

一种实用型继电保护用光学电流传感器的设计

聂一雄, 尹项根, 张 哲

(华中理工大学电力工程系, 湖北 武汉 430074)

摘要: 论述了光学电流传感器的工作原理并通过实验对其可行性进行了验证, 证明并指出有源型光学电流传感器以其光路简单、绝缘强度高、线性度好、反应速度快、无磁饱和、体积小、重量轻、实用性强等特点, 有可能成为新一代数字化继电保护用电流传感器的发展方向。

关键词: 光学传感器; 电流测量; 继电保护

中图分类号: TM77

文献标识码: B

文章编号: 1003-4897(2000)12-0031-04

1 引言

众所周知, 电磁式电流互感器存在过电流下容易产生磁饱和、通频带不够宽、剩磁使 CT 的暂态误差影响大等缺点。它使差动保护时的不平衡电流显著增大, 方向保护时相位误差可能超过 60° , 距离保护会引起暂态超越等一系列问题产生而引起保护装置可能误动^{[1][2]}, 因此, 实际保护装置的设计总是要对 CT 的误差影响保留一个相当大的裕量, 从而导致保护范围的减小, 保护线路复杂, 制约了继电保护功能的充分发挥。

随着微机保护在电力系统的日益广泛应用, 继电保护对采样信号输出功率的要求已不太重要, 电流信号输出将仅作为判断电力系统运行正常否的一个参数输入至计算机, 利用其它原理实现对电流信号的采样已成为可能。

2 光学电流传感器的原理及特点

光学电流传感器(OCT)作为70年代以来逐步发展成熟的一种新型传感器以其良好的电气绝缘性能、卓越的抗辐射能力、极快的频响等特点为其在电力系统中的应用提供了巨大的潜在可能性。辐射内调制型光学电流传感器(AOCT)更以其简单实用而为各国研究者重视^{[3][4]}。它将传统的电流传感器与现代光学纤维的应用完美地结合为一体, 使传统电流传感器的应用进入了新一代智能传感器的境界。其传感器的大致构成如图1所示。

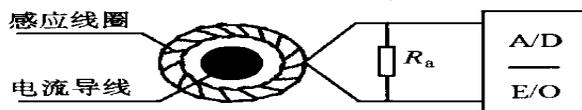


图1 POCT传感器大致框图

通过传统传感器感应的电流信号, 经 A/D 转换后变成数字信号被电/光(E/O)转换器转换成光强度数字信号由光纤传送到低压端, 经 O/E 变换后送入计算机, 利用计算机的极强的运算能力及合适的保护算法实现对电力系统设备和线路的快速保护; 同时, 输出信号经过另一路 E/O 转换后, 通过适当的校正运算(如线性化、温度补偿等)可实现对被测信号的精确测量。这种光学传感器的最大特点在于其利用光纤的高绝缘能力实现了高低压端电量的完全隔离, 而又不必如全光学电流传感器(POCT)需要考虑复杂的光路设计、使用目前来说价格较高的光学器件及光学材料; 另外, 该传感器的测量误差仅源于传感头而与其它部分无关, 使得传感器的标定只需对传感头进行即可, 因此, 传感器因故障损坏的维护异常方便, 只需更换相应的损坏部件, 而不必对传感器重新进行标定。

电流取样单元是 AOCT 实现的关键。由于毋须考虑信号强度问题, 传感头的设计可有多种选择, 如带气隙铁芯、霍尔变换器、磁位计(空芯互感器)等等。考虑到电力系统容量的不断增大, 故障短路电流亦由以前的 20 倍增至现在的 30~40 倍甚至超过 40 倍, 因此, 我们设计采用磁位计作为电流敏感元件; 另外, 高压端电子电路的电源亦是一个影响 AOCT 实施的重要因素, 采用光/电转换的方法实现对高压端电子电路的供电, 同时在高压端采用低功耗的 CMOS 芯片以降低能耗可解决这一问题。其大致的实现方框图如图 2 所示:

3 传感头的设计及实验

3.1 磁位计的原理及特点

传感头设计采用磁位计完成电流取样。磁位计实际上是一种特殊结构的空芯线圈。它是根据被测

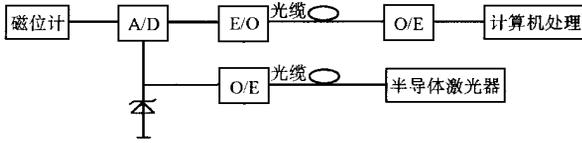


图2 光学电流传感器实现方框图

电流的变化感应信号从而反应被测电流值的,其特点是被测电流几乎不受限制、反应速度比较快(可以测量前沿上升时间为毫微秒级的电流)、受外磁场的影响和被测载导体的位置影响极小,因此,从测量大电流的观点来看,磁位计是一种较理想的敏感元件。

如图3(a)所示,磁位计是在一根截面细小而均匀的非磁性材料上均匀密绕若干层线圈而成。理论证明^[5],这种磁位计测量线圈所交链的磁链与被测电流存在线性关系。当磁位计测量线圈绕制非常均匀且小线圈所包含面积非常细小均匀时,在磁位计单元长度 d 的小线圈上所交链的磁链为(图3b):

$$\bar{\psi}_1 = \frac{w}{l} S \bar{B} d \bar{l} \quad (1)$$

式中: \bar{B} 为磁位计小线圈的几何中心的磁感应强度, S 为小线圈所围的面积, w 为小线圈的总匝数, l 为小线圈长度。于是,整个磁位计小线圈所交链的磁链:

$$\bar{\psi} = \frac{w}{l} S \bar{B} d \bar{l} = \frac{w}{l} S \mu_0 \bar{H} d \bar{l} \quad (2)$$

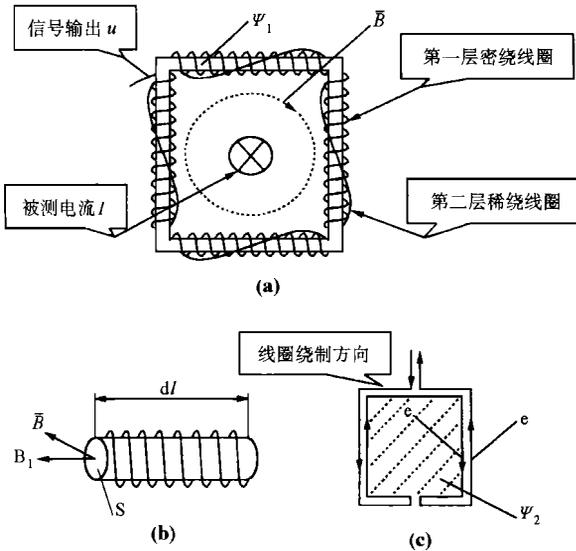


图3 磁位计原理示意图

若磁位计偶数层绕制且绕制方向相反,则磁位计大线圈所交链的磁链 $\bar{\psi}_2$ 感应的电势 e 为零(如图1c),于是磁位计所交链的总磁链所感应的电势

由全电流定律知:

$$u = \frac{d\bar{\psi}}{dt} = \frac{d\bar{\psi}_1}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt} = \frac{w}{l} S \mu_0 \frac{d\sum i}{dt} = M \frac{d\sum i}{dt} \quad (3)$$

式中: $\sum i$ 为磁位计线圈所包围区间流过的电流之和,即被测电流; $M = \frac{w}{l} S \mu_0$ 为磁位计的互感系数,它是仅与磁位计的结构有关的常数。由(3)式可知测量线圈所交链的磁链与穿过磁位计限定面的电流成正比而与未穿过磁位计限定面的载导体不存在任何电磁联系;它实际为一无定向元件,故可利用它在外界杂散磁场非常复杂的情况下准确地测量大电流,完全满足电力系统继电保护用电流互感器的具体使用条件。更难能可贵的特点是它不存在磁饱和问题,能在任何情况下线性地跟随被测电流的变化。

依取样电阻值 R_a 的选择不同,磁位计有两种可能的工作状态即自积分工作状态和微分工作状态。自积分工作状态适合于测量快速变化、持续时间较短(微秒级)的脉冲大电流(此时 R_a 值较小),故对于电力系统继电保护情况,磁位计应工作在微分工作状态,此时, $R_a \gg r_o$ 其总的等效电路如图4所示,其中 C_0 为磁位的寄生电容, L 、 r 分别为磁位计的自感和内阻,其传递函数为:

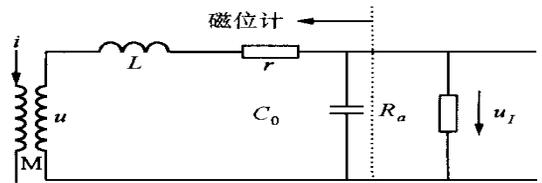


图4 磁位计工作在微分状态下的等效电路

$$H(s) = \frac{U_1(s)}{I(s)} = \frac{U(s)}{I(s)} \cdot \frac{U_1(s)}{U(s)} = MS \cdot \frac{1}{LC_0 s^2 + (\frac{L}{R_a} + rC_0) s + (\frac{r}{R_a} + 1)} = \frac{M}{LC_0} \cdot \frac{S}{(s^2 + 2\zeta s + \omega_0^2)} \quad (4)$$

式中 $\zeta = \frac{1}{2LC_0} (\frac{L}{R_a} + rC_0)$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \sqrt{\frac{R_a + r}{R_a}}$, 而 ω_0 称为磁位计固有振荡频率。

磁位计对暂态过程^[6]的响应计算如下:对于直流衰减分量 $I_m e^{-at}$, 即 $I(s) = \frac{I_m}{s+a}$, 则

$$U_1(s) = \frac{MI_m \omega_0^2}{RC} \cdot \frac{S}{(s+a)(s^2 + 2\zeta s + \omega_0^2)} = \frac{MI_m \omega_0^2}{RC} \cdot \frac{1}{s^2 - 2\zeta s + \omega_0^2} \cdot l \frac{-a}{s+a} +$$

$$\frac{aS + \frac{2}{S^2 + 2S + 2}}{S^2 + 2S + 2}$$

考虑到 $R_a \gg r$, 则 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$, 又 $\omega_0 \gg a$,

故:

$$U_{1(t)} = \frac{MI_m}{RC} [-ae^{-at} - \frac{a\omega_0}{\sqrt{\omega_0^2 - a^2}} e^{-t} \sin(\sqrt{\omega_0^2 - a^2}t) + \frac{\omega_0^2}{\sqrt{\omega_0^2 - a^2}} e^{-t} \sin(\sqrt{\omega_0^2 - a^2}t)] \quad (5)$$

由于 ω_0 值极大(如采用 $\omega_0 = 0.24\text{mm}$ 的漆包线用 $\omega_0 = 10\text{mm}$ 的瓷棒绕制一个 $180 \times 300\text{mm}$ 的框型磁位计, 经测试可知其 $L = 0.15\text{mH}$, $r = 68.8 \Omega$, $C_0 = 0.12\text{nF}$, 取 $R_a = 1\text{k}\Omega$, 则 $\omega_0 = 4.4 \times 10^6 \text{rad/s}$), 因此(5)式后二项衰减极快, 若经过高频滤波电容 C_p 则其值将相当小, 故在计算机采样过程中几乎对采样值毫无影响, 即直流衰减分量经磁位计后的输出值为:

$$U_{1(t)} = -\frac{aI_m M}{RC} e^{-at} \quad (6)$$

对于暂态交流分量 $i(t)$ 可以假定为有限个衰减谐波分量组成, 其经过磁位计感应后的输出信号可计算如下(稳态分量令 $i = 0$ 即为之):

$$i(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-t} \sin \omega_i t + B_i e^{-t} \cos \omega_i t$$

$$I(s) = \sum_{i=1}^n \frac{B_i S + A_i \omega_i + B_i \omega_i}{(S + \omega_i)^2 + \omega_i^2}$$

类似的第 i 个暂态交流分量经过磁位计感应后的输出为:

$$U_{i1(s)} = \frac{MS}{RCLC_0(S^2 + 2S + 2)} \cdot \frac{B_i S + A_i \omega_i + B_i \omega_i}{(S + \omega_i)^2 + \omega_i^2} = \frac{MB_i \omega_i^2}{RC} [\frac{DS + E}{S^2 + 2S + 2} + \frac{FS + K}{(S + \omega_i)^2 + \omega_i^2}]$$

$$U_{i1(t)} = \frac{MB_i \omega_i^2}{RC} [-\frac{D}{\sqrt{\omega_i^2 - 2}} e^{-t} \sin(\sqrt{\omega_i^2 - 2}t) - \frac{E}{\sqrt{\omega_i^2 - 2}} e^{-t} \sin(\sqrt{\omega_i^2 - 2}t) + Fe^{-t} \cos \omega_i t + \frac{K - F\omega_i}{\omega_i} e^{-t} \sin \omega_i t] \quad (7)$$

其中:

$$D = \frac{(\frac{A_i}{B_i} \omega_i + \omega_i)(\omega_i^2 + \omega_i^2 - 2) - 2(\omega_i^2 + \omega_i^2 - \omega_i^2)}{(\omega_i^2 - \omega_i^2 - 2)^2 - 4(\omega_i^2 - \omega_i^2)(\omega_i^2 + \omega_i^2 - \omega_i^2)}$$

$$E =$$

$$\frac{2[(\omega_i^2 - \omega_i^2 - 2) + 2(\omega_i^2 - \omega_i^2)] (\frac{A_i}{B_i} \omega_i + \omega_i)}{(\omega_i^2 - \omega_i^2 - 2)^2 - 4(\omega_i^2 - \omega_i^2)(\omega_i^2 + \omega_i^2 - \omega_i^2)}$$

$$F = -D$$

$$K =$$

$$\frac{(\omega_i^2 + \omega_i^2)[(\omega_i^2 - \omega_i^2 - 2) + 2(\omega_i^2 - \omega_i^2)] (\frac{A_i}{B_i} \omega_i + \omega_i)}{(\omega_i^2 - \omega_i^2 - 2)^2 - 4(\omega_i^2 - \omega_i^2)(\omega_i^2 + \omega_i^2 - \omega_i^2)}$$

考虑到电力系统的具体情况即短路暂态过程的时间常数在数 10ms 以上, 而 $\omega_0 = 1/T$, 且工频的几十倍以上高次谐波分量很小可以忽略不计以及磁位计的固有谐振频率 ω_0 在 10^7 弧度/秒数量级, 远大于 ω_i , 对以上各式作近似处理则有: $D = (\omega_i - A_i/B_i)/\omega_i^2$, $E = 1$,

$F = (A_i/B_i - \omega_i)/\omega_i^2$, $K = (\omega_i^2 + \omega_i^2)/\omega_i^2$, 而 $\omega_0 \gg \omega_i$, 于是, 由(3)式得:

$$U_{i1(t)} = \frac{M}{RC} [\frac{A_i \omega_i - B_i \omega_i}{\sqrt{\omega_i^2 - 2}} e^{-t} \cos(\sqrt{\omega_i^2 - 2}t) - \frac{B_i \omega_i^2}{\sqrt{\omega_i^2 - 2}} e^{-t} \sin(\sqrt{\omega_i^2 - 2}t + (A_i/B_i - B_i \omega_i) e^{-t} \cos \omega_i t - (A_i \omega_i + B_i \omega_i) e^{-t} \sin \omega_i t] \quad (8)$$

基于处理(5)式的同样理由, 则有:

$$U_{i1(t)} = \frac{M}{RC} [(A_i \omega_i - B_i \omega_i) e^{-t} \cos \omega_i t - (A_i \omega_i + B_i \omega_i) e^{-t} \sin \omega_i t] \quad (9)$$

故:

$$U_{1(t)} = \sum_{i=1}^n U_{i1(t)} = \frac{M}{RC} \sum_{i=1}^n [(A_i \omega_i - B_i \omega_i) e^{-t} \cos \omega_i t - (A_i \omega_i + B_i \omega_i) e^{-t} \sin \omega_i t] \quad (10)$$

由以上分析过程可知, 对于电力系统的故障过程, 磁位计能真实地输出其原方波形的微分, 几乎不会产生任何波形畸变, 通过利用该特性获取特定频率的电流信号或利用 DSP 芯片的高速乘法运算能力对输入数字信号作数字式积分运算恢复原方电流波形, 进而将其作为继电保护用的电流信号是完全可行的。

3.2 实际设计考虑及实验

磁位计可设计成圆形、方框形及钳形等各种形状, 而以方框形磁位计性能最佳; 不仅精确度高、受外界干扰电流的影响小, 而且性能稳定, 非常适合工业应用。

为保证测量线圈绕制均匀和磁位计截面均匀的条件, 并做到长期保持磁位计互感系数不变, 选择了温度稳定性、时间稳定性均佳的非铁磁材料作轴芯,

且在构成框形磁位计的线轴接合处用高导磁材料进行了磁屏蔽,使拐角处磁阻近似为零,从而这部分磁位计回路所交链的磁链很小,对整个测量线圈所交链的磁链影响不大。其结构如图5所示。

为消除杂散电场的影响,在绕有测量线圈的磁棒上用开口的薄铜箔进行屏蔽。

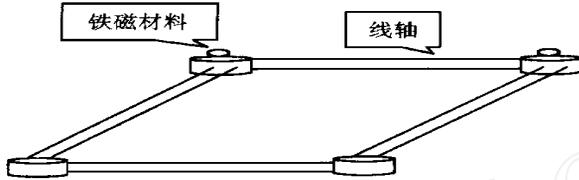


图5 框型磁位计结构示意图

实际研究中选择了用 $\phi = 0.24\text{mm}$ 的漆包线在 $\phi = 10\text{mm}$, 长度分别为 200mm 、 320mm 的瓷棒(实际绕线长度分别为 180mm 、 300mm) 上进行疏、密两层绕制而成;实验测得当工频 50Hz 的交流电流穿过磁位计线圈时,其直接感应输出信号为 320mV/kA ,且其响应在 $500\text{A} \sim 25\text{kA}$ 范围内具有极好的线性度(优于 0.1%),通过后端的信号处理后,完全满足计算机继电保护对输入信号幅度的需要。

磁位计的校验主要是互感的测定。采用图6所示电桥线路^[7],通过将磁位计的互感 M_x 与标准互感器的互感 M_s 相比较的方法实现了对互感 M_x 的准确测定。当电桥平衡时,由基尔霍夫定律列写方程求解即可得出:

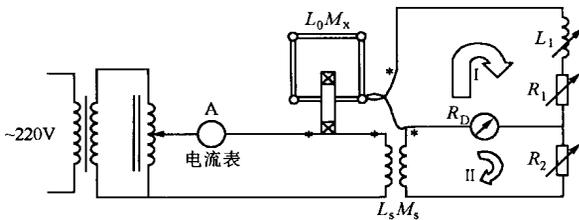


图6 磁位计互感值测量电路示意图

$$\frac{M_x}{M_s} = \frac{R_1 + jL_0 + jL_1}{R_2 + jL_s}$$

$$\text{即: } \frac{M_x}{M_s} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{L_0 + L_1}{L_s} \quad (11)$$

式中 R_1 、 R_2 分别包括和 两个回路所有的电阻(指零仪表内阻 R_D 除外)。

稳态实验表明,用这种方法制作的固定式框形磁位计其基本误差优于 0.1% ;当载有干扰电流的导体位于磁位计以外 50cm 以上时,干扰电流的影响小

于 0.06% ,温度附加误差不超过 0.002% ,具有很好的时间稳定性和温度稳定性。

4 结束语

由于电磁式互感器容易磁饱和的缺点,严重地影响了二次系统对信号的处理,妨碍了装置对系统运行状况的准确判断,降低了装置的动作执行速度,进而降低了系统的可靠性。生产的发展,特别是计算机保护装置日益广泛的应用使对电流的采样不再需要其输出具有大功率,导致了对新型电流互感器的需要。辐射式光学电流传感器既继承了磁位计线性度好、非磁饱和及受外界干扰小、低功耗、高可靠性等特点,又实现了高低压线路的电气绝缘,具有较强的抗外界干扰能力,对新的继电保护原理的研究具有重要的意义。此外,结构简单、重量轻、体积小对于被测电流越大的场合,越显示出其优越性,是一种极有发展前景的电流传感器。

参考文献:

- [1] 朱声石. 高压电网继电保护原理与技术(第二版). 北京:中国电力出版社,1995.
- [2] 陈建玉,孟宪民,等. 电流互感器饱和对继电保护影响的分析及对策. 电力系统自动化,2000,24(6):54-56.
- [3] Ahlgren L, Edlund H et al. A new optoelectronic measuring system for EHV substations. CIGRE 1988 Session Paris, Paper NO. 23-09.
- [4] Adolfsson M, Einvall C H et al. A new approach to platform to ground signalling, relays protection and supervision. IEEE Trans. on Power Delivery 1989,4(2):1369-1378.
- [5] Heumann K. Magnetic Potentiometer of High Precision. IEEE Trans on IM. 1966,15(4):242~250.
- [6] 陈德树. 计算机继电保护原理及技术. 北京:水利电力出版社,1992.
- [7] 揭秉信. 大电流测量. 北京:机械工业出版社,1987.

收稿日期: 2000-07-11

基金项目: 国家教育部跨世纪优秀人才培养计划基金及留学回国人员基金。

作者简介: 聂一雄(1964-),男,工程师,博士生,主要研究方向为智能检测与控制; 尹项根(1954-),男,教授,博导,系主任,主要研究方向为电力系统自动化及计算机保护; 张哲(1962-),男,副教授,主要研究方向为电力系统自动化及计算机保护。

(下转第58页)

同的故障点对助增系数也有影响且相继动作时助增系数最小。具体论证见参考文献^[4]。如果整定程序能对各种环网进行识别,只要计算一个故障点;如果不能识别,由于最小的助增系数的故障点不是在相继动作就是在配合支路末端母线,不可能在配合支路上,也只需要对有可能出现最小助增系数的二个故障点进行计算比较。而常规计算要对配合支路上所有故障点都计算,所以加快措施使计算工作量大大减少,速度提高。

4 结语

我们知道最大和最小零序电流以及最小助增系数(或最大分支系数)的计算占据整定程序绝大部分时间,应用上面的加快计算措施研制整定程序使计算的时间大大缩短。例如200个节点、400条支路(大约200个线路开关)的电网规模,进行全网的零序电流、相间距离、接地距离整定计算总共只需1min左右的时间(在一般的586PC机上)。整定程序几乎不占用计算时间。整定计算经常要对各种特殊情形进行多次补充计算,快速整定计算程序就很

容易实现。而现在有的整定程序计算过程很慢,等待时间过长(0.5h以上),使得整定程序的计算能力和实用性都大大下降,这固然有整定计算程序需要处理大量浩瀚复杂的计算数据的因素,但没有利用经过技术处理和算法优化的加快计算措施是最主要的原因。希望本文能给整定计算程序开发人员带来有益的启示。

参考文献:

- [1] 中国电力行业标准. 220~500kV 电网继电保护装置运行整定规程, 1995.
- [2] 山东工学院. 电力系统继电保护. 水利电力出版社, 1979.
- [3] 程小平. 电网变化对零序电流影响定性分析. 继电器, 2000, 28(2): 4~6.
- [4] 程小平. 电网结构与配合系数关系的研究. 电力系统自动化, 2000, 24(9): 52~55.

收稿日期: 2000-05-31; 改回日期: 2000-09-07

作者简介: 程小平(1963-),男,硕士,现从事电力系统继电保护整定计算工作。

Quicken calculation measure for setting calculation program

CHENG Xiao-ping

(Anhui Electric Power Dispatching Center, Hefei 230061, China)

Abstract: All the running modes, fault points and fault type influence maximal and minimal zero sequence current and minimal sideline current assistance coefficient. This paper tells us how to reduce running mode with maximal and minimal zero sequence current and minimal sideline current assistance coefficient, and how to reduce calculating fault points of minimal sideline current assistance coefficient. It is very helpful to lessen calculating time and to develop setting calculation program.

Keywords: setting calculation; running mode; zero sequence current; sideline current assistance coefficient; switch line one after the another action

(上接第34页)

The design of a practical optical current transducer for protective relays

NIE Yi-xiong, YIN Xiang-gen, ZHANG Zhe

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: For solving the magnetic saturation problem of traditional current transducers using in protection relay, a new type of current transducer, active optical current transducer, is proposed and its principle is dissertated from theories and validated by experiments. It is proved out from the results of experiments that AOCT may become the important part of new generation current transformers for digitalization protection relay for its simple optical structure, high insulation strength, well linearity, fast response, no magnetic saturation, better practicability, small in volume and light in weight. The project is financed by the fund of across century excellent personnel training program of national education department of China.

Keywords: optical transducer; current measurement; protective relay