

DOI: 10. 19650 / j. cnki. cjsi. J2412462

基于遗传算法的三相四芯电缆相电流重构方法*

朱俊宇¹, 曾春平¹, 索春光¹, 张文斌², 黄汝金¹

(1. 昆明理工大学理学院 昆明 650500; 2. 昆明理工大学机电工程学院 昆明 650500)

摘要: 目前多芯电缆电流重构方法受限于电缆规格或传感器阵列与线芯需按特定规则摆放导致其在实际工程应用中较为困难。本文提出基于遗传算法进行三相四芯电力电缆线芯分布相关量的求解, 进而得到任意线芯分布半径、任意线芯与传感器阵列角度时磁传感器阵列各单元的输出量与各线芯电流之间的耦合系数矩阵的方法, 用于重构四芯电缆中各线芯电流。通过仿真验证了算法的可行性。为了能有效降低由于干扰等因素造成的误差, 提出了一种先验求解模型以提高解的质量。随后进行了传感单元阵列电路拓扑的设计, 使用设计的原型在搭建的实验平台进行了测试, 实验结果表明, 在三相平衡情况下, 测量的三相电流最大误差为 2.42%, 最大相位误差为 2.77°, 在三相不平衡情况下, 测量的三相电流最大误差为 2.52%, 最大相位误差为 4.17°。实验结果验证了方法的可行性与有效性。

关键词: 四芯电缆; 电流重构; 遗传算法; 非接触

中图分类号: TM933.13 TH89 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 460.4020

A phase current reconstruction method of three-phase four-core power cable based on genetic algorithm

Zhu Junyu¹, Zeng Chunping¹, Suo Chunguang¹, Zhang Wenbin², Huang Rujin¹

(1. College of Science, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China; 2. College of Mechanical and Electrical Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China)

Abstract: At present, the multi-core power cable current reconstruction method is limited by the cable specifications or the sensor array and the core need to be placed according to specific rules, which makes it difficult in practical engineering applications. In this paper, a method based on genetic algorithm is proposed to solve the core distribution correlation of three-phase four-core power cable, then the coupling coefficient matrix between the output of each unit of the magnetic sensor array and the current of each core is obtained when the distribution radius of any core and the angle between any core and the sensor array are obtained, which is used to reconstruct the current of each core in the four-core cable. The feasibility of the algorithm is verified by simulation. In order to effectively reduce the error caused by external factors such as interference, a prior solution model is proposed to improve the quality of the solution. Then, the topology of the sensor unit array circuit is designed. The prototype is tested on the experimental platform. The experimental results show that the maximum error of the measured three-phase current is 2.42% and the maximum phase error is 2.77° in the case of three-phase balance. In the case of three-phase imbalance, the maximum error of the measured three-phase current is 2.52% and the maximum phase error is 4.17°. The experimental results verify the feasibility and effectiveness of the method.

Keywords: four-core power cable; current reconstruction; genetic algorithm; non-contact

0 引言

电流测量是电力系统监测和诊断的基本需求。稳

态电流信息(有效值和相位)支持多种应用,如能源计量、故障排除(如识别不平衡相位)、预测性维护等^[1-3]。如果电流波形可用,则可以启用更先进的电能质量应用程序,如故障预测和诊断、状态监测、最终用户行为

建模等^[4-6]。

电力电缆因其低成本、安装和维护方便的优点,广泛应用于住宅、商业、工业和公用事业应用的中低压电力系统。对于单相电流的测量,目前已存在许多成熟的商业产品,包括霍尔传感器、罗氏线圈等^[7-8]。电力电缆内部具有多相导线,其非接触测量相较于单相电流更为复杂,仍处在发展之中。文献[9-10]分别利用压电悬臂梁式电流传感器对三相四芯电缆、三相五芯电缆进行故障检测分析,该结构具有体积小、轻便等特点,从而能够有效降低整体设备占用体积,增加了系统便携性。然而,所提出的测量方法仅能对各相是否存在电流进行定性分析,而不能得到各相准确的电流大小。

文献[11]设计了一种用于三相三芯电缆电流测量的罗氏线圈电流传感器,传感器核心感测单元是绕制于同一圆形非磁芯内的3个独立线圈,经由3个线圈输出3个感应电动势,通过其所提出的算法,使用数字信号处理(DSP)恢复电缆各芯线电流。文献[12-13]提出了一种用磁传感器来测量三芯电缆相电流的方法,并利用有限元仿真验证了该方法的可行性。但该方法要求各线芯与磁传感器相对准直(第一传感器、电缆中心与线芯中心位于同一直线上),也就是要求电缆与传感器是在已知角度下才能进行三相电流求解。上述2种方法均需要传感单元与电缆内部线芯之间的准确位置关系,在实际应用中难以得知。在文献[14-15]上述研究的基础上,提出了电缆线芯的定位方法,使用电机旋转以变换传感器单元阵列位置,随后根据传感器在旋转中输出信号特征以确定内芯位置,得到耦合矩阵并求解三相电流的大小。该方法需要在360°的圆周上以1°为补偿进行电缆内芯位置的定位,由于其在安装时需要进行复杂的校准过程而难以应用在实际工程中。文献[16]提出了通过差分进化算法求解磁场耦合方程组,进而求出三芯电缆各相电流的方法。该方法需要对每一个采样时刻的磁场样本集通过算法进行反演,相较于通过解耦矩阵进行矩阵运算,该方法计算量较大,难以保证电流重构的实时性。

电力电缆内部线芯分布的位置不可知性限制了现有测量方法在实际工程中的应用。针对此问题,本文提出一种基于遗传算法进行四芯电缆相电流重构的方法。所提出的测量方法应用于三相四线制低压配电网的电流非接触测量,并以该场景为例进行了实际应用研究。本文方法也可以应用于其他多芯电缆的电流测量。本文首先对测量模型进行推导,提出了通过遗传算法求解线芯分布相关量,进而得到耦合系数矩阵,再通过矩阵运算进行电缆相电流重构的方法。随后,利用有限元仿真验证方

法的可行性,并进行了算法的优化。最后开发了基于磁通门传感器芯片阵列的电路拓扑,搭建了实验平台进行实验测试,测试结果表明该方法具有实际的工程应用价值。

1 测量原理

1.1 单导体和单传感器系统的建模

图1为笛卡尔系中单根载流导线和单个传感器的模型。线芯 $P(x_p, y_p)$ 位于半径为 R_0 的圆周上,传感器 $S_n(x_s, y_s)$ 位于半径为 R_1 的圆周上,线芯电流 I_p 在传感器 S_n 所产生的磁感应强度为 B_{p-Sn} 。

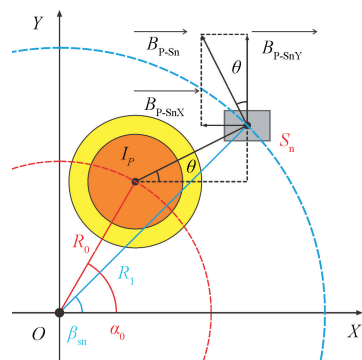


图1 线芯 P 与传感器 S_n 位置关系及线芯电流 I_p 在传感器 S_n 处所产生的磁感应强度矢量

Fig. 1 The relationship between the position of the conductor P and the sensor S_n and the magnetic induction intensity vector generated by the current I_p at the sensor S_n

定义线芯分布半径与传感器分布半径之比为:

$$k = R_0/R_1 \quad (1)$$

根据几何关系可将线芯 P 和传感器 S_n 的坐标表示为:

$$\begin{aligned} P(x_p = R_0 \cos \alpha_p, y_p = R_0 \sin \alpha_p) \\ S_n(x_s = R_1 \cos \beta_s, y_s = R_1 \sin \beta_s) \end{aligned} \quad (2)$$

根据安培环路定理可求出线芯电流 I_p 在传感器 S_n 处的磁感应强度 B_p 为:

$$B_p = |B_{p-Sn}| = \frac{\mu_0 \mu_r I_p}{2\pi \sqrt{(x_s - x_p)^2 + (y_s - y_p)^2}} \quad (3)$$

磁感应强度 B_p 在 x, y 轴正方向的分量为:

$$\begin{cases} -B_{pX} = |B_{p-SnX}| = B_p \sin \arctan \frac{y_s - y_p}{x_s - x_p} \\ B_{pY} = |B_{p-SnY}| = B_p \cos \arctan \frac{y_s - y_p}{x_s - x_p} \end{cases} \quad (4)$$

由式(1)~(4)可求出:

$$\begin{cases} B_{PX} = -\frac{0.2\mu_r I_p}{R_1} \frac{\sin\left(\arctan \frac{\sin\beta_s - k \sin\alpha_p}{\cos\beta_s - k \cos\alpha_p}\right)}{\sqrt{k^2 + 1 - 2k \cos(\alpha_p - \beta_s)}} \\ B_{PY} = \frac{0.2\mu_r I_p}{R_1} \frac{\cos\left(\arctan \frac{\sin\beta_s - k \sin\alpha_p}{\cos\beta_s - k \cos\alpha_p}\right)}{\sqrt{k^2 + 1 - 2k \cos(\alpha_p - \beta_s)}} \end{cases} \quad (5)$$

式中: B_{PX} 和 B_{PY} 的单位为 μT 。定义磁场传感器在 X 轴正方向的磁场分量与线芯电流之间的耦合系数为 M , 在 Y 轴正方向的磁场分量与线芯电流之间的耦合系数为 N , 即:

$$\begin{cases} M = \frac{-\sin\left(\arctan \frac{\sin\beta_s - k \sin\alpha_p}{\cos\beta_s - k \cos\alpha_p}\right)}{\sqrt{k^2 + 1 - 2k \cos(\alpha_p - \beta_s)}} \\ N = \frac{\cos\left(\arctan \frac{\sin\beta_s - k \sin\alpha_p}{\cos\beta_s - k \cos\alpha_p}\right)}{\sqrt{k^2 + 1 - 2k \cos(\alpha_p - \beta_s)}} \end{cases} \quad (6)$$

1.2 多导体和单传感器系统的建模

对于多芯电缆,其周围的磁感应强度为其内所有线芯单独作用时所激发的磁感应强度的矢量和,如图2(a)所示。

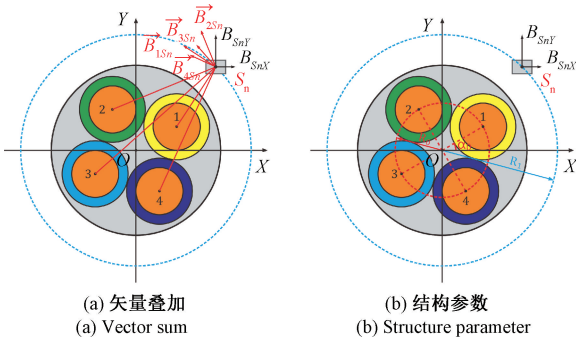


图2 四芯电缆线芯电流 I_1, I_2, I_3, I_4 在传感器 S_n 处所产生的磁感应强度矢量

Fig. 2 The magnetic induction intensity vector generated by the conductor current I_1, I_2, I_3 and I_4 of the four-core power cable at the sensor S_n

因此,确定各磁传感器和各线芯空间位置,即可建立各磁传感器所测磁感应强度值与各线芯电流值的耦合系数矩阵。对于4芯电缆测量系统,定义磁传感器阵列中有 n 个双轴传感器单元,任意传感器单元在某一时刻 t 测量到的磁感应强度值与被测电缆中各线芯的电流的耦合关系可表示为:

$$\begin{bmatrix} B_{S1X}(t) \\ B_{S1Y}(t) \\ B_{S2X}(t) \\ B_{S2Y}(t) \\ \dots \\ B_{SnX}(t) \\ B_{SnY}(t) \end{bmatrix} = \frac{0.2\mu_r}{R_1} \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ N_{11} & N_{12} & N_{13} & N_{14} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} & M_{24} \\ N_{21} & N_{22} & N_{23} & N_{24} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1} & M_{n2} & M_{n3} & M_{n4} \\ N_{n1} & N_{n2} & N_{n3} & N_{n4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \\ I_4(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

如图2(b)所示,电缆4个线芯分布在半径为 R_0 的圆周上,相邻线芯中心与电缆中心的连线相互垂直,第1线芯与传感器阵列夹角为 α_0 ,第1线芯始终位于第1象限($0 \leq \alpha_0 < 0.5\pi$)。各线芯极角为:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \alpha_0 \\ \alpha_2 = \alpha_0 + 0.5\pi \\ \alpha_3 = \alpha_0 + \pi \\ \alpha_4 = \alpha_0 + 1.5\pi \end{cases} \quad (8)$$

此外,磁传感器分布在半径为 R_1 的圆周上,由式(6)、(8),可求得耦合矩阵中的系数 M, N 为:

$$\begin{cases} M_{n1} = \frac{-\sin\left(\arctan \frac{\sin\beta_n - b}{\cos\beta_n - c}\right)}{\sqrt{a - 2(c \cos\beta_n + b \sin\beta_n)}} \\ M_{n2} = \frac{-\sin\left(\arctan \frac{\sin\beta_n - c}{\cos\beta_n + b}\right)}{\sqrt{a - 2(-b \cos\beta_n + c \sin\beta_n)}} \\ M_{n3} = \frac{-\sin\left(\arctan \frac{\sin\beta_n + b}{\cos\beta_n + c}\right)}{\sqrt{a - 2(-c \cos\beta_n - b \sin\beta_n)}} \\ M_{n4} = \frac{-\sin\left(\arctan \frac{\sin\beta_n + c}{\cos\beta_n - b}\right)}{\sqrt{a - 2(b \cos\beta_n - c \sin\beta_n)}} \\ N_{n1} = \frac{\cos\left(\arctan \frac{\sin\beta_n - b}{\cos\beta_n - c}\right)}{\sqrt{a - 2(c \cos\beta_n + b \sin\beta_n)}} \\ N_{n2} = \frac{\cos\left(\arctan \frac{\sin\beta_n - c}{\cos\beta_n + b}\right)}{\sqrt{a - 2(-b \cos\beta_n + c \sin\beta_n)}} \\ N_{n3} = \frac{\cos\left(\arctan \frac{\sin\beta_n + b}{\cos\beta_n + c}\right)}{\sqrt{a - 2(-c \cos\beta_n - b \sin\beta_n)}} \\ N_{n4} = \frac{\cos\left(\arctan \frac{\sin\beta_n + c}{\cos\beta_n - b}\right)}{\sqrt{a - 2(b \cos\beta_n - c \sin\beta_n)}} \end{cases} \quad (9)$$

其中, β_n 为传感器 n 的极角, 参数 a, b, c 为:

$$\begin{cases} a = k^2 + 1, & a \in (1, 2) \\ b = k \sin \alpha_0, & b \in (0, 1) \\ c = k \cos \alpha_0, & c \in (0, 1) \end{cases} \quad (10)$$

从矩阵 (7) 中任意选择 4 条方程组构成新矩阵 (11), 取空气相对磁导率近似值 $\mu_r \approx 1$:

$$\begin{bmatrix} B_{S1X}(t) \\ B_{S3Y}(t) \\ B_{S4X}(t) \\ B_{S6Y}(t) \end{bmatrix} = \frac{0.2}{R_1} \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ N_{31} & N_{32} & N_{33} & N_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} \\ N_{61} & N_{62} & N_{63} & N_{64} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \\ I_4(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

对该矩阵求逆, 得到传感器解耦系数矩阵为:

$$\begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \\ I_4(t) \end{bmatrix} = \frac{R_1}{0.2} \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ N_{31} & N_{32} & N_{33} & N_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} \\ N_{61} & N_{62} & N_{63} & N_{64} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_{S1X}(t) \\ B_{S3Y}(t) \\ B_{S4X}(t) \\ B_{S6Y}(t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

1.3 遗传算法求解解耦矩阵系数原理

由于不同规格电缆内部线芯分布不同、电缆各线芯电流不确定以及在实际应用中难以将传感器阵列与电缆位置准直安装的难题, 导致解耦系数矩阵中的 M, N 值难以确定。因此, 为求得系数 M, N , 需要将矩阵 (7) 转化为线性方程组 (13) 进行求解:

$$\begin{bmatrix} f_{1X} \\ f_{1Y} \\ f_{2X} \\ f_{2Y} \\ \dots \\ f_{nX} \\ f_{nY} \end{bmatrix} = \frac{0.2}{R_1} \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ N_{11} & N_{12} & N_{13} & N_{14} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} & M_{24} \\ N_{21} & N_{22} & N_{23} & N_{24} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1} & M_{n2} & M_{n3} & M_{n4} \\ N_{n1} & N_{n2} & N_{n3} & N_{n4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \\ I_4(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B_{S1X}(t) \\ B_{S1Y}(t) \\ B_{S2X}(t) \\ B_{S2Y}(t) \\ \dots \\ B_{SnX}(t) \\ B_{SnY}(t) \end{bmatrix} = 0 \quad (13)$$

其中, $B_{SnX(t)}, B_{SnY(t)}$ 为传感器 n 在同一时刻时 X, Y 方向的磁感应强度值。该方程组含有 7 个未知参数 ($I_1(t), I_2(t), I_3(t), I_4(t), a, b, c$), 因其结构的复杂性使得其无法通过普通矩阵计算求得, 需要将方程组求解问题转化为函数优化问题, 通过优化算法求解。求方程组 $F_{(x)} = 0$ 的最优解等价于求 $G_{(x)}$ 的全局极小值, 其中:

$$\begin{cases} F_{(x)} = [f_{1X}, f_{1Y}, f_{2X}, f_{2Y}, \dots, f_{nX}, f_{nY}]^T = 0 \\ G_{(x)} = \sqrt{f_{1X}^2 + f_{1Y}^2 + f_{2X}^2 + f_{2Y}^2 + \dots + f_{nX}^2 + f_{nY}^2} \end{cases} \quad (14)$$

本文采用遗传算法进行求解, 该算法求解的过程如图 3 所示。种群大小取 3 500, 交叉概率取 60%, 变异概率取 1.5%, 选取适应度函数为 $Fit_{(x)} = 1/G_{(x)}$ 。

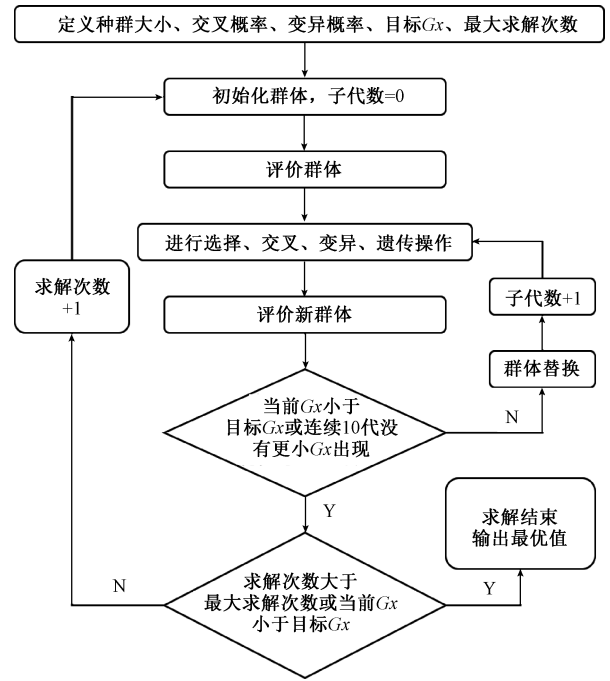


图3 遗传算法求解流程

Fig. 3 Flow of genetic algorithm

2 算法可行性验证及其模型改进

2.1 算法可行性分析

本节利用 COMSOL 有限元仿真验证方法的可行性。设定线芯分布半径 $R_0 = 2.54 \text{ mm}$ 、传感器分布半径 $R_1 = 8.636 \text{ mm}$, 传感器 $S_n (n = [1, 2, \dots, 6])$ 的极角为 $\beta_n = [30^\circ, 90^\circ, 150^\circ, 210^\circ, 270^\circ, 330^\circ]$ 。分别设定第 1 线芯与传感器阵列的夹角为 $\alpha_0 = 30^\circ$ 和 $\alpha_0 = 45^\circ$, 对应仿真模型如图 4 (a)、5 (a) 所示, 设定 $I_1 = \sqrt{2} \sin(100\pi t)$ 、 $I_2 = \sqrt{2} \sin(100\pi t - 2\pi/3)$ 、 $I_3 = \sqrt{2} \sin(100\pi t + 2\pi/3)$ 、 $I_4 = 0$ 。仿真结果如图 4(b)、5(b) 所示。

随后, 导出单个周期内传感器 $S_n (n = [1, 2, \dots, 6])$ 的磁感应强度 $B_{SnX(t)}, B_{SnY(t)}$, 等时间间隔选取 64 组测量值, 通过算法求解得到 64 组解 $a_{(t)}, b_{(t)}, c_{(t)}$, 分别计算其平均值得到 a, b, c 的求解值。求解值与理论值的关系如表 1 所示。

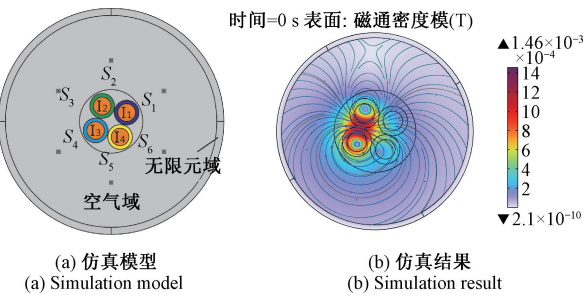


图 4 $\alpha_0=30^\circ$ 有限元仿真

Fig. 4 Finite element simulation at $\alpha_0=30^\circ$

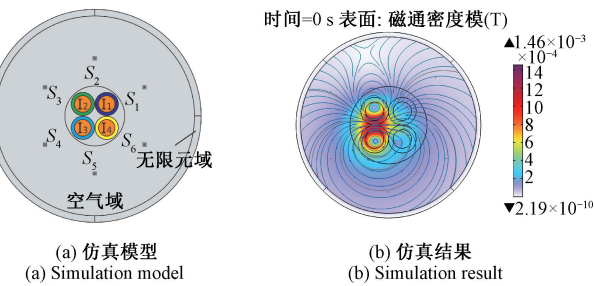


图 5 $\alpha_0=45^\circ$ 有限元仿真

Fig. 5 Finite element simulation at $\alpha_0=45^\circ$

表 1 参数 a 、 b 、 c 值与误差

Table 1 Results and errors of parameters a , b , c						
参数	$\alpha_0=30^\circ$			$\alpha_0=45^\circ$		
	理论值	求解值	相对误差/%	理论值	求解值	相对误差/%
a	1.086 5	1.086 8	0.03	1.086 5	1.085 9	0.05
b	0.147 1	0.146 2	0.58	0.208 0	0.206 6	0.66
c	0.254 7	0.253 7	0.39	0.208 0	0.206 9	0.53

将表 1 所示 a 、 b 、 c 求解值代入式(9)中求出矩阵解耦矩阵系数 M 、 N , 将 M 、 N 的值代入矩阵(12)中求出 $\alpha_0=30^\circ$ 和 $\alpha_0=45^\circ$ 对应的解耦矩阵分别为矩阵(15)与矩阵(16)所示。

$$\begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \\ I_4(t) \end{bmatrix} = 0.043 \times \begin{bmatrix} -2.985\ 1 & -0.322\ 4 & 0.147\ 3 & -1.855\ 8 \\ 1.412\ 1 & -1.660\ 0 & -1.226\ 2 & 0.163\ 6 \\ -0.147\ 3 & 1.855\ 8 & 2.985\ 1 & 0.322\ 4 \\ 1.226\ 2 & -0.163\ 6 & -1.412\ 1 & 1.660\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{s1x}(t) \\ B_{s3y}(t) \\ B_{s4x}(t) \\ B_{s6y}(t) \end{bmatrix}$$

(15)

$$\begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \\ I_4(t) \end{bmatrix} = 0.043 \times \begin{bmatrix} -4.670\ 6 & -0.082\ 7 & 0.990\ 4 & -3.016\ 5 \\ 2.803\ 6 & -1.867\ 7 & -1.840\ 0 & 1.060\ 4 \\ -0.990\ 4 & 3.016\ 5 & 4.670\ 6 & 0.082\ 7 \\ 1.840\ 0 & -1.060\ 4 & -2.803\ 6 & 1.867\ 7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{s1x}(t) \\ B_{s3y}(t) \\ B_{s4x}(t) \\ B_{s6y}(t) \end{bmatrix}$$

(16)

对 $\alpha_0=30^\circ$ 和 $\alpha_0=45^\circ$ 采集的磁场样点分别通过矩阵(15)和矩阵(16)运算得到重构电流波形如图 6(a)和(b)所示。计算其有效值和相位误差如表 2 所示。

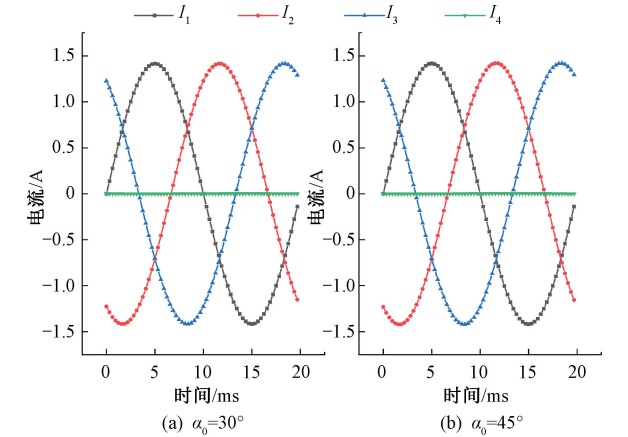


图 6 重构电流波形
Fig. 6 Reconstruct current waveform

表 2 重构电流有效值及相位误差

Table 2 RMS and phase error of reconstructed current					
参数		I_1	I_2	I_3	I_4
仿真 设定	RMS/A	1.000 0	1.000 0	1.000 0	0
	相位/($^\circ$)	0	-120.000 0	120.000 0	
$\alpha_0=30^\circ$	RMS/A	1.001 5	1.001 9	1.001 7	0.000 5
	RMS 误差/%	0.15	0.19	0.17	
	相位/($^\circ$)	0.003 6	-119.980 2	119.970 9	
	相位差/($^\circ$)	0.003 6	0.019 8	0.029 1	
$\alpha_0=45^\circ$	RMS/A	1.003 2	1.005 2	1.004 2	0.001 4
	RMS 误差/%	0.32	0.52	0.42	
	相位/($^\circ$)	0.029 5	-119.967 0	119.872 2	
	相位差/($^\circ$)	0.029 5	0.0328	0.127 8	

2.2 先验法求解模型的提出

在遗传算法中,适应度 $Fit_{(x)}$ 是用来衡量种群中每个个体的优劣程度的。适应度越高的个体,对应解的质量

越高。如果能够将搜索范围缩小,算法命中高适应度数值的概率将会增加。因此,选用高适应度的初始种群并缩小搜索范围能够有效提高算法的收敛速度和最终结果的质量。在实际测量中,外部电磁干扰、测量器件精度以及求解过程等因素都会对最终结果造成一定的误差。

针对上述问题,考虑待解参数的特殊性,本文提出一种先验求解的方法,以确保可以提高最终解的质量,降低误差。该方法包含对多组不同时刻数据的两次求解过程以及对多组结果的加权平均过程。

通过相同采样率在单个周期(20 ms)中同步采集 N 个时刻所有传感器磁感应强度值 $B_{SnX(t)}$ 和 $B_{SnY(t)}$ ($t=[1,2,3,\cdots,N]$),得到 N 个待解组。采用随机生成初始种群的方法,忽略目标 Gx 值,设置最大求解次数为 1,通过图 3 所示算法完成第 1 次求解。保存每一组达到收敛条件时的群体。将 N 组群体中的所有个体进行按适应度排序。选择适应度最高的 3 500 个个体的 a 、 b 、 c 参数的基因编码值作为第 2 次求解的初始种群中 a 、 b 、 c 参数的基因编码值,并通过随机生成的方式生成新种群中 $I_{1(t)}$ 、 $I_{2(t)}$ 、 $I_{3(t)}$ 、 $I_{4(t)}$ 对应的基因编码。取第 1 次求解的 a 、 b 、 c 解集的最大值和最小值作为第 2 次求解时 a 、 b 、 c 搜索域的上下限。对 N 个待解组进行第 2 次求解,求得每个时刻 t 所对应的解 $a_{(t)}$ 、 $b_{(t)}$ 、 $c_{(t)}$ 及适应度 $Fit_{(t)}$ 。对解 $a_{(t)}$ 、 $b_{(t)}$ 、 $c_{(t)}$ 进行加权平均得到最终解 a 、 b 、 c 。该算法流程如图 7 所示,加权平均计算公式为:

$$\begin{cases} [a \ b \ c] = \sum_{t=1}^N (Weight_{(t)} \times [a_{(t)} \ b_{(t)} \ c_{(t)}]) \\ Weight_{(t)} = \frac{Fit_{(t)}}{\sum_{t'=1}^N t' = 1 Fit_{(t')}} \end{cases}$$

(17)

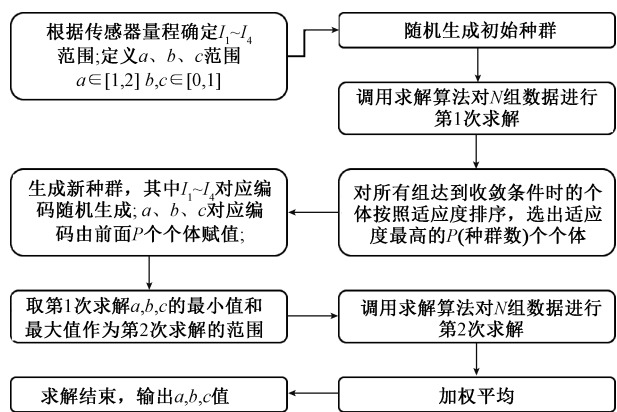


图7 先验求解算法流程
Fig. 7 Flow of algorithm

对 2.1 节中 $\alpha_0 = 30^\circ$ 的磁场仿真数据运行图 7 所示算法,设定 $N = 64$ 、目标 $Gx = 0.2$ 、最大求解次数 128。对

比在第 2 次求解时是否采用先验知识构建初始种群和是否缩小搜索域,得到耗时和结果误差如表 3 所示。求解结果的均方根误差 $RMSE_{(a,b,c)}$ 的计算式为:

$$RMSE_{(a,b,c)} = \sqrt{\frac{(a - a_0)^2 + (b - b_0)^2 + (c - c_0)^2}{3}}$$

(18)

其中, a 、 b 、 c 为仿真设定值; a_0 、 b_0 、 c_0 为求解结果。

表3 不同方法的耗时与求解误差
Table 3 Time-consuming and solution error of different methods

种群初始 化方法	缩小 搜索域	耗时 /s	a_0 误差/%	b_0 误差/%	c_0 误差/%	$RMSE_{(a,b,c)}$
先验	是	83.767	0.001	0.018	0.018	0.000 031
先验	否	82.738	0.005	0.064	0.064	0.000 113
随机	是	101.384	0.015	0.047	0.063	0.000 139
随机	否	145.254	0.011	0.063	0.097	0.000 166

从表 3 中可看出,本文所提出的采用先验知识构建第 2 次初始种群并缩小搜索域的方法能够有效提高算法的收敛速度和精度。

对 2.1 节中 $\alpha_0 = 30^\circ$ 的磁场仿真数据中加入磁场最大值 1%、2% 的随机噪声模拟外部干扰,设定采样组数 N 分别为 16、32、64、128、256。通过图 7 所示算法进行求解,得到求解组数 N 和求解结果 a 、 b 、 c 的误差关系如表 4 所示,求解组数 N 与耗时的关系如图 8(a) 所示,求解组数 N 与求解结果的均方根误差 $RMSE_{(a,b,c)}$ 的关系如图 8(b) 所示。

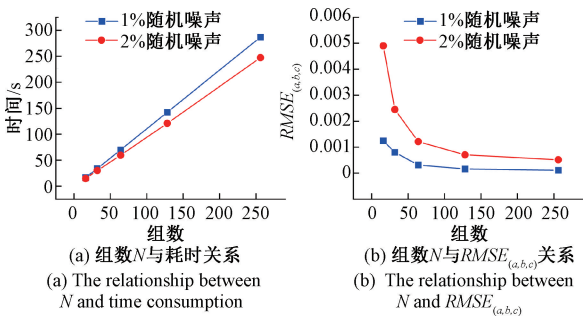


图8 组数 N 对时间和结果误差的影响
Fig. 8 The influence of group count N on time and result error

由表 4 和图 8 可看出,在存在外部干扰的情况下,通过增加不同时刻的采样组数 N 可以有效降低最终结果的误差,同时,需要更多的时间完成求解。本文在考虑时间和求解结果误差的情况下,最终选用 $N = 64$ 进行算法求解。

表 4 求解组数 N 与 a, b, c 误差关系

Table 4 The relationship between N and result error

参数		1% 随机噪声/%	2% 随机噪声/%
a 误差	$N=16$	0.155	0.556
	$N=32$	0.113	0.310
	$N=64$	0.047	0.011
	$N=128$	0.006	0.111
	$N=256$	0.001	0.072
b 误差	$N=16$	0.636	2.406
	$N=32$	0.410	1.046
	$N=64$	0.037	0.756
	$N=128$	0.038	0.057
	$N=256$	0.127	0.005
c 误差	$N=16$	0.381	1.888
	$N=32$	0.077	0.813
	$N=64$	0.072	0.698
	$N=128$	0.104	0.052
	$N=256$	0.004	0.164

3 实验验证

3.1 传感单元阵列电路拓扑设计

本文所设计的磁传感器阵列电路拓扑结构如图 9 所示。传感器阵列由 4 块 PCB 构成,其中上面 2 块用于测量 Y 轴分量,下面 2 块用于测量 X 轴分量。为方便开合,将 12 个 DRV425 磁通门传感器对半布置于左右 2 组对称的 PCB 电路板上,2 组 PCB 使用排针连接。磁通门传感器中心分布于半径为 $R_1=20.9\text{ mm}$ 的圆周上,相邻传感器之间间隔 60° 。闭合后,待测电缆被置于传感阵列中心。

根据数据手册,DRV425 磁通门传感器存在如下传递关系:

$$V_{\text{OUT}}(V) = B \times G \times R_{\text{SHUNT}} \times G_{\text{AMP}} =$$
$$B(\text{mT}) \times 12.2\text{ mA/mT} \times R_{\text{SHUNT}}(\Omega) \times 4(V/V) \quad (19)$$

式中: R_{SHUNT} 取 $100\ \Omega$, G 为补偿电流的大小 12.2 mA/mT , G_{AMP} 为磁通门芯片的固定增益 4 V/V 。

3.2 实验平台搭建

在本节中,对所提出的方法进行实验验证。搭建如图 10 所示的实验平台。三相四线交流实验平台主要由三相交流电源、四芯电缆、阻性负载、磁场传感器阵列、接触式电流探头(验证由磁传感器阵列重构电流的准确性)、数据采集电路和上位机组成。三相电流源为 ANZ13-3KVA-1 000 Hz,最大输出电流 6 A。数据采集系

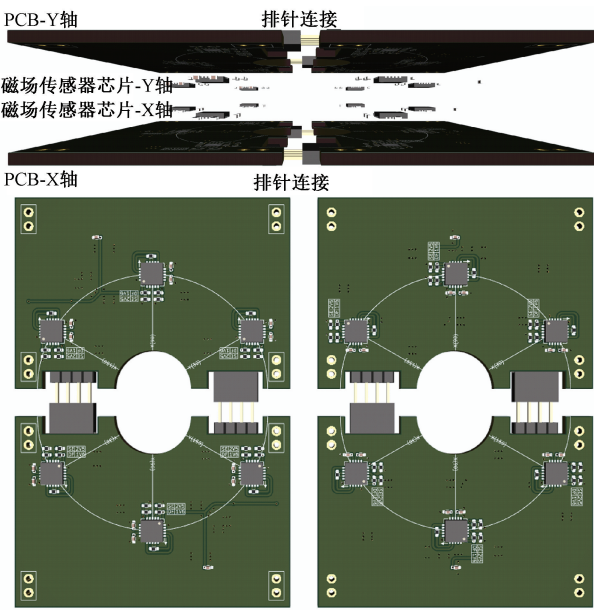


图 9 传感器阵列电路拓扑
Fig. 9 Circuit topology of sensor array



图 10 实验平台布置
Fig. 10 Experimental platform

统(DAS)由 STM32G474 单片机和 AD7616(16 位 16 通道 ADC 芯片)组成。接触式电流探头使用霍尔隔离芯片 CC6902SO-10A。四芯电缆参照 GB/T 5013.4—2008,规格为 $4\text{ mm}\times 5\text{ mm}$ 。上位机从数据采集电路获取传感器阵列输出量,同时进行波形显示及样点存储,再通过调用算法程序对存储的样点进行矩阵系数求解(校准过程)或电流重构(测量过程)。在实验中,电阻负载阻值恒定为 $10\pm 0.5\ \Omega$,通过调节三相交流电源的输出电压从而调节输出电流的大小,电阻负载采用星型连接。通过三相

交流源上的 2 个电压档位(0~150 V 和 0~300 V)可分别获得的 0~6.6 A 和 0~3.3 A 的可调电流范围。

3.3 三相平衡下电流重构实验

调整三相源使电流为 5 A-5 A-5 A,频率为 50 Hz。以 3.2 kSPS 采样率采集磁场传感器数据,取 64 组连续样本,通过算法求解得到:

$a = 1.015\ 193\ 3$
 $b = 0.080\ 617\ 1$
 $c = 0.089\ 053\ 0$

将数值代入式(9)求出矩阵(12)中的解耦矩阵系数 M 、 N ,得到解耦矩阵如下:

$$\begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \\ I_4(t) \end{bmatrix} = 0.104\ 5 \times$$
$$\begin{bmatrix} -17.222\ 9 & 3.567\ 8 & 9.053\ 3 & -11.309\ 2 \\ 13.608\ 3 & -8.728\ 2 & -11.809\ 7 & 6.231\ 0 \\ -9.053\ 3 & 11.309\ 2 & 17.222\ 9 & -3.567\ 8 \\ 11.809\ 7 & -6.231\ 0 & -13.608\ 3 & 8.728\ 2 \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} B_{S1X}(t) \\ B_{S3Y}(t) \\ B_{S4X}(t) \\ B_{S6Y}(t) \end{bmatrix}$$

(20)

对采集的磁场样点通过矩阵(20)运算,得到算法重构电流波形和实际(由接触式电流探头测得)电流波形对比如图 11 所示;计算得到有效值与相位误差如表 5 所示。

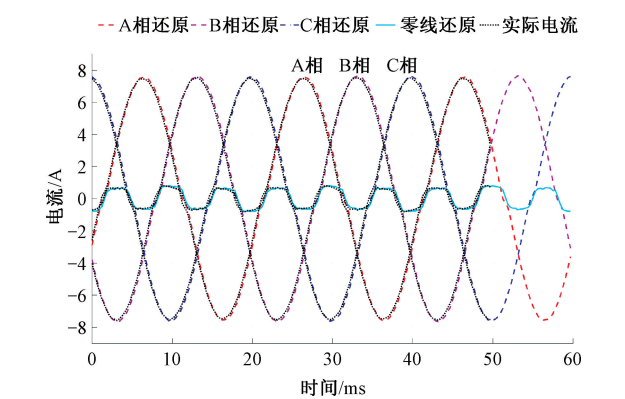


图 11 三相平衡下的重构电流波形与实际电流波形对比
Fig. 11 Comparison between reconstructed current waveform and actual current waveform under three-phase balance

3.4 三相不平衡下电流重构实验

调整三相源使电流为 3 A-4 A-5 A,频率为 50 Hz。以 3.2 kSPS 采样率采集磁场传感器数据,取 64 组连续样本,通过算法求解得到:

$a = 1.015\ 186\ 8$
 $b = 0.080\ 604\ 3$
 $c = 0.088\ 533\ 2$

表 5 三相平衡下重构电流有效值及相位误差
Table 5 RMS and phase error of reconstructed current under three-phase balance

参数	测量	重构	电流	测量	重构	电流
	电流	电流	RMS	电流	电流	相位
	RMS	RMS	误差	相位	相位	误差
	/A	/A	/%	/(°)	/(°)	/(°)
I_1	5.152 8	5.223 4	1.37	-113.729 6	-116.121 7	2.39
I_2	5.196 8	5.281 8	1.64	125.771 1	123.225 4	2.55
I_3	5.171 9	5.247 0	1.45	5.506 1	2.736 7	2.77
I_4	0.590 3	0.604 6	2.42			

将数值代入式(9)求出矩阵(12)中的解耦矩阵系数 M 、 N ,得到解耦矩阵如下:

$$\begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \\ I_4(t) \end{bmatrix} = 0.104\ 5 \times$$
$$\begin{bmatrix} -17.390\ 5 & 3.627\ 9 & 9.173\ 7 & -11.415\ 5 \\ 13.756\ 8 & -8.819\ 7 & -11.949\ 8 & 6.306\ 0 \\ -9.173\ 7 & 11.415\ 5 & 17.390\ 5 & -3.627\ 9 \\ 11.949\ 8 & -6.306\ 0 & -13.756\ 8 & 8.819\ 7 \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} B_{S1X}(t) \\ B_{S3Y}(t) \\ B_{S4X}(t) \\ B_{S6Y}(t) \end{bmatrix}$$

(21)

对采集的磁场样点通过矩阵(21)运算,得到还原电流波形和实际电流波形对比如图 12 所示,计算得到有效值与相位误差如表 6 所示。

表 6 三相不平衡下重构电流有效值及相位误差
Table 6 RMS and phase error of reconstructed current under three-phase unbalance

参数	测量	重构	电流	测量	重构	电流
	电流	电流	RMS	电流	电流	相位
	RMS	RMS	误差	相位	相位	误差
	/A	/A	/%	/(°)	/(°)	/(°)
I_1	3.075 8	3.135 3	1.93	61.518 2	59.203 1	2.32
I_2	4.154 1	4.256 6	2.47	-58.548 3	-61.226 0	2.68
I_3	5.159 5	5.282 7	2.39	177.186 6	177.387 8	0.20
I_4	1.851 5	1.898 1	2.52	30.193 3	26.026 2	4.17

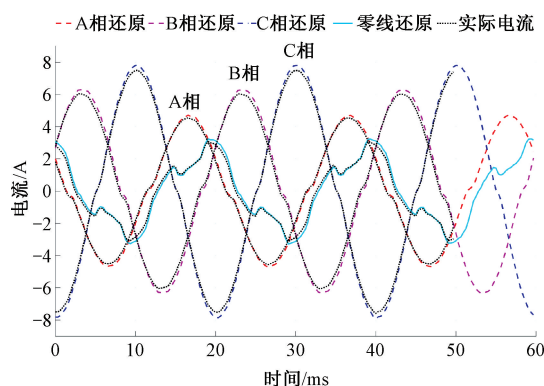


图12 三相不平衡下的重构电流波形与实际电流波形对比

Fig. 12 Comparison between reconstructed current waveform and actual current waveform under three-phase unbalance

4 结 论

针对目前基于磁场解耦各芯线电流的方法受限于电缆规格或传感器阵列与线芯需按特定规则摆放的问题。本文提出了一种基于遗传算法的三相四芯电缆电流测量方法。首先,建立了多芯导体对磁传感单元阵列的耦合矩阵模型。针对耦合矩阵中存在多项未知参数导致无法重构多芯导体电流的问题,使用遗传算法求解未知参数并构建解耦矩阵。随后,通过有限元仿真验证了求解方法的可行性,针对实际测量中由于干扰等因素造成误差的问题,提出了一种改进的先验求解模型。在此基础上,开发了开合式传感单元阵列电路拓扑。最后,搭建实验平台,使用开发的原型方法进行进一步验证。在三相平衡下的电流测试实验表面,最大相对误差为2.42%,最大相位误差为2.77°。在三相平衡下的电流测试实验表面,最大相对误差为2.52%,最大相位误差为4.17°。实验结果证明了本文所提方法的可行性和有效性。

参考文献

[1] 杨庆,孙尚鹏,司马文霞,等.面向智能电网的先进电压电流传感方法研究进展[J].高电压技术,2019,45(2):349-367.
YANG Q, SUN SH P, SI M W X, et al. Progress of advanced voltage/current sensing techniques for smart grid[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(2): 349-367.

[2] SUN X, POON CK, CHAN G, et al. Operation-state monitoring and energization-status identification for underground power cables by magnetic field sensing[J]. IEEE Sensors Journal, 2013, 13(11): 4527-4533.

[3] 齐歌,李敬业,马丁,等.基于IMCO模型速度预测的PMSM改进电流预测控制[J].控制工程,2023,

30(1):134-140.

QI G, LI J Y, MA D, et al. Improved current prediction control of PMSM with model speed prediction based on IMCO[J]. Control Engineering of China, 2023, 30(1): 134-140.

[4] 王熔基,刘勇智,管振水.基于区间电流的SRM功率变换器短路故障诊断[J].北京航空航天大学学报,2021,47(6):1085-1094.

WANG R J, LIU Y ZH, GUAN ZH SH. Short-circuit fault diagnosis of SRM power converter based on interval current[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(6): 1085-1094.

[5] 杨晓军,钱成.一种基于电流状态监测分析的系统自我监控管理技术[J].电子技术应用,2018,44(9):79-81,86.

YANG X J, QIAN CH. A self-monitoring and management technology for systems based on real-time current monitoring and analysis[J]. Application of Electronic Technique, 2018, 44(9): 79-81,86.

[6] 陈启鑫,吕睿可,郭鸿业,等.面向需求响应的电力用户行为建模:研究现状与应用[J].电力自动化设备,2023,43(10):23-37.

CHEN Q X, LV R K, GUO H Y, et al. Electricity user behavior modeling for demand response: Research status quo and applications[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(10): 23-37.

[7] CRESCENTINI M, SYEDA, S F, GIBIINO G P. Hall-effect current sensors: Principles of operation and implementation techniques[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(11): 10137-10151.

[8] 张长富,陈为.小型PCB罗氏线圈电流互感器[J].磁性材料及器件,2021,52(5):67-72.

ZHANG CH F, CHEN W. Miniature PCB rogowski coil current transformer[J]. Journal of Magnetic Materials and Devices, 2021, 52(5): 67-72.

[9] ZHAO Z Q, WANG D F, HOU Y P, et al. Noninvasive passive measurement of multiphase currents in IoT[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(12): 12860-12870.

[10] 宫绍杰.三相五线电缆电流故障检测机制研究[D].长春:吉林大学,2023.

GONG SH J. Study on current fault detection mechanism or a three-phase five-wire cable[D]. Changchun: Jilin University, 2023.

[11] IBRAHIM M E, ABD-ELHADY A M. Design and modeling of a two-winding rogowski coil sensor for measuring three-phase currents of a motor fed through a three-core cable[J]. IEEE Sensors Journal, 2021,

21(6): 8289-8296.

[12] 袁燕岭, 李世松, 董杰, 等. 用磁传感器测量三芯对称电缆相电流的方法[J]. 中国测试, 2016, 42(8): 29-32, 72.

YUAN Y L, LI SH S, DONG J, et al. Measuring method for phase current of symmetrical three-core power cable based on magnetic sensors [J]. China Measurement & Test, 2016, 42(8): 29-32, 72.

[13] 李世松, 袁燕岭, 董杰, 等. 一种计算三芯电力电缆表面磁场的解析方法[J]. 中国测试, 2017, 43(4): 95-99.

LI SH S, YUAN Y L, DONG J, et al. An analytical method for calculating the surface magnetic field for three-core electrical power cables [J]. China Measurement & Test, 2017, 43(4): 95-99.

[14] YAN P W, ZHANG W B, YANG L, et al. Online calibration study of non-contact current sensors for three-phase four-wire power cables [J]. Sensors, 2023, 23(5): 2391.

[15] SUO C G, CHENG K, WANG L F, et al. Non-contact measurement method of phase current based on magnetic field decoupling calculation for three-phase four-core cable[J]. Electronics, 2023, 12(6).

[16] 王航, 黄炳, 廖雁群, 等. 基于表面磁场反演的三芯电缆相电流测量方法[J/OL]. 中国电机工程学报, 2024; 1-13[2024-01-28]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231794>.

WANG H, HUANG B, LIAO Y Q, et al. Phase current measurement of three-core cables based on inverse analysis of surface magnetic field[J/OL]. Proceedings of the CSEE, 2024; 1-13[2024-01-28]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231794>.

作者简介



朱俊宇, 2021 年于昆明理工大学获得学士学位, 现为昆明理工大学硕士研究生, 主要研究方向为非接触电流测量。
E-mail: zhujunyu@stu.kust.edu.cn

Zhu Junyu received his B. Sc. degree in 2021 from Kunming University of Science and Technology. Now he is a M. Sc. candidate in Kunming University of Science and Technology. His main research interest includes non-contact current measurement.



索春光 (通信作者), 2008 年于哈尔滨工业大学获得博士学位, 现为昆明理工大学教授, 主要研究方向为智能微电网, MEMS 微能源, MEMS 传感器与执行器相关领域研究。
E-mail: suochunguang@126.com

Suo Chunguang (Corresponding author) received her Ph. D. degree in 2008 from Harbin University of Technology. Now she is an associate professor and a master advisor at Kunming University of Technology. Her main research interests include smart microgrid, MEMS micro energy and MEMS sensors and actuators.