

电子式互感器积分方案的比较研究

郭乐¹, 申狄秋², 卢家力¹

(1. 国电南京自动化股份有限公司, 江苏 南京 211100; 2. 中国南方电网超高压输电公司柳州局, 广西 柳州 545006)

摘要: 基于罗科夫斯基线圈原理的电子式电流互感器得到了广泛的认可和应用, 但是罗氏线圈输出需经积分处理, 方能获得被测信号。针对积分还原过程进行了深入的研究, 提出了硬件积分、软件积分两种方案。从原理上给出了各自的传递函数, 并对幅频特性、相频特性分别进行了分析; 结合具体实现形式, 对两种方案的优、缺点分别加以阐述; 结合实际的工程应用波形, 提出了软件积分方案更适合工程化应用的观点。

关键词: 电子式互感器; 罗氏线圈; 模拟积分器; 软件积分器; 积分比较

A comparative study of integral methods in electronic instrument transformer

GUO Le¹, SHEN Di-qiu², LU Jia-li¹

(1. Guodian Nanjing Automation Co., Ltd, Nanjing 211100, China;

2. Liuzhou Bureau, China Southern Power Grid UHV Transmission Company, Liuzhou 545006, China)

Abstract: Electronic current transformer, which is based on the principle of Rogowski coil, has been extensively accepted and applied in power system. However, due to technical maturity and outstanding merits, the Rogowski coil output must be integral before it is used. In this paper, the principles of analog and software integrator are analyzed. Firstly, transfer functions based on their principle are given, and the amplitude-frequency characteristics and phase-frequency characteristics are analyzed. Secondly, the advantages and disadvantages of the two schemes are elaborated. Finally, combining with the actual waveforms in project application, this paper draws a conclusion that software integrator is more suitable in actual projects.

Key words: electronic instrument transformer; Rogowski coil; analog integrator; software integrator; integral contrast

中图分类号: TM452.94 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)18-0111-04

0 引言

目前, 随着数字化变电站的迅速发展, 电子式互感器的应用越来越广泛^[1-2]。基于罗科夫斯基线圈原理的电子式电流互感器由于具有制作工艺成熟、精度高、抗电磁饱和、频率响应特性好、适应环境能力强的优点, 因此成为工程化应用的主流^[3-4]。罗科夫斯基线圈的二次输出是电压信号, 其正比于一次电流的导数, 因此需要在后续环节将其作积分还原处理^[5]。本文介绍几种积分方案, 给出具体实现办法, 并对其优缺点加以讨论。

1 罗科夫斯基 (Rogowski) 线圈原理

罗科夫斯基线圈 (以下简称罗氏线圈) 又称空心线圈或磁位计, 均匀环绕在圆形非磁性材料的骨架上, 一次电流导体沿圆环线圈轴线穿过, 如图 1 所示^[6]。

当被测电流从线圈中心流过时, 在线圈两端将产生一个感应电压, 若线圈匝数 n 及线圈截面积 s

均匀, 则线圈感应电压的大小为:

$$v(t) = -\mu_0 ns \frac{di}{dt} \quad (1)$$

式中, μ_0 为真空磁导率。

式 (1) 表明罗氏线圈的感应电压信号与被测电流的微分成正比, 因此必须经过积分变换处理才能正确地获取被测电流的大小以及相位。

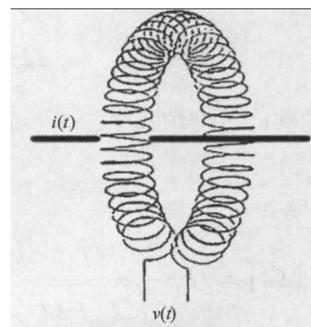


图 1 罗科夫斯基线圈原理图

Fig.1 Schematic of Rogowski coil

2 硬件积分方案

采用集成运算放大器和电阻、电容组合的方式可以很方便地实现硬件积分，如图 2 所示。

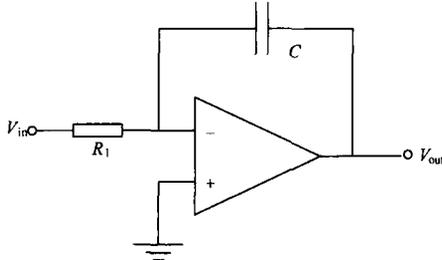


图 2 理想积分器

Fig.2 Structure of ideal integrator

由于实际的运算放大器普遍存在输入偏置电压，图 2 所示的理想积分器的输出会很快饱和至电源电压值。为了解决这一问题，最简单的做法是在电容 C 的两端并联一个电阻 R2，构建 RC 回路消耗掉电荷。即图 3 所示的有损积分器。

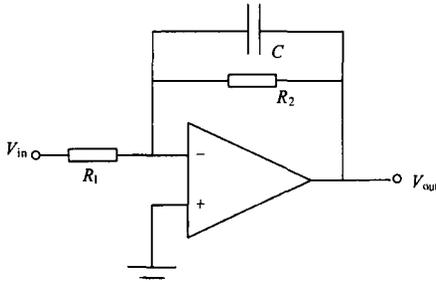


图 3 有损积分器

Fig.3 Structure of lossy integrator

有损积分器的系统函数为：

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1+sR_2C} \quad (2)$$

有损积分器的传递函数为：

$$H(j\Omega) = -H(0) \cdot \frac{1}{1+j\frac{\Omega}{\Omega_0}} \quad (3)$$

式中： Ω 为输入信号的角频率， $\Omega = 2\pi f$ ； $H(0)$

$= R_2/R_1$ ， $\Omega_0 = 1/(R_2C)$ 。

幅频特性公式为：

$$|H(\Omega)| = H_0 \cdot \frac{\Omega_0}{\sqrt{\Omega^2 + \Omega_0^2}} \quad (4)$$

相频特性公式为：

$$\phi(\Omega) = \arctan(\Omega / \Omega_0) \quad (5)$$

由于 R_2 的存在，有损积分器的相角偏移不再是

90° ，会有一个相角误差，而且与信号频率相关，下面以具体实例作分析。

假设 $R_1=30.5 \text{ k}\Omega$ ， $R_2=40 \text{ M}\Omega$ ， $C=0.1 \text{ }\mu\text{F}$ ，相频特性波形如图 4 所示。

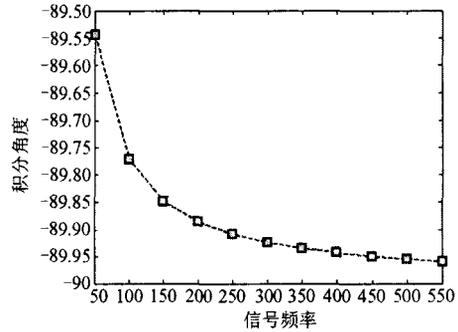


图 4 硬件积分相频特性波形

Fig.4 Phase frequency response characteristic waveform of analog integrator

各次谐波相角以及误差如表 1 所列。

表 1 硬件积分的谐波相角及偏差

Tab.1 Phase angle and error of hamonics with analog integrator

	相角	误差
基波	89.544°	0.456°
二次谐波	89.772°	0.228°
三次谐波	89.848°	0.152°
四次谐波	89.886°	0.114°
五次谐波	89.909°	0.091°

可见，相角误差在基波时最大，随着谐波次数的增加而减小。

采用硬件积分方案的优点是：电路简单，易于实现；并且可以通过 RC 回路很方便地消除采样回路零漂等因素的影响。但缺点是：

(1) 采用有损积分，会有一个固有相角误差存在，如上面分析；

(2) 需要在采集模块增加积分回路，增加了采集模块的功耗；

(3) 幅频特性与 R_1 、 R_2 、 C 相关。为了保证精度，必须选择离散度好、温漂特性好的电阻、电容。由于受到采集模块面积、体积的限制，电容离散度往往会大于 1%，导致误差超标。因此，需要增加系数配置功能以修正误差，增加了批量化生产和工程化应用的复杂度。同时，电阻、电容的温漂也会对全温度范围的互感器精度指标产生影响，必要时需要增加温度补偿环节。

本文中给出的积分器为反相积分（米勒积分器），需要将罗氏线圈的输出反相接入。也可以用德玻积分器实现正相积分，如图 5 所示^[7]。

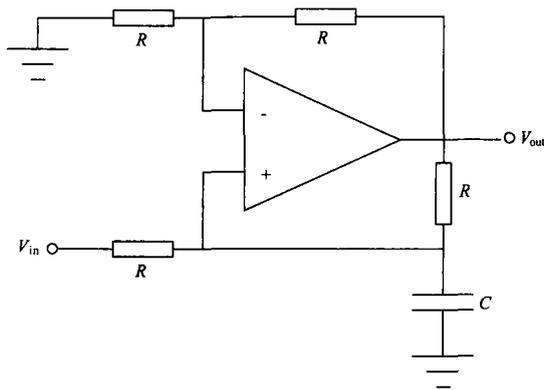


图 5 德玻积分器

Fig.5 Structure of deboo integrator

3 软件积分方案

为了提高精度和降低采集模块的功耗, 可以考虑在合并单元采用软件积分的方式对罗氏线圈的输出信号进行还原。最简单的实现方法是基于硬件积分的原型, 通过离散化导出软件积分的系统函数^[8-9]。连续 s 域到离散 z 域的映射关系有两种, 分别是冲激响应不变法和双线性变化法。采用冲激响应不变法时, 相角误差随着谐波次数的增加而增加, 高频情况下波形失真严重, 导致积分算法不收敛。为了保持模拟积分器的原有特性, 考虑采用双线性变换法。

首先用 $\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}$ 代替 s 代入式 (2), T 为抽样周期, 得到 z 域系统函数:

$$H(z) = \frac{R_2 T}{R_1} \cdot \frac{z^{-1} + 1}{(T - R_2 C)z^{-1} + T + 2R_2 C} \quad (6)$$

进而推算得幅频特性、相频特性如式 (7)、(8), 假设 $a = T - R_2 C$, $b = T + 2R_2 C$ 。

幅频特性公式为:

$$\left| H(e^{j\omega}) \right| = \frac{R_2 T}{R_1} \frac{\sqrt{(1 + \cos \omega)^2 + \sin^2 \omega}}{\sqrt{(b + a \cos \omega)^2 + (a \sin \omega)^2}} \quad (7)$$

相频特性公式为:

$$\phi(e^{j\omega}) = \arctan(\sin \omega / (1 + \cos \omega)) - \arctan(a \sin \omega / (b + a \sin \omega)) \quad (8)$$

式中: $\omega = 2\pi f_s / f$ 为归一化频率; f_s 为采样频率。

假设 $T = 100 \mu\text{s}$, 代入电阻、电容的实际值, 得到相频特性图如图 6。

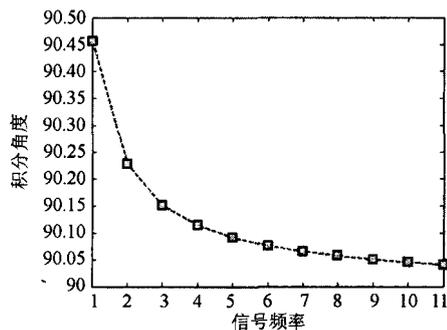


图 6 软件积分相频特性波形

Fig.6 Phase frequency response characteristic waveform of software integrator

各次谐波相角以及误差如表 2 所列。

表 2 软件积分的谐波相角及偏差

Tab.2 Phase angle and error of hamonics with software

integrator		
	相角	误差
基波	90.456°	0.456°
二次谐波	90.228°	0.228°
三次谐波	90.152°	0.152°
四次谐波	90.114°	0.114°
五次谐波	90.091°	0.091°

可见采用双线性变换法得到的软件积分的效果与有损硬件积分器的效果基本一致。但由于软件积分完全通过代码实现, 避免了元器件特性对积分效果的影响, 同时降低了互感器采集模块的功耗, 提高了系统的可靠性。

软件积分实现过程中, 需要注意两个问题的影响。首先, 采集回路零漂对软件积分的影响, 严重时会造成算法不收敛; 其次, 抗混叠低通滤波器的截止频率与积分算法的配合问题, 处理不好会造成波形失真。

4 结论

笔者在实际工作中, 对硬件积分和软件积分均作了尝试, 均通过了电子式互感器的型式试验。其中, 在稳态精度和暂态误差指标方面, 软件积分都要好于硬件积分。

同时, 基于两种积分实现方法的电子式互感器都在实际工程中得以应用。下面对比两种方案在空充变压器过程中的表现。图 7 对应软件积分的录波, 图 8 对应硬件积分的录波。

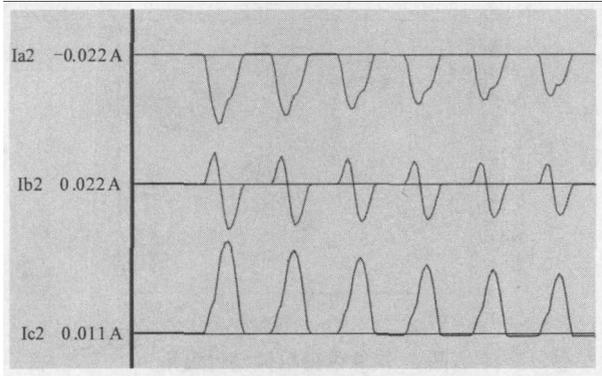


图 7 软件积分空充波形

Fig.7 Waveform of transformer energisation with software integrator

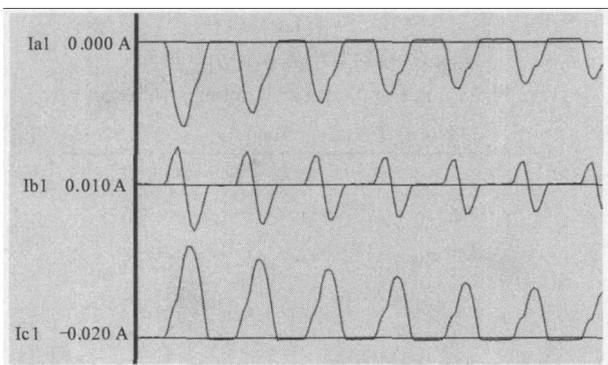


图 8 硬件积分空充波形

Fig.8 Waveform of transformer energisation with analog integrator

从图中可以看出，软件积分的效果要优于硬件积分。并且，由于采集模块去掉了硬件积分器，功耗下降了 30%。这对于激光供电的电子式互感器尤其重要，可以显著提高激光模块的工作寿命和可靠性。

参考文献

- [1] 李九虎, 郑玉平, 古世东. 电子式互感器在数字化变电站的应用[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(7): 94-96. LI Jiu-hu, ZHENG Yu-ping, GU Shi-dong. Application of electronic instrument transformer in digital substation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 31(7): 94-96.
- [2] 徐大可, 赵建宁, 张爱祥. 电子式互感器在数字化变电站中的应用[J]. 高电压技术, 2007, 33(1): 78-82. XU Da-ke, ZHAO Jian-ning, ZHANG Ai-xiang. Application of electronic transformers in digital substation[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(1): 78-82.
- [3] Koiovic L. Rogowski coils suit relay protection and measurement[J]. IEEE Computer Application in Power, 1997(7): 47-52.
- [4] 孔庆源, 戴敏. 冲击电流测量中 Rogowski 线圈的应用[J]. 高电压技术, 2005, 31(11): 6-7. KONG Qing-yuan, DAI Min. Application of Rogowski coils in impulse current measurement[J]. High Voltage Engineering, 2005, 31(11): 6-7.
- [5] 张明明, 张艳, 李红斌. Rogowski 电流互感器的积分器技术[J]. 高电压技术, 2004, 30(9): 13-16. ZHANG Ming-ming, ZHANG Yan, LI Hong-bin. Technology of designing integrator of Rogowski current transducer[J]. High Voltage Engineering, 2004, 30(9): 13-16.
- [6] Ramboz John D. Machinable Rogowski coil design and calibration[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 1996, 45(2): 511-515.
- [7] 沈慧, 郭维, 朱大中. 脉宽调制型大功率 LED 恒流驱动芯片的研究[J]. 固体电子学研究与进展, 2006, 26(3): 360-363. SHEN Hui, GUO Wei, ZHU Da-zhong. Pulse width modulated constant current driving IC for 1 W power LED[J]. Research & Progress of Solid State Electronics, 2006, 26(3): 360-363.
- [8] Ray W F, Davis R M. Wide bandwidth Rogowski current transducer: part II: the integrator[J]. EpE Journal, 1993, 3(2): 116-122.
- [9] D'Antona G, Lazzaroni M, Ottoboni R, et al. AC current-to-voltage transducer based on digital processing of Rogowski coils signal[C]. //Sensors for Industry Conference, 2002, 2nd ISA/IEEE. Houston(USA): 2002: 19-21, 72-77.

收稿日期: 2009-10-08; 修回日期: 2009-11-25

作者简介:

郭乐 (1974-), 男, 工程师, 现从事智能变电站的研发工作; E-mail: xn.sac@163.com

申狄秋 (1979-), 男, 工程师, 研究方向为超高压变电站自动化系统;

卢家力 (1982-), 男, 工程师, 现从事智能变电站过程层设备的研发工作。