

# 轻型输电线缆感应取电装置参数优化设计

林金树<sup>1</sup>, 周懋熹<sup>1</sup>, 陈道模<sup>1</sup>, 王鲁扬<sup>2</sup>, 隋立程<sup>2</sup>

(1. 国网三明供电公司 运维检修部, 福建 三明 365000; 2. 上海电力大学 电气工程学院, 上海 200090)

**摘要:** 电流互感器(current transformer, CT)感应取电因其具有实用性强、使用范围广与安全性高等优点, 将有望成为电力系统输电线缆在线监测设备最有效的供能方式。目前感应取电装置为解决低电流取能不足及大电流易饱和等问题, 常采用增大磁芯体积及重量的方法, 该方式增加了输电线缆的承重负担, 使线缆连接处拉伸应力增大, 长期运行将会危及电力系统安全。因此, 以降低磁芯重量为前提, 采用粒子群算法对磁芯尺寸、气隙大小及线圈匝数等参数进行全局优化。仿真和实验结果表明, 在极大降低磁芯重量的基础上(仅为1.2 kg), 感应取电装置在一次侧较低电流为15 A时, 输出可达0.22 W, 功率密度达1 414.8 W/m<sup>-3</sup>, 且可以保证输电线缆在15~1 200 A的电流变化范围内能量的有效输出, 具有一定的工程应用价值。

**关键词:** 感应取电; 电流互感器; 输电线缆; 粒子群; 参数优化

DOI: 10.15938/j.jhust.2021.01.013

中图分类号: TM452 文献标志码: A 文章编号: 1007-2683(2021)01-0093-07

## Parameter Optimization Design of Light induction Power-taking Device for Transmission Cable

LIN Jin-shu<sup>1</sup>, ZHOU Mao-xi<sup>1</sup>, CHEN Dao-mo<sup>1</sup>, WANG Lu-yang<sup>2</sup>, SUI Li-cheng<sup>2</sup>

(1. State Grid Sanming Power Supply Company, Operation and Maintenance Department, Sanming 365000, China;

2. School of Electric Power Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

**Abstract:** Current transformer induction power generation has the advantages of strong practicability, wide range of use and high safety, and it is expected to become the most effective energy supply method for online monitoring equipment of power system transmission cables. In order to solve the problems of insufficient low current energy extraction and high current saturation, the current induction power extraction device often adopts the method of increasing the volume and weight of the magnetic core. This method increases the load-bearing burden of the transmission cable and stretches the cable connection. Increased stress and long-term operation will endanger the safety of the power system. Therefore, based on the premise of reducing the weight of the magnetic core, this paper adopts the particle swarm algorithm to globally optimize the magnetic core size, air gap size and the number of turns of the coil. The simulation and experimental results show that, on the basis of greatly reducing the weight of the magnetic core (only 1.2 kg), the output of the induction power device can reach 0.22 W when the primary current is 15 A, and the transmission line can be guaranteed to be 15 A. The effective output of energy within the current range of 15~1,200 A has certain application value.

收稿日期: 2020-09-25

基金项目: 国家自然科学基金(51977127)。

作者简介: 林金树(1978—), 男, 高级工程师;

周懋熹(1989—), 男, 工程师。

通信作者: 隋立程(1995—), 男, 硕士研究生, E-mail: suilicheng0709@163.com.

**Keywords:** inductive power extraction; current transformer; power transmission cable; particle swarm; parameter optimization

## 0 引言

随着智能电网的发展,电力系统安全稳定运行显得尤为重要,在线监测设备被广泛应用于高压输电线路中。目前常用的在线监测设备的供电方式主要有:蓄电池、太阳能、激光、电容分压在线取能及CT取能等,CT取能因采用非接触式感应取电技术,较其他几种方式具有安全性高,成本低,体积小,适用范围广等优点,因而被广泛采用<sup>[1-3]</sup>。

目前,为了解决CT感应取电装置取能问题,文[4]选用磁导率较高的纳米晶合金材料作为磁芯,输出侧采用多个不同匝数的绕组线圈,通过不同绕组切换来适应输电线路不同的电流范围,但将会增加装置重量且控制电路复杂。文[5]在铁芯上加装补偿线圈,用以抵消一部分一次电流,降低铁芯的磁通量,但降低了二次侧感应电压。文[6]选用纳米晶材料铁芯,并采用双铁芯并行工作的方式,在小电流时通过无气隙铁芯传递能量,随着电流增大无气隙铁芯进入饱和,通过有气隙铁芯传递能量,但能量传输不稳定。文[6]采用磁路拓扑结构方法,降低了启动电流,但增加了线路负担和易发生切换故障。文[7]通过在磁芯上缠绕一组差动线圈,通过控制接入切出,来适应不同电流大小,但控制复杂且不稳定。从上述文献可知,目前为了增大取能装置低电流取能效果及抗饱和能力,大多采用硅钢片材质,从文献中机械尺寸可知,取能磁芯重量均超过1.5 kg,且体积较笨重,增加了输电线路的承重负担,长期运行会危及电力系统安全。

本文首先针对CT取能装置展开基础理论分析;其次通过粒子群算法,以重量为约束条件的前提下,对CT取能装置的磁芯尺寸、气隙大小及线圈匝数进行了详细的参数优化分析;最后通过搭建实验平台对理论分析及仿真结果进行了验证。

## 1 感应取电原理分析

CT感应取电装置系统结构如图1所示,其基本原理是利用电磁感应原理,通过CT将输电线路电流产生的磁能转变为电能,然后通过整流及DC-DC电路转化为满足需求的直流输出,并通过开气隙和保护电路抑制取能CT电流饱和。

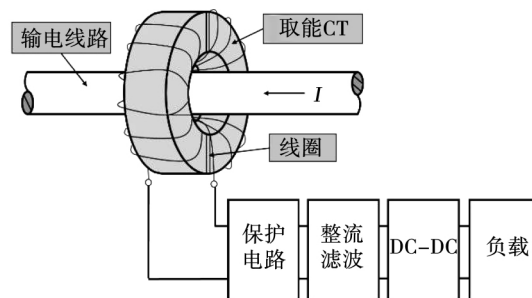


图1 感应取电装置结构图

Fig. 1 Structure diagram of induction power taking device

由感应取电基本工作原理可知感应取电装置是利用电磁感应的原理进行取能,故可用变压器模型进行等效分析。由电机学可知二次侧感应电动势有效值为:

$$U_2 \approx E_2 = 4.44fN_2\Phi_m \quad (1)$$

$$\Phi_m = B_m S \quad (2)$$

式中:  $E_2$  为二次侧感应电动势有效值;  $f$  为工频频率(50 Hz);  $N_2$  为二次侧匝数;  $\Phi_m$  为磁芯主磁通幅值;  $B_m$  为磁感应强度幅值;  $S$  为磁芯有效截面积。

又由安培环路定理以及磁感应强度与磁场强度的关系可知:

$$H_m l = \sqrt{2}N_1 I_m \quad (3)$$

$$B_m = \mu_0 \mu_r H_m \quad (4)$$

式中:  $H_m$  为磁场强度;  $l$  为平均磁路长度;  $N_1$  为一次侧匝数,这里  $N_1$  取为1;  $I_m$  为励磁电流;  $\mu_0$  为真空磁导率;  $\mu_r$  为铁芯磁导率。

由图2可以得到取能CT一二次侧电流与励磁电流  $I_m$  的关系(忽略其他损耗)<sup>[8]</sup> 为

$$N_1 \dot{I}_1 + N_2 \dot{I}_2 = N_1 \dot{I}_m \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} I_m &= I_1 \sin(\theta) \\ I_2 &= I_1 \cos(\theta) / N_2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

将上述公式联立可得到二次侧感应电动势以及取电装置输出功率<sup>[9-10]</sup> 为

$$E_2 = U_2 = 2\pi \frac{fN_2\mu_0\mu_r S I_1 \sin\theta}{l} \quad (7)$$

$$P = E_2 I_2 = \pi \frac{f\mu_0\mu_r S I_1^2 \sin(2\theta)}{l} \quad (8)$$

由此可以得到,在磁芯励磁电流未达到饱和

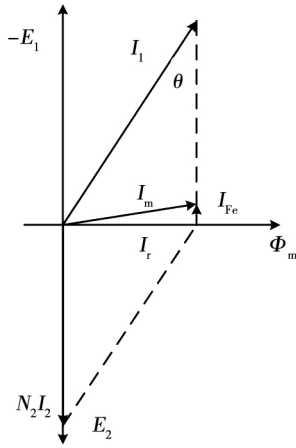


图 2 感应电动势与电流向量图

Fig. 2 Vector diagram of induced electromotive force and current

时,感应取电装置存在一个最大的功率输出点,当  $I_m = 0.707I_1$  取得最大值,功率输出与频率、横截面积、一次侧电流及初始磁导率成正比,与平均磁路长度成反比,与匝数无关。

## 2 磁芯参数优化分析

### 2.1 磁芯参数理论分析

输电线路电流范围极为宽泛,为了保证取电装置工作在线性区,并且尽可能的增大铁芯的饱和电流,同时也要保证磁芯在小电流时能够有满足需求的输出功率,本文将对磁芯参数进行优化分析,磁芯横截面如图 3 所示。

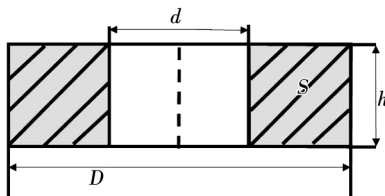


图 3 磁芯横截面图

Fig. 3 Core cross section view

感应取电装置磁芯的饱和电流主要由磁芯的材料尺寸决定,由图 3 可知,磁芯内径为  $d$  外径为  $D$ ,高度为  $h$ ,横截面积为  $S$ ,假设铁芯工作在线性区,磁力线分布均匀,因此,由磁导的定义式  $G = \mu_0 \mu_r S / l$  可以得到磁芯的磁导为

$$G = \int_{d/2}^{D/2} \mu_0 \mu_r \frac{h}{2\pi r} dr = \frac{\mu_0 \mu_r S}{2\pi a} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (9)$$

假设磁芯刚进入饱和时磁感应强度为  $B_M$ ,磁通量  $\Phi_M = B_M S$ ,由磁路欧姆定律可以得到磁芯的最大

励磁电流为<sup>[11-13]</sup>:

$$I_m = \frac{\Phi_m}{G} = \frac{\pi B_M (D - d)}{\mu_0 \mu_r \ln(D/d)} \quad (10)$$

由式(10)可知,最大励磁电流的大小是由磁芯尺寸与饱和磁感应强度两个参数决定。因此,可以通过改变这两个参数的大小来提高磁芯的最大励磁电流,避免铁芯工作时过早地进入饱和状态。但工程上为了安装方便,并且同时提升最大励磁电流,需在磁芯中加入气隙,如图 4 所示。

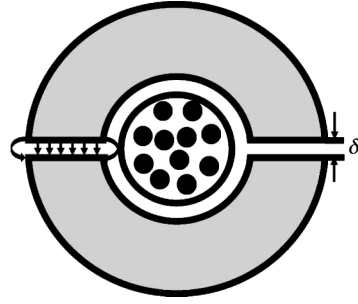


图 4 磁芯开气隙示意图

Fig. 4 Schematic diagram of core open air gap

如上图所示,磁力线在空气中会向外扩张造成边缘扩散现象,本文研究的磁芯横截面积  $S \gg \delta$ ,这种边缘扩散现象不明显,故假设气隙中磁力线分布均匀与磁芯中相同<sup>[13]</sup>。由磁阻的定义式可知磁芯的磁阻和气隙中的磁阻分别为

$$R_{Fe} = l / \mu_0 \mu_r S \quad (11)$$

$$R_\delta = \delta / \mu_0 S \quad (12)$$

式中:  $l$  为磁芯周长;  $S$  为磁芯横截面积;  $\delta$  为气隙宽度。

假设带有气隙的铁芯的等效磁导率为  $\mu_{eq}$ ,根据安培环路定理及磁路欧姆定律可得<sup>[14-15]</sup>:

$$F = \sqrt{2} N_1 I_1 = Hl = \frac{Bl}{\mu_0 \mu_{eq}} \quad (13)$$

$$\Phi = BS = \frac{F}{R_{Fe} + R_\delta} = \frac{F}{\frac{l}{\mu_0 \mu_r S} + \frac{\delta}{\mu_0 S}} \quad (14)$$

将式(13)和(14)代入后可以得到<sup>[13]</sup>:

$$\mu_{eq} = \frac{\mu_r}{\frac{\delta}{l} + 1} = \frac{1}{\frac{\delta}{l} + \frac{1}{\mu_r}} \approx \frac{l}{\delta} \quad (15)$$

式中:  $\mu_{eq}$  为加入气隙后的等效磁导率,  $\delta$  为气隙大小。加入气隙后可得磁芯的最大励磁电流为

$$I_m = \frac{\Phi_m}{G} = \frac{\pi B_M (D - d)}{\mu_0 \ln(D/d)} \frac{\delta}{l} \quad (16)$$

由上式可知,因  $l \gg \delta$ ,故可以提升取能 CT 的最大励磁电流,因  $\delta$  为受限制的量,其值不能过大,后续分析优化将  $\delta$  限制在 1 mm 内<sup>[16-17]</sup>。

2.2 磁芯参数优化

按照相关实际项目需求,感应取电装置技术指标如下:

表 1 感应取电装置技术指标

Tab. 1 Technical index of induction power-taking device

| 指标        | 数值                             |
|-----------|--------------------------------|
| 磁环内径 $d$  | 45 mm                          |
| 磁环外径 $D$  | $\leq 120$ mm                  |
| 重量 $m$    | $\leq 1.2$ kg                  |
| 磁环总高度 $h$ | $\leq 60$ mm                   |
| 工作电流 $I$  | AC15 ~ 1 200 A, 1 200 A 可长时间工作 |

考虑到输电线路的承重能力,为能够在满足输电需求的同时,尽可能的减轻磁芯重量同时也节省磁芯和线圈的耗材,本文将对磁芯参数进行优化设计,磁芯基本参数如下:

$$\left. \begin{aligned} S(D, h) &= (D - d) h / 2 \\ l(D, h) &= \pi (D + d) / 2 \\ l_s(D, h) &= D - d + 2h \\ m(D, h) &= \pi \left( (D/2)^2 - 2.25^2 \right) h \times 7.6 \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

式中:  $l$  为平均磁路长度;  $l_s$  为截面周长之和;  $S$  为磁芯横截面积;  $m$  为磁芯重量。

结合式(8)、(15)、(17),为尽可能在低电流时取电装置有较大的取能功率,并且减轻磁芯重量节省磁芯及线圈的耗材,综上所述建立目标函数如下:

$$\left. \begin{aligned} P(D, h, \delta) &= \pi \frac{f \mu_0 \mu(\delta, l(D, h)) S(D, h) I_1^2 \sin(2\theta)}{l(D, h)} \\ L(D, h) &= l(D, h) + l_s(D, h) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

式中变量约束条件如下:

$$\left. \begin{aligned} 4.6 \text{ cm} &\leq D \leq 12 \text{ cm} \\ 0 &\leq h \leq 6 \text{ cm} \\ m &\leq 1\,200 \text{ g} \\ \delta &\leq 0.1 \text{ cm} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

2.3 算法寻优

图 5 为寻优流程图,上文已对约束条件和评价指标进行了详细的推导与分析,接下来将采用粒子群优化(particle swarm optimization, PSO) 算法结合目标函数进行寻优。

PSO 算法是利用粒子追随当前最优粒子在解得空间中搜索,通过迭代找到最优解,该算法概念简明,收敛速度快,参数设置少,是一种高效的搜索算法,其更新原则如下<sup>[18-19]</sup>:

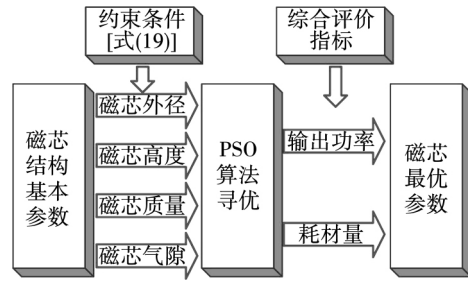


图 5 寻优流程图

Fig. 5 Optimization flow char

$$v_{ij}(k+1) = \omega v_{ij}(k) + c_1 r_1 (pbest_{ij}(k) - x_{ij}(k)) + c_2 r_2 (gbest_{ij}(k) - x_{ij}(k)) \quad (20)$$

$$x_{ij}(k+1) = x_{ij} + v_{ij}(k+1) \quad (21)$$

$i = 1, 2, \dots, N, j = 1, 2, \dots, n$

同时为了避免陷入局部寻优并高效搜索,需合理设置随机权重  $\omega$ , 本文选择更新权重  $\omega$  如下<sup>[20]</sup>:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \mu + \sigma N(0, 1) \\ \mu &= \mu_{\min} + (\mu_{\max} - \mu_{\min}) rand(0, 1) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

式(22) 将每个粒子的适应值与粒子的最好的位置作比较,如果相近,则将当前值作为粒子最好的位置。

经上述分析,通过粒子群算法优化得出的磁芯最优参数为: 磁芯外径  $D = 75$  mm; 磁芯内径  $d = 45$  mm; 磁芯高度  $h = 55$  mm; 磁路长度  $l = 0.188$  m 截面积  $S = 8.25 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ 。

3 磁芯仿真及实验验证

本文通过 Ansoft Maxwell 软件进行建模对磁芯进行仿真分析,为验证上述理论分析的正确性,下文在严格控制重量的前提下,将会对两种不同尺寸的磁芯进行分析对比,参数如表 2 所示。

表 2 磁芯仿真参数

Tab. 2 Core simulation parameters

| 磁芯参数        | 磁芯 A                                  | 磁芯 B                                  |
|-------------|---------------------------------------|---------------------------------------|
| 磁环外径 $D$    | 75 mm                                 | 85 mm                                 |
| 磁环内径 $d$    | 45 mm                                 | 45 mm                                 |
| 高度 $h$      | 55 mm                                 | 38 mm                                 |
| 气隙 $\delta$ | 0.5 mm                                | 0.5 mm                                |
| 磁芯重量 $m$    | 1 181 g                               | 1 179 g                               |
| 磁芯体积 $V$    | $1.555 \times 10^{-4} \text{ m}^{-3}$ | $1.551 \times 10^{-4} \text{ m}^{-3}$ |

图 6(a) 为最优参数的磁芯磁场强度分布图,图 6(b) 为在保证磁环内径和重量不变的前提下,增大

外径降低高度的磁芯磁场分布图,从图中可明显看出,因为气隙的原因,磁力线向外扩张有明显的边缘扩散现象,但磁力线整体上呈均匀分布,此外可以得到两种磁芯中心部分的磁场强度基本一致,但磁芯 B 外径较大,外边缘处磁场强度明显偏低,下文将会分析两种磁芯气隙及匝数变化对二次侧感应电压的影响。

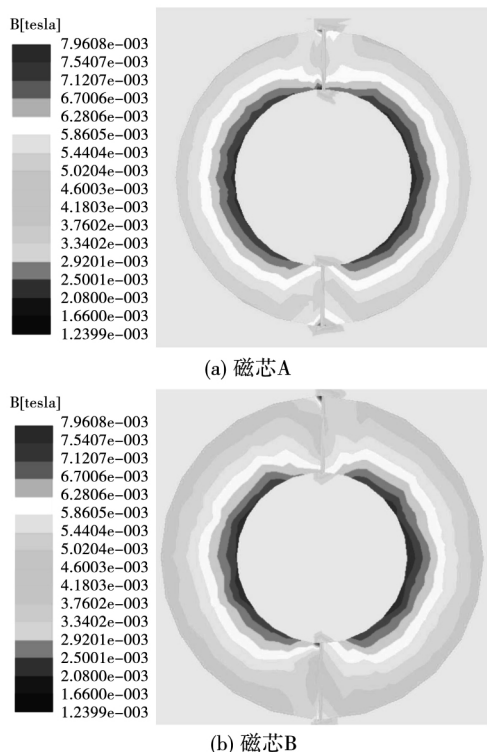


图 6 硅钢片磁场分布图

Fig. 6 Magnetic field distribution map of silicon steel

### 3.1 磁芯气隙变化对比

为了验证气隙大小对二次侧感应电压的影响,通过 Ansoft Maxwell 仿真在原边电流为 15 A 不断改变气隙大小得到两种磁芯的二次侧感应电压变化曲线如图 7 所示。

由图 7 可知,气隙越大,感应电压将随之降低,但总体上成线性关系,当  $\delta = 0.4 \text{ mm}$  磁芯 A 的感应电压为 2.18 V,较磁芯 B 增大约 16%。气隙变化时磁芯饱和电流也会随之变化,由式(16)可知,在  $\delta = 0.8 \text{ mm}$  时,磁芯 A 最大励磁电流  $I_m = 1312 \text{ A}$ ,磁芯 B 最大励磁电流  $I_m = 971 \text{ A}$ ,磁芯 A 较 B 最大励磁电流提升约 35%,磁芯 B 气隙需扩大至 1 mm,才满足实际需求,同时气隙增大也进一步影响低电流时取能效果。

### 3.2 匝数变化对比

由上文理论分析可知,输出功率与匝数无关,但

感应电压与匝数成正相关,为验证理论分析是否正确,将一次侧电流分别设为 15 A 和 1200 A,二次侧负载为  $10 \Omega$ ,然后从 405 ~ 625 依次改变的匝数得到如图 8 和图 9 所示的感应电压变化曲线:

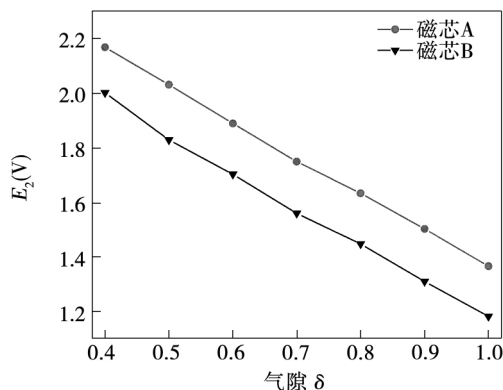


图 7 感应电压随气隙变化曲线

Fig. 7 Induced voltage change curve with air gap

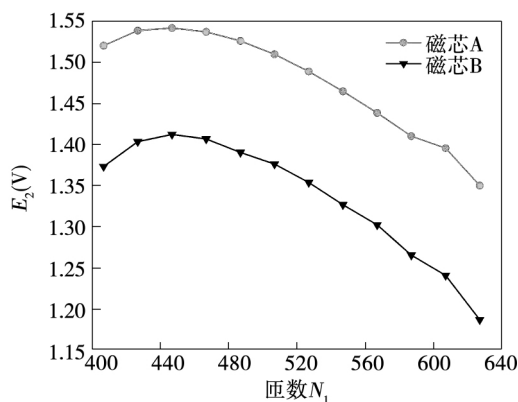


图 8 一次侧 15A 时感应电压随匝数变化曲线

Fig. 8 Change curve of induced voltage with number of turns at 15A on the primary side

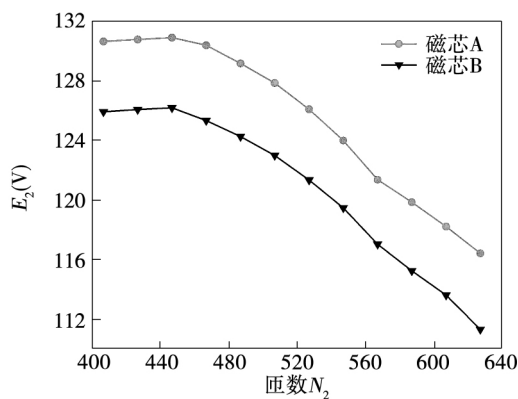


图 9 一次侧 1200A 时感应电压随匝数变化曲线

Fig. 9 Change curve of induced voltage with number of turns at 1200A on the primary side

由图8和图9可知,当匝数为445匝左右时,二次侧感应电压输出最优,且在一次侧电流为15 A时,磁芯A的输出功率达0.24 W,较磁芯B提升了约19%。气隙恒定时,匝数从小到大依次递增时,感应电压的变化趋势为先增大后减小,这与理论分析不一致,根据最优功率的原理,当取能CT的励磁阻抗与负载阻值相同时输出功率最大,由于匝数的增加,取能CT内部励磁阻抗增大,而负载保持恒定,故导致感应电压先增大后减小。

### 3.3 实验验证

为了验证上述理论分析以及磁芯优化参数的正确性,搭建了如图10所示的实验平台。

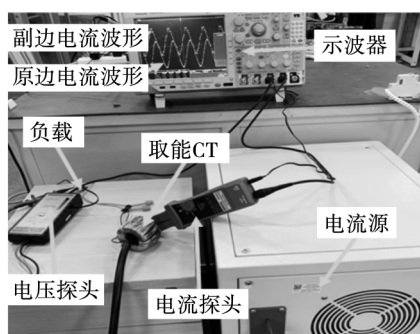


图10 感应取电实验平台

Fig. 10 Induction power test platform

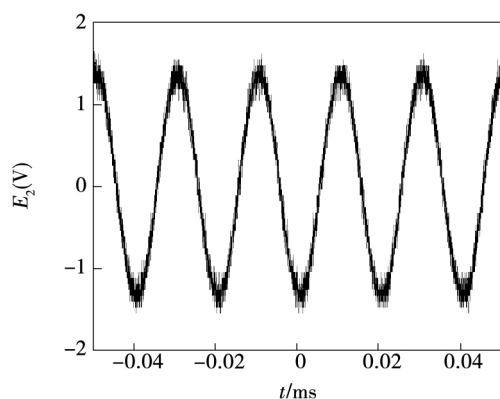


图11 一次侧电流为15 A

Fig. 11 The primary side current is 15 A

利用图10的实验平台得到图11和图12的感应电压图,由图11可知,当一次侧电流为15 A时,二次侧感应电压达1.5 V,输出功率达0.22 W,满足低电流时取能需求,感应电压波形整体上呈正弦波,此时磁芯中磁通量与一次侧电流呈线性相关,但波形存在明显的振荡,主要原因是磁芯励磁电感、杂散电容、线圈绕制不匀及测量误差等原因造成。图12,为一次侧电流为1400 A时,感应电压波形已呈明显饱和状,此时磁芯中的磁通量与一次侧电流已

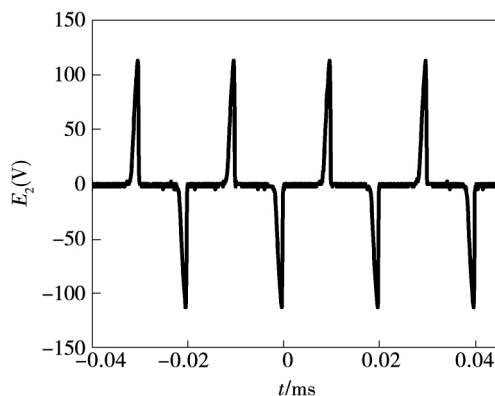


图12 一次侧电流为1400 A

Fig. 12 The primary side current is 1400 A

经为非线性关系,在电流为正半轴时,磁芯在短时间已经进入饱和状态,此时磁通量的变化非常缓慢,故感应电压几乎为零,但在一次侧电流过零点时,磁感应强度快速饱和,磁通量变化速度非常快,故感应电动势很高,此时尖峰电压值高达130 V左右,波形振荡原因与图11相同。图13给出了取能CT感应电压实际值与理论值偏差。

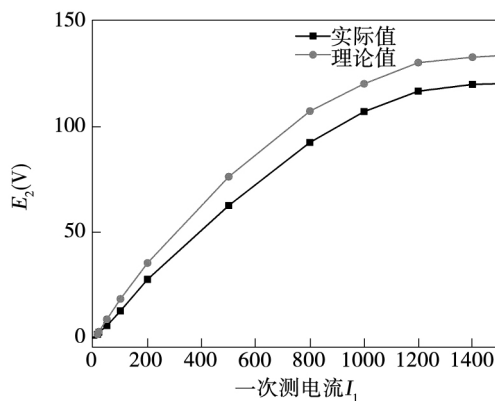


图13 感应电压随一次侧电流变化曲线

Fig. 13 Change curve of induced voltage with primary side current

由图13可知,理论值与实际值二者存在一定的偏差,造成偏差的原因主要有两方面,一方面是在仿真时搭建的模型过于理想化,忽略了漏感及励磁损耗,另一方面,在实验过程中,取能磁芯存在漏感、磁芯损耗,线圈绕制不匀,在电路连接过程中存在接触电阻及测量误差等原因。

## 4 结论

本文运用粒子群优化算法,以控制磁芯重量为前提,对感应取电装置磁芯尺寸、气隙及线圈匝数进

行了参数优化,实现了一套轻型 CT 感应取电装置,在一次侧较低电流为 15 A,感应电压达到 1.5 V,输出功率达 0.22 W,功率密度达 1 414.8 W/m<sup>3</sup>,同时能够实现输电线缆在 15 ~ 1 200 A 电流变化范围内能量的有效输出,极大缓解了输电线缆承载压力,保证了电力系统的安全运行,具有一定的工程应用价值。

## 参考文献:

- [1] 王黎明,李海东,陈昌龙,等. 新型高压输电线路低下限死区大功率在线取能装置[J]. 高压技术,2014,40(2):344.  
WANG Liming, LI Haidong, CHEN Changlong, et al. A New Type of High-power Online Energy Acquisition Device with Low and Low Limit Dead Zone for High-voltage Transmission Lines[J]. High Voltage Technology, 2014, 40(2): 344.
- [2] 董叶叶. 基于电流互感器的电压源设计及控制方法研究[D]. 北京: 华北电力大学,2019.
- [3] 王智博. 电流互感器取电电源的研究与设计[D]. 杭州: 浙江大学,2015.
- [4] 胡彬,周有庆,钟选书,等. 电子式电流互感器高压侧电源的研究与实现[J]. 电器应用,2006,25(5):99.  
HU Bin, ZHOU Youqing, ZHONG Xuanshu, et al. Research and Realization of High-voltage Side Power Supply of Electronic Current Transformer[J]. Electrical Appliance Application, 2006, 25(5): 99.
- [5] 任晓东,陈树勇,姜涛. 电子式电流互感器高压侧取能装置的设计[J]. 电网技术,2008,32(18):67.  
REN Xiaodong, CHEN Shuyong, JIANG Tao. Design of High-voltage Side Energy Extraction Device of Electronic Current Transformer[J]. Power System Technology, 2008, 32(18): 67.
- [6] 王旭红,胡劭睿,樊绍胜,等. 采用双磁路的电流互感器在线取电方法[J]. 电力系统自动化,2020,44(4):187.  
WANG Xuhong, HU Jierui, FAN Shaosheng, et al. On-line Power Supply Method with Dual Magnetic Circuit Current Transformer[J]. Electric Power System Automation, 2020, 44(4): 187.
- [7] 徐垦,徐雁,肖霞. 采用补偿技术的电子式电流互感器高压侧电源[J]. 电气自动化,2012,34(2):43.  
XU Ken, XU Yan, XIAO Xia. High-voltage Side Power Supply of Electronic Current Transformer Using Compensation Technology[J]. Electrical Automation, 2012, 34(2): 43.
- [8] 赵强松,叶永强,徐国峰,等. 一种适用于小电流母线的电子式电流互感器供电电源[J]. 电力系统自动化,2015,39(19):121.  
ZHAO Qiangsong, YE Yongqiang, XU Guofeng, et al. An Electronic Current Transformer Power Supply Suitable for Small Current Busbars[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(19): 121.
- [9] 刘亚东,盛戈峰,王又佳,等. 基于功率控制法的电流互感器取电电源设计[J]. 电力系统自动化,2010,34(3):70.  
LIU Yadong, SHENG Gehao, WANG Youjia, et al. Design of Power Supply for Current Transformer Based on Power Control Method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(3): 70.
- [10] 刘亚东,盛戈峰,王又佳,等. 基于相角控制法的电流互感器取电电源设计[J]. 电力系统自动化,2010,35(19):72.  
LIU Yadong, SHENG Gehao, WANG Youjia, et al. Design of Current Transformer Power Supply Based on Phase Angle Control Method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 35(19): 72.
- [11] 王淼,石炎. 磁性零件有效参数计算[C]// 全国高性能软磁材料及其应用研讨会,2007.  
WANG Miao, SHI Yan. Effective Parameter Calculation of Magnetic Parts[C]// National High-performance Soft Magnetic Materials and Application Seminar, 2007.
- [12] 官瑞杨,魏新劳,聂洪岩. 铁芯电抗器气隙等效导磁面积计算[J]. 哈尔滨理工大学学报,2014,19(4):6.  
GUAN Ruiyang, WEI Xinlao, NIE Hongyan. Calculation of Equivalent Permeability Area of Air Gap of Iron Core Reactor[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2014, 19(4): 6.
- [13] 张立洪. 高压侧感应电源的研究与设计[D]. 秦皇岛: 燕山大学,2013.
- [14] 刘铮,樊绍胜,胡劭睿. 基于阻抗匹配的输电线路在线取能方法研究[J]. 中国电机工程学报,2019,39(23):6867.  
LIU Zheng, FAN Shaosheng, HU Jierui. Research on On-line Energy Acquisition Method of Transmission Line Based on Impedance Matching[J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2019, 39(23): 6867.
- [15] 杨军. 基于阻抗匹配的输电线路在线取能方法研究和设计[D]. 长沙: 长沙理工大学,2018.
- [16] 李先志,杜林,陈伟根,等. 输电线路状态监测系统取能电源的设计新原理[J]. 电力系统自动化,2008(1):76.  
LI Xianzhi, DU Lin, CHEN Weigen, et al. New Principles for Designing Power Sources for Power Transmission Line Status Monitoring Systems[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008(1): 76.
- [17] 李先志. 输电线路状态参数在线监测的取能电源及系统设计研究[D]. 重庆: 重庆大学,2008.
- [18] 孙跃,蒋成,王智慧,等. 基于 PSGA 的电动汽车动态无线供电系统优化布局[J]. 电力系统自动化,2019,43(9):125.  
SUN Yue, JIANG Cheng, WANG Zhihui, et al. Optimized Layout of Dynamic Wireless Power Supply System for Electric Vehicles Based on PSGA[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(9): 125.
- [19] 唐志国,刘文里,郭文敏,等. 基于遗传算法的电力变压器优化设计[J]. 哈尔滨理工大学学报,2001,6(6):9.  
TANG Zhiguo, LIU Wenli, GUO Wenmin, et al. Optimal Design of Power Transformer Based on Genetic Algorithm[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2001, 6(6): 9.
- [20] JANG YJ, SUH E S, KIM J W. System Architecture and Mathematical Models of Electric Transit Bus System Utilizing Wireless Power Transfer Technology[J]. IEEE Systems Journal, 2016, 10(2):495.

(编辑: 温泽宇)