

基于 Levenberg-Marquardt 算法的 直流电感器电感参量估计

盛洪江¹,毛建东¹,李学生¹,李新中²

(1. 北方民族大学 电气信息工程学院,宁夏 银川 750021;2. 宁夏银利电器有限公司,宁夏 银川 750021)

摘要: 基于 Levenberg-Marquardt 算法和 LCR 电路零输入电流响应,对直流电感器的电感与直流电阻进行了估计。仿真结果表明,所提方法不受数据噪声的影响,参数估计精度优于电压响应 Levenberg-Marquardt 算法及差分算法效果。所提方法只需采集电感端电压信号及回路电流信号,因此应用所提方法的直流电感测试系统具有操作简便的特点。

关键词: Levenberg-Marquardt; 直流电感器; LCR 电路; 电感; 测量

中图分类号: TM 934.4

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.05.029

0 引言

传统的电感测量方法主要针对交流电感,可分为伏安法^[1-2]、LCR^[3]表法和谐振法^[4-5]。传统的电感测量方法不能同时满足激励频率高、激励电流大的条件,因此不适合功率或直流电感器测量^[6]。工作在直流状态下的直流电感器,由于直流磁化的作用,电感铁芯中除存在交变磁场外,还存在着稳态磁场,属于单向磁化状态。随着直流电流的增大,其稳态磁场的强度随着基本磁化曲线增大,铁芯的磁导率与磁场强度(激励电流)曲线在中段出现一个极值后再减少(对应于最大激励电流的饱和区)。在相同情况下,由于电流较大有时接近饱和区,同一电感器的电感在直流工作条件下的值比在交流条件下小,故不能直接用 LCR 电桥仪测试直流电感。

直流电感测量方法大致分为同一法^[7-11]、差分法^[12]、示波器法^[6] 3 类。综合现有研究成果来看,目前国内市场缺乏切实可行的直流大电感虚拟仪器系统。本文基于设计的智能直流电感测试仪,采用 LCR 电路零输入电流响应以最大限度地仿真直流电感工作环境,并采用基于 LCR 放电时间电流函数的 Levenberg-Marquardt 算法(以下简称 L-M 算法)的非线性参数估计算法估算电感与直阻的思路,直接逐点计算电感与直阻。

1 基于 L-M 算法的直流电感测量原理

1.1 LCR 二阶电路零输入响应的电流时间函数参数关系计算

本文采用 LCR 二阶电路零输入响应原理求解

电感,且实验中电解电容器容量较大,达到几十甚至上百 mF,因此必须考虑电容器的等效电路,如图 1(a)所示。电容器在实际试验中存在损耗电阻,这个电阻可能大于电感线圈的电阻。损耗电阻分为金属损耗和介质损耗。金属损耗由电流导致的极板、触点、端钮发热及极板的振动引起,它随着频率的升高而增大。引起介质损耗的原因是离子的移动(电导和层间极化)、偶极分子的旋转或极板的位移、介质中所含空气以及极板边沿处空气的电离作用,它随着频率的增高而降低。

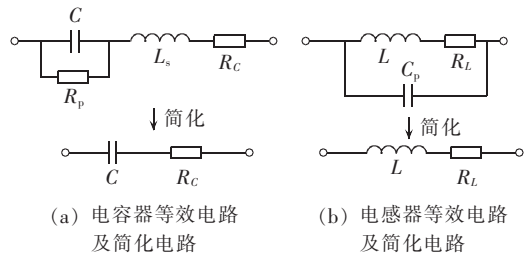


图 1 电容器和电感器的等效电路及其化简电路

Fig.1 Equivalent circuit and simplified circuit of capacitor and inductor

图 1(a)中, C 为电容器本身电容及其寄生电容的总和; R_p 为极间等效漏电阻,包括极板间的漏电损耗及介质损耗、极板与外界间的漏电损耗和介质损耗; L_s 为电容器的分布电感, R_c 为其引线金属损耗电阻。在低频 $10^3 \sim 10^4$ Hz 范围内,电容呈现容抗特性,损耗逐渐减少;而在大于 10^5 Hz 的高频段内,由于电容中的金属损耗占主要部分,且随着频率增高电容呈现感抗特性,损耗开始逐渐增加,其间有 1 个最小频率点即该电容的自身谐振频率,对应的损耗即为金属损耗电阻。本文中,电容器串联电阻引入的金属损耗比并联电阻的介质损耗更为重要。因此可将电容器的等效电路简化为总电容与金属损耗电阻的串联,如图 1(a)中所示。同样,电感器在高频时不仅

收稿日期:2015-02-21;修回日期:2016-03-04

基金项目:北方民族大学宁夏银利电器有限公司横向资助项目(201364)

Project supported by the Transverse Project of Beifang University of Nationalities and Ningxia Yinli Electric Co., Ltd.(201364)

要考虑本身的感性特性,还需要考虑绕制导线的电阻以及相邻线圈之间的分布电容。电感器的等效电路如图 1(b)所示,寄生旁路电容 C_p 和本身电阻 R_L 分别表示由分布电容和绕制导线带来的综合效应。电感器的谐振频率约为 10^9 Hz,该谐振点以下电感器表现为感性,之上则表现为容性。本文只考虑感性情形,即随着频率的增加其感抗是递增的,不考虑寄生电容的影响,从而可将电感器简化为电感和直阻的串联,如图 1(b)中所示。

图 2 为 LCR 二阶电路原理图。该电路的微分方程式为:

$$\begin{cases} LCi'' + RCi' + i = 0 \\ i(0) = 0 \\ i'(0) = \frac{U_0}{L} \\ R = R_c + R_L + R_m \end{cases}$$

其中, L 、 C 、 R 分别为待测电感、充电电容容量、等效总电阻; i 为通路电流,由图 2 中的电流传感器测量,放电时刻电流为 0; U_0 为放电时刻电容 C 两端的初始电压,亦即该时刻电感器两端的电压,由图 2 中的电压传感器测量; R_L 为电感器直阻; R_c 为电容器金属损耗电阻; R_m 为保证该 LCR 二阶电路处于过阻尼状态而添加的匹配电阻。

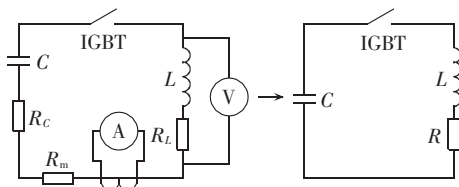


图 2 LCR 二阶电路简图

Fig.2 Simplified 2nd-order LCR circuit

令 $a=LC$ 、 $b=RC$ 、 $c=U_0/L$,则微分方程变为:

$$\begin{cases} ai'' + bi' + i = 0 \\ i(0) = 0 \\ i'(0) = c \end{cases}$$

该微分方程的解分过阻尼、临界、欠阻尼 3 种情况,由于开关采用单向的 IGBT 器件,为安全起见,测试过程只采用过阻尼的情况。

过阻尼情况对应 $b^2 > 4a$,即 $R > 2\sqrt{L/C}$,方程的解为:

$$i(t) = \frac{ac}{\sqrt{b^2 - 4a}} [e^{-(b - \sqrt{b^2 - 4a})t/(2a)} - e^{-(b + \sqrt{b^2 - 4a})t/(2a)}]$$

令:

$$f = \frac{ac}{\sqrt{b^2 - 4a}} \quad (1)$$

$$g = -\frac{b - \sqrt{b^2 - 4a}}{2a} \quad (2)$$

$$h = -\frac{b + \sqrt{b^2 - 4a}}{2a} \quad (3)$$

则时间电流函数为:

$$i(t) = f(e^{gt} - e^{ht})$$

式(2)和式(3)相加可以得到:

$$b/a = -(g+h) \quad (4)$$

又有:

$$u_c(t)|_{t=0} = U_0 = Lf \cdot (g-h) \quad (5)$$

$$L = \frac{U_0}{f \cdot (g-h)} \quad (6)$$

由 $a/b = L/R$,结合式(4)、(6)可得:

$$R = \frac{b}{a}L = -\frac{g+h}{g-h} \frac{U_0}{f} \quad (7)$$

由式(6)、(7)可以看出,估算出 f 、 g 、 h ,就能计算出待测电感器的电感 L 及等效总电阻 R 。由于 $R = R_L + R_c + R_m$,在实际计算中,待测直流电感直阻 R_L 应从该 R 中减去电容器金属损耗电阻 R_c 及匹配电阻 R_m 得到, R_c 数值可从设备标定中得到,但是为了方便后面的仿真,本文没有考虑损耗及匹配电阻,只考虑综合总电阻。上述方法称为电流响应 L-M 算法,电压响应 L-M 算法具体如下。

采用图 2 所示电路也可求出电感两端的电压与时间的函数为:

$$u_L(t) = f_u(g_u e^{g_u t} - h_u e^{h_u t})$$

估算公式为:

$$L = \frac{f_u}{f} \quad (8)$$

$$R = -L(g_u + h_u) \quad (9)$$

由式(8)、(9)可知,估算出 f 、 f_u 、 g_u 、 h_u ,便可计算出待测直流电感器的电感 L 及待测电感的直阻 R 。

为了便于比对,本文同时应用差分算法估算电感电感。该算法基于电感计算公式 $L = \frac{u}{di/dt}$,用差分近似表示微分,即:

$$L = \frac{u_k \Delta T}{i_{k+1} - i_k} \quad (10)$$

其中, ΔT 为采样时间间隔; u_k 、 i_k 分别为电压与电流的第 k 个采样值; i_{k+1} 为电流的第 $k+1$ 个采样值。但差分算法无法估算直阻。

需要特别指出的是,电压响应 L-M 算法及差分算法都要用到电感器等效电路理想电感 L 两端的电压,该电压可从电感器两端电压,即电压传感器测量的电压 $u_m(t)$ 减去其直阻两端电压而得到,即 $u_L(t) = u_m(t) - i(t)R_L$,其中 $i(t)$ 为电流传感器测得的电路电流信号。该方法无法估算直阻,在研究大型电机动态过程时,由于定、转子电阻标幺值相对其漏抗很小,在计算直轴瞬态时间常数时通常忽略定子电阻^[13],然而受容量、尺寸等条件限制,小型电机定、转子电

阻值(标幺制)远大于实际大型发电机,计算时则不可忽略^[14]。

1.2 L-M 算法

L-M 算法^[15-16]是使用最广泛的非线性最小二乘法。它利用梯度求最大(小)值,兼具梯度法和牛顿法的优点。当 λ 很小时,L-M 算法步长等于牛顿法步长;当 λ 很大时,L-M 算法步长约等于梯度下降法的步长。

考虑函数关系 $\mathbf{x}=f(\mathbf{p})$,其中 $\mathbf{p} \in \mathbf{R}^{n \times 1}$ 是参数向量; $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^{m \times 1}$ 是含有噪声接近于真实值 $\bar{\mathbf{x}}$ 的观测向量。欲使误差 $\mathbf{x}-\hat{\mathbf{x}}$ 尽可能小,应求解如下最小化问题:

$$\mathbf{p}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{p}} \|\mathbf{x}-f(\mathbf{p})\| \quad (11)$$

给定一个初始解 $\mathbf{p}_k$,考虑 $f(\mathbf{p})$ 在 $\mathbf{p}_k$ 点附近的一阶近似 $f(\mathbf{p}_k+\delta_k)=f(\mathbf{p}_k)+\mathbf{J}_k\delta_k$,其中 $\mathbf{J}_k$ 为 Jacobi 矩阵在 $\mathbf{p}_k$ 点的值(切映射)。寻找下一个迭代点 $\mathbf{p}_{k+1}=\mathbf{p}_k+\delta_k$,使得:

$$\|\mathbf{x}-f(\mathbf{p}_{k+1})\| = \min_{\delta_k} \|\mathbf{J}_k\delta_k - \varepsilon_k\| \quad (12)$$

该最小化问题本质上就是已知 $\mathbf{J}_k$ 和 ε_k ,求解超定线性方程 $\mathbf{J}_k\delta_k = \varepsilon_k$ 。

在 Levenberg-Marquardt 算法中,每次迭代通过寻找 1 个合适的阻尼因子 λ_k ,求出该最小化问题的解:

$$(\delta_k)_{LM} = (\mathbf{J}_k^T \mathbf{J}_k + \lambda_k \mathbf{I}) \mathbf{J}_k^T \varepsilon_k \quad (13)$$

计算步骤如下。

步骤 1:取初始点 $\mathbf{p}_0$;设置终止控制常数 ε ,计算 $\varepsilon_0 = \|\mathbf{x}-f(\mathbf{p}_0)\|$; $k=0, \lambda_0=10^{-3}, v=10$ (也可以是其他大于 1 的数)。

步骤 2:计算 Jacobi 矩阵 $\mathbf{J}_k$,计算 $\bar{\mathbf{N}}_k = \mathbf{J}_k^T \mathbf{J}_k + \lambda_k \mathbf{I}$,构造增量正规方程 $\bar{\mathbf{N}}_k \delta_k = \mathbf{J}_k^T \varepsilon_k$ 。

步骤 3:求解增量正规方程得到 δ_k 。

a. 如果 $\|\mathbf{x}-f(\mathbf{p}_k+\delta_k)\| < \varepsilon_k$,则令 $\mathbf{p}_{k+1}=\mathbf{p}_k+\delta_k$,若 $\|\delta_k\| < \varepsilon$,停止迭代,输出结果;否则令 $\lambda_{k+1}=\lambda_k/v$,转到步骤 2。

b. 如果 $\|\mathbf{x}-f(\mathbf{p}_k+\delta_k)\| \geq \varepsilon_k$,则令 $\lambda_{k+1}=v\lambda_k$,重新解正规方程得到 δ_k ,返回步骤 1。

2 仿真结果

本文通过改变电感设定值(20~2000 μH)、等效总电阻阻值(0.1~0.7 Ω),固定电容组容量(24×4700 (μF)=112.8 (mF))及电容充电电压(100 V),计算 LCR 零输入的电感电流及电感电压理想响应,再加上一定幅值的白噪声以仿真真实的测量值。采用电流响应 L-M 算法、电压响应 L-M 算法及差分算法分别仿真计算了直流电感器的电感及直阻(差分算法不能计算直阻),每种算法设定了 15 个数据点。依

据白噪声幅值,仿真中设定加响应最大值的 1/10 的白噪声及加响应最大值的 1/20 的白噪声 2 种情形。

情形 1:电感设定值为 200 μH ,等效总电阻阻值为 0.2 Ω ,电容组容量为 112.8 mF,电容充电电压为 100 V;仿真时间约 2.1 ms。

图 3 为情形 1 下的仿真波形、B 样条平滑数据及差分算法直流电感计算结果。图中,曲线 1 为零输入电压响应加 5 V 白噪声的仿真波形;曲线 2 为零输入电流响应加约 21 A 白噪声的仿真波形;曲线 3 为平移平均平滑加 B 样条平滑滤波后的电压响应;曲线 4 为平移平均平滑加 B 样条平滑滤波后的电流响应波形;曲线 5 为应用差分算法后得出的电感波形。由图 3 可见,在白噪声幅值不是很大(约为响应最大值的 1/20)时,平移平均平滑及 B 样条平滑滤波后的数据与理论响应曲线(图中未画出)是很接近的。

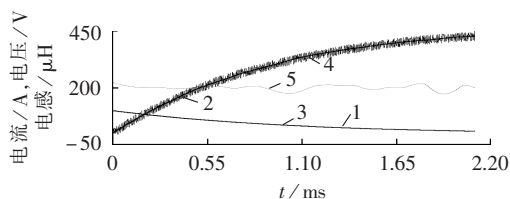


图 3 情形 1 下响应仿真数据、B 样条平滑数据及差分算法计算的直流电感

Fig.3 Simulative data, B-spline smoothing data and DC inductance calculated by difference algorithm in Case 1

情形 2:某一直流电感器电感值为 280 μH ,等效总电阻阻值约为 0.33 Ω ,直阻为 17 m Ω ,电容组容量为 47 mF,电容充电电压为 100 V;仿真时间为 0.25 ms;所用电压、电流传感器的精度均为 1%,量程分别为 1500 V、2600 A。

图 4 为情形 2 下的响应采样数据、B 样条平滑数据及差分算法直流电感器电感计算结果。图中,曲线 1 为零输入电压响应采样波形;曲线 2 为零输入电流响应采样波形;曲线 3 为 B 样条平滑滤波后的电压响应波形;曲线 4 为 B 样条平滑滤波后的电流响应波形;曲线 5 为不剔除直阻时应用差分算法

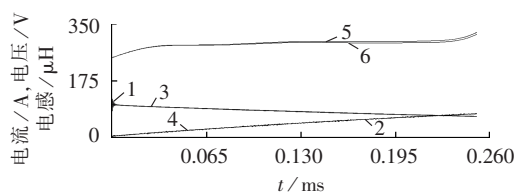


图 4 情形 2 下响应仿真数据、B 样条平滑数据及差分算法计算的直流电感

Fig.4 Simulative data, B-spline smoothing data and DC inductance calculated by difference algorithm in Case 2

得出的非理想电感曲线;曲线 6 为剔除直阻时应用差分算法得出的理想电感曲线。

由图 4 可见,除起始时刻后约 5 μs 的过渡过程外,电压响应采样波形数据较为平稳,与平滑数据的最大误差为 0.75 V,与最大值的相对偏差约为 0.75%,远小于 1/20;同样地,电流响应采样波形与平滑数据的最大误差为 2.63 A,与最大值的相对偏差为 3.6%,也小于 1/20,所以实验采集数据的方差比仿真数据的方差要小,由此得出的电感计算数据应该优于仿真数据,这从图 4 中的电感计算结果也可看出(波动小于图 3 中的电感计算结果)。同时还可以看出,不剔除直阻的电感曲线的平均值为 289.1 μH ,相对误差为 3.25%;剔除直阻的理想电感曲线的平均值为 286.4 μH ,相对误差为 2.28%,计算精度有所提高。

为了进一步提高精度,在实际工程中应用电压响应 L-M 算法计算理想电感的步骤如下(电流响应 L-M 算法不涉及理想电感电压、差分法的理想电感电压只能使用校准的 R_L 估算)。

步骤 1:设置 L_0 及 R_{L0} ,终止控制常数 ε ,令 $k=1$ 。

步骤 2:由公式 $u_L(k)=u_m(t)-i(t)R_L(k-1)$ 及电压响应 L-M 算法计算 L_k 及 R_{Lk} 。

步骤 3: $\varepsilon_k=|L_k-L_{k-1}|/L_k$,如 $\varepsilon_k<\varepsilon(k\geq 1)$,则输出电感量及直阻,结束流程;否则令 $k=k+1$,返回步骤 2。

图 5、6 分别为加幅值为响应最大值的 1/20 和 1/10 的白噪声时,电感相对误差仿真曲线。从单幅图来看,应用电压响应 L-M 算法的相对误差最大,差

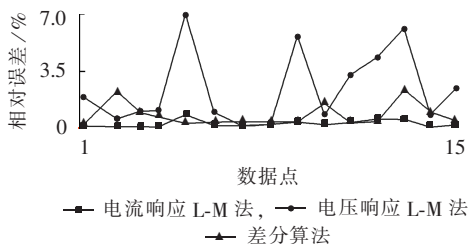


图 5 白噪声幅值为响应最大值的 1/20 时的电感相对误差
Fig.5 Relative error when white noise amplitude is 1/20 of maximum response

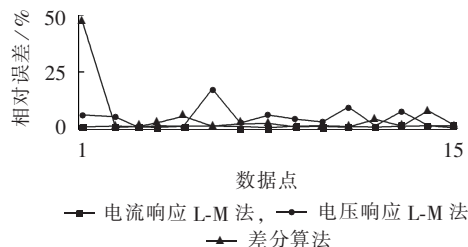


图 6 白噪声幅值为响应最大值的 1/10 时的电感相对误差
Fig.6 Relative error when white noise amplitude is 1/10 of maximum response

分算法的相对误差次之,电流响应 L-M 算法的相对误差最小,特别是电流响应 L-M 算法相对误差基本小于 1%,大部分数据点的相对误差小于 0.1%,符合实际设计要求的技术指标。对比图 5、6 可以看出,电流响应 L-M 算法抗干扰的能力明显优于其他 2 种方法。

图 7、8 分别列出加幅值为响应最大值的 1/20 和 1/10 的白噪声时,电感对应等效总电阻相对误差仿真曲线。由图 7、8 可见,电流响应 L-M 算法的相对误差小于 2%,大部分数据点的相对误差小于 1%,性能最优;电流响应 L-M 算法抗干扰的能力明显优于电压响应 L-M 算法,而差分法则无法估算出等效总电阻。

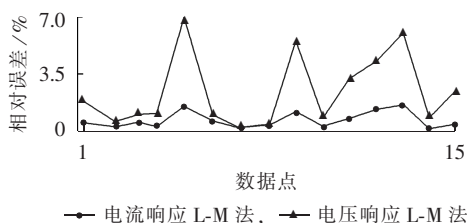


图 7 白噪声幅值为响应最大值的 1/20 时的等效总电阻及其相对误差

Fig.7 Equivalent total resistance and corresponding relative error when white noise amplitude is 1/20 of maximum response

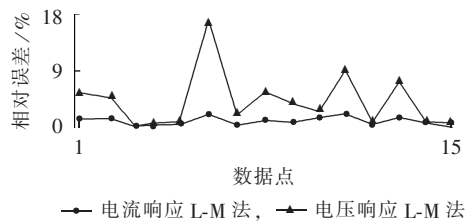


图 8 白噪声幅值为响应最大值的 1/10 时的等效总电阻及其相对误差

Fig.8 Equivalent total resistance and corresponding relative error when white noise amplitude is 1/10 of maximum response

3 结论

本文采用基于 LCR 电路零输入电流响应的 L-M 算法估算直流电感器的电感及待测电感的直阻 R ,计算相对误差在 1% 以内,小于电压响应 L-M 法及差分算法的相对误差;且本文方法只需高压差分探头、大电流柔性探头采集的电感端电压信号及回路电流信号即可,虽然计算时间较长(采用通用计算机时计算时间约为 1 min,此时间与计算机主频有关),但在用户所能容忍的范围内。

参考文献:

[1] 丁涛,陈光. 基于自由轴法的 RLC 测量电路[J]. 自动测量与控制,2008,27(6):75-77,80.

- DING Tao, CHEN Guang. RLC measuring circuits based on free-axis method[J]. Automatic Measurement and Control, 2008, 27(6): 75-77, 80.
- [2] 刘军, 李智. 基于单片机的高精度电容电感测量仪[J]. 研究与开发, 2007, 26(6): 48-51.
- LIU Jun, LI Zhi. High-precision instrument for measurement capacitor and inductance based on single chip[J]. Research and Development, 2007, 26(6): 48-51.
- [3] 曾兀戡. 直流电桥法测量电感的自感系数[J]. 电测与仪表, 2006, 43(490): 12-13, 33.
- ZENG Wuyu. Measuring self-inductance coefficient via direct current bridge way[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2006, 43(490): 12-13, 33.
- [4] 何福运, 罗晓曙. 数字式电感电容测量仪的设计[J]. 现代电子技术, 2008, 22(285): 21-22, 25.
- HE Fuyun, LUO Xiaoshu. Design of digital inductance capacitance measuring apparatus[J]. Modern Electronics Technique, 2008, 22(285): 21-22, 25.
- [5] 吴欲晓, 李正茂, 孙超, 等. 一种纳亨级电感测试仪[J]. 应用科技, 2013, 40(1): 35-41.
- WU Yuxiao, LI Zhengmao, SUN Chao, et al. A measuring inductor on nH level[J]. Applied Science and Technology, 2013, 40(1): 35-41.
- [6] 薛凌霄, 钱照明, 童立青, 等. 一种新颖基于半桥电路的功率电感测量方法[J]. 电力电子技术, 2008, 42(7): 40-42.
- XUE Lingxiao, QIAN Zhaoming, TONG Liqing, et al. A novel method of power inductor measurement based on half-bridge circuit[J]. Power Electronics, 2008, 42(7): 40-42.
- [7] 梁志瑞, 牛胜锁. 串联附加电感的电感测量方法[J]. 电力自动化设备, 2005, 25(3): 94-95, 99.
- LIANG Zhirui, NIU Shengsuo. Inductance measuring using series additional inductance[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005, 25(3): 94-95, 99.
- [8] 吴文全, 余华. 基于单片机的大电感参数动态测量研究[J]. 电子测量技术, 2009, 32(12): 99-101.
- WU Wenquan, YU Hua. Research on dynamic measurement of high inductance's parameters based on MCU[J]. Electronic Measurement Technology, 2009, 32(12): 99-101.
- [9] 张威, 言忆芳, 施敏. 基于 PIC16F688 单片机的电感测量电路设计[J]. 微型机与应用, 2013, 32(15): 25-27.
- ZHANG Wei, YAN Yifang, SHI Min. Design of inductance measurement circuits based on PIC16F688[J]. Microcomputer & Its Applications, 2013, 32(15): 25-27.
- [10] 黄其新, 孙黎霞, 甄威, 等. 同步发电机参数辨识的蚁群算法及扰动分析[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(11): 50-53.
- HUANG Qixin, SUN Lixia, ZHEN Wei, et al. Ant colony optimization algorithm and disturbance analysis of synchronous generator parameter identification[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(11): 50-53.
- [11] 许国瑞, 赵海森, 刘晓芳. 定转子电阻对同步电机瞬态时间常数影响[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(6): 50-54, 61.
- XU Guorui, ZHAO Haisen, LIU Xiaofang. Influence of stator and rotor resistances on transient time constant of synchronous machine[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6): 50-54, 61.
- [12] 张鸿燕, 耿征. Levenberg-Marquardt 算法的一种新解释[J]. 计算机工程与应用, 2009, 45(19): 5-8.
- ZHANG Hongyan, GENG Zheng. Novel interpretation for Levenberg-Marquardt algorithm[J]. Computer Engineering and Applications, 2009, 45(19): 5-8.
- [13] MARQUARDT D W. An algorithm for least-squares estimation of non-linear parameters[J]. SIAM Journal of Applied Mathematics, 1963, 11(2): 431-441.

作者简介:



盛洪江

盛洪江(1967—),男,江西南昌人,副教授,从事智能仪器、光电检测等方面的研究(E-mail:shjszp@163.com);

毛建东(1975—),男,宁夏平罗人,教授,博士,从事激光雷达方面的研究;

李学生(1975—),男,宁夏石嘴山人,副教授,硕士,从事电力电子器件方面的研究;

李新中(1975—),男,宁夏中卫人,工程师,从事电力电子器件方面的研究。

Inductance parameter estimation based on Levenberg-Marquardt algorithm for DC inductor

SHENG Hongjiang¹, MAO Jiandong¹, LI Xuesheng¹, LI Xinzhong²

(1. School of Electrical and Information Engineering, Beifang University of Nationalities, Yinchuan 750021, China;

2. Ningxia Yinli Electric Appliance Co., Ltd., Yinchuan 750021, China)

Abstract: The inductance and resistance of DC inductor are estimated based on the Levenberg-Marquardt algorithm and the response of LCR circuit to zero input current. The simulative results show that, immune to the data noise, the proposed method has higher parameter estimation accuracy than that based on the voltage-response Levenberg-Marquardt algorithm or the difference algorithm. Since the proposed method only acquires the inductor voltage signal and the circuit current signal, the DC inductor measuring system applying it operates easily.

Key words: Levenberg-Marquardt; DC inductor; LCR circuit; inductance; measurements