

# 一种零纹波直流互感器

## A Zero Ripple DC Current Transformer

薛蕙 编译

**摘要：**文章介绍电力电子技术应用的零纹波直流互感器。这种直流互感器由两个多谐振荡器组成，两相时钟脉冲同步，经同一饱和磁芯耦合。实践证明，这种电路适用于要求动态范围宽和时间响应速度快的电动机传动控制。

**关键词：**零纹波，直流互感器，电力电子技术，磁芯耦合，传动控制

中图分类号：TM4 文献标识码：A 文章编号：1606-7517(2016)11-5-149

### 1 引言

交流电动机传动矢量的控制是采用电流获得转矩。为了控制电动机的速度，必须精确测量从零到数百 HZ 频率的交流电流。检测零频率电流时，传感器可以测量直流电流，而在获得瞬时转矩的时候，检测速度就需要相当的快。为此，传感器在直流到频率数百千 HZ 的交流时，必须要有相当高不精度和可靠性，而且不受温度变化和噪声的影响。在采用例如饱和电感器的载波型传感器进行检测高精度瞬态电流时，会因响应速度太慢影响检测精确性。如果采用霍尔效应电流传感器检测，也有缺点：由于其磁轭存在磁滞现象，在电动机的控制中会造成转矩波动。因此，有时其瞬时响应速度没有要求的那样快。为此，使用快速变换器型直流互感器就能克服上述缺点。直流互感器利用磁芯内在的磁通变换，可以精确地检测直流电流。要构成这种变换器型直流互感器，至少要用三个低频变压器，这就势必会增大设备体积和重量，增加成本以及电路的复杂性。

为了解决上述那些问题，本文提出了一种由两个多谐振荡器组成、两相时钟脉冲同步、通过同一个饱和磁芯耦合的电路。通过理论分析和使用验证，这种电路非常适合于要求动态范围宽和时间响应快的电动机传动控制。

### 2 电路设计分析

上世纪 70 年代初，人们首次提出了利用多谐振荡器中感应电压幅值来检测直流电流的方法。并根据它开发出了具有零纹波特性的直流互感器。图 1 所示为该传感器的基

本方框图。图中的 #1 和 #2 是两个晶体管磁多谐振荡，由两相脉冲驱动。如图 2 所示，触发电路产生两个相反相位的脉冲，以便得到两相感应电压。每个多谐振荡器利用不同匝数产生非对称感应电压，经过“或”逻辑电路输出。两个输出经整流后重叠，可以消除两只开关晶体管换向时引起的输出电压下降。图 1 中的互感器  $X_1$  有 3 个绕组，即  $N_1$ 、 $N_2$ 、 $N_e$ 。 $N_1$  和  $N_2$  绕组的匝数不等，以使其产生不对称电压。第三个绕组  $N_e$  是用于减小高频满流产生的测量误差。在该电路工作中，用两个时钟脉冲开关两个多谐振荡器产生  $180^\circ$  相位差的不同相位输出的交流电压。频率经过特殊选择，使磁芯的磁滞回线减小。每个多谐振荡器的

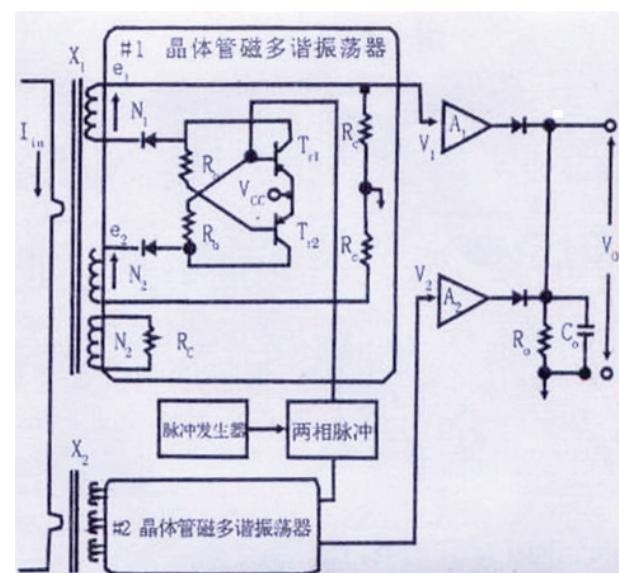


图 1 零纹波直流互感器原理框图

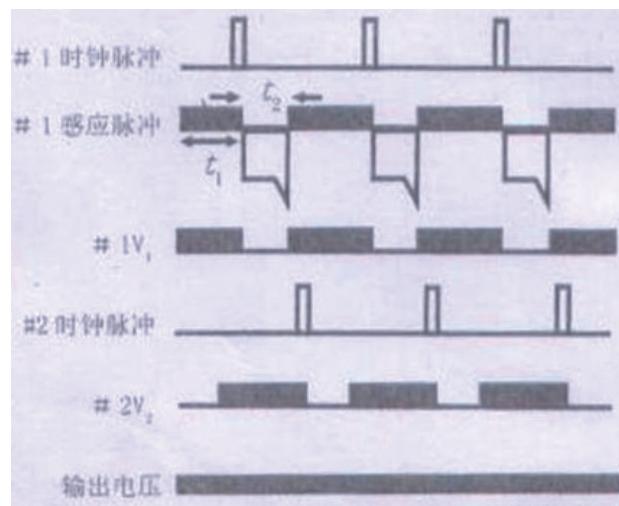


图 2 零纹波 DCCT 感应电压的典型波形

换向，由可饱和磁芯的饱和磁场及时钟脉冲来触发。两只晶体管同时钟脉冲一起交替开关，于是，绕组  $N_1$  感应电压就变成不对称的了，而直流输入电流  $I_{in}$  可以根据幅值变化来检测。假如  $N_1 > N_2$ ，在小磁滞回线工作时，时钟脉冲频率必须高于  $V_{cc}/4\phi_s N_1$ （式中的  $\phi_s$  为磁芯的饱和磁通），才有可能检测电流。

### 3 电路的静态分析

对图 1 所示的直流互感器，按简化数学处理的方法作以下假设进行分析：

①磁芯是理想的矩形磁滞特性曲线（见图 3 所示）；②漏感忽略不计；③晶体管的集电极发射极饱和电压忽略不计；④晶体管从截止到导通的开关时间忽略不计。

以上假设①是保证直流互感器高精度的关键因数，特别重要。在此，仅分析#1 多谐振荡器的工作情况，#2 多谐振荡器通过时钟脉冲延迟半个周期的工作情况将与#1 相同，故不赘述。

为了简化设计，设  $N_1=2N_2$ 。首先，晶体管  $T_{rl}$  导通，磁芯  $X_1$  的磁通自正饱和值下降，在绕组  $N_1$  和集电电阻  $R_c$  上出现#1 多谐振荡器的感应电压  $e_1$  和输出电压  $V_1$ 。在这个阶段， $V_1$  以  $V_0$  [见以下式（13）] 出现在输出端。由于这个阶段时，磁芯不饱和，按基尔霍夫电压定律（KVL），可以列出以下各方程式：

$$V_{ce} = \frac{I_{c1}}{g_c} - e_1 \quad (1)$$

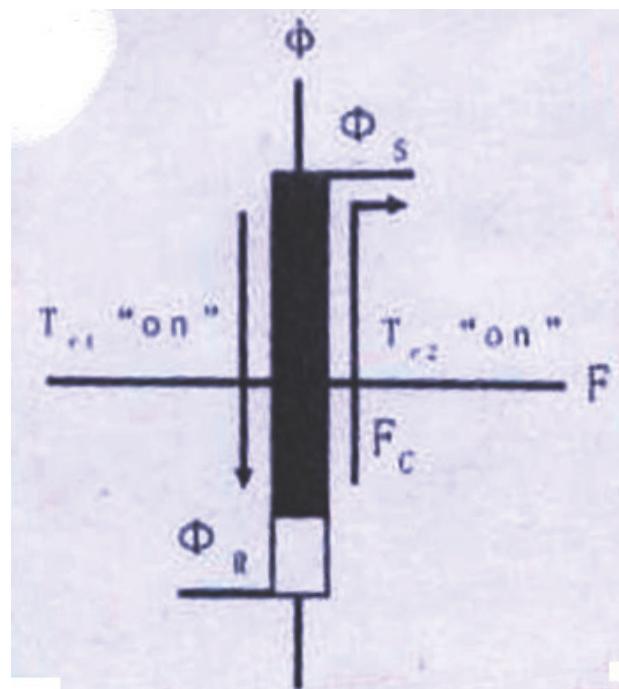


图 3 磁芯的理想磁化特性曲线与局部回线

$$e_1 = \frac{-I_e}{g_e} \quad (2)$$

$$2V_{cc} + \frac{I_e}{g_e} = \frac{2I_{b1}}{g_L} \quad (3)$$

$$N_1 \left( I_{c1} + \frac{I_b}{2} - \frac{I_{in}}{N_1} - I_e \right) = F_e \quad (4)$$

$$\text{式中, } g_L = \frac{1}{R_b + R_c}, \quad g_c = \frac{1}{R_c}, \quad g_e = \frac{1}{R_e}$$

设  $g_c \geq g_b$  和  $g_c \geq g_e$ ，则将得到以下式（5）的感应电压  $e_1$ ：

$$e_1 = \frac{I}{g_c (g_c V_{cc} - \frac{F_c}{N_1} - \frac{I_{in}}{N_1})} \quad (5)$$

然后，取变压器从复归磁通  $\phi_R$  到饱和磁通  $\phi_s$  的感应电压  $e_1$  的时间积分，用以下方程式（6）求得晶体管  $T_{rl}$  导通时间区间  $t_1$ ：

$$t_1 = \frac{(\phi_R + \phi_s) N_1 g_c}{g_c V_{cc} - \frac{F_c}{N_1} - \frac{I_{in}}{N_1}} \quad (6)$$

其次，当时钟脉冲加到晶体管  $T_{r2}$  的基极上， $T_{r2}$  开始

导通。在这个阶段，绕组  $N_2$  中感应产生电压  $e_2$ 。在这个阶段，可以列出以下从式(7)到式(10)的静态方程式：

$$V_{cc} = e_2 + \frac{I_{e2}}{g_e} \quad (7)$$

$$e_2 = \frac{-R_e I_e}{2} \quad (8)$$

$$V_{cc} - \frac{2I_e}{g_e} = \frac{I_{b2}}{g_L} \quad (9)$$

$$N_2 I_{e2} - N_1 I_{b2} + N_1 I_e + I_{in} = F_e \quad (10)$$

根据式(7)~式(10)各式，求得感应电压  $e_2$  为：

$$e_2 = \frac{I}{g_e (2g_c V_{cc} - \frac{F_e}{N_1} + \frac{I_{in}}{N_1})} \quad (11)$$

与此类似，在时间区间  $t_2$  内，通过从复归磁通到饱和磁通的感应电压  $e_2$  积分，晶体管  $T_{12}$  的导通时间  $t_2$  的表达式为：

$$t_2 = \frac{(\varphi_R + \varphi_S) N_1 g_c}{2g_c V_{cc} - \frac{F_e}{N_1} + \frac{I_{in}}{N_1}} \quad (12)$$

由式(6)和式(12)可以看出，导通时间区间  $t_1$  是  $t_2$  的将近 2 倍。选择电路参数控制  $t_1$  和  $t_2$ ，也就是利用式(6)和式(12)的条件，以使输出电压得到零纹波。为此，可以对图 1 电路的输出电压  $V_o$  进行稳态分析。设基极电阻  $R_b \geq R_c$  和  $R_b \geq R_e$ ，输出电压的简化形式可以以下列方程式(13)表述：

$$V_o = \underbrace{\frac{R_c A}{N_1} I_{in}}_{(a)} + \underbrace{R_c A \left( \frac{F_e}{N_1} - \frac{V_{cc}}{R_e} \right)}_{(b)} \quad (13)$$

式中， $F_e$  为磁芯的安匝数； $V_{cc}$  为电源电压； $A$  为放大器的增益。很明显，式(13)中的(a)项表示输入电流  $I_{in}$  和输出电压  $V_o$  之间存在线性关系。应该注意的是，式(13)的(b)项表示参数  $R_c$ 、 $R_e$ 、 $F_e$  和  $V_{cc}$  引起的误差分量。

#### 4 电路的动态分析

影响直流互感器动态性能的因素主要是与磁芯耦合的电容和电阻。图 4 所示为直流互感器的高频等效电路，其中  $C_e$  是内部杂散电容； $C_x$  包括绕组的杂散电容、晶体管、二极管以及运算放大器的寄生电容。在实际应用中，杂散电容  $C_e$  是通过分析与并联到输出端上的附加电容  $C_x$  的频率响应而推断确定的。用这种方法，可计算得出  $C_e$  接近 600PF。这也说明，为了减小分布电容所引起的误差，

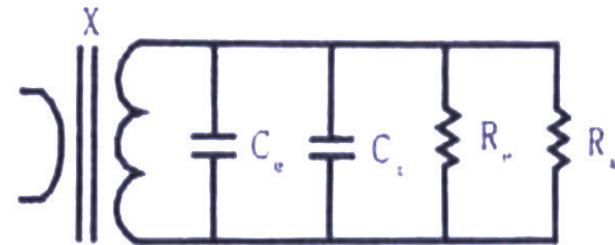


图 4 零纹波直流互感器的高频等效电路

需要在输出端连接一个 1nF 或 2nF 的小电容器。

如图 4 所示，电阻  $R_e$  被选定为模拟涡流电阻。图 4 中等效电路的传递函数可表示为以下式(15)：

$$T(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_{in}(s)} = \frac{R}{1 + SCR} \quad (15)$$

式中， $R$  代表电路的总内电阻， $C$  代表电路的总电容；而  $C = C_e + C_x$ ， $R = R_e / R_x$ ， $C_e$  为杂散电容， $C_x$  为输出滤波器的电容， $R_e$  为涡流电阻， $R_x$  为外接电阻。

#### 5 直流互感器用于直接测量交流电流

以上介绍分析的这种直流互感器，还可以用来直接检测交流电流。图 5 所示的框图，主要用两个按照推挽拓扑连接的基本直流互感器单元组成，其两个直流互感器单元交替进行检测：一个极性的全部电流都通过 #1 单元，另一个极性的全部电流都流过 #2 单元。输入节点内接有二极管，形成两个对输入电流检测的直流脉冲。若要得到交流输出，可以使 #2 单元的输出信号经过一放大器反向。因此，可把这种推挽电路用于交流电动机传动中，简化交流电流的检测。

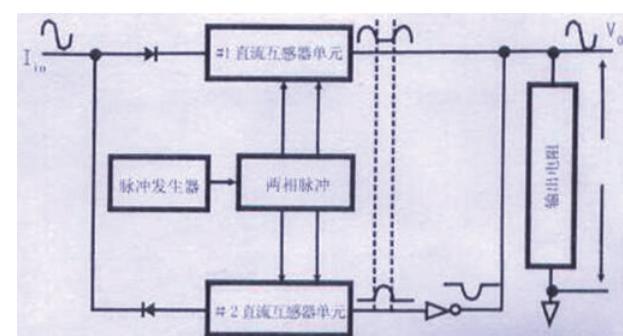


图 5 零纹波直流互感器的原理框图

## 6 检测验证

图6中给出的是交流和直流两种输入状况的静态伏安特性曲线，与实践验证一致。如图所示，在检测交流和直流时，该直流互感器显示出了良好的线性特性。其电路采用的是钴基非晶合金磁芯，以3KHZ时钟频率励磁。该互感器的技术指标列于表1。

表1 互感器的技术参数

磁芯材料	钴基非晶合金
磁芯结构	环形 $21 \times 14 \times 4.5$ (mm)
磁芯参数	$A_e = 11.8$ (mm $^2$ ) , $l = 55$ (mm)
绕组匝数	$N_1 = 10T$ , $N_1 = 200T$ , $N_2 = 100T$ , $N_c = 100T$

饱和磁芯特性如图7所示。图8示出了检测直流时的输出电压( $V_o$ )波形，其呈现出了特有的零纹波。图8还给出了两相多谐振荡器的感应电压，两个电压波形之间相

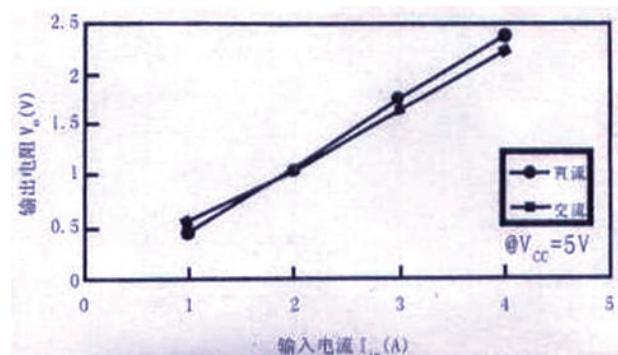


图6 直流与交流输入时，实测的直流互感器的输出电压  $V_o$  与输入电流  $I_{in}$  之间关系的静态V-I曲线

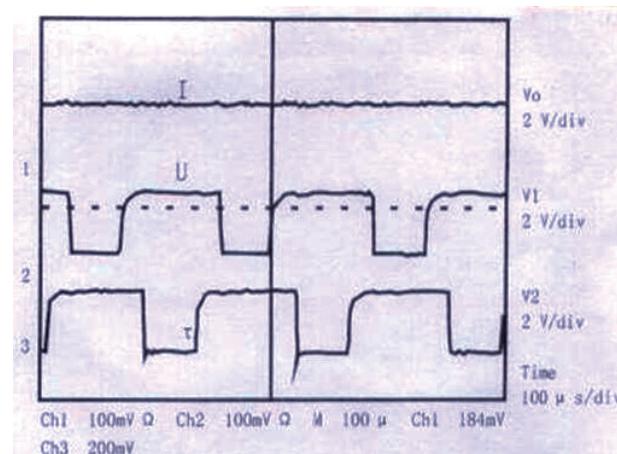


图8 直流互感器零纹波输出波形与两个晶体管多谐振荡器的电压波形

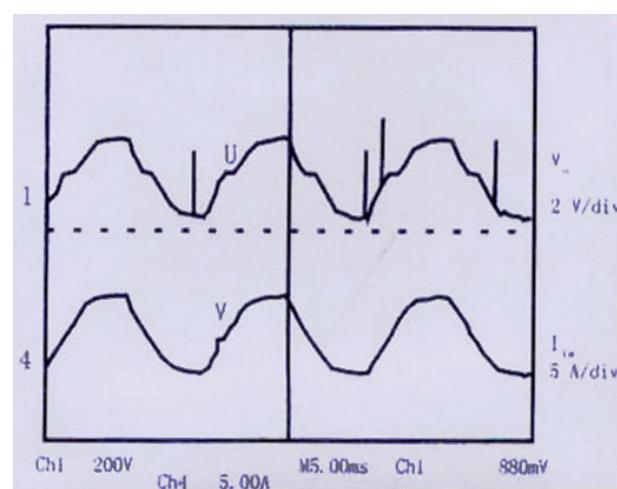


图9 用直流互感器检测交流电流时的输入电流  $I_{in}$  与输出电压  $V_o$  波形

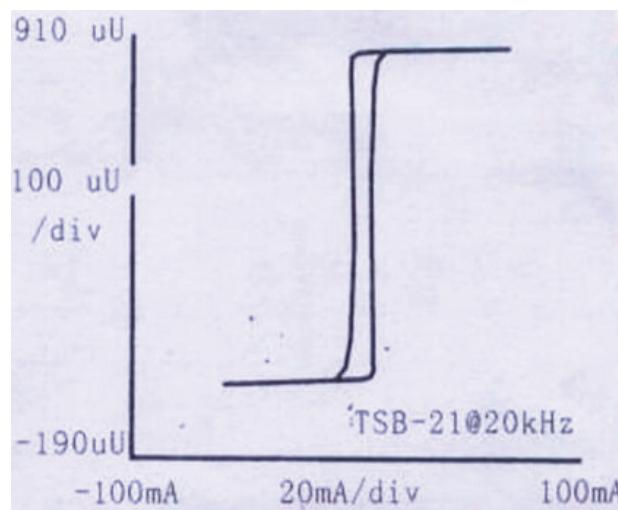


图7 饱和磁芯特性曲线

差  $180^\circ$ 。在图8所示的输出波形中可以观察到存在小纹波，这可能是由于磁芯偏离了理想矩形磁滞特性造成的。所以，适当合理选择磁芯，可以将纹波减至最小。图9给出的是检测交流时，该直流互感器的输出电压和输入电流，输入的交流电流被转换成输出交流电压。从图9中可以看到，由于输出二极管的电压降，会出现一些小的波形畸变。另外，为了验证检测混合的直流和交流信号的能力，使用了同时载有高频(75KHZ)交流电流的直流电流作为电流源。使用电阻或分流器和新型电流互感器检测到的波形比较由图10表示。

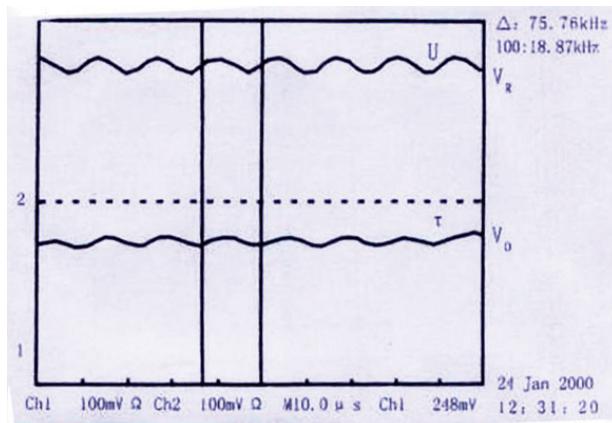


图 10 用电阻式分流器和零纹波直流互感器  
检测交/直流混合电流的波形比较

上接135页

#### 4 总结

本文对传统分数阶  $L_\beta C_\alpha$  串、并联电路（以串联为例）的阻抗特性分析进行了介绍，并沿用该分析方法，分析了分数阶互感电路及变压器模型的阻抗特性，作出其等效电路阻抗矩阵参数的相位与电感阶次的关系曲线，并得出不同阻抗特性下，阻抗频率、幅值与电感阶次的关系。由于分数阶互感电路及变压器模型的电路参数增加了自感和互感的阶次，因此设计自由度更高，应用范围更广。本文将对分数阶无线电能传输系统具有一定的指导作用。

#### 参考文献

- [1] Nader Engheta. On the role of fractional calculus in electromagnetic theory [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1997, 39(4) : 35-46.
- [2] Ahmed G. Radwan, Ahmed S. Elwakil, Ahmed M. Soliman. Fractional-Order Sinusoidal Oscillators: Design Procedure and Practical Examples[J]. IEEE Transactions On Circuit And Systems, 2008, 55(7) : 2051-2063.
- [3] Li Chun-Lai, Yu Si-Min, Luo Xiao-Shu. Fractional-order permanent magnet synchronous motor and its adaptive chaotic control[J]. Chin. Phys. B, 2012, 21(10) : 15-21.
- [4] E. J. Pires, P. B. Oliveira. Fractional order dynamics in a GA planner[J]. Signal processing, 2003, 2377-2386.
- [5] J. Battaglia, O. Cois, L. Puigsegur, A. Oustaloup. Solving an inverse heat conduction problem using a non-

#### 7 小结

文章介绍了一种直流互感器，其具有线性度好，快速和零纹波输出特性。根据对该直流互感器的静态和动态分析，其检测精度主要取决于磁芯材料、集电极电阻和涡流电阻。只要恰当选取其组成元件，就可以达到高精度。这种直流互感器也适合用于检测交流电流，特别是用在大功率和高频电力电子设备中，例如电动机的传动中。检测及实用结果显示，在宽的频率范围内，检测直流和交流的结果令人满意。

（参考资料略）

integer identified model[J]. International Journal of Heat and Mass Transfer, 2001, 44(14) : 2671-2680.

- [6] 刁利杰, 张小飞, 陈帝伊. 分数阶并联  $RL_\alpha C_\beta$  电路 [J]. 物理学报, 2014, 63(3) : 1-13.
- [7] A.G. Radwan. Resonance and Quality Factor of the  $RL_\alpha C_\alpha$  Fractional Circuit[J]. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits, 2013, 3(3) : 377-384.
- [8] A.G. Radwan, K. N. Salama. Passive and active elements using fractional Passive and active elements using  $L_\beta C_\alpha$  circuit[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2011, 58(10) : 2388-2397.
- [9] 马龙, 梁贵书, 董华英. 含分数阶电抗元件网络的灵敏度分析 [J]. 华北电力大学学报, 2013, 40(3) : 6-10.
- [10] Soltan A., Radwan A. G., Soliman A. M., Fractional-order mutual inductance: analysis and design[J]. Int. J. Circ. Theor. Appl., 2015, doi: 10.1002/cta.2064.

#### 作者简介

刘潇 (1990), 男, 硕士研究生, 主要从事电力电子系统分析与控制方面的研究工作。

张波 (1962), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电力电子与电力传动等方面的研究工作。

谢帆 (1985), 男, 博士, 主要从事电力电子与电力传动等方面的研究工作。

丘东元 (1972), 女, 教授, 博士, 主要从事电力电子方面的研究工作。