

基于频变参数辨识的共模扼流圈 集中参数模型

刘胜, 张玉廷, 于大泳

(哈尔滨工程大学自动化学院, 黑龙江省 哈尔滨市 150001)

Lumped Parameters Modeling of Common Mode Chokes Based on Frequency-varying Parameters Identification

LIU Sheng, ZHANG Yuting, YU Dayong

(College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, Heilongjiang Province, China)

ABSTRACT: In order to overcome the disadvantages in the impedance measurement which is influenced by parasitic parameters and nonideal characters of conductor lines as well as no way to perform the frequency-varying parameters, this paper presents high frequency modeling method of common mode chokes based on frequency-varying parameters. A high frequency lumped parameter model was built, which included winding inductances, leakage inductances, parasitic capacitances between and in the windings, equivalent resistances of magnetic cores and copper losses. On the basis of traditional least square method, the forgetting factor and rectangular window were introduced to estimate the frequency-varying parameters. The convergence in square mean of this method was also proved. The proposed modeling method is proved rationally by comparing the experimental result with simulation result between 150 kHz~30MHz. The restraining effects are best at the resonance frequency of the common mode choke. And an experiment is conducted to verify the conclusion by restraining the electromagnetic interference produced by a switching circuit.

KEY WORDS: common mode choke; lumped parameters model; frequency-varying parameter; forgetting factor; rectangular window; electromagnetic interference (EMI)

摘要: 为避免传统阻抗测量法受寄生参数与导线非理想特性的影响, 造成误差较大, 以及无法表征模型参数随频率变化特性的问题, 提出基于频变参数辨识的共模扼流圈高频建模方法。建立共模扼流圈高频集中参数模型, 模型包括共模扼流圈的绕组电感、绕组漏感、绕组间寄生电容、绕组内寄生

电容、磁心等效电阻和绕组铜损等效阻抗。采用在传统最小二乘法的基础上引入遗忘因子和矩形窗的算法, 对模型中的频变参数进行辨识提取, 证明了该方法的均方收敛性。通过对比一个实际共模扼流圈在 150 kHz~30 MHz 的扫频结果和仿真结果, 验证了建模方法的合理性。研究发现, 共模扼流圈在谐振频率处对电磁干扰的抑制效果最好, 通过共模扼流圈对一开关电路产生的电磁干扰的抑制情况验证了这一结论。

关键词: 共模扼流圈; 集中参数模型; 频变参数; 遗忘因子; 矩形窗; 电磁干扰

0 引言

共模扼流圈是抑制电磁干扰 (electromagnetic interference, EMI) 的重要器件^[1-3]。由于磁性材料的特性随频率发生变化, 以及绕组之间的寄生电容、绕组损耗、漏电容和漏磁等因素的影响, 共模扼流圈的实际特性与期望特性有很大差异; 因此, 建立共模扼流圈的高频模型, 有助于分析其对电磁干扰的抑制效应。

对磁性元件的建模方法主要有基于阻抗测量的方法^[4-5]和基于场分析^[6]的方法。基于场分析的方法和文献[7]中基于共模扼流圈材料性质的建模方法对磁心和绕组等磁性器件的材料特性要求较高, 限制了方法的应用。鉴于此, 文献[8-10]基于阻抗测量的方法建立了共模扼流圈的高频模型, 该方法存在的主要问题是, 参数提取时仅在几个频率点上测量阻抗, 且在获得某个特定频率下对阻抗起主要作用的参数时, 忽略了在对阻抗起次要作用的参数。在电磁兼容的考虑范围内, 由于寄生电容等因素的影响, 理想的开路是不存在的; 由于导线高频特性的影响, 理想的短路也是不存在的; 因此, 仅

基金项目: 国家自然科学基金项目(60704004); 中国博士后科学基金资助项目(20080430888)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (60704004); China Postdoctoral Scientific Foundation Funded Project (20080430888).

在有限个频率处测量阻抗，以及在参数提取过程中忽略对阻抗起次要作用的参数的做法必然会导致较大的误差，且提取的参数是固定值，无法表征共模扼流圈各参数随频率变化的特性。文献[11-13]对此进行了改进，将共模特性分成 4 个频段进行参数提取，这虽然在一定程度上提高了建模精度，但仍不能从根本上解决上述问题，而且在不同频段通过提取的参数得到的阻抗计算结果存在不连续现象，这与实际情况不符。1st Opt 软件在曲线拟合、复杂模型参数估算求解等方面有超强的寻优能力，该软件虽然可有效解决寻优过程中的参数初值选择问题，但由于其采用随机选择初值的方式，在共模扼流圈高频模型频变参数较多时，不能保证计算绝对收敛而求得正确结果。

鉴于此，本文建立 150 kHz~30 MHz 频段内的共模扼流圈高频集中参数模型，并提出基于频变参数估计的模型参数提取方法。该方法避免在参数提取过程中对端口进行多次开路或短路测量阻抗，可提高建模精度。提出的频变参数辨识算法可有效表征共模扼流圈参数随频率变化的特性，避免分频段参数提取算法造成阻抗不连续的缺点，且参数提取算法均方收敛。

1 共模扼流圈高频模型

共模扼流圈的结构如图 1 所示。

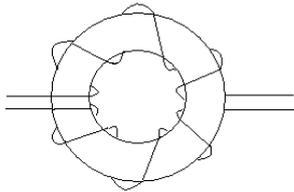


图 1 共模扼流圈结构

Fig. 1 Structure of the common mode choke

由于元器件的尺寸比较小(小于干扰频率内的电磁波波长)，属于电小尺寸，因此模型可用集中参数电路来建模。本文建立的共模扼流圈高频模型如图 2 所示。

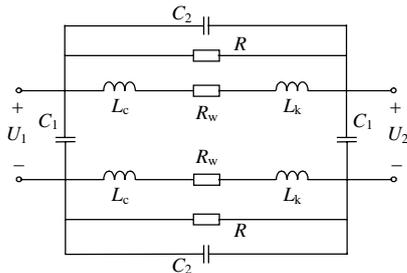


图 2 共模扼流圈高频模型

Fig. 2 High frequency model of the common mode choke

图 2 中各部分的物理意义为： L_c 为共模扼流圈单个绕组的电感，是理论上对共模电磁干扰起主要抑制作用的部分； L_k 为单个绕组的漏感，该漏感可对差模电磁干扰进行抑制； C_1 为 2 个绕组之间的寄生电容； C_2 为单个绕组的寄生电容，它存在于单个绕组的匝间； R 为磁心等效电阻； R_w 为绕组铜损等效阻抗，它是由于趋肤效应产生的。

上述参数都是随频率变化的。

2 模型参数提取

2.1 共模扼流圈高频数学模型及参数

对图 2 所示的共模扼流圈高频模型，假设 U_1 为输入电压， U_2 为输出电压，通过拉普拉斯变换可得到共模扼流圈高频模型传递函数：

$$G(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{[C_2 R(L_c + L_k)]s^2 + (C_2 R_w R + L_c + L_k)s + R + R_w}{[(L_c + L_k)(2RC_1 + C_2 R)]s^2 + [RR_w(2C_1 + C_2) + L_c + L_k]s + R + R_w} \quad (1)$$

通过双线性变换，取 T 为采样时间，令：

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (2)$$

将式(1)作 Z 变换，得到

$$G_d(z) = \frac{U_2(z)}{U_1(z)} = \frac{b_1 + b_2 z^{-1} + b_3 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (3)$$

其中，

$$\begin{cases} a_1 = [2(R + R_w)T^2 - 8(L_c + L_k)(2RC_1 + C_2 R)] / \Delta \\ a_2 = \{4(L_c + L_k)(2RC_1 + C_2 R) - 2[RR_w(2C_1 + C_2) + L_c + L_k]T + (R + R_w)T^2\} / \Delta \\ b_1 = [4C_2 R(L_c + L_k) + 2(C_2 R_w R + L_c + L_k)T + (R + R_w)T^2] / \Delta \\ b_2 = [2(R + R_w)T^2 - 8C_2 R(L_c + L_k)] / \Delta \\ b_3 = [4C_2 R(L_c + L_k) - 2(C_2 R_w R + L_c + L_k)T + (R + R_w)T^2] / \Delta \\ \Delta = 4(L_c + L_k)(2RC_1 + C_2 R) + 2[RR_w(2C_1 + C_2) + L_c + L_k]T + (R + R_w)T^2 \end{cases} \quad (4)$$

根据 Z 变换的实数位移定理，可将式(3)写成差分方程的形式。以采样时间 10 ns 对式(1)离散化，得到差分方程：

$$y(f) = -a_1 y(f-1) - a_2 y(f-2) + b_1 u(f) + b_2 u(f-1) + b_3 u(f-2) \quad (5)$$

需要对 a_1 、 a_2 、 b_1 、 b_2 、 b_3 5 个参数进行辨识。

由于共模扼流圈高频模型各参数是随频率变化的，故 a_1 、 a_2 、 b_1 、 b_2 、 b_3 5 个参数为频变参数，

若采用传统的最小二乘估计方法进行参数辨识将产生较大的误差。对动态参数的估计,主要有引入遗忘因子的方法和加矩形窗的方法。遗忘因子法对历史数据的消除比较缓慢,而矩形窗法不能突出最新数据^[14],所以本文将这2种方法结合起来,同时引入遗忘因子和矩形窗,既可较快消除历史数据,又可突出最新数据。

2.2 基于遗忘因子和矩形窗法的频变参数辨识

式(5)可写为如下形式:

$$y(f) = \boldsymbol{\varphi}^T(f)\boldsymbol{\theta}(f) + \boldsymbol{\varepsilon}(f) \quad (6)$$

其中,

$$\boldsymbol{\varphi}^T(f) = [-y(f-1), -y(f-2), u(f), \\ u(f-1), u(f-2)]^T \in \mathbf{R}^n$$

$$\boldsymbol{\theta}(f) = [a_1(f), a_2(f), b_1(f), b_2(f), b_3(f)]^T \in \mathbf{R}^n$$

式中: $\boldsymbol{\varphi}^T(f)$ 由输入和之前的输出数据组成,其中 $u(f)$ 为输入数据, $y(f)$ 为输出数据; $\boldsymbol{\theta}(f)$ 为待辨识的参数; $\boldsymbol{\varepsilon}(f)$ 为零均值不相关随机观测噪声。

假设矩形窗长度为 N , 则当引入遗忘因子 α 时, 参数辨识的指标函数为

$$J_{i,i+N}(\boldsymbol{\theta}) = \alpha J_{i,i+N-1}(\boldsymbol{\theta}) + (\mathbf{y}_{i,i+N} - \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N}^T \boldsymbol{\theta})^2 \quad (7)$$

式中: 下标表示矩形窗内数据的起始点; 遗忘因子 $\alpha \in [0.95, 1]$ ^[15]。

若要求辨识结果的均方误差最小, 则可假定指标函数可写成二次型函数的形式, 即:

$$J_{i,i+N-1}(\boldsymbol{\theta}) = (\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N-1})^T \mathbf{P}_{i,i+N-1}^{-1} (\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N-1}) \quad (8)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}$ 为待辨识参数的实际值矩阵; $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 为参数辨识结果矩阵; \mathbf{P} 为一对称正定矩阵。

由式(7)、(8)可得

$$J_{i,i+N}(\boldsymbol{\theta}) = \alpha (\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N-1})^T \mathbf{P}_{i,i+N-1}^{-1} (\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N-1}) + \\ (\mathbf{y}_{i,i+N} - \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N}^T \boldsymbol{\theta})^2 \quad (9)$$

将式(9)合并同类项, 并配方, 可得

$$J_{i,i+N}(\boldsymbol{\theta}) = (\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N})^T \mathbf{P}_{i,i+N}^{-1} (\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N}) \quad (10)$$

其中,

$$\mathbf{P}_{i,i+N}^{-1} = \alpha \mathbf{P}_{i,i+N-1}^{-1} + \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N} \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N}^T$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N} = \mathbf{P}_{i,i+N} (\alpha \mathbf{P}_{i,i+N-1}^{-1} \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N-1} + \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N} \mathbf{y}_{i,i+N})$$

所以有

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N} = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N-1} - \mathbf{K}_{i,i+N} (\mathbf{y}_{i,i+N} - \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N}^T \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N}) \\ \mathbf{K}_{i,i+N} = \mathbf{P}_{i,i+N-1} \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N} (\alpha + \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N}^T \mathbf{P}_{i,i+N} \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N})^{-1} \\ \mathbf{P}_{i,i+N} = \frac{1}{\alpha} [\mathbf{P}_{i,i+N-1} - \\ \mathbf{P}_{i,i+N-1} \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N} (\alpha + \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N}^T \mathbf{P}_{i,i+N-1} \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N})^{-1} \boldsymbol{\varphi}_{i,i+N}^T \mathbf{P}_{i,i+N-1}] \end{cases} \quad (11)$$

为了保证矩形窗的长度为 N , 剔除 i 时刻的观测值, 则式(11)变为

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i+1,i+N} = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N} - \mathbf{K}_{i+1,i+N} (\mathbf{y}_i - \boldsymbol{\varphi}_i^T \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,i+N}) \\ \mathbf{K}_{i+1,i+N} = \mathbf{P}_{i,i+N} \boldsymbol{\varphi}_i (\alpha - \boldsymbol{\varphi}_i^T \mathbf{P}_{i,i+N} \boldsymbol{\varphi}_i)^{-1} \\ \mathbf{P}_{i+1,i+N} = \frac{1}{\alpha} \mathbf{P}_{i,i+N} + \frac{1}{\alpha} \mathbf{P}_{i,i+N} \boldsymbol{\varphi}_i (\alpha - \boldsymbol{\varphi}_i^T \mathbf{P}_{i,i+N} \boldsymbol{\varphi}_i)^{-1} \end{cases} \quad (12)$$

式(12)即为基于遗忘因子和矩形窗法的频变参数辨识递推算法。

2.3 算法收敛性分析

假设观测噪声 $\boldsymbol{\varepsilon}(f)$ 和辨识参数变化率 $\boldsymbol{\xi}(f) = \boldsymbol{\theta}(f) - \boldsymbol{\theta}(f-1)$ 是与输入不相关的零均值随机噪声序列, 且满足:

$$E[\boldsymbol{\varepsilon}(f)] = E[\boldsymbol{\xi}(f)] = E[\boldsymbol{\varepsilon}(f_1)\boldsymbol{\xi}(f_2)] = 0 \quad (13)$$

$$E[\boldsymbol{\varepsilon}(f_1)\boldsymbol{\varepsilon}^T(f_2)] = E[\boldsymbol{\xi}(f_1)\boldsymbol{\xi}^T(f_2)] = 0, f_1 \neq f_2 \quad (14)$$

$$E[\boldsymbol{\varepsilon}^2(f)] = \delta_{\varepsilon}^2(f) \leq \delta_{\varepsilon}^2 < \infty \quad (15)$$

$$E[\boldsymbol{\xi}^2(f)] = \delta_{\xi}^2(f) \leq \delta_{\xi}^2 < \infty \quad (16)$$

式中 δ^2 表示方差。

定义辨识误差向量为

$$\boldsymbol{\lambda}(f) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(f) - \boldsymbol{\theta}(f) \quad (17)$$

且 $\boldsymbol{\lambda}(0)$ 与 $\boldsymbol{\varepsilon}(f)$ 无关, $E[\|\boldsymbol{\lambda}(0)\|^2] < \infty$ 。

设 \mathbf{L} 为文献[16]定义的转移矩阵, 即满足 $\mathbf{L}(f+1, i) = [\mathbf{I} - \boldsymbol{\varphi}(f)\boldsymbol{\varphi}^T(f)/\mathbf{K}] \mathbf{L}(f, i)$, 则:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\lambda}(f) &= \hat{\boldsymbol{\theta}}(f) - [\boldsymbol{\theta}(f-1) + \boldsymbol{\xi}(f)] = \\ &\mathbf{L}(f, f+1)\boldsymbol{\lambda}(f) + \mathbf{K}(f)\boldsymbol{\varepsilon}(f) - \boldsymbol{\xi}(f) = \\ &\mathbf{L}(f+1, f+N)\boldsymbol{\lambda}(f) + \\ &\sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{L}(f-i+1, f+1) [\mathbf{K}(f-i)\boldsymbol{\varepsilon}(f-i) - \boldsymbol{\xi}(f-i)] \end{aligned} \quad (18)$$

对式(18)取范数可得

$$\begin{aligned} \|\boldsymbol{\lambda}(f)\| &\leq \boldsymbol{\lambda}^T(f+1)\mathbf{L}^T(f+1, f+N)\mathbf{L}(f+1, f+N) \cdot \\ &\boldsymbol{\lambda}(f+1) + 2\boldsymbol{\lambda}^T(f+1)\mathbf{L}^T(f+1, f+N) \cdot \\ &\sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{L}(f-i+1, f+1) [\mathbf{K}(f-i)\boldsymbol{\varepsilon}(f-i) - \boldsymbol{\xi}(f-i)] + \\ &N \sum_{i=0}^{N-1} \|\mathbf{L}(f-i+1, f+1) [\mathbf{K}(f-i)\boldsymbol{\varepsilon}(f-i) - \boldsymbol{\xi}(f-i)]\| \end{aligned} \quad (19)$$

由于对任意 $i \geq 1$,

$$\rho = \max \|\boldsymbol{\lambda}\| [\mathbf{L}^T(f-i+1, f+1)\mathbf{L}(f-i+1, f+1)] \leq 1 \quad (20)$$

因此, 对式(19)取期望可得

$$\begin{aligned} E[\|\boldsymbol{\lambda}(f)\|^2] &\leq \rho E[\|\boldsymbol{\lambda}(f+1)\|^2] + \\ &N \sum_{i=0}^{N-1} E\{\|\mathbf{L}(f-i+1, f+1) [\mathbf{K}(f-i)\boldsymbol{\varepsilon}(f-i) - \\ &\boldsymbol{\xi}(f-i)]\|^2\} \leq \rho E[\|\boldsymbol{\lambda}(f+1)\|^2] + \\ &2N^2 [\|\mathbf{K}_{i,i+N}\|^2 \delta_{\varepsilon}^2 + \delta_{\xi}^2] \end{aligned} \quad (21)$$

对式(21)取极限可得：

$$\lim_{f \rightarrow \infty} E[\|\lambda(f)\|^2] \leq 2N^2[\|\mathbf{K}_{i,i+N}\|^2 \delta_e^2 + \delta_\xi^2] \quad (22)$$

由于 $\|\mathbf{K}_{i,i+N}\|^2 \leq 1$ ，故结合式(15)、(16)可知该辨识结果的误差均方收敛。

3 实验验证

3.1 模型及算法试验验证

由式(4)可计算出共模扼流圈高频模型的各参数，具体为

$$\begin{cases} C_1 = \frac{b_2 - a_1}{b_1 - b_2 + b_3} A \\ C_2 = A \\ R = A[2a_2(b_1 - b_2 + b_3) - b_1 a_1 - b_2(a_1 - b_1 - b_2 - 3b_3) - b_3(2b_1 + b_2 + 2b_3)] / [2(b_2 - a_1)(b_1 - b_2 + b_3)] \\ R_w = \frac{1}{4(b_1 - b_2 + b_3)(b_1 + b_2 + b_3)T^2} A \\ L_c + L_k = \frac{(b_2 - a_1)(b_1 + b_2 + b_3)}{2(b_2 + 2b_3 - a_1 - 2a_2)(b_1 - b_2 + b_3)T} A \\ A = \{2(b_2 - a_1)T^3[2a_2(b_1 - b_2 + b_3) - b_1 a_1 - b_2(a_1 - b_1 - b_2 - 3b_3) - b_3(2b_1 + b_2 + 2b_3)] / (b_1 + b_2 + b_3)\}^{1/2} \end{cases} \quad (23)$$

式(23)中应用到近似关系 $R + R_w \approx R$ ，从文献[8-13]的分析可以看出，共模扼流圈绕组铜损等效阻抗远小于磁心等效电阻，最多有 6 个数量级的差别，所以上述等效是合理的。由于式(4)中未知数的个数多于方程个数，方程不可解，故在式(23)中认为 $L_c + L_k$ 为一个未知量。

对图 3 所示的实际共模扼流圈进行建模和参数提取。扼流圈的磁心为锰锌高磁导率铁氧体材料，绕组是由直径为 0.89mm 的漆包线绕制而成。采用 BT-3D 阻抗测量仪对共模扼流圈进行测量。



图 3 共模扼流圈照片

Fig. 3 Photo of a real common mode choke

将共模扼流圈扫频结果采用式(12)的递推方程进行参数辨识，遗忘因子 α 取 0.98，矩形窗长度 N 取 300。将辨识结果代入到式(23)中，得到共模扼

流圈集中参数模型的参数变化，如图 4 所示。

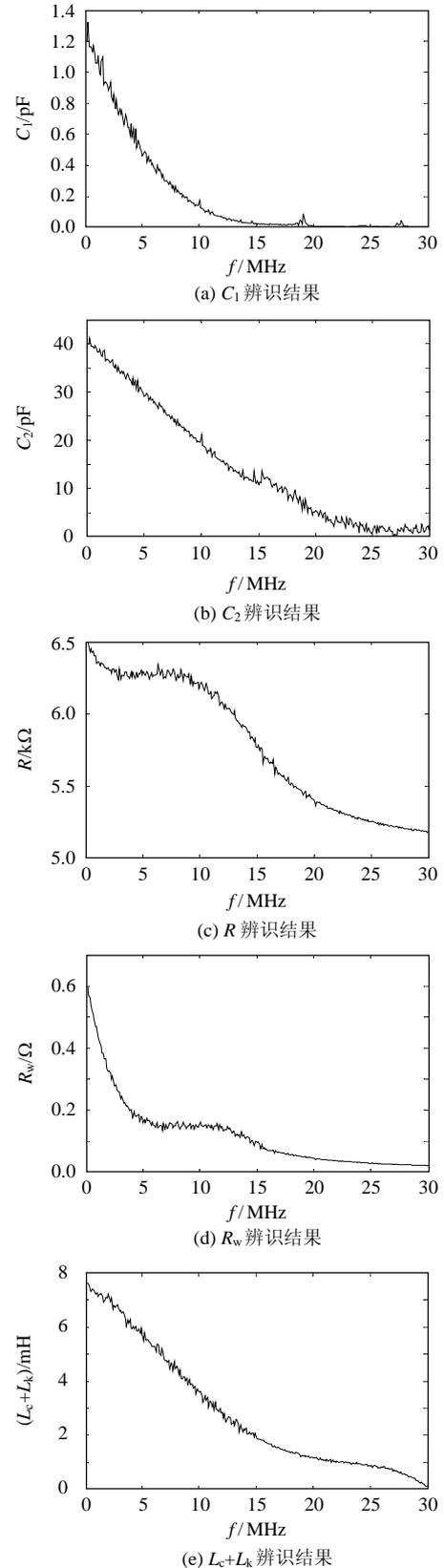


图 4 参数辨识结果

Fig. 4 Identification results of parameters

将辨识结果代入式(3)、(4)中，并应用：

$$G(j\omega) = G_d(e^{j\omega T}) \quad (24)$$

可得到共模扼流圈的频率特性。实验结果和归一化频率响应计算结果如图5所示。

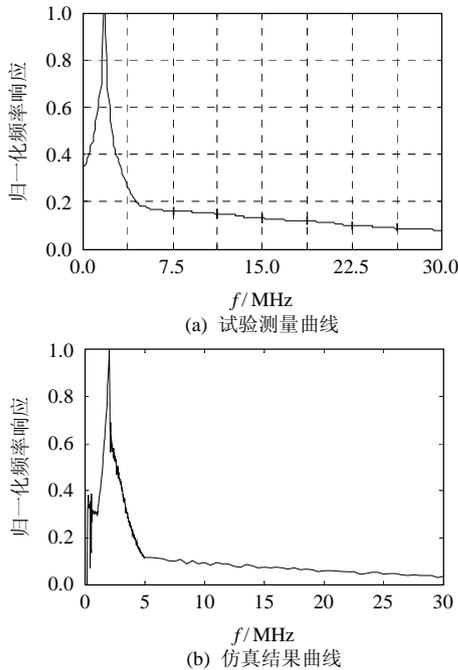


图5 试验与仿真结果对比

Fig. 5 Comparison of experiment with simulation

3.2 结果分析

从图4、5可以看出，采用本文提出的建模及参数辨识方法可以得到共模扼流圈的高频特性；仿真结果和实验测量结果基本一致，误差主要来自于测量设备的测量误差，尤其是频率较高时，测量设备引入的工装误差会影响结果。从图4可以看出，共模扼流圈高频模型中的电感、寄生电容和等效电阻均随着频率的增加而减小。图6是采用文献[8-10]的方法，将150kHz~30MHz分为4个频段，每个频段用1组参数代替整个频段参数变化得到的阻抗相位曲线。

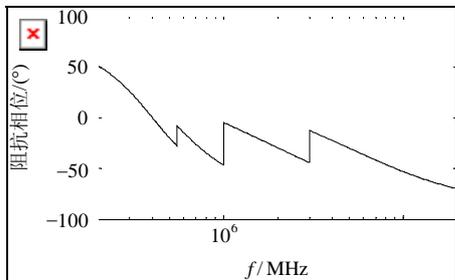


图6 文献[8-10]中的阻抗相位曲线

Fig. 6 Impedance phase graph of references [8-10]

从图6可以看出，采用文献[8-10]的方法得到的曲线在不同频段之间存在不连续现象，与实际情况不符。这主要是由于共模扼流圈高频模型中的参

数是频变参数，而不是固定值。本文提出的基于频变参数辨识的模型参数提取方法可以克服图6所示的不连续性，得到更准确的高频特性。

3.3 共模扼流圈特性分析

从图5可以看出，共模扼流圈的频率响应曲线呈现先增后减的现象，在频率响应最大处，共模扼流圈的电感和电容之间出现谐振现象，该频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_c + L_w)(C_1 + C_2)}} \quad (25)$$

在该频率处，共模扼流圈对电磁干扰的抑制作用最大。图7(a)是一开关频率为10kHz的开关电路产生的共模电磁干扰的频谱，图7(b)是经共模扼流圈抑制后的电磁干扰频谱。对比图7(a)、(b)可以看出，在图5中的谐振频率处(约为1.8MHz)，抑制电磁干扰的效果最明显。

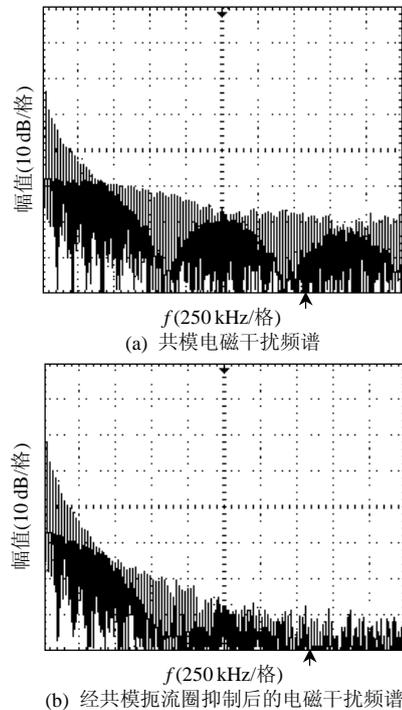


图7 电磁干扰抑制前后频谱

Fig. 7 EMI spectra before and after rejection

4 结论

本文研究了共模扼流圈高频模型建模方法，建立了共模扼流圈高频集中参数模型，并针对模型参数随频率变化的特性，提出了基于遗忘因子和矩形窗的频变参数辨识算法。理论分析和实验结果表明：

- 1) 本文提出的频变参数辨识算法均方收敛，可对频变参数进行有效的辨识提取，克服了阻抗测量方法中寄生参数和导线非理想特性的影响，以及传统的分频段参数辨识算法造成的结果误差较大

和阻抗计算不连续现象;

2) 在 150 kHz~30 MHz 范围内, 共模扼流圈高频模型各参数是随频率增大而减小的, 在谐振频率处, 共模扼流圈对电磁干扰的抑制作用最大, 可针对实际系统电磁干扰特性有针对性的选择共模扼流圈。

参考文献

- [1] Tilley F J. Reducing radiated emissions on high speed signal lines using common mode choke coils[C]//1995 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Atlanta, USA: IEEE, 1995: 435-439.
- [2] Pratt A, Drummond G. Full-bridge DC-DC converter with common mode chokes[C]//Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Austin, USA: IEEE, 2005: 1227-1232.
- [3] Damjanovic M, Zivanov L, Stojanovic G. Common mode chokes for EMI suppression in telecommunication systems[C]//The International Conference on "Computer as a Tool". Warsaw, Poland: EUROCON, 2007: 905-909.
- [4] Zhe L, Pommerenke D, Shimoshio Y. Common-mode and differential-mode analysis of common mode chokes[C]//2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Boston, USA: IEEE, 2003: 384-387.
- [5] Roc'h A, Bergsma H, Zhao D S, et al. Performance optimization aspects of common mode chokes[C]//Electromagnetic Compatibility and 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. Suntec, Singapore: EEMCS, 2008: 439-442.
- [6] Mark J. Nave. On modeling the common mode inductor[C]//IEEE 1991 International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Cherry Hill, USA: IEEE, 1991: 452-457.
- [7] Damjanovic M, Zivanov L, Stojanovic G. Analysis of effects of material and geometrical characteristics on the performance of SMD common mode choke[C]//26th International Conference on Microelectronics. Nis, Serbia: IEEE Serbia and Montenegro Section-ED/SSC Chapter, 2008: 267-270.
- [8] Liu D H, Jiang J G. High frequency model of common mode inductor for EMI analysis based on measurement[C]//3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Minneapolis, USA: IEEE, 2002: 462-465.
- [9] Liu D H, Jiang J G. High frequency characteristic analysis of EMI filter in switch mode power supply (SMPS)[C]//IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference. Cairns, Australia: IEEE, 2002: 2039-2043.
- [10] Roc'h A, Bergsma H, Zhao D S, et al. Comparison of evaluated and measured performances of common mode chokes[C]//2008 International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Detroit, USA: IEEE, 2008: 1-5.
- [11] 陈恒林, 钱照明. 用于电磁干扰分析的共模扼流圈高频模型[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2007, 41(11): 1845-1849.
Chen Henglin, Qian Zhaoming. High frequency modeling of common mode chokes for electromagnetic interference analysis [J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2007, 41(11): 1845-1849(in Chinese).
- [12] 陈恒林, 陈玮, 冯利民, 等. 基于阻抗测量的共模扼流圈高频建模[J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 8-12.
Chen Henglin, Chen Wei, Feng Limin, et al. High frequency modeling for common mode chokes based on impedance measurement [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(4): 8-12(in Chinese).
- [13] 黄诗友, 王世山, 崔永生. 寄生参数效应的共模扼流圈集中参数建模[J]. 电力电子技术, 2008, 42(7): 73-75.
Huang Shiyong, Wang Shishan, Cui Yongsheng. Lumped-parameter model of parasitic effect for common mode chokes[J]. Power Electronics, 2008, 42(7): 73-75(in Chinese).
- [14] 刘整设. 时变参数的一种快速跟踪最小二乘估计方法[J]. 控制理论与应用, 1995, 12(2): 260-264.
Liu Zhengshe. A least squares method for the parameter estimation of quickly varying systems[J]. Control Theory and Application, 1995, 12(2): 260-264(in Chinese).
- [15] 李言俊, 张科. 系统辨识理论及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2003: 112-113.
Li Yanjun, Zhang Ke. System identification theory and application [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2003: 112-113(in Chinese).
- [16] 丁锋, 丁韬, 杨家本, 等. 时变参数遗忘梯度估计算法的收敛性[J]. 自动化学报, 2002, 28(6): 962-968.
Ding Feng, Ding Tao, Yang Jiaben, et al. Convergence of forgetting gradient estimation algorithm for time-varying parameters[J]. Acta Automatica Sinica, 2002, 28(6): 962-968(in Chinese).



刘胜

收稿日期: 2010-08-16。

作者简介:

刘胜(1957), 男, 教授, 从事随机系统最优估计与控制、电磁兼容、复杂性科学等研究, liu.sch@163.com;

张玉廷(1984), 男, 博士研究生, 从事电力电子系统电磁兼容性等研究, zhangyutinghl@163.com。

(编辑 李婧妍)

《中国电机工程学报》2010年度刊登电工电机领域论文排行

2010年,《中国电机工程学报》共刊登电工电机领域论文240篇,这些论文来自国内外54个单位,较为全面地展现了电工电机领域的科研进展与学术进步,为本刊打造国际知名、国内一流的高水平学术期刊发挥了重要作用。《中国电机工程学报》编辑部全体同仁在此向支持本刊工作的广大专家学者致以最衷心的感谢和最诚挚的问候!现将2010年我刊电工电机领域作者单位的统计结果予以公布,感谢这些单位给予我们的大力支持和信任。2011年的春天即将来临,在这充满希望的季节,衷心希望本刊能够继续得到各位专家学者一如既往的支持与厚爱,并热烈欢迎国内外广大电力科研工作者踊跃投稿!

序号	单位	序号	单位
1	南京航空航天大学	12	江苏大学
2	华北电力大学		上海大学
3	哈尔滨工业大学		天津大学
4	浙江大学		武汉大学
5	华中科技大学	13	安徽大学
6	海军工程大学		北京工业大学
7	东南大学		电子科技大学
	福州大学		东北大学
	哈尔滨理工大学		吉林大学
	清华大学		南昌航空大学
8	沈阳工业大学		南京师范大学
9	太原理工大学		青岛大学
	中南大学		上海电机学院
	重庆大学		上海海事大学
10	北京航空航天大学		上海三菱电梯有限公司
	北京交通大学		施耐德电气,意大利 威尼斯
	山东大学		西安科技大学
	西安交通大学		西安理工大学
	中国科学院电工研究所		西北工业大学
11	成都信息工程学院		西南交通大学
	大连理工大学	燕山大学	
	上海交通大学	云南电力试验研究院(集团)有限公司电力研究院	
12	北京理工大学	浙江工业大学	
	国防科学技术大学	浙江科技学院	
	合肥工业大学	浙江省电力试验研究院	
	湖南大学	中北大学	
	华南理工大学	中国矿业大学	