此时天线 2 的相位, 即为最优相位。

图 6 是铁路单洞双轨隧道横截面示意图, 隧道高为 9.65 m, 宽为 14.77 m, 隧道壁相对介电常数为 6.8, 电导率为 0.034 S/m。辐射源采用本文设计的两副相同的高增益八木天线。安装于距地面 6.6 m、距隧道中心线 4.88 m 左右

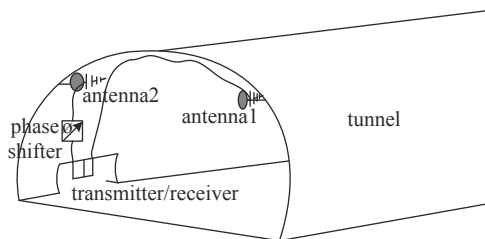
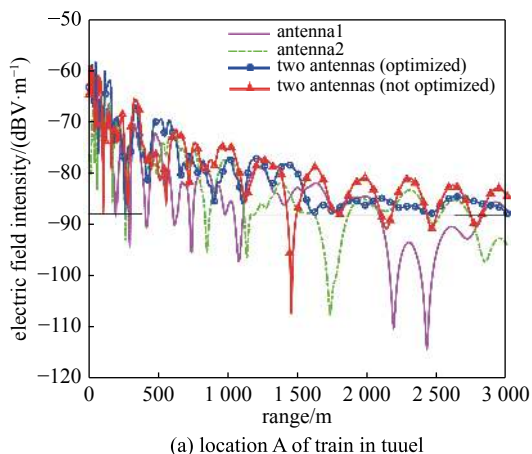


Fig. 5 Composition and installation diagram of phased array antenna system

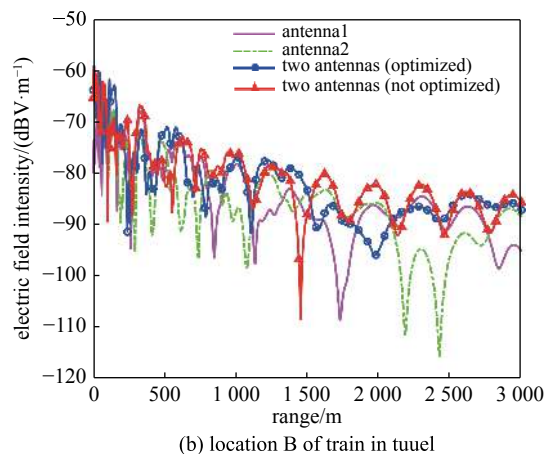
图5 相控阵天线系统组成与安装示意图

对称的位置处, 两天线之间的距离为 4.88×2 m, 图中 A, B 为列车接收天线所在的位置, 也是待优化位置。相控阵天线系统由两副高增益的八木天线及一台移相器组成, 系统组成与安装示意如图 5 所示。

由电波传播数值仿真计算模型计算出整个隧道内的场分布, 如图 8 所示, 分别为天线 1 单独发信号、天线 2 单独发信号、两个天线同时发射信号但未经过优化、两个天线同时发射信号且经过优化后的隧道内电场分布对比曲线图, 当天线 2 的移相器调整相位至 153° 时, 得到隧道内的最佳电场分布。对于位置 A, 相较于天线 1 与天线 2 单独发射信号, 在 3 000 m 轴向传播范围内, 平均电平提升了 5.6 dB, 最低电平提升了 27 dB; 相较于两个天线同时发射信号但未经过优化处理, 平均电平提升了 1.4 dB, 最低电平提升了 20 dB。对于 B 位置, 相较于天线 1 与天线 2 单独发射信号, 在 3 000 m 轴向传播范围内, 平均电平提升了 4.4 dB, 最低电平提升了 19.6 dB; 相较于两个天线同时发射信号但未经过优化处理, 最低电平提升了 12.4 dB, 取得最佳优化效果。



(a) location A of train in tuuel



(b) location B of train in tuuel

Fig. 8 Electric field intensity distribution at locations A and B of train in tunnel

图8 隧道内列车所在位置 A 与 B 处的电场强度分布图

4 结 论

本文针对隧道环境中电波传播的特殊性及在我国规模庞大的隧道中实现高速率、高质量无线通信的迫切需求, 研究了适用于隧道的高增益天线, 天线增益达到 16 dBi, 方向性好, 信号传输距离远, 解决现有隧道天线信号传输距离短、直放站设置多、投资大、维护困难等问题; 天线横截面直径不大于 160 mm, 占用横向空间少, 引起的风阻小, 不会脱落, 解决现有天线占用横向空间大, 导致风阻大, 容易发生的安全问题。由于多径效应, 隧道信号在传输过程产生深度衰落, 本文提出了利用相控阵天线系统提高隧道内信号传输质量的新方法。相控阵天线系统由两个高增益天线单元及一个移相器组成, 通过建立隧道电磁仿真传播模型, 利用移相器调整其中一个天线单元的相位, 采用优化方法, 使隧道内合成电场的最小值幅值达到最大, 从而消除深度衰落, 提升信号的平均场强, 获得与隧道结构相匹配的最优分集性能, 显著提升了隧道内无线通信质量。

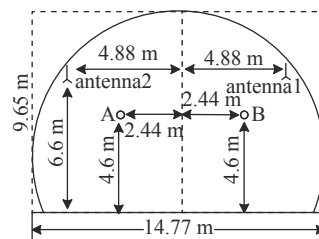


Fig. 6 Cross section diagram of railway single-hole and double-track tunnel

图6 铁路单洞双轨隧道横截面示意图

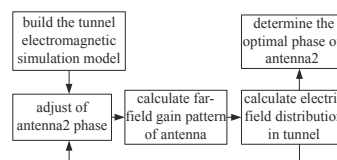


Fig. 7 Phase optimized flow chart based on the tunnel environment electromagnetic simulation model

图7 基于隧道环境电磁仿真模型的相位优化流程图

参考文献:

- [1] 洪开荣. 我国隧道及地下工程近两年的发展与展望[J]. *隧道建设*, 2017, 37(2): 123-134. (Hong Kairong. Development and prospects of tunnels and underground works in China in recent two years[J]. *Tunnels Construction*, 2017, 37(2): 123-134)
- [2] 杨新, 尤扬, 张代飞, 等. 浅析移动通信隧道覆盖方案与共建共享[J]. *邮电设计技术*, 2014, 10: 58-64. (Yang Xin, You Yang, Zhang Daifei, et al. Analysis of wireless communication coverage issues and co-construction model of tunnels[J]. *Designing Techniques of Posts and Telecommunications*, 2014, 10: 58-64)
- [3] 张昕, 杨晓冬, 郭黎利, 等. 隧道中泄漏同轴电缆和螺旋天线辐射场的比较[J]. *系统工程与电子技术*, 2008, 30(5): 973-976. (Zhang Xin, Yang Xiaodong, Guo Lili, et al. Comparison of the radiated field between leaky coaxial cable and spiral antenna in the blind zone[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2008, 30(5): 973-976)
- [4] 曹思聪. 受限空间中的新型天线设计及其电波覆盖特性的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2016. (Cao Sicong. Design of the novel antennas for confined spaces and research on the characteristics of radio wave coverage[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2016)
- [5] Mahmoud S F. Wireless transmission in tunnels with non-circular cross section[J]. *IEEE Trans Antennas Propag*, 2010, 58(2): 613-616.
- [6] Zhou C. Ray tracing and modal methods for modeling radio propagation in tunnels with rough wall[J]. *IEEE Trans Antennas Propag*, 2017, 65(5): 2624-2634.
- [7] Popov A V, Zh u N. Modeling radio wave propagation in tunnels with a vectorial parabolic equation[J]. *IEEE Trans Antennas Propag*, 2000, 48(9): 1403-1412.
- [8] 张东民, 廖成, 张青洪. 基于分形的粗糙海面三维抛物方程模型及其应用[J]. *电波科学学报*, 2016, 31(5): 870-876. (Zhang Dongmin, Liao Cheng, Zhang Qinghong. Three-dimensional parabolic equation model for rough sea surface based on fractal method and its application[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2016, 31(5): 870-876)
- [9] Zhang P, Bai L, Wu Z, et al. Applying the parabolic equation to tropospheric groundwave propagation: A review of recent achievements and significant milestones[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2016, 58(3): 31-44.
- [10] Zhang X, Sarris C. A Gaussian beam approximation approach for embedding antennas into vector parabolic equation based wireless channel propagation models[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, 65(3): 1301-1310.
- [11] Marrtelly R, Janaswamy R. An ADI-PE approach for modeling radio transmission loss in tunnels[J]. *IEEE Trans Antennas Propag*, 2009, 57(6): 1759-1769.
- [12] Boglaev I. Monotone iterative ADI method for semilinear parabolic problems[J]. *BIT Numerical Mathematics*, 2015, 55(3): 647-676.
- [13] Hardin R H, Tappert F D. Application of the split-step Fourier method to the numerical solution of nonlinear and variable coefficient wave equation[J]. *Siam Rev*, 1973, 15: 423-429.
- [14] Aslan M, Smith K B. Modal analysis of split-step Fourier parabolic equation solutions in the presence of rough surface scattering[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2017, 142(4): 2496-2497.