

## 煤矿机电与智能化

## 智能化采煤机总线电磁干扰模型建立及布线工艺优化

魏东<sup>1</sup>, 王忠宾<sup>1</sup>, 赵亦辉<sup>2</sup>, 李凤麟<sup>1</sup>, 赵友军<sup>2</sup>, 司垒<sup>1</sup>, 李福涛<sup>1</sup>

(1. 中国矿业大学 机电工程学院, 江苏 徐州 221116; 2. 西安煤矿机械有限公司, 陕西 西安 710200)

**摘要:** 智能化采煤机是煤矿综采工作面的关键装备。受智能化采煤机隔爆电控箱内部空间限制, 其内部电子电气器件、变频器动力电缆和总线存在混合布线情况, 所形成的电磁干扰严重影响了采煤机总线通讯的稳定性和可靠性。随着装机功率持续增加和采煤机智能化需求越来越高, 智能化采煤机电气及控制系统总线面临的电磁干扰愈发严峻。目前采煤机电控箱内布线工艺主要以经验为主, 缺乏针对智能化采煤机电控箱内电磁环境的有效仿真手段和电控箱内线场传输耦合模型的研究, 尚不能为智能化采煤机控制系统总线抗干扰能力提升提供技术支撑。因此, 如何有效抑制电磁干扰并优化布线工艺, 提升总线通信的稳定性, 已经成为智能化采煤机亟待解决的重要问题。针对智能化采煤机总线抗干扰技术的需求, 建立了智能化采煤机电控箱内动力线缆辐射干扰模型, 提出了输出动力线缆电磁辐射快速估计方法, 分析了变频器输出动力线缆所产生的电磁辐射受开关频率、输出电压及启动状态的影响; 建立了基于双导体传输线的采煤机 CAN 总线串扰特性分析模型, 提出了基于串扰影响因子的采煤机 CAN 总线串扰估计方法, 研究了总线受串扰影响程度与布线距离、线缆类型及距地高度等的关系。基于上述理论分析设计了智能化采煤机电控箱总线抗干扰优化布线工艺, 研发了采煤机总线抗干扰测试可视系统。为了验证所提采煤机布线工艺优化方法的可行性, 设计并开展了电控箱布线优化前后的总线干扰测试实验, 结果表明: 优化前后 CAN 总线数据帧波形的偏差程度分别为 0.149 3 和 0.030 5, 受扰率分别为 56.07% 和 35.33%。

**关键词:** 智能化采煤机; 总线抗干扰; 线缆电磁辐射; 总线串扰; 布线优化

中图分类号: TD67 文献标志码: A 文章编号: 0253-9993(2024)06-2905-19

## Establishment of intelligent shearer bus electromagnetic interference model and wiring process optimization

WEI Dong<sup>1</sup>, WANG Zhongbin<sup>1</sup>, ZHAO Yihui<sup>2</sup>, LI Fenglin<sup>1</sup>, ZHAO Youjun<sup>2</sup>, SI Lei<sup>1</sup>, LI Futao<sup>1</sup>

(1. School of Mechatronic Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China; 2. Xi'an Coal Mine Machinery Company, Xi'an 710200, China)

**Abstract:** Intelligent shearer is a key equipment for a fully mechanized coal mine working face. For intelligent shearers, due to the internal space limitation of flameproof electric control box, there are usually mixed wiring situations with the cables of internal electronic and electrical components, inverter power, communication bus, etc., which seriously affects the stability and reliability of shearer bus by electromagnetic interference. As the installed power continues to increase and the shearer's intelligent demand becomes higher, the electromagnetic interference of the intelligent shearer's electronic and electrical control system bus becomes more severe. At present, the wiring process in the shearer's electrical control box is

收稿日期: 2023-05-27 修回日期: 2023-11-06 责任编辑: 郭晓炜 DOI: 10.13225/j.cnki.jccs.2023.0666

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52174152); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2022QN1043)

作者简介: 魏东(1992—), 男, 辽宁阜新人, 讲师, 博士研究生。Tel: 0516-83590777, E-mail: weidongcmee@cumt.edu.cn

通讯作者: 王忠宾(1972—), 男, 江苏徐州人, 教授, 博士研究生。Tel: 0516-83590798, E-mail: wzbcmee@163.com

引用格式: 魏东, 王忠宾, 赵亦辉, 等. 智能化采煤机总线电磁干扰模型建立及布线工艺优化[J]. 煤炭学报, 2024, 49(6): 2905-2923.

WEI Dong, WANG Zhongbin, ZHAO Yihui, et al. Establishment of intelligent shearer bus electromagnetic interference model and wiring process optimization[J]. Journal of China Coal Society, 2024, 49(6): 2905-2923.



移动阅读

mainly based on experience. There are still no effective estimation means for the electromagnetic environment and the research is limited on the coupling model of line field transmission in the shearer's electrical control box, causing that it cannot provide technical support for improving the bus anti-interference ability of intelligent shearer control system. Therefore, to inhibit electromagnetic interference effectively and optimize the wiring process for improving the stability of bus communication has become an important problem to be solved urgently for intelligent shearer. According to the requirements of anti-interference technology of intelligent shearer bus, the radiation interference model of the power cable in the control box of intelligent shearer is established, and the rapid estimation method of the output-power-cable electromagnetic radiation is proposed. Furthermore, the electromagnetic radiation of the output power cable of the frequency converter is analyzed, which is influenced by switching frequency, output voltage, and starting state. Then, the analysis model of the shearer CAN bus crosstalk characteristics based on the double conductor transmission line is established, the crosstalk estimation method of the shearer CAN bus based on the crosstalk influence factor is proposed, and the relationship between the crosstalk effect of bus and wiring distance, cable type, height from the ground, and other factors is studied. Based on the analysis mentioned above, a bus anti-interference optimization wiring process and a shearer bus anti-interference test visual system are developed for an intelligent shearer electric control box. To verify the feasibility of the proposed method, the bus interference test experiments are designed and carried out before and after the wiring optimization of the electric control box. The results show that the deviation degree of the CAN bus data frame waveform before and after the optimization is 0.149 3 and 0.030 5, respectively, and the disturbance rate before and after optimization is 56.07% and 35.33%, respectively.

**Key words:** intelligent shearer; bus anti-interference; cable electromagnetic radiation; bus crosstalk; arrangement of wire.

煤炭是我国重要的基础能源和原料,是保障我国能源安全供应的“压舱石”和“稳定器”,为国民经济的不断发展起到重要作用<sup>[1]</sup>。2020年,国家发展改革委、国家能源局等八部委共同印发的《关于加快煤矿智能化发展的指导意见》表明,实现智能化煤矿和智能化开采是我国煤炭企业未来的发展方向<sup>[2]</sup>。智能化采煤机是综采工作面智能化系统的核心,其最重要的特征是在工业控制网络与总线基础上实现采煤机的智能操作<sup>[3]</sup>。因此,智能化采煤机控制系统的可靠性直接影响智能化系统的综合性能。目前,智能化采煤机控制系统的信息交换多采用以CAN总线通讯为主,多种方式(包括PROFIBUS-DP和以太网等)混合的总线架构,以连接控制器、执行器以及多种智能化模块。由于智能化采煤机电控箱的防爆结构特点,腔体内空间有限,通讯总线、主从牵引变频器、牵引电机与截割电机驱动电缆等需要在电控箱内混合布线,目前仅变频器输入端加装前置滤波器而未在其输出端加装滤波器,导致牵引变频器经动力线缆输出的PWM波及逆变电路等产生的高次谐波在采煤机封闭腔体内产生的电磁干扰。该干扰已成为引起采煤机总线通信故障的主要因素,造成智能化采煤机控制系统不稳定,一旦CAN总线受到电磁干扰导致失效,就会造成部分控制分站的通信性能下降甚至是脱机,进而造成控制总线上所有分站失效,导致采煤机失控,极易引起事故发生造成人员伤亡及财产损失。因此,亟须对总线受扰因素及影响方式进行研究,分析设计智能

化采煤机电气系统科学合理的布线工艺优化方案,以满足智能化采煤机对可靠性和稳定性的要求。

分析电控箱内电磁干扰源,建立变频电磁场CAN传输线耦合模型,探明总线电磁干扰变化规律,是实现智能化采煤机总线串扰预测及布线工艺优化的重要前提。国内外学者在此领域做了大量研究,并取得较为丰硕的成果。SOLAK等<sup>[4]</sup>分析了电缆长度等因素对串扰强度的影响规律。GUNAWARDANA M等<sup>[5]</sup>提出了一种基于色散、频率依赖、非均匀的电磁散射多导体模型(DSFTL模型),分析了典型电力线路故障和断路器操作对其他线路与故障线路交叉的影响。MENG X等<sup>[6]</sup>提出了一种基于J型电磁求解器时域有限差分法(JEMS-FDTD)编码的带有结点的倾斜定向多线电缆的时域线场耦合模型。叶志红等<sup>[7]</sup>基于时域有限差分方法和传输线方程,结合诺顿定理提出了一种时域混合算法,实现了空间电磁场辐射与贯通导线瞬态响应的同步计算。为有效解决CAN总线电磁干扰问题,国内外研发团队针对CAN总线滤波及隔离保护电路进行研究。WEY C L等<sup>[8]</sup>比较了光电耦合器和数字隔离器两种不同的电流隔离器对基于CAN总线电池管理系统抗电磁干扰的影响。ZHANG<sup>[9]</sup>设计了一种基于消除系统传导噪声的滤波电路,有效地消除了传导干扰,保证了CAN总线的稳定传输。在通讯线缆布线优化方面,国内外相关研究也已开展十余年,由于涉及产品内部结构及产权专利限制,到目前为止,关于这方面的公开文献较少。Mentor Graphic

公司的 CHS(Capital Harness system) 系列软件支持在其平台上完成系统级的逻辑电路的开发, 完成的电路设计可以和 CATIA 等三维机械软件进行交互, 支持将三维拓扑结构展平成二维图纸, 提供工艺设计支持, 能够输出生产制造需要的接线表、配置文件、物料清单等各种数据和报告<sup>[10]</sup>。空中客车公司的 ZHU 等<sup>[11]</sup>将电缆布置规则导入到 KBE(Knowledge Based Engineer) 库, 并通过 A\*算法, 电缆自动绕开障碍, 寻找耗能最小路径, 实现了空客 A380 的单根电缆自动布线。许艺馨<sup>[12]</sup>对 CRH380B 型动车组布线进行研究, 从前期设计、中期工艺实施、后期生产规划的过程分析, 依靠经济管理学的精益和 IE 等方法, 解决在动车组实际生产中发生的生产过剩浪费、人员等待浪费等问题。

尽管国内外学者对采煤机总线抗干扰技术进行了大量的研究工作, 但仍然存在一些问题: ① 智能化采煤机隔爆电控箱内的电子电气部件、变频器动力电缆和 CAN 总线需要混合布线, 缺乏针对智能化采煤机电控箱内复杂电磁环境的有效仿真手段和电控箱内线场传输耦合模型的研究, 尚不能为智能化采煤机控制系统总线抗干扰能力提供技术支撑; ② 随着装机功率持续增加和采煤机智能化需求越来越高, 智能化采煤机电气及控制系统总线面临的电磁干扰愈发严峻, 采煤机电控箱内布线工艺主要以经验为主, 国内缺乏基于电控箱内电磁干扰分布的布线工艺。

为了打破国外对高端采煤机市场的垄断, 提升国产化智能化采煤机的行业竞争力, 针对采煤机总线的抗干扰能力这一关键问题, 笔者建立了采煤机电控箱内变频器输出动力线缆的电磁辐射干扰及总线串扰预测模型, 设计了智能化采煤机电控箱总线抗干扰优化布线工艺, 研发了采煤机总线抗干扰测试可视化系统, 并搭建干扰测试实验台, 通过对比测试实验验证了布线优化工艺的有效性。

## 1 输出动力线缆辐射干扰建模与分析

### 1.1 输出动力线缆辐射干扰产生机理分析

辐射干扰<sup>[13]</sup>是指设备产生的电磁波通过空间传播, 并对其他设备电路产生无用电压/电流的一种干扰方式。智能化采煤机变频器输出的 PWM 波形是通过变频器内部整流、逆变电路之后输出的波形。变频器内部逆变器的电力电子器件在极短的时间里进行接通和关断, 会产生跳变的电压和电流, 因此 PWM 信号除了含有驱动电机的基波外, 还含有大量高次谐波。由于采煤机腔体内部空间限制, 变频器输出端无法加装滤波器, 高次谐波经动力线缆的电流回路对周围设备及总线产生辐射干扰, 进而影响其他电气控制系统

的正常工作。根据干扰源、耦合路径和敏感元件干扰三要素对其进行分析, 变频器的输出动力线缆为干扰源, 通信总线为敏感源, 如图 1 所示。



图 1 变频器输出动力线缆辐射干扰路径

Fig.1 Radiated interference path of inverter output cable

随着变频器内部开关频率提高, 所要注意的辐射干扰频段则越来越宽; 另外, 大功率牵引电机使系统工作电压幅值变高, 干扰源线缆内的电压幅值也会随之增高。在这些因素的同时作用下, 变频器输出动力线缆就如拥有“天线”效应一样辐射到采煤机腔体内部空间, 该空间即为干扰三要素中的耦合路径, 带来宽频带和高幅值干扰, 使变频器输出动力线缆辐射干扰问题愈加严重。

变频器出线输出 PWM 信号辐射干扰由差模干扰和共模干扰组成。其中, 差模干扰为真实工作的有用信号在往返传输过程中所不期望形成的电位差。由于电源的正极为开关器件供电, 开关器件迅速接通断开所产生的干扰会从逆变器溢出, 再经过器件周边的寄生参数以及交流侧三相输出线缆中的一根抵达电机处之后, 沿着系统的分布参数由另一根三相线缆返回到电源的负极以此形成了差模干扰回路, 故差模辐射干扰是变频器输出三相动力线缆的任意两相间, 在其工作期间所输出的较大电流在两根线缆中形成的环路, 相当于环路天线向外发射电磁场, 将其等效成电流环模型进行分析, 如图 2 所示。

将一个半径为  $a$  且电流导通为  $I$  的导线环置于坐标系的原点, 等效成电流环模型, 通过电流环模型分

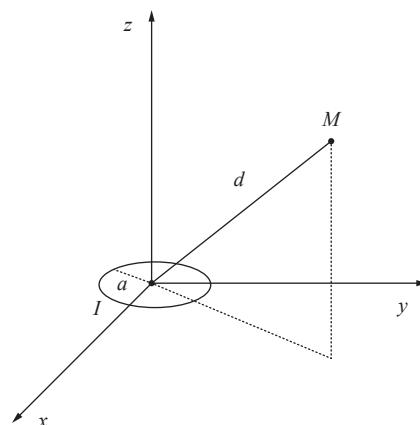


图 2 电流环天线模型

Fig.2 Current loop antenna model

析法,计算得到该导通电流环模型位于自由空间内距离为  $d$  的点  $M$  处的辐射场强。因此,获得导通线束中的干扰电流和差模环路的面积之后,即可对线缆的辐射电场  $E$  计算得到

$$E = 2.63 \times 10^{-14} I A f^2 / d \quad (1)$$

式中,  $I$  为环路的干扰电流,  $A$ ;  $f$  为差模干扰电流的频率, Hz;  $A$  为所形成的差模干扰环路面积,  $m^2$ ;  $d$  为自由空间中的任一点到天线的距离。

而共模干扰为导体跟参考大地两者间所产生的不期望出现的电位差<sup>[14]</sup>。变频器中的逆变器开关器件所产生的干扰从输出三相动力线缆通过后到达电机,再通过电机跟参考大地之间的寄生电容形成了一个回路。在此共模干扰回路中变频器输出三相动力线缆就如“天线”一般,向着周围空间辐射。而在智能化采煤机电控箱内的通信总线作为敏感设备将会遭受从变频器输出三相动力线缆外泄出的电磁辐射干扰。共模回路所产生的电磁辐射干扰可以按照单极子天线模型进行分析计算,如图 3 所示。

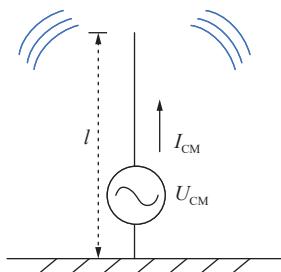


图 3 单极子天线模型

Fig.3 Monopole antenna model

该模型由共模回路的电压源馈电,设天线的长度为  $l$ ,通过的共模干扰电流为  $I_{CM}$ ,采煤机变频器输出动力线缆回路共模电压为  $U_{CM}$ ,则共模辐射干扰的电场强度  $E_g$  为

$$E_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} I_{CM} l f \sin \theta}{d} \quad (2)$$

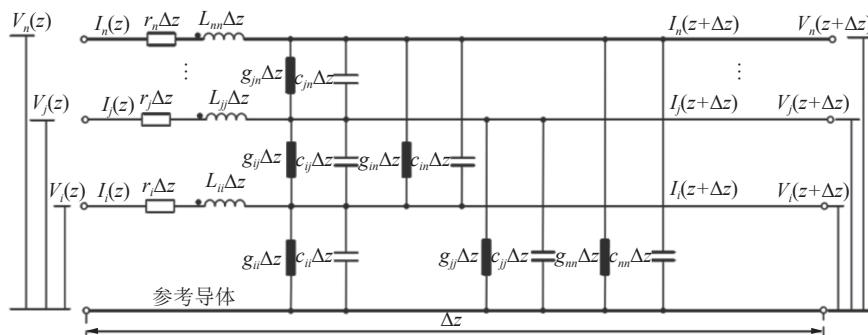


图 4 线缆的传输线模型

Fig.4 Cable transmission line model

式中,  $\theta$  为天线的辐射角度,当发射角度为 90°时辐射强度最大,进一步简化为

$$E_g = \frac{1.26 \times 10^{-6} I_{CM} l f}{d} \quad (3)$$

为比较差模干扰和共模干扰的强度,假设辐射场强  $E_g$  相等,可得

$$\frac{I_{CM}}{I_{DM}} = 2.09 \times 10^{-8} \frac{f A}{l} \quad (4)$$

式中,  $I_{DM}$  为采煤机变频器输出动力线缆回路差模电流。

此外,由于差模回路当中不同线缆之间的距离和共模回路当中线缆跟参考地之间的距离相比要短很多,差模干扰的辐射回路面积较共模干扰的辐射回路面积也要小很多,且差模回路在导线中流通大小相等而方向却相反的电流,在相邻两根平行线缆间所产生的辐射场会部分抵消。经分析可得若 2 者产生相等的辐射强度,差模电流需要高出共模电流至少 2 个数量级,因此,在同一干扰源的情况下,共模回路是影响电磁兼容性能的重要因素,差模辐射干扰相较于共模辐射干扰可以忽略不计。

## 1.2 输出动力线缆电磁辐射解算模型建立

为进一步探讨智能化采煤机变频器输出动力电缆共模辐射干扰问题,分析其辐射机理,需要针对变频器输出动力线缆辐射电场进一步研究并提出快速计算方法。

### 1.2.1 “3+1”根线缆频域传输线模型的建立

“3+1”根线缆频域传输模型如图 4 所示,其中,  $L$  为电感;  $c$  为电容;  $r$  为电阻;  $g$  为电导;  $\Delta z$  为线缆单位长度;  $I_j(z)$  为第  $j$  根线缆的电流,线缆上的电压都是与参考线缆之间,如  $V_j(z)$  表示为第  $j$  根线缆与参考线缆彼此之间的电压。每一根线缆自身都具有在单位长度  $\Delta z$  的电感和电容,以第  $j$  根线缆为例,可表示为  $L_{jj}$  和  $c_{jj}$ 。线缆两两之间亦会产生电感和电容,以第  $j$  根线缆与第  $i$  根线缆之间为例,记为  $L_{ji}$  和  $c_{ji}$ ,  $g_{ij}$  为线缆

*i* 和 *j* 之间产生的电导。

用来表示线缆的电流和电压的传输线频域方程为

$$\frac{d\hat{\mathbf{V}}(z)}{dz} = -\hat{\mathbf{Z}}\hat{\mathbf{I}}(z) \quad (5)$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{I}}(z)}{dz} = -\hat{\mathbf{Y}}\hat{\mathbf{V}}(z) \quad (6)$$

其中,  $\hat{\mathbf{I}}(z)$ 、 $\hat{\mathbf{V}}(z)$ 、 $\hat{\mathbf{Y}}(z)$  和  $\hat{\mathbf{Z}}(z)$  分别为在 *z* 处电流矩阵、电压矩阵、线缆单位长度的导纳和阻抗, 在忽略损耗的情况下可表示为

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{I}}(z) = [I_1(z), I_2(z), \dots, I_n(z)]^T \\ \hat{\mathbf{V}}(z) = [V_1(z), V_2(z), \dots, V_n(z)]^T \\ \hat{\mathbf{Y}}(z) = k\omega\hat{\mathbf{C}}(z) \\ \hat{\mathbf{Z}}(z) = k\omega\hat{\mathbf{L}}(z) \end{cases} \quad (7)$$

式中, *k* 为虚数单位;  $\omega$  为角频率,  $\hat{\mathbf{L}}(z)$  为线缆单位长度电感矩阵;  $\hat{\mathbf{C}}(z)$  为线缆单位长度电容矩阵, 即

$$\hat{\mathbf{L}}(z) = \begin{bmatrix} L_{11}(z) & L_{12}(z) & \cdots & L_{1n}(z) \\ L_{12}(z) & L_{22}(z) & \cdots & L_{2n}(z) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ L_{1n}(z) & L_{2n}(z) & \cdots & L_{nn}(z) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{C}}(z) = \begin{bmatrix} c_{11}(z) & c_{12}(z) & \cdots & c_{1n}(z) \\ c_{12}(z) & c_{22}(z) & \cdots & c_{2n}(z) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{1n}(z) & c_{2n}(z) & \cdots & c_{nn}(z) \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, 电感矩阵  $\hat{\mathbf{L}}(z)$  和电容矩阵  $\hat{\mathbf{C}}(z)$  对角线上的参数为线缆本身的自电感及自电容, 而对角线以外的其他参数表示为不同线缆之间的互电感及互电容。为计算这些分布参数, 需对线缆的截面结构进行分析, 如图 5 所示, *i*、*j*、*n* 为 3 根导线的序号。

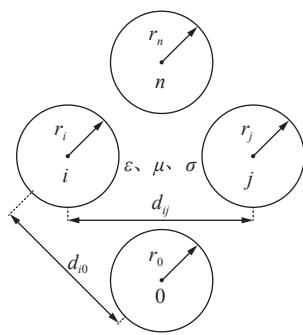


图 5 导体线缆单位长度电感计算模型

Fig.5 Calculation model of inductance per unit length of conductor cable

在“3+1”根线缆频域传输模型中,  $\sigma$ 、 $\mu$  和  $\epsilon$  分别为线缆介质的电导率、磁导率和介电常数。依据图 5

中模型设线缆中的任意两根其横截面的半径分别为  $r_i$  和  $r_j$ , 2 者之间的距离设为  $d_{ij}$ , 而参考导体线缆的半径设为  $r_0$ , 参考导体线缆与线缆 *i* 之间的距离设为  $d_{i0}$ 。此时, 线缆的自感  $L_{ii}$  和互感  $L_{ij}$  为

$$L_{ii} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{d_{i0}}{r_0 r_i}\right) \quad (10)$$

$$L_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{d_{i0} d_{j0}}{r_0 d_{ij}}\right) \quad (11)$$

式中,  $d_{j0}$  为参考导体线缆与线缆 *j* 之间的距离;  $d_{ij}$  为线缆 *i* 与线缆 *j* 之间的距离。

参考电感矩阵  $\hat{\mathbf{L}}$ , 可得单位长度电容矩阵  $\hat{\mathbf{C}}$  为

$$\hat{\mathbf{C}} = \mu\epsilon\hat{\mathbf{L}}^{-1} \quad (12)$$

## 1.2.2 线缆辐射电流计算方法

由于动力线缆在空间中可能会有一定的弯曲, 并不是理想的平直状态, 因此在计算线缆的辐射电流时, 将非理想平直的线缆分割成 *N* 节平直的线缆, 这样整条线缆的传输线特性将被看成 *N* 节小尺寸线缆级联在一起, 要求每一节的线缆长度相等且远小于一个波长的 1/10。每一节线缆看成二端口的传输线模型, 如图 6 所示, 图中,  $R_S$ 、 $R_L$  分别为始端负载电阻和末端负载电阻;  $V_S$ 、 $V_L$  分别为始端电压相量和末端电压相量;  $Z_{t1}$ 、 $Z_{t2}$ 、 $Z_{ti}$ 、 $Z_{tN}$  为 *N* 个导线微段。

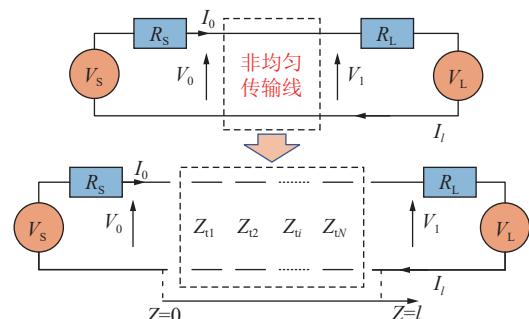


图 6 链参数矩阵级联

Fig.6 Chain parameter matrix cascade

通过二端口网络模型所表示的链参数矩阵, 将非理想平直状态线缆的近端电流电压和远端电流电压相关联, 可表示为

$$\begin{pmatrix} \mathbf{V}(l) \\ \mathbf{I}(l) \end{pmatrix} = \boldsymbol{\Phi}(l) \begin{pmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\Phi}_{11}(l) & \boldsymbol{\Phi}_{12}(l) \\ \boldsymbol{\Phi}_{21}(l) & \boldsymbol{\Phi}_{22}(l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{pmatrix} \quad (13)$$

其中, *l* 为线缆的长度;  $\mathbf{V}(0)$  和  $\mathbf{I}(0)$  为线缆的近端电压和电流;  $\mathbf{V}(l)$  和  $\mathbf{I}(l)$  为线缆的远端电压和电流;  $\boldsymbol{\Phi}(l)$  为链参数矩阵;  $\boldsymbol{\Phi}_{ij}$  (*i*, *j*=1、2) 为链参数矩阵元素, 分别为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_{11}(l) = \frac{1}{2} \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{T} (\mathrm{e}^{\gamma l} + \mathrm{e}^{-\gamma l}) \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Y} \\ \boldsymbol{\Phi}_{12}(l) = \frac{1}{2} \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{T} \gamma (\mathrm{e}^{\gamma l} + \mathrm{e}^{-\gamma l}) \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Y} \\ \boldsymbol{\Phi}_{21}(l) = \frac{1}{2} \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{T} (\mathrm{e}^{\gamma l} + \mathrm{e}^{-\gamma l}) \gamma^{-1} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Y} \\ \boldsymbol{\Phi}_{22}(l) = \frac{1}{2} \mathbf{T} (\mathrm{e}^{\gamma l} + \mathrm{e}^{-\gamma l}) \mathbf{T}^{-1} \end{cases} \quad (14)$$

其中,  $\mathbf{Y}$  为线缆的单位长度导纳, 电阻、电导默认为 0, 矩阵  $\mathbf{T}$  和传输常数  $\gamma$  的特征分解, 可表示为

$$\mathbf{T}^{-1} \mathbf{Y} \mathbf{Z} \mathbf{T} = \gamma^2 \quad (15)$$

其中,  $\mathbf{Z}$  为线缆的单位长度阻抗。只需知道各个链节的导纳值和阻抗, 就能得到各个链节的参量阵。非理想平直状态线缆的完整链参数矩阵是将每节线缆的链参数矩阵按顺序依次连接相乘, 可表示为

$$\boldsymbol{\Phi}(l) = \boldsymbol{\Phi}_N(\Delta z_N) \times \cdots \times \boldsymbol{\Phi}_i(\Delta z_i) \times \cdots \times \boldsymbol{\Phi}_1(\Delta z_1) \quad (16)$$

把式(16)代入式(13), 即可得到每一节均匀平直电缆的链参数矩阵。以各个环节电缆间的级联联系为基础, 可以算出电缆任何节上的电压和电流, 则有

$$\begin{pmatrix} \mathbf{V}(z_i) \\ \mathbf{I}(z_i) \end{pmatrix} = \boldsymbol{\Phi}_i(\Delta z_i) \times \cdots \times \boldsymbol{\Phi}_1(\Delta z_1) \begin{pmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{pmatrix}, i=2, 3, \dots, n \quad (17)$$

### 1.2.3 偶极子电场解算模型

为了实现对动力线缆辐射电场的快速解算。采用电偶极子计算方法进行分析。电偶极子计算方法是基于 Hertzian 电偶极子天线模型, 将电缆上的电流看作是若干个单元, 在获得每个单元的电流后, 利用偶极子模型分别计算各段辐射电场, 叠加各段电场, 得到传输线缆的总辐射场。其模型是将线元模型中点放置在坐标轴的原点处, 偶极子天线模型的长度  $d$  要远小于波长, 电流在线元模型上顺着  $z$  轴方向且电流的幅值大小相等、相位亦相同, 如图 7 所示, 图中,

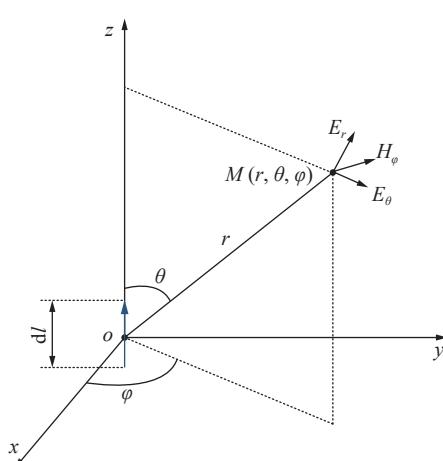


图 7 偶极子天线模型

Fig. 7 Dipole antenna model

$r$  为极线上的长度;  $\theta$  为极线与  $z$  轴之间的夹角;  $\varphi$  为极线从  $x$  至  $y$  轴方向的夹角。

设线元电流  $i=I\cos\omega t$  时, 空间上一点  $M$  距离坐标中心(即线元中点)为  $d$ , 且其距离远大于线元的长度情况下, 空间上点  $M$  处的电场强度、磁场强度为

$$\begin{cases} E_r = \frac{\hat{I}la^3 \cos \theta}{2\pi\omega\epsilon_0} \left[ \frac{1}{(ad)^2} - \frac{k}{(ad)^3} \right] e^{-kad} \\ E_\theta = \frac{\hat{I}la^3 \sin \theta}{4\pi\omega\epsilon_0} \left[ \frac{k}{ad} + \frac{1}{(ad)^2} - \frac{k}{(ad)^3} \right] e^{-kad} \\ E_\varphi = 0 \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} H_r = 0 \\ H_\theta = 0 \\ H_\varphi = \frac{\hat{I}la^2 \sin \theta}{4\pi} \left[ \frac{k}{ad} + \frac{1}{(ad)^2} \right] e^{-kad} \end{cases} \quad (19)$$

式中,  $E_r$ 、 $E_\theta$ 、 $E_\varphi$  为点  $M$  处在极坐标下的电场强度;  $H_r$ 、 $H_\theta$ 、 $H_\varphi$  为点  $M$  处在极坐标下的磁场强度;  $\hat{I}$  为线缆电流;  $a = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = 2\pi/\lambda$ , 为相位常数,  $\omega$  为角频率,  $\mu_0$  为真空环境中的磁导率, 约为  $4\pi \times 10^{-7}$  H/m,  $\epsilon_0$  为真空环境中的介电常数, 约为  $8.9 \times 10^{-12}$  F/m。

由于是在球坐标系当中进行电偶极子电场的计算, 如式(18)结果表明, 在计算任意非理想平直电缆所发出的电磁场时, 在球面坐标下, 单元向量的方向将会改变。所以需要用直角坐标系下的公式来代替球坐标系的公式进行计算。已知球坐标系和直角坐标系之间关系为

$$\mathbf{E} = E_x \mathbf{e}_x + E_y \mathbf{e}_y + E_z \mathbf{e}_z \quad (20)$$

其中,  $\mathbf{E}$  为电场强度总矢量;  $e_x$ 、 $e_y$ 、 $e_z$  为直角坐标系下的单位电场强度;  $E_x$ 、 $E_y$ 、 $E_z$  分别为

$$\begin{cases} E_x = E_r \sin \theta \cos \varphi + E_\theta \cos \theta \cos \varphi \\ E_y = E_r \sin \theta \sin \varphi + E_\theta \cos \theta \sin \varphi \\ E_z = E_r \cos \theta - E_\theta \sin \theta \end{cases} \quad (21)$$

### 1.2.4 辐射电场快速估计方法

将根据偶极子电场解算模型得到的若干个节段进行叠加, 即可得到总辐射场。为实现快速解算, 首先将每一小节偶极子模型上的电流分别拆解到  $x$ 、 $y$ 、 $z$  轴 3 个方向上, 再利用各个偶极子天线模型在直角坐标系中 3 轴方向上各自的分量求和, 从而得到线缆总的辐射场。将式(18)代入转换公式中, 则在自由空间中点  $M$  处的在线缆的第  $i$  节上所产生的沿  $z$  轴的辐射电场分量为

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{xzi} = \frac{k\hat{I}(z_i)\Delta z_i e^{-kad_i}}{4\pi\omega\epsilon_0 d_i^2} \sin\theta_{zi} \cos\theta_{zi} \cos\varphi_{zi} \left( d_i a^2 - 3ka - \frac{3}{d_i} \right) \\ E_{yzi} = \frac{k\hat{I}(z_i)\Delta z_i e^{-kad_i}}{4\pi\omega\epsilon_0 d_i^2} \sin\theta_{zi} \cos\theta_{zi} \sin\varphi_{zi} \left( d_i a^2 - 3ka - \frac{3}{d_i} \right) \\ E_{zzi} = \frac{k\hat{I}(z_i)\Delta z_i e^{-kad_i}}{4\pi\omega\epsilon_0 d_i^2} \times \\ \quad \left[ \left( -d_i a^2 + ka + \frac{1}{d_i} \right) \sin^2\theta_{zi} - \left( 2ka + \frac{2}{d_i} \right) \cos^2\theta_{zi} \right] \end{array} \right. \quad (22)$$

其中,  $E_{xzi}$  为点  $M$  处在线缆的第  $i$  节产生沿  $z$  轴的辐射电场  $E_x$  的分量;  $E_{yzi}$  为点  $M$  处在线缆的第  $i$  节产生沿  $z$  轴的辐射电场  $E_y$  的分量;  $E_{zzi}$  为点  $M$  处在线缆的第  $i$  节产生沿  $z$  轴的辐射电场  $E_z$  的分量;  $\Delta z_i$  为第  $i$  节偶极子模型顺着  $z$  轴上的长度;  $\hat{I}(z_i)$  为线缆的第  $i$  节偶极子模型顺着  $z$  轴上的电流;  $\Delta z_i$  为该  $i$  节模型顺着  $z$  轴上的长度;  $d_i = \sqrt{(x_M - x_i)^2 + (y_M - y_i)^2 + (z_M - z_i)^2}$  为  $M(x_M, y_M, z_M)$  第  $i$  节模型的中点  $A(x_i, y_i, z_i)$  的距离;  $\theta_{zi}$  为  $z$  轴和  $AM$  两者间的夹角;  $\varphi_{zi}$  为垂直于  $xoy$  面且过线  $AM$  的平面与  $x$  轴之间的夹角, 则有

$$\left\{ \begin{array}{l} \sin\theta_{zi} = \frac{\sqrt{(x_M - x_i)^2 + (y_M - y_i)^2}}{d_i} \\ \cos\theta_{zi} = \frac{z_M - z_i}{d_i} \\ \sin\varphi_{zi} = \frac{y_M - y_i}{\sqrt{(x_M - x_i)^2 + (y_M - y_i)^2}} \\ \cos\varphi_{zi} = \frac{x_M - x_i}{\sqrt{(x_M - x_i)^2 + (y_M - y_i)^2}} \end{array} \right. \quad (23)$$

同理计算该节偶极子天线模型分别沿  $x$  轴与  $y$  轴的分量辐射电场。则在自由空间中点  $M$  处的在线缆的第  $i$  节上所产生沿  $x$  和  $y$  轴的辐射电场分量分别为

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{xxi} = \frac{k\hat{I}(x_i)\Delta x_i e^{-kad_i}}{4\pi\omega\epsilon_0 d_i^2} \left[ \left( -d_i a^2 + ka + \frac{1}{d_i} \right) \times \right. \\ \quad \left. \sin^2\theta_{xi} - \left( 2ka + \frac{2}{d_i} \right) \cos^2\theta_{xi} \right] \\ E_{yxi} = \frac{k\hat{I}(x_i)\Delta x_i e^{-jad_i}}{4\pi\omega\epsilon_0 d_i^2} \sin\theta_{xi} \cos\theta_{xi} \times \\ \quad \cos\varphi_{xi} \left( d_i a^2 - 3ka - \frac{3}{d_i} \right) \\ E_{zxi} = \frac{k\hat{I}(x_i)\Delta x_i e^{-kad_i}}{4\pi\omega\epsilon_0 d_i^2} \sin\theta_{xi} \cos\theta_{xi} \times \\ \quad \sin\varphi_{xi} \left( d_i a^2 - 3ka - \frac{3}{d_i} \right) \end{array} \right. \quad (24)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{xyi} = \frac{k\hat{I}(y_i)\Delta y_i e^{-kad_i}}{4\pi\omega\epsilon_0 d_i^2} \sin\theta_{yi} \cos\theta_{yi} \times \\ \quad \sin\varphi_{yi} \left( d_i a^2 - 3ka - \frac{3}{d_i} \right) \\ E_{yyi} = \frac{j\hat{I}(y_i)\Delta y_i e^{-kad_i}}{4\pi\omega\epsilon_0 d_i^2} \left[ \left( -d_i a^2 + ka + \frac{1}{d_i} \right) \times \right. \\ \quad \left. \sin^2\theta_{yi} - \left( 2ka + \frac{2}{d_i} \right) \cos^2\theta_{yi} \right] \\ E_{zyi} = \frac{k\hat{I}(y_i)\Delta y_i e^{-kad_i}}{4\pi\omega\epsilon_0 d_i^2} \sin\theta_{yi} \cos\theta_{yi} \times \\ \quad \cos\varphi_{yi} \left( d_i a^2 - 3ka - \frac{3}{d_i} \right) \end{array} \right. \quad (25)$$

其中,  $E_{xxi}$ 、 $E_{yxi}$ 、 $E_{zxi}$  分别为点  $M$  处的在线缆的第  $i$  节上所产生沿  $x$  轴的辐射电场  $E_x$ 、 $E_y$ 、 $E_z$  的分量;  $E_{xyi}$ 、 $E_{yyi}$ 、 $E_{zyi}$  分别为点  $M$  处的在线缆的第  $i$  节上所产生沿  $y$  轴的辐射电场  $E_x$ 、 $E_y$ 、 $E_z$  的分量;  $\hat{I}(x_i)$  和  $\hat{I}(y_i)$  分别为线缆的第  $i$  节偶极子模型顺着  $x$  和  $y$  轴上的电流;  $\Delta x_i$  和  $\Delta y_i$  分别为该  $i$  节偶极子模型顺着  $x$  轴和  $y$  轴上的长度;  $\theta_{xi}(\theta_{yi})$  为  $x$  轴 ( $y$  轴) 和  $AM$  间的夹角;  $\varphi_{xi}(\varphi_{yi})$  为垂直于  $yoz$  面 ( $xoz$  面) 且经过线  $AM$  的平面与  $y$  轴 ( $z$  轴) 之间的夹角, 则有

$$\left\{ \begin{array}{l} \sin\theta_{zi} = \sqrt{(y_M - y_i)^2 + (z_M - z_i)^2} / d_i \\ \cos\theta_{zi} = (x_M - x_i) / d_i \\ \sin\varphi_{zi} = (z_M - z_i) / \sqrt{(y_M - y_i)^2 + (z_M - z_i)^2} \\ \cos\varphi_{zi} = (y_M - y_i) / \sqrt{(y_M - y_i)^2 + (z_M - z_i)^2} \end{array} \right. \quad (26)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \sin\theta_{yi} = \sqrt{(x_M - x_i)^2 + (z_M - z_i)^2} / d_i \\ \cos\theta_{yi} = (y_M - y_i) / d_i \\ \sin\varphi_{yi} = (x_M - x_i) / \sqrt{(x_M - x_i)^2 + (z_M - z_i)^2} \\ \cos\varphi_{yi} = (z_M - z_i) / \sqrt{(x_M - x_i)^2 + (z_M - z_i)^2} \end{array} \right. \quad (27)$$

综上所述, 在自由空间中非理想平直线缆上点的辐射电场为

$$\left\{ \begin{array}{l} E_x = \sum_{i=1}^n E_{xxi} + \sum_{i=1}^n E_{xyi} + \sum_{i=1}^n E_{xzi} \\ E_y = \sum_{i=1}^n E_{yxi} + \sum_{i=1}^n E_{yyi} + \sum_{i=1}^n E_{yyi} \\ E_z = \sum_{i=1}^n E_{zxi} + \sum_{i=1}^n E_{zyi} + \sum_{i=1}^n E_{zzi} \end{array} \right. \quad (28)$$

在计算线缆的辐射电场时, 需要对其物体表面及大地的反射进行对应的考虑, 为此使用镜像法以计算

大地反射的电磁辐射场。如图8所示,镜像辐射电场的求解方法跟上述线缆的辐射电场计算方法基本一致,其不同点在于镜像电流的方向和线缆的电流方向相反。

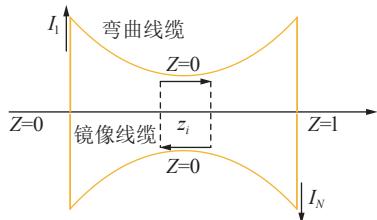


图8 非平直线缆的镜像法模型

Fig.8 Image method model of non-straight cable

总的辐射磁场是将线缆和它的镜像对称辐射磁场在空间直角坐标系三轴方向上所形成的辐射磁场进行叠加得

$$E = \sqrt{(E_x + E'_x)^2 + (E_y + E'_y)^2 + (E_z + E'_z)^2} \quad (29)$$

式中,  $E'_x$ 、 $E'_y$ 、 $E'_z$  分别为线缆镜像辐射场 3 个方向的分量。

### 1.3 输出动力线缆电磁辐射干扰分析

#### 1.3.1 输出动力线缆电磁辐射干扰模型建立

为进一步分析智能化采煤机电控箱中动力线缆的电磁干扰影响规律,本节通过建立基于共模回路的系统辐射干扰预测模型,对辐射电场快速估计方法的有效性进行分析。在共模回路中,输出动力电缆的电源端采用了扰动电源的模式来描述其输出信号的特征,且电动机是输出动力电缆的负荷终端,其阻抗谱可以用一个频率较高的三相电阻来描述。因此,笔者采用黑盒子理论对变换器端点进行了模型化,其基本思想是不考虑变换器端点的具体情况,仅考虑变换器端点的输入量和输出量。进而,针对采煤机牵引电动机特点,提出了一种基于三相阻抗的共模回路系统辐射干扰预测模型,如图9所示,图中,  $U$ 、 $V$ 、 $W$  为三相;  $Z_{ug}$ 、 $Z_{vg}$ 、 $Z_{wg}$  为每相与地之间阻抗。

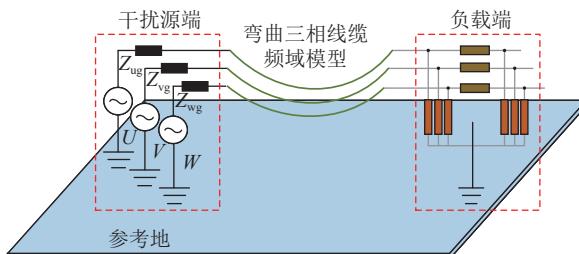


图9 基于共模回路的系统辐射干扰仿真模型

Fig.9 Simulation model of system radiated interference based on common-mode loop

#### 1.3.2 输出动力线缆电磁辐射模型有效性验证

采用 CST<sup>[15]</sup>的仿真与实验相结合的方法,对基于共模回路的系统辐射干扰快速估计方法有效性进行验证。在 CST 软件中构建系统辐射干扰仿真模型,如图 10 所示(图 10 中,  $V_{ug}$ 、 $V_{vg}$ 、 $V_{wg}$  分别为每相对地输出电压;  $N$  为负载地;  $Z_{un}$ 、 $Z_{vn}$ 、 $Z_{wn}$  为每相与地之间阻抗),具体表现为激励源端代入阻抗等效电路模型,在负荷端代入单相阻抗相应的等效电路模型,并以 Y 型方式进行连接。基于本次验证真实电缆布置情况,构建三相电缆及基准地的电磁辐射场数学建模,并通过 FFT 将实测数据加入 CST 的电磁辐射场模拟中,在 CST 内安装一个磁场探测器,实现在空间上的任一位置处的电磁辐射场探测。

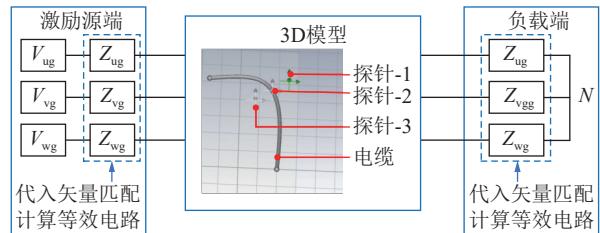


图10 系统辐射干扰数值仿真模型

Fig.10 Numerical simulation model of system radiated interference

由于智能化采煤机采用“多路 CAN+工业以太网”的混合总线架构,可能会对通讯造成影响的动力电缆高次谐波及总线频率分布在 150 kHz~100 MHz,故以该频率区间进行仿真与实验,验证所提预测算法的适用性。本次验证将 1.2.4 节所提出的辐射电场快速估计方法解算结果与基于 CST 仿真及真实实验结果相对比,对输出动力线缆电磁辐射模型有效性进行评价。数据可视化结果如图 11 所示。

在纵向和横向偏振的情况下,快速预测方法可以对系统中的非平直三相电缆的辐射磁场进行模拟,在频率范围内,其平均偏差在 9 dB 之内,证明了所提出的快速估计方法的有效性。利用 MATLAB 软件实现的快速估计方法和 CST 数值仿真方法进行了运算速度的对比,见表 1。结果表明,在同样的运算能力下,该算法的运算能力有显著提高,对于 2 000 和 20 000 个频点的运算时间分别降低 90.91% 和 98.67%。

#### 1.3.3 变频器输出动力线缆辐射干扰影响规律分析

为进一步探明智能化采煤机变频器输出动力线缆辐射干扰影响规律,结合 MATLAB/Simulink 模拟软件,基于 SVPWM 方法<sup>[16]</sup>分析共模回路电磁环境下激励系统的响应规律。SVPWM 方法可以总结为:首先判定基准电压向量所在扇区,其次对该扇区中非零

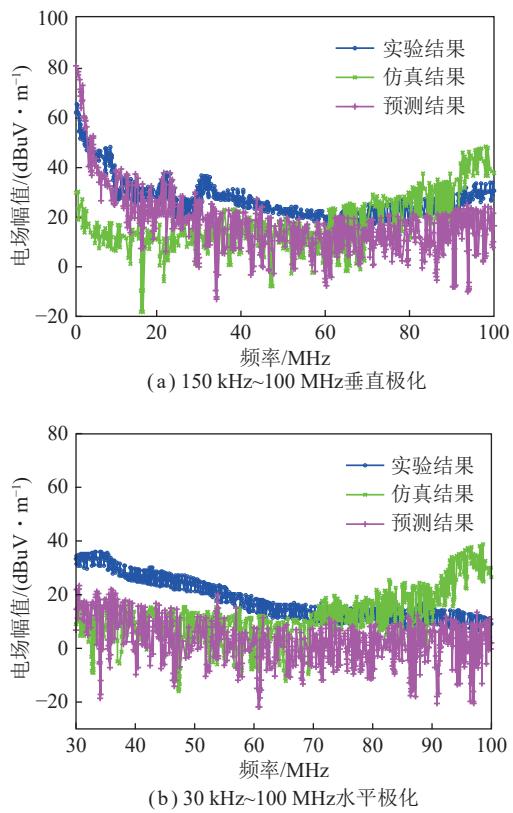


图 11 辐射结果对比

Fig.11 Comparison of radiation results

向量及零向量的工作时刻进行运算,然后对各个扇区向量转换的时刻进行判定,并将其与特定的三边载波进行对比,并对最终得到所需要的 PWM 波形进行分析。搭建基于系统辐射干扰模型与 MATLAB/Simulink 的联合调控平台,如图 12 所示,利用示波器记录在各种运行条件下所获得的各个相的时间域电平,再利用 FFT 转换至频率域电平,建立电磁环境下的数学模型,

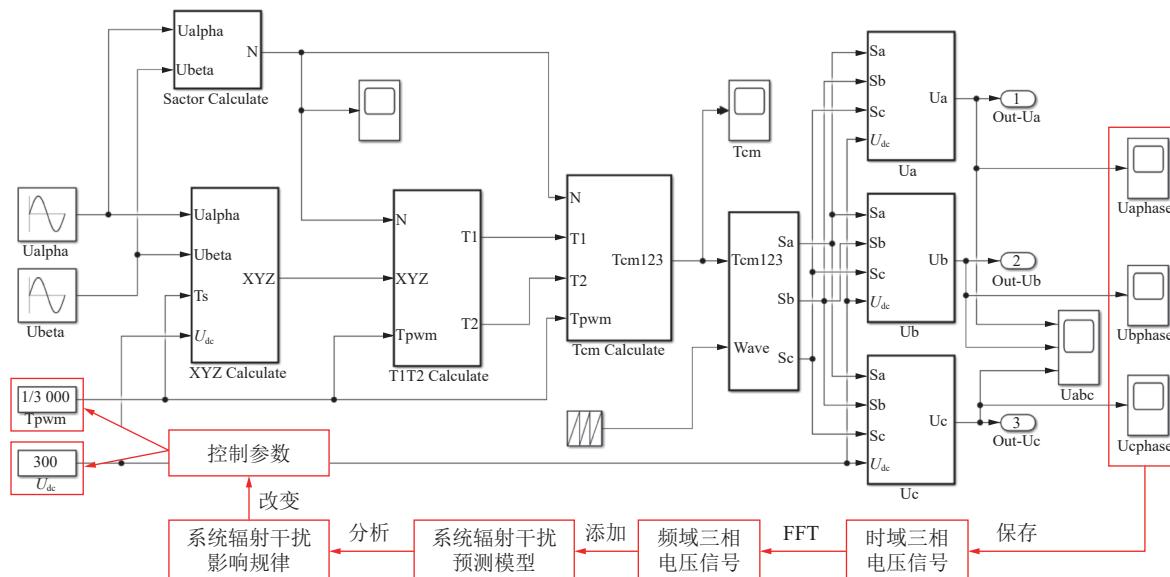


图 12 系统辐射干扰模型与 Simulink 的联合调控平台

Fig.12 Joint control platform of system radiation interference model and Simulink

表 1 计算时间对比

Table 1 Calculation time comparison

计算频点数	估计方法/s	数值仿真/s
2 000	76	836
20 000	997	75 001

研究控制参数变化对系统辐射干扰影响规律。

### (1) 开关频率对输出动力线缆辐射干扰的影响。

变频器的开关频率对整个装置的工作特性有很大的影响。通常情况下,开关切换的频率较高且调速较慢时,输出动力线缆对外界的辐射干扰较小。然而,在实际工程中,由于开关元件的切换损失会随切换频率的提升而呈线性增长,且受限于切换开启的时间,因此,需根据实际需求进一步分析切换开关的频率对系统的辐射扰动作用,以实现最优的切换频率选择。本节基于变频器输出动力线缆辐射干扰预测模型,分别对 3.0、4.5 和 12.0 kHz 三种不同的切换频率下的时间域相位电压进行了 FFT 运算,并对其进行了分析,得出了相应的辐射场,如图 13 所示。结果表明:随着开关频率的增大,辐射干扰将会发生变化。在 1 MHz 以下,随切换频率的升高,振幅稍有下降。在 1 MHz 以上,其辐射场随开关频率的增大而增大。当切换频率提高到 12 kHz 后,总的辐射强度提高了约 2 dB。

### (2) 输出电压对输出动力线缆辐射干扰的影响。

从 PWM 变频驱动系统辐射干扰的产生机制可以看出,在切换装置开启或关断时,速度越快所产生的辐射干扰频谱就会变得更广,而谐波幅值也会变得更高。SVPWM 方法中,逆变电源电压最大相位  $U_{\max}$  与其输入电压  $U_{dc}$  关系为

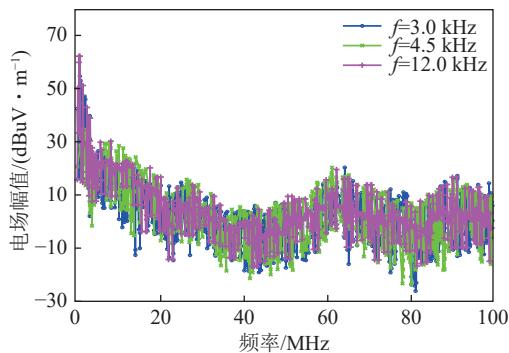


图 13 基于 Simulink 仿真的不同开关频率对系统辐射干扰影响

Fig.13 Influence of different switching frequencies on system radiated interference based on Simulink simulation

$$|U_{\max}| = \frac{2}{3} U_{dc} \quad (30)$$

在需要输出更高幅度的相电压时,在维持切换装置性能不变的情况下,由式(30)可以看出,输入电压就会增加,所生成的 PWM 波形中电压跳变值会增加,从而使系统的辐射干扰也随之增大。为了对理论分析进行检验,在 Simulink 中,计算出了在 3 kHz,  $U_{dc}=600$  V 和  $U_{dc}=300$  V 时输出的三相电压,并将其分别代入到电机驱动系统辐射干扰预测模型中。如图 14 所示,在 2 倍的输入电压下,电磁辐射强度提高了 9 dB 左右。

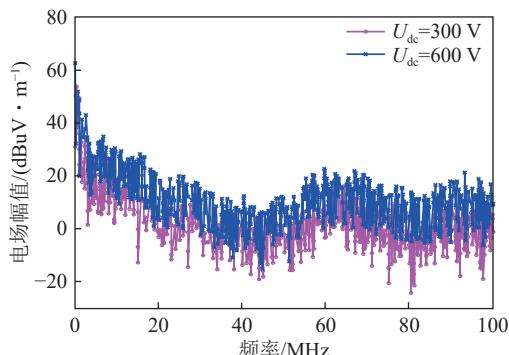


图 14 输入电压对系统辐射干扰影响

Fig.14 Influence of input voltage on system radiated interference

因此,在电磁兼容的研究与评价过程中,必须将电源电压升高所引起的电磁干扰效应纳入考虑范围,并正确选取电源电压。当不能对其进行调整时,若布置空间允许,有必要采用外加滤波器的方法来降低电磁辐射对周围环境的影响,或者减少辐射的回路面积达到降低电磁辐射对周围环境的影响。

### (3) 瞬间启动对输出动力线缆辐射干扰的影响。

由于电动机在瞬间起动和调速工作时,其相位改变具有动态性,难以用实测的方法描述该动态性。本节以向量控制的鼠笼式电机启动为例,分析非稳定转速下和稳定转速下系统辐射干扰变化规律。

在电动机启动时,转速会发生瞬间的超调,将瞬间启动状况划分成 2 个阶段:①未到指定基准转速的非稳定状态( $t=0\sim0.1$  s);②在达到基准速度之后处于稳定状态( $t=0.1\sim0.2$  s)。将相电压转换到频率域后,加入辐射干扰的计算模型中,如图 15 所示,得出:在瞬间起动状态时,非平稳条件下所形成的辐射电场比在达到基准速度时,高 9 dB 左右,这说明在瞬间起动状况下,是电机驱动时动力线缆辐射干扰消除的重要环节。

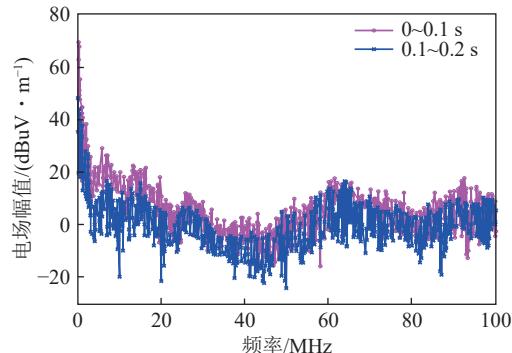


图 15 Simulink 仿真瞬间启动对系统辐射干扰的影响

Fig.15 Simulink simulation of the influence of transient start on system radiated interference

## 2 CAN 总线串扰特征建模及预测

### 2.1 智能化采煤机总线线缆串扰原理

智能化采煤机变频器输出动力线缆对总线造成串扰<sup>[17]</sup>,导致主控通过总线通信时造成信号畸变,数据帧识别错误,进而采煤机电控箱内总线节点会逐步地拒绝接收相应的信息,造成整条线路的崩溃。变频器输出动力线缆与总线的串扰可以用一个双导线模型来描述,如图 16 所示。其中,电缆末端激发的电压源与各电缆末端负载相连接。 $L_i$  和  $C_i$  分别为单位长度电缆自电感和自容量; $L_{ji}$  和  $C_{ji}(j=1, 2)$  分别为单位长度电缆互电感和互容量; $V_{s1}, V_{s2}$  为差模激励源; $Z_{s1}, Z_{s2}$  为始端负载电阻; $Z_{L1}, Z_{L2}$  为末端负载电阻。电路中的互感性与互容性为线路之间的能量传递提供了重要的通路,从而造成线路之间的相互干扰。

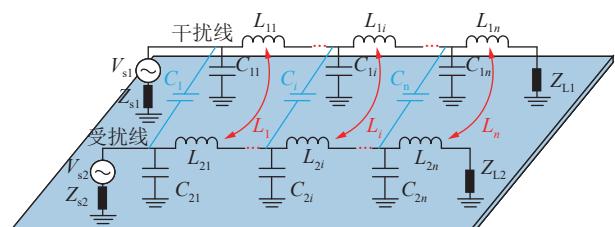


图 16 双导体传输线串扰模型

Fig.16 Two conductor transmission cable crosstalk model

平行布置的双导体传输线截面结构如图17所示,导线间距为 $S$ ; $r_A$ 和 $r_B$ 分别为导线A和B的半径; $\Delta r_A$ 和 $\Delta r_B$ 分别为导线绝缘层厚度; $h_A$ 和 $h_B$ 分别为导线对地高度。

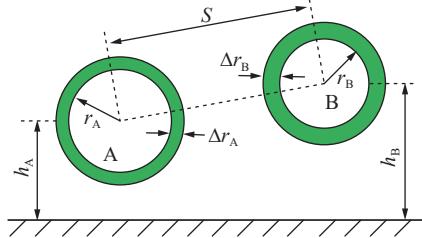


图17 双导体传输线截面结构

Fig.17 Sectional structure of double-conductor transmission cable

在此基础上,提出了一种基于导电网络模型的设计方案。则单位长度电感 $\hat{L}$ 计算公式为

$$\hat{L} = \begin{bmatrix} \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_A}{r_A}\right) & \frac{\mu}{4\pi} \ln\left(1 + \frac{4h_A h_B}{S^2}\right) \\ \frac{\mu}{4\pi} \ln\left(1 + \frac{4h_A h_B}{S^2}\right) & \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_B}{r_B}\right) \end{bmatrix} \quad (31)$$

由式(31)可知,线缆断面的构造参数及配线参数(电线间隔和对地高度)会对电线的每一单位长度的自电感和互电感产生影响。在电线表面覆盖有一种绝缘层的情况下,在电磁场的影响下,绝缘层介质被极化,在介质层及导体表面会形成约束电荷,并在导体表面还存在着自由电荷,如图18所示。

从导线上的电位和电荷的分布出发,利用镜像法<sup>[18]</sup>可以很容易地求出导线的自容性和互容性,也就是导线的每一段的电容 $C$ :

$$C = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}^{-1} \quad (32)$$

$$\begin{cases} a_{11} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{1}{r_A} + \epsilon_e \ln \frac{1}{r_A + \Delta r_A} - \ln \frac{1}{2h_A} \right) \\ a_{12} = a_{21} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \ln \left( 1 + \frac{4h_A h_B}{S^2} \right) \\ a_{22} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{1}{r_B} + \epsilon_e \ln \frac{1}{r_B + \Delta r_B} - \ln \frac{1}{2h_B} \right) \end{cases} \quad (33)$$

式中, $\epsilon_r$ 为相对介电常数; $\epsilon_e$ 为绝对介电常数。

## 2.2 基于串扰影响因子的串扰估计方法

### 2.2.1 串扰影响因子

总线线缆串扰影响因子是指线缆在传导信号的过程中,干扰了其他线缆的通信传导。CAN总线是一种以一条总线为核心的多个网络结点之间的通信方式。其中,总线可以看成是一个接收、发送、传输电磁波的“天线”,起到了连接的作用。在工程实践中,特

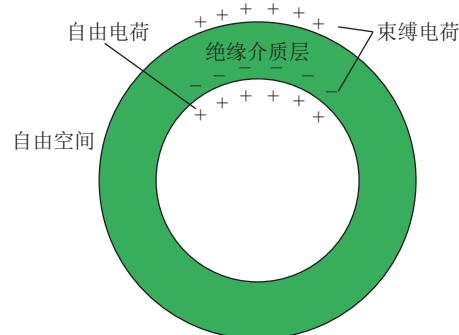


图18 导体截面电荷分布

Fig.18 Charge distribution of conductor cross-section

别是在恶劣的工作条件和强烈的外界扰动下,CAN通信网络的稳定性是工程技术人员十分关心的问题。CAN总线是以电流形式运行的,为了避免波形的反射,每条总线之间都会有一个接线柱,在总线的两端会有 $120\Omega$ 的接线柱,随着负荷的增大,接线柱的电阻阻值增大,同时电压的差值降低,从而降低系统的抗噪声性能。在CAN总线中,电磁干扰是引起总线扰动的主要因素,电磁与其引起的扰动信号相互影响被称作“抗扰动灾难因子”。现阶段研究结果表明:CAN总线的干扰水平是随着频率的改变而改变的。在低频率下,系统的抗扰耦合系数越小,系统的干扰越小。这个系数随网路长度的改变而增大。在更高频段,该抗干扰因子比网线长度与波长同时满足最优匹配(通常在短频段)时要小。

针对智能化采煤机总线串扰产生原理进行分析后,本文选取线缆长度 $L(m)$ 、线缆间距 $d_c(cm)$ 、高度 $h(m)$ 、导体半径 $r(mm)$ 、绝缘层相对介电常数 $\epsilon_r$ 、输入信号频率 $f(MHz)$ ,作为基础串扰影响因子进行后续优化,为确定具有最佳抗串扰能力的布线方案提供理论依据。

### 2.2.2 基于串扰影响因子的串扰估计方法

为提出实际工程可行的智能化采煤机优化布线工艺,基于实际测量结果,提出基于支持向量回归(Support Vector Regression<sup>[19]</sup>, SVR)和麻雀搜索算法(Sparrow Search Algorithm<sup>[20]</sup>, SSA)的最优串扰因子计算方法。其中,SVR是在统计数据挖掘的基础上建立的,针对人工神经元训练过程中会出现计算结果容易落入局部最小等问题,SVR更适合于小样本、高度非线性和高维度函数的拟合;SSA是一种模拟麻雀觅食和反掠食行为的群智能优化算法,具有较高的局部发掘能力和全局搜索能力,并且有较高的收敛速度。本节通过SSA优化SVR模型超参数进行优化,建立SSA-SVR串扰估计方法,待优化的超参数包括:惩罚因子 $C$ 、预测精度 $\varepsilon$ 、偏移系数 $b$ 、内积函数系数 $g$ 以

及核函数次幂  $D$ 。具体步骤如下：

步骤 1: 设定 SVR 优化目标函数, 使串扰电压估计值与实际值间的均方误差  $E_{MS}$  最小, 即

$$E_{MS} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f(x_i) - y_i)^2 \quad (34)$$

式中,  $f(x_i)$  为估计值;  $y_i$  为实际值。

步骤 2: 初始化 SSA 相关参数。其中, 搜索维度  $D_{im}$  与待优化参数数量一致, 故取 5; 种群数量  $N$  与最大搜索次数  $T_{max}$  经多次测试在分别取 20 和 100 时可在保证充分收敛的同时具有较高效率; 其余参数依据文献[20]推荐值设定如下: 发现者警戒阈值  $T_s=0.8$ , 发现者比例  $R_p=20\%$ , 侦察者比例  $D_s=10\%$ 。

步骤 3: 随机初始化 SVR 超参数 ( $C$ 、 $\varepsilon$ 、 $b$ 、 $g$  和  $D$ ), 计算各个麻雀个体的目标函数值, 并记录当前具有最小目标函数值的个体, 为初代最佳个体。

步骤 4: 更新发现者定位、加入者定位、警戒者定位, 并重新计算目标函数值。更新取得最小目标函数值的个体, 为当前代最佳个体, 即当前代最佳 SVR 超参数组合。

步骤 5: 重复步骤 4, 直至达到最大搜索次数  $T_{max}$ , 记录最终代最小目标函数值的个体, 为最终代最佳个体, 即为全局最佳 SVR 超参数组合。

步骤 6: 采用全局最佳 SVR 超参数组合作为最佳超参数构建最佳 SVR 模型, 对不同串扰影响因子下的串扰电压进行估计, 并输出估计结果。

### 2.2.3 串扰影响因子优化效果验证

通过在金属平板上方等高位置平行放置两根导线开展模拟实验验证, 其中一根根据表 2 中相应物理尺寸布置, 并采用 Pico 信号发生器生成不同频率传输信号以模拟干扰源, 另一根作为受扰线, 其两端所接

表 2 总线串扰初始数据集

Table 2 Bus crosstalk initial data set

序号	$L/m$	$d_e/cm$	$r/mm$	$\varepsilon_r$	$h/cm$	$f/MHz$	$y/V$
1	1	1	0.55	3.18	1	2	0.336 6
2	1	1	0.55	3.18	1	3	0.272 2
3	1	1	0.55	3.18	1	6	0.285 8
4	1	1	0.55	3.18	1	10	0.282 0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
11	1	3	1.00	3.18	1	9	0.172 8
12	1	3	1.00	3.18	1	10	0.175 6
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
119	1	2	0.55	3.18	1	10	0.267 7
120	2	2	0.55	3.18	1	10	0.239 8

阻抗为  $50 \Omega$ , 记录串扰电压。本次实验研究共进行 120 组实验数据采集, 每组实验数据的串扰影响因子见表 2, 其中,  $y$  为串扰电压实际值,  $V$ 。

为对所提出的 SSA-SVR 串扰估计方法进行客观评价, 将其与基于网格搜索法优化的支持向量回归(GS-SVR)串扰估计模型进行对比, 并进行  $K$ -交叉验证( $K=6$ ), 采用平均绝对百分数误差  $E_{MAP}$  和均方误差  $E_{MS}$  来比较模型的真实影响,  $E_{MAP}$  和  $E_{MS}$  的数值较小, 表明该模型的预测准确率较高, 评价结果见表 3。

表 3 串扰估计对比与评价

Table 3 Comparison and evaluation for crosstalk estimation

组号	GS-SVR		SSA-SVR	
	$E_{MAP}$	$E_{MS}$	$E_{MAP}$	$E_{MS}$
1	0.518 5	0.021 1	0.135 8	0.001 5
2	0.302 5	0.011 5	0.129 2	0.001 2
3	0.428 1	0.062 8	0.091 8	0.000 9
4	0.511 2	0.003 4	0.150 4	0.001 7
5	0.491 4	0.007 1	0.108 7	0.001 0
6	0.438 4	0.014 5	0.132 3	0.001 5
平均值	0.448 4	0.020 1	0.124 7	0.001 3

通过实验验证可知, 本文提出的 SSA-SVR 方法相比于 GS-SVR 方法串扰估计准确度更高。在此基础上, 分别对 2 种方法所得总线串扰估计值与真实值之间的相关系数进行计算, GS-SVR 和 SSA-SVR 的相关度系数分别为 85.17% 和 98.11%, 由此可知, 本文提出的 SSA-SVR 方法可对串扰变化进行更为准确的表征。

### 2.3 采煤机总线线缆串扰影响规律分析

为进一步探明智能化采煤机总线受串扰影响规律, 为当前智能化采煤机靠干扰布线优化提供依据, 笔者在西安煤矿机械有限公司电气分公司搭建了实验分析平台, 实验平台硬件组成包括电脑 2 台(一台连续发送总线数据帧用于模拟工作状态下智能化采煤机的持续通信状态, 另一台负责显示接收保存实验数据), USBCAN 模块 1 个, CAN 信号分析仪 1 个, 智能化采煤机的 ACS800-11-0070-3+N651 型号变频器 1 台, 不同类型的通信线缆(裸线、双绞、屏蔽、屏蔽双绞), 平台架构如图 19 所示。对变频器进行完整的电气接线与水冷散热接线, 并进行变频器控制系统连接, 然后使用卡口将长度为 1 m 的变频器输出动力线缆平直固定在平面上, 进一步在固定的动力线缆附近平行布置测试用总线通信线缆进行实验测试, 如图 20 所示。



图 19 实验平台总体设计

Fig.19 Overall design of test Experimental Platform

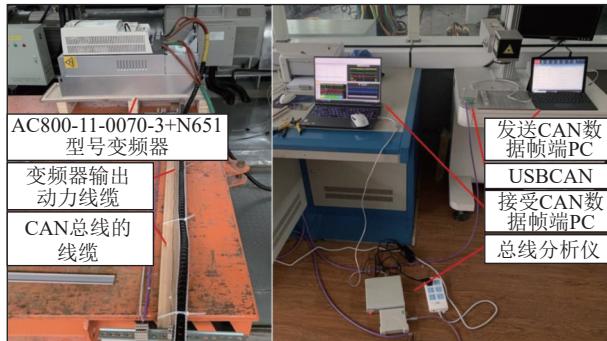


图 20 实验平台

Fig.20 Test platform

### 2.3.1 线缆间距离对通讯线缆串扰的影响

本实验中对除线缆间距外其他可能对通讯线缆串扰造成影响的条件约束如下:选用裸线 LIFY\_1qmm50 型号,线缆距离理想大地平面的高度  $h$  设为 50 mm,线缆长度  $l$  设为 1 m,线缆接地阻抗  $Z_L$  设为 50 Ω。由于智能化采煤机电控箱空间限制,结合实际布线需求,最大线缆布线间距不会超过 50 mm,因此,设定线束距离  $d_c$  分别为 10、20 和 50 mm,记录总线接收线缆近端及远端电压变化如图 21 所示。

实验结果表明:随着线束距离  $d$  逐渐变大,总线

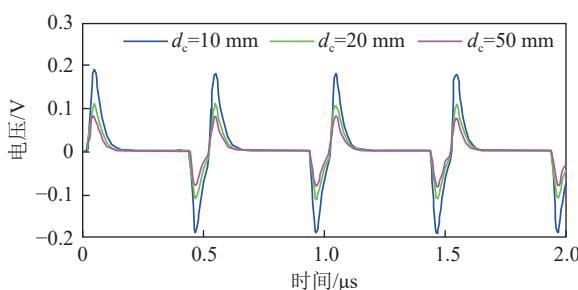


图 21 总线与动力线缆之间不同距离的干扰结果分析

Fig.21 Analysis of interference results at different distances between bus and power cable

接收线缆因串扰所接收的电压逐渐降低。这是由于两根线缆之间的距离在增大的同时,干扰线与总线线缆间所产生的耦合电容会减小,从而干扰线对总线模型的接收线缆的串扰电压减小。根据近端与远端两处接收的串扰大小对比可知,距离发射干扰的激励源越近,总线所接收到的串扰电压越大。因此,智能化采煤机电控箱内对总线与其他动力线缆进行布置线缆时,需要提前规划线缆间距离,从而提高总线的抗干扰能力。

在此基础上,进一步开展实验验证智能化采煤机通讯线缆在不同线缆间距条件下受固定动力线缆的影响,在本实验中,保持实验时变频器以额定负载运行,通过 USBCAN 一直保持发送数据帧,在不同线缆距离下,采用 CANScope 信号分析仪测得不同距离下被动力线干扰后数据帧的信号波形对比,如图 22 所示。

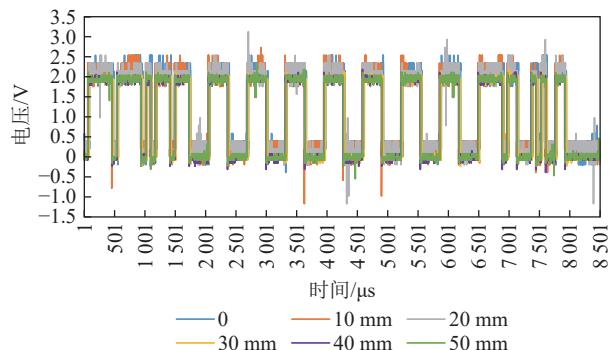


图 22 不同距离下受干扰数据信号波形对比结果

Fig.22 Waveform comparison results of the disturbed signal at different distances

由图 22 可知,随着线缆之间距离增加,所受到的干扰依旧呈减小趋势,验证了前序实验结论的准确性。由于数据帧的波形为方波形式,在波形的上升沿与下降沿之间的部分在遭到干扰后会产生波动,为更直观描述该波动,引入数理统计学中的标准差  $\sigma$  来反映波动偏移距离:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - E_x)^2} \quad (35)$$

式中,  $x_i$  为数据帧受干扰后一段波形上的数值;  $E_x$  为数据帧初始状态没受干扰时对应的同一段波形上的平均数值,结果见表 4。

表 4 不同距离下被动力线干扰后的标准差结果

Table 4 Standard deviation results after interference by power lines at different distances

间隔距离/mm	0	10	20	30	40	50
波形对应的标准差	0.1476	0.1159	0.0820	0.0563	0.0551	0.0550

由统计结果可知,间距从0~30 mm逐渐增加时,数据帧受到干扰所造成的波形变化明显,其相互间等间隔距的受干扰数据帧波动的标准差之间约相差0.03,干扰减少十分明显;间距由30~50 mm逐渐增加时,其等间距受干扰数据帧波动的标准差之间约相差0.001,数据帧的波形变化较小,因此,智能化采煤机通讯总线距离动力线缆距离应保持在30 mm以上。

### 2.3.2 线缆类型对通讯线缆串扰的影响

在对线缆间距对通讯线缆串扰影响研究的基础上,进一步对线缆类型对通讯线缆串扰的影响进行研究。在本实验中将不同类型线缆与固定的动力线缆之间的距离都设置为30 mm,且线缆的长度统一为1 m,保持控制变频器的参数不变,得到各个类型总线的线缆中所测得的数据帧受干扰波形,包括裸线、双绞线、屏蔽线(接地)、屏蔽双绞线(接地),如图23所示。

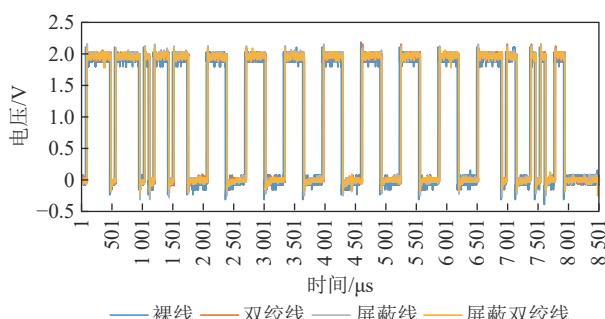


图23 不同线型的总线与动力线缆之间的干扰波形分析

Fig.23 Analysis of interference waveform between bus and power cable with different linetypes

同样采用标准差对线缆受干扰之后数据帧的波形的干扰程度进行描述,结果见表5。

表5 不同线型总线与动力线缆之间的干扰标准差结果

Table 5 Standard deviation results of interference between bus and power cable of different lines

不同线型	裸线	双绞线	屏蔽线 (接地)	双绞屏蔽线 (接地)
波形对应的标准差	0.055 21	0.042 44	0.035 39	0.030 82

由统计结果可知,波形所对应的标准差由高到低依次为裸线>双绞线>屏蔽线(接地)>屏蔽双绞线(接地),与所得到的不同线型对总线干扰的影响规律一致。

在上述研究基础上,进一步探索屏蔽层接地与否对屏蔽效果的影响,除接地情况外,本实验设置均与线缆类型对通讯线缆串扰的影响实验一致,实验结果如图24所示。

使用标准差来计算线缆所受干扰之后数据帧波

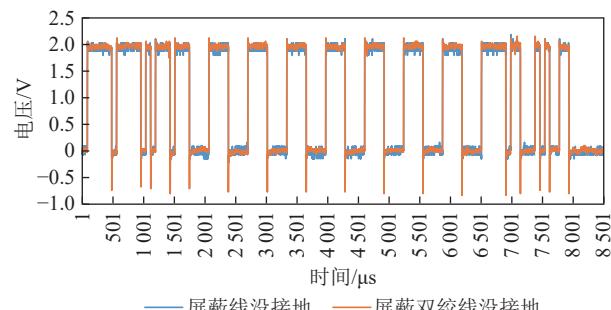


图24 未接地总线的数据帧波形

Fig.24 Data frame waveform of an ungrounded bus

形的干扰程度,具体计算见表6。由表5、6中结果可知,信号线屏蔽层可以有效提升通讯线缆的抗干扰能力,采用接地屏蔽线的波形对应标准差与裸线相比提高了约35.90%。然而,未有效接地的屏蔽线和屏蔽双绞线所对应数据帧波形的偏差量较裸线类型的偏差量更大。这是由于若屏蔽层未进行良好接地,屏蔽层不但无法起到隔离的作用,反而会对所遭受的电磁干扰进一步放大。

表6 未接地总线的干扰数据帧标准差

Table 6 Standard deviation of interference data frame of ungrounded bus

不同线型	屏蔽线未接地	双绞屏蔽线未接地	裸线
波形对应的标准差	0.063 86	0.056 89	0.055 21

综上所述,对于智能化采煤机电控箱内的总线线缆建议选用接地屏蔽双绞型线缆,并保持线缆间距 $\geq 30$  mm,保障通讯线缆具有较好的抗干扰能力和通信稳定性。

### 2.3.3 距地高度对通讯线缆串扰的影响

本实验中对线缆距离理想大地平面高度 $h$ 外其他可能对通讯线缆串扰造成影响的条件约束如下:选用裸线LIFY\_1qmm50型号,线缆的长度 $l$ 设为1 m,线缆之间的距离 $d_c$ 设为50 mm,线缆的接地阻抗 $Z_L$ 设为50 Ω。变量线缆距离理想大地的高度 $h$ 分别设为10、30、50 mm,记录总线接收线缆近端和远端的电压变化如图25所示。

实验结果表明,线缆所遭受的来自发射线缆串

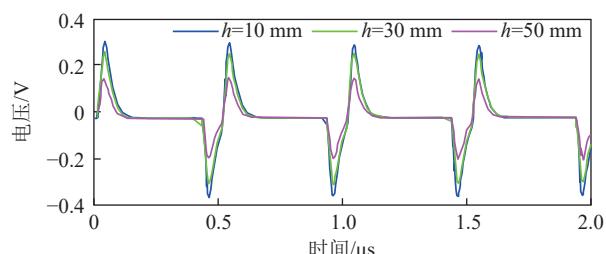


图25 裸线型号的不同距离结果分析

Fig.25 Bare wire model analysis of different distance results

扰所产生的干扰电压与线缆距离理想大地的距离成正比。这是由于线缆与理想地面的距离增加,两者之间所产生的闭合回路面积也随之增大,经过闭合回路而产生的磁通亦会增大,进而通过回路所产生的感应电压更大。因此,智能化采煤机电控箱需要在布线时将线缆尽量靠近并固定在腔体内壁上,以此减小其通讯总线所遭受的串扰电压,从而增强总线的抗干扰能力。

### 3 电控箱总线抗干扰测试可视化系统

#### 3.1 总线抗干扰测试可视化系统

为了规范智能化采煤机布线工艺规程,提高采煤

机总线的抗干扰能力,在第2节分析基础上,设计了采煤机总线抗干扰测试可视化系统。该可视化系统基于Unity3D构建,其中,电控箱模型采用SolidWorks软件完成创建并以FBX格式导入。采用Unity3D中Xcharts插件来实现数据及电磁干扰大小波形的显示,主要包括对Fluke仪器测得的电流电压大小、CANScope测得的数据帧、CANScope的波形以及变频器出线对信号线产生的辐射串扰估计数值。并且通过Unity的Text组件完成线缆不同部分的电磁干扰数值动态显示,可以更加直观地看出电磁干扰变化的动态数值,如图26、27所示。

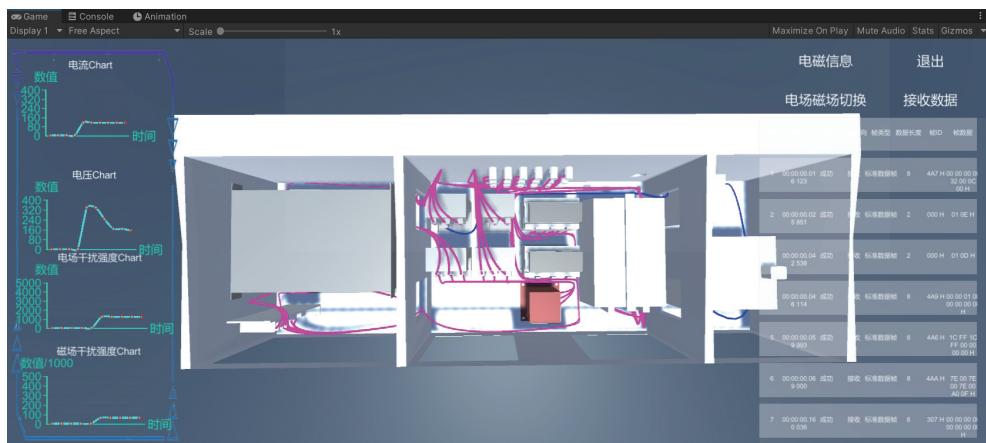


图26 可视化主界面

Fig.26 Visualization main interface

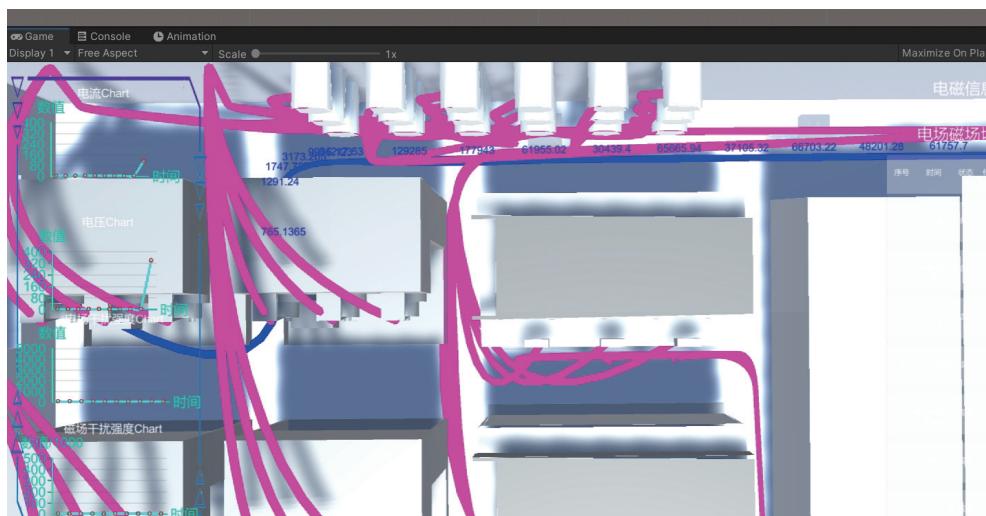


图27 电磁场大小数值动态显示

Fig.27 Dynamic display of electromagnetic field magnitude

此外,该可视化界面采用总线线缆串扰数据管理单元实现数据源文件的数据交互,主要包括:

(1) SVR建模运算接口。

SVR的运算接口是通过对SVR建模过程中所需数据信息的处理实现。这些参量由一个干扰电压回

馈界面所调用,便于使用者设定相应总线线缆串扰电压运算的相关参数。以输入的电缆参数和信号参数为特性,实测串扰电压为标记,来对SVR模型展开训练,在训练收敛后,将SVR模型参数保存起来。

(2) SSA模式运算接口。

SSA 模式运算接口即 SSA 的求解界面, 它通过对输入的数据进行求解, 实现了在较高收敛程度下的高效解算。同样地, 将数据表中的电缆参数、发射信号参数及测量串扰电压进行测试, 在训练收敛之后, 将模型得出的参数进行保存。

### (3) 串扰电压结果获取接口。

串扰电压结果获取接口调用界面返回的用户请求给出的参数配置, 调用 SVR 模型计算接口所存储的 SVR 模型参数, 基于 SSA-SVR 方法计算出该参数下的串扰电压值。

## 4 电控箱布线工艺优化及实验分析

### 4.1 电控箱布线工艺优化方案

基于以上对电磁干扰产生机理、影响规律及相应优化方法的分析, 针对当前智能化采煤机机械机构及电气架构基本固定导致的腔体布线空间受限等实际情况, 经前文对智能化采煤机变频器输出动力线缆辐射干扰特性和总线串扰影响因素的分析, 提出如下可行布线优化方案: ① 采煤机电控箱内变频器输出动力线缆为主要电磁干扰源, 对总线进行线缆布置时, 应与动力线缆保持 30 mm 以上的间距; ② 总线使用的线缆类型也需要使用抗干扰能力最优的屏蔽双绞型线缆, 对线缆的屏蔽层进行良好接地, 保证屏蔽层能起到防护作用; ③ 在对布线路径进行规划时, 为了让具有强干扰的动力线缆能够尽量地远离总线通信线缆, 使用卡扣的方式将动力线缆全都固定在智能化采煤机箱体内部的上方, 如图 24 所示, 总线通信线则沿智能化采煤机电控箱体内部下方进行布线, 此时总线与动力线缆之间的距离就可以远大于 30 mm, 总线的抗干扰能力通过合理布线从而得到提高。

### 4.2 实验分析

#### 4.2.1 实验平台搭建

为了进一步对智能化采煤机布线优化方案有效性进行验证, 笔者在西安煤矿机械有限公司电气分公司搭建了实验平台, 针对西安煤矿机械有限公司某型号采煤机电控箱, 采用未优化布线方案的电控箱和基于第 4 节所述优化布线方案改造后的电控箱, 进行两组抗干扰性能对比实验。优化后的变频器输出动力线缆布置示意如图 28 所示, 部分实际安装如图 29 所示。

采煤机电控箱电磁干扰测试系统总体框架设计原理如图 30 所示, 现场实际布置如图 31 所示。其中, 加载试验台与采煤机电控箱连接, 为电控箱加载时提供负载; 使用 FLUKE NORMA 6004+高带宽精密功率分析仪, 对采煤机电控箱内变频器输出动力线缆的干

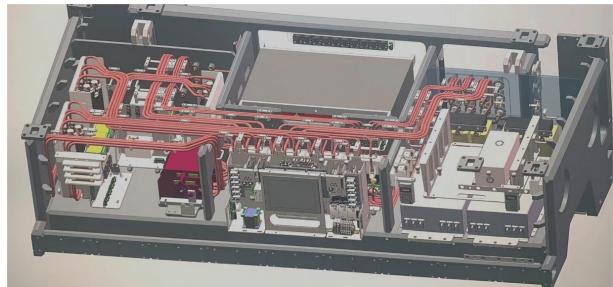


图 28 智能化采煤机电控箱优化布线方案示意

Fig.28 Schematic diagram of intelligent shearer electric control box optimized wiring design

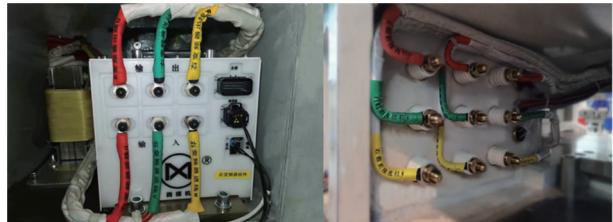


图 29 智能化采煤机电控箱优化布线实拍

Fig.29 Actual photographs of intelligent shearer electric control box optimized wiring design

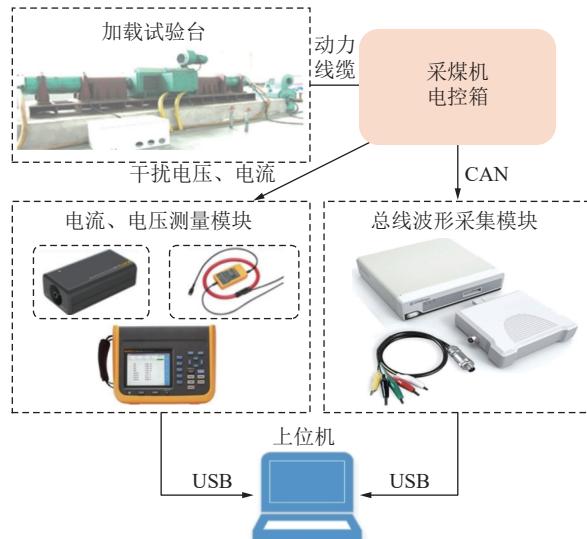


图 30 实验平台方案设计

Fig.30 Experimental platform scheme design



图 31 实验平台

Fig.31 Experimental platform

扰电流,干扰电压波形进行监测并记录;使用 CANScope 采煤机电控箱内 CAN 总线信号波形进行监测并分析其信号质量;将通过电压探头和电流探头测得的动力线缆的干扰电压电流通过数据处理传至上位机中的总线抗干扰优化系统中进行数据更新及干扰分析。相关具体布置信息及功能为

### (1) 干扰电压、电流测量模块。

选用 Fluke 的 U1500 s 电压传感器来测量采煤机电控箱内动力线缆的交流电压,由于采煤机电控箱内动力线缆单相线的电压范围在 330~1 100 V,选用的此款电压传感器的最大量程为 1 500 V,其准确度为读数的 0.1%,带宽为 100 kHz(最大值),传感器本身的超量程保护为 10% 超量程;选用 Fluke 的 i3000s36Flex 电流探头对采煤机电控箱的干扰动力线缆进行电流数据的测量,该探头的测量频率范围为 10~50 000 Hz,测量头的周长为 915 mm,测量头线缆的直径 14.3 mm;选用的 Fluke NORMA 6004+分析仪,对测量的采煤机电控箱内动力线缆的干扰电压、电流进行数据采集,该仪器 USB 和 RS485 接口,采用开放式通信协议,支持用户自定义系统集成和软件。至此,由电压传感器、电流探头和分析仪 3 者共同实现了对采煤机电控箱内部干扰动力线缆的电流和电压的测量与采集。

### (2) 总线波形采集模块。

选用的是周立功致远电子公司的 CANScope 总线分析仪对采煤机电控箱内总线在工作时所传输的 CAN 总线信号波形。使用 M12 通信电缆将线缆插座接至总线分析仪上 Port 插头的电缆连接端,测试夹(CANH、CANL)接被测信号,即 M12 通信电缆的 CAN\_H 信号线与被测采煤机电控箱内的 CAN\_H 信号线相连,CAN\_L 信号线与被测采煤机电控箱内的 CAN\_L 信号线相连,即可捕获总线通信过程中的信号波形。至此,实现了对采煤机总线波形的采集。

#### 4.2.2 电控箱总线抗干扰测试实验与分析

本实验从 CAN 总线数据帧波形、CAN 总线接收数据是否出现失真、CAN 总线信号质量 3 个方面,对采煤机电控箱优化前后的总线抗干扰能力进行对比。

使用 CANScope 仪器采集优化前后的 CAN 总线数据帧波形,如图 32 所示。

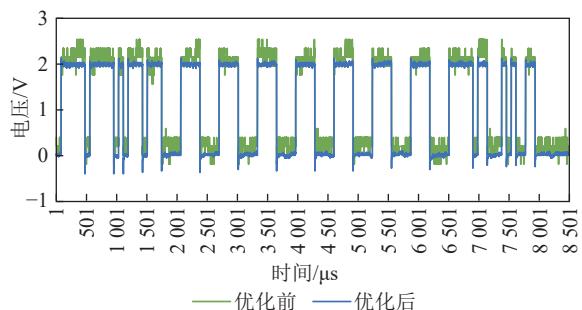


图 32 优化前后 CAN 总线数据波形对比

Fig.32 Comparison of CAN bus data waveforms before and after optimization

同样采用标准差对优化前后受电磁干扰所产生的差异进行更为直观的分析,计算结果见表 7。

表 7 波形对比结果

Table 7 Waveform comparison results

布线状态	优化前	优化后
波形对应的标准差	0.149 31	0.030 52

实验结果表明,采煤机电控箱优化布线前后 CAN 总线数据帧波形所受到的干扰差异明显,优化后波形对应标准差降低为优化前的 1/5,故对采煤机电控箱进行总线的抗干扰优化可使 CAN 总线数据帧波形所受干扰能够得到明显减小。

在此基础上,进一步对优化前后 CAN 总线接收数据是否出现失真情况进行对比。通过 CANScope 查询数据帧是否发送并接收为依据进行评价,本实验中,优化前后电控箱均发送 6 315 条数据帧,优化布线后的电控箱通讯情况经 CANScope 总线分析仪测得数据见表 8。电控箱总线布线优化前后数据接收对比结果见表 9。通过表 8、9 对比,可以看出对布线路径优化后,数据的接收成功率为 100%,无数据丢失情况出现,较布线优化前的 99.76% 有了本质提高。因此,对采煤机电控箱进行总线的抗干扰优化布线后,能够提高 CAN 总线数据的接收成功率。

表 8 CANScope 总线分析仪测得数据

Table 8 Data measured by CANScope bus analyzer

序号	时间	状态	传输方向	数据长度	帧ID	帧数据
1	00:00:00.009 800	成功	接收	8	4A2 H	0C 00 00 00 00 00 00 00 H
2	00:00:00.059 194	成功	接收	2	000 H	01 0D H
3	00:00:00.066 444	成功	接收	8	308 H	00 00 00 00 00 00 00 00 H
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
6 315	00:03:02.255 075	成功	接收	8	4A0 H	00 00 00 00 80 00 00 00 H

表9 布线优化前后数据接收对比

Table 9 Comparison of data reception before and after wiring optimization

布线状态	传输方向	帧类型	数据接收成功率
优化前	接收	标准数据帧	6 300/6 315
优化后	接收	标准数据帧	6 315/6 315

最后,对布线优化前后的总线信号质量对比。先对传输信号质量进行对比分析,采用 CANScope 仪器对 CAN 总线接收到的数据进行信号质量统计,以此判断布线路径优化前后 CAN 总线所受电磁干扰的大小,实验结果见表 10。

表10 布线优化前后的信号质量

Table 10 Signal quality before and after wiring optimization

项目	数据帧ID	平均质量	最大分数	最小分数
优化前	0	0.600 503	0.699 199	0.510 764
	1 192	0.616 310	0.738 756	0.487 622
	1 031	0.617 014	0.720 862	0.524 435
	:	:	:	:
	775	0.620 335	0.720 239	0.488 740
	0	0.702 453	0.745 657	0.578 059
优化后	1 192	0.702 666	0.728 309	0.609 136
	1 031	0.702 738	0.726 856	0.608 574
	:	:	:	:
	775	0.706 400	0.727 931	0.607 311
	0	0.702 453	0.745 657	0.578 059
	1 192	0.702 666	0.728 309	0.609 136

实验结果表明,对布线路径优化后,CAN 总线的数据信号质量有了明显提升,平均信号质量提升超过 10%。由此推断,CAN 总线所受电磁干扰有了明显的减少,故本文所提出的布线优化方案较原方案更加合理。

进一步对 CAN 总线数据帧波形的共模干扰进行统计分析。本部分设定 CANScope 在共模干扰幅度门限为 0.2 的情况下对经 CAN 总线传输的 6 315 个数据帧所受共模干扰情况进行记录,记录结果见表 11。经统计,优化前的受干扰帧数为 3 541 帧,受扰率约为 56.07%;优化后的受干扰帧数为 2 231 帧,受扰率

表11 共模干扰统计

Table 11 Common mode interference statistics

帧ID	幅度/V	频率/Hz
4A9 H	3.451	165
000 H	3.185	312
4A6 H	2.833	350
:	:	:
000 H	0.202	68 064

约为 35.33%,较优化前明显减少,该结果表明:布线优化后的 CAN 总线所受共模干扰明显降低。

## 5 结 论

(1) 研究了智能化采煤机电控箱内牵引变频器带载输出动力线缆的电磁干扰产生机理,建立了采煤机变频器输出动力线缆的频域传输线模型,计算了动力线缆的辐射电场,运用数值仿真方法验证了动力线缆辐射电场计算方法的有效性;建立了变频器核心控制参数与输出动力线缆辐射干扰强度之间的关联模型,对 PWM 调速的辐射干扰构成进行了仿真分析,变频器的开关频率越高、输入电压越高,其辐射干扰越大;建立了变频器瞬间启动模型,计算了激励电压源由瞬间启动且不稳定到达基准速度后的稳定状态的辐射干扰,非稳定状态所形成的辐射电场要比稳定情况高 9 dB 左右。

(2) 建立了影响串扰的各个因素与总线串扰值之间的映射,基于麻雀搜索法优化支持向量机回归算法,建立了总线线缆的串扰预测模型,结果表明:总线串扰预测模型的平均绝对百分数误差  $E_{MAD}=0.124\ 7$ , 均方误差  $E_{MS}=0.001\ 3$ , 对数据的拟合度高达 98.11%;开展了牵引变频器输出动力线缆带载时对总线沿线干扰的测试实验,通过对总线不同线缆型号、总线与变频器输出动力线缆之间的不同距离设计正交实验,获取了接地屏蔽双绞型总线线缆与动力线缆保持 30 mm 最小安全间距,为采煤机电控箱的布线工艺优化提供了关键参数。

(3) 研发了采煤机总线抗干扰测试可视系统,基于智能化采煤机机械机构及电气架构,提出了适用于当前采煤机的布线工艺优化总体方案,并进行了采煤机电控箱优化前后总线抗干扰测试对比实验。结果表明:优化前后 CAN 总线数据帧波形的偏差程度分别为 0.149 3 和 0.030 5;优化前后总线的受扰率分别为 56.07% 和 35.33%,优化后的总线抗干扰能力有效提升。

(4) 为了规范布线规程,提高智能化采煤机总线的抗干扰能力,笔者对采煤机变频器动力线缆对通讯线缆的电磁辐射干扰和总线串扰进行了分析研究,提出了智能化采煤机布线优化方案。在此过程中,由于总线线缆电磁辐射对总线通讯的影响远小于动力线缆,笔者对其进行了忽略,在后续研究中笔者将对该部分干扰进行详细建模,建立更为完整的智能化采煤机电磁干扰模型。

## 参考文献(References):

- [1] 陈浮,王思遥,于昊辰,等.碳中和目标下煤炭变革的技术路径[J].

- 煤炭学报, 2022, 47(4): 1452–1461.
- CHEN Fu, WANG Siyao, YU Haochen, et al. Technological innovation paths of coal industry for achieving carbon neutralization[J]. Journal of China Coal Society, 2022, 47(4): 1452–1461.
- [2] 关于加快煤矿智能化发展的指导意见[N]. 中国煤炭报, 2020-03-05(002).
- [3] DING Fei, LI Binbin, ZHANG Haining. Cutting constant power speed-adjusting control system of electrical haulage shearer based on Rbf Neural Network Pid Control[C]//International Conference on Communication, Network and Artificial Intelligence. 2018: 108–116.
- [4] SOLAK V, EFENDIOGLU H S, COLAK B, et al. Analysis and simulation of cable crosstalk[C]//Electromagnetic Compatibility Conference (EMC Turkiye) 2017 IV International. 2017: 1–4.
- [5] GUNAWARDANA M, NG A, KORDI B. Time-domain coupling model for nonparallel frequency-dependent overhead multicore conductor transmission lines above lossy ground[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(4): 2997–3005.
- [6] MENG X, BAO X, ZHENG Y, et al. Time-domain modeling of field-to-wire coupling in obliquely oriented multiwire cables with junctions using JEMS-FDTD[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2020, 62(6): 2458–2467.
- [7] 叶志红, 石艳超, 周健健. 电子设备贯通导线的电磁耦合时域分析算法[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(8): 1673–1678.
- YE Zhihong, SHI Yanchao, ZHOU Jianjian. Time domain analysis algorithm of electromagnetic coupling of penetrated wire connecting to electronic device[J]. Systems Engineering and Electronics, 2020, 42(8): 1673–1678.
- [8] WEY C L, HSU C H, CHANG K C, et al. EMI prevention of CAN-bus-based communication in battery management systems[J]. International Journal of Engineering & Computer Science IJECS-IJENS, 2013, 13(5): 6–12.
- [9] ZHANG L. Design of electromagnetic compatibility performance of multi-node CAN-Bus system[C]//IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. IOP Publishing, 2019, 295(3): 032074.
- [10] 刘美静. 基于CHS的机载线束管理平台设计与实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2015.
- LIU Meijing. Design and implement of the aircraft wiring harness management system based on CHS[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2015.
- [11] ZHU Z, LA ROCCA G, ZHENG Y, et al. Alpha-SIM: A quick 3D geometry model simplification approach to support aircraft EWIS routing[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part G-Journal Of Aerospace Engineering, 2021, 235(6): 646–660.
- [12] 许艺馨. CRH380B系列动车组电气布线方案优化研究[D]. 长春: 吉林大学, 2018.
- XU Yixin. The study on optimization scheme of wiring and shield for CRH380B series EMUS[D]. Changchun: Jilin University, 2018.
- [13] 王慧娟. 煤矿井下变频器电磁辐射干扰仿真及其特性研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2022.
- WANG Huijuan. Simulation and characteristic analysis of electromagnetic radiation interference based on converter in coal mine[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2022.
- [14] 陈恒林, 严云帆. 变频器共模电流对敏感数据线干扰的实验研究[J]. 电力电子技术, 2016, 50(5): 64–68.
- CHEN Henglin, YAN Yunfan. Experimental research on common-mode interference on sensitive cable in a motor driver system[J]. Power Electronica, 2016, 50(5): 64–68.
- [15] MELO P K P de, FONTGALLAND G, D'ASSUNO Junior A G, et al. Analysis of Electromagnetic Interference in Electric Vehicle Cables[C]//2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Boston, 2018: 1393–1394.
- [16] 连朝阳, 周明利, 陈兴辉, 等. 三电平矿用变频器SVPWM算法研究及仿真[J]. 煤矿机械, 2022, 43(1): 64–66.
- LIAN Chaoyang, ZHOU Mingli, CHEN Xinghui, et al. Research and simulation on SVPWM algorithm of three-level mine frequency converter[J]. Coal Mine Machinery, 2022, 43(1): 64–66.
- [17] 李艾娣. 矿井动力电缆对监测信号电缆串扰的不确定性分析[D]. 西安: 西安科技大学, 2020.
- LI Aidi. Analysis on uncertainty of crosstalk of monitoring signal cable by mine power cable[D]. Xi'an: Xi'an University of Science and Technology, 2020.
- [18] 孙亚秀, 卓庆坤, 姜庆辉, 等. 基于多导体传输线理论的差模激励新型线束串扰模型研究[J]. 物理学报, 2015, 64(4): 123–135.
- SUN Yaxiu, ZHUO Qingkun, QIANG Qinghui, et al. New differential-mode-source cable bundle crosstalk model based on multiconductor transmission lines theory[J]. Acta Physica Sinica, 2015, 64(4): 123–135.
- [19] LIU Xinggao, HE Shuting, GU Youzhi, et al. A robust cutting pattern recognition method for shearer based on Least Square Support Vector Machine equipped with Chaos Modified Particle Swarm Optimization and Online Correcting Strategy[J]. ISA Transactions, 2020, 99: 199–209.
- [20] XUE Jiankai, SHEN Bo. A novel swarm intelligence optimization approach: Sparrow search algorithm[J]. Systems Science and Control Engineering, 2020, 8(1): 22–34.