

基于互感模型的混合封装电力电子集成模块内电磁干扰的研究

曾翔君¹, 王晓宝², 杨 旭¹, 王兆安¹

(1. 西安交通大学电气工程学院, 陕西西安 710049; 2. 西安电力电子研究所, 陕西西安 710049)

摘 要: 研究了大电流混合封装电力电子集成模块(IPEM)内功率电路对控制驱动电路的电磁干扰问题研究表明, 功率电路的内部环流通过互感耦合的方式会对 IPEM 内部的控制和驱动电路产生重要影响, 特别是环流的高频分量为了对环流的 EMI 进行评估, 建立了 IPEM 的内部环流实验模型另外, 一种简化的基于局部元等效电路(PEEC)原理的建模和计算方法被用于计算环流回路与控制及驱动回路之间的互感, 实验证明结果是比较准确的。

关键词: 电力电子集成模块; 局部元等效电路; EMI

中图分类号: TN384 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2004)05-0782-05

EMI Research Based on Mutual Inductance Model Inside Hybrid IPEM

ZENG Xiang-jun, WANG Xiao-bao, YANG Xu, WANG Zhao-an

(1. Electrical Engineering School, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China;

2. Xi'an Power Electronics Research Institute, Xi'an, Shaanxi 710049, China)

Abstract: This paper deals with the electromagnetic interference problem based on mutual inductance model between the power circuit and control and driver circuit in hybrid Integrated Power Electronic Module (IPEM). It shows that the high frequency components of the circulating current of power circuit have important influence on control and driver circuit. An IPEM prototype is built up to evaluate the EMI of the circulating current. And an effective modeling and calculation method based on Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) is used to calculate mutual inductance between the power circuit and control and driver circuit.

Key words: integrated power electronic module; partial element equivalent circuit; EMI

1 引言

采用混合封装技术将不同制造工艺的器件封装在一起构成电力电子集成模块(IPEM)是目前电力电子集成技术研究的热点内容^[1,2]。图1是一种典型的混合封装 IPEM 的结构示意图。

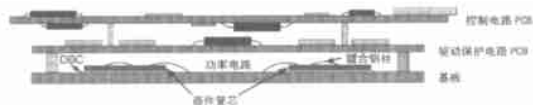


图1 典型的混合封装电力电子集成模块内部结构

如图所示,将高压大电流的功率器件与电压只有几伏或十几伏,电流只有数十毫安的控制和驱动电路以很近的距离(小于10mm)集成在一起是非常具有挑战性的,因为开关方式工作的功率电路会对控制和驱动电路产生严重的电磁干扰(EMI),可能使得控制和驱动电路根本不能正常工作。为了在 IPEM 的内部实现电磁兼容(EMC),对 EMI 的问题进行研究是

非常必要的。目前,国外的文献主要集中在对干扰源的分析上,即通过对功率电路本身的寄生参数(包括器件以及互连导线)进行建模,利用电路仿真来预测开关瞬态电磁干扰的强弱。对功率电路的寄生参数进行建模主要采用的方法分为两类:基于理论计算的方法和基于测量的方法。基于理论计算的方法,寄生参数主要通过理论计算来获得,比如采用有限元法(FEA)或者局部元等效电路(PEEC)等方法^[3~5];基于测量的方法,寄生参数通过测量来获得,比如采用时域反射计(TDR)或阻抗分析仪等仪器^[6,7]。

本文从另外一个方面对模块内的 EMI 问题进行了研究,即定量分析功率电路与被干扰的控制和驱动回路之间的互感耦合关系,有关这个问题的分析,目前相关的文献还不多。首先提出了功率电路的开关频率环流干扰模型;其次,利用 PEEC 原理对环流回路与典型的控制和驱动回路之间的互感进行了计算;最后,通过仿真和实验对计算结果进行了验证,并对 EMI 的问题进行了讨论。采用 600V, 100A 等级的 IGBT 和快恢复二极管管芯制作了两单元的半桥模块作为被研究的功

率电路, 而作为被干扰对象的控制和驱动电路则通过在距离半桥模块基板上 10mm 位置处安装的一块印刷电路板 (PCB) 来模拟。

2 IPEM 内部的 EMI 建模和分析

2.1 电磁耦合模型

为了研究 EMI 的问题, 首先必须建立 EMI 模型。对于图 1 典型 IPEM 的结构, 功率电路与控制及驱动电路之间的电磁耦合是主要的干扰途径。对于一个开关频率为 20kHz 的电力电子变换器, 功率电路产生的 EMI 的能量主要集中在 20~150kHz 和 0.15~30MHz 两个频带^[8]。这两个频带对应电磁波长远远大于 IPEM 的尺寸, 故 IPEM 内部的电磁耦合是近场耦合。在大电流的环境下, 电磁耦合主要表现为磁场耦合(或感性耦合), 互感 M 被用来表征功率电路与控制及驱动电路之间电磁耦合的程度。因此, 对开关方式工作的功率电路, 电流的不同频率的谐波对控制和驱动回路产生的感应电压幅值可通过下式来计算:

$$E_i = \omega_i I_i M \quad (1)$$

式中, ω_i 是第 i 次谐波电流的角频率, I_i 是谐波电流幅值, E_i 是感应电压幅值。由于互感 M 的大小只取决于干扰电流回路与被干扰回路的几何形状以及空间位置关系, 而与干扰源的强度以及被干扰回路的阻抗等都无关, 因此可以作为评估 EMI 的重要的物理参量。

2.2 功率电路的环流

为了对 IPEM 的功率电路与控制及驱动电路之间的互感耦合进行分析, 需要确定干扰源和被干扰对象的回路模型。一个半桥结构的 IGBT 模块总共有三条电流支路: 正负直流母线和负载支路。一般情况下, 负载总是感性的, 因此负载电流变化比较平缓, 这意味着在电路中存在一个环流。为了研究方便, 本文考虑大电感负载的特殊情况。图 2(a) 是本文实验所采用的电路。IGBT S_2 不用, 而由 S_1 与 D_2 构成一个 Buck 型电

路, 驱动大感性负载(电路的主要参数: 电感 $L = 10\text{mH}$, 电阻 $R = 2.2\Omega$, 开关频率 $f = 20\text{kHz}$)。当 S_1 周期性开通和关断的时候, 电流的流向分别如图中 I_1 和 I_2 所示。由于电感 L 非常大, 因此电感电流 I_L 几乎保持不变, 可以视为一个恒定的电流源。这意味着电路中存在一个环流 I_3 , 该环流不经过电感支路, 而直接在正直流母线和负直流母线之间交替变化。图 2(b) 给出了理想的 I_1 、 I_2 以及环流 I_3 的时序图, 其中 $t_0 \sim t_1$ 是 S_1 开通过程, $t_2 \sim t_3$ 是关断过程。可见, 大电感负载下理想环流 I_3 是一个幅值在 $-I_L/2 \sim I_L/2$ 之间交变的准方波电流(当占空比等于 50% 时)。由于电感电流恒定, 因此只有环流才能对控制和驱动电路产生电磁干扰。上述环流回路可以被划分成两个独立的部分, 即模块内的部分以及模块外的部分, 这样环流对控制和驱动电路的电磁干扰也可以被分成内外回路来分别加以考虑, 而整个回路的影响等于两者的叠加模块的内部布局及外部接线如图 3(a) 所示, 图中箭头表示内外环流回路。由于模块的内部环流回路与控制及驱动电路距离最近, 而且耦合最好, 因此其影响是主要的。

2.3 被干扰回路的选择

图 3(b) 给出了用来模拟控制和驱动电路的 PCB 图形, 图中的回路 1~回路 4 分别代表典型的控制和驱动电路的 4 条回路。回路的选择具有以下特点: 首先, 回路 1~回路 4 具有不同的回路面积; 其次, 所有的回路都是由细直线段构成的, 各线段之间仅存在平行和垂直两种位置关系; 最后, 对比图 3(a) 的环流路径可知, 各线段与环流路径也只存在平行和垂直两种情况, 这样选择被干扰回路能够简化互感的计算。

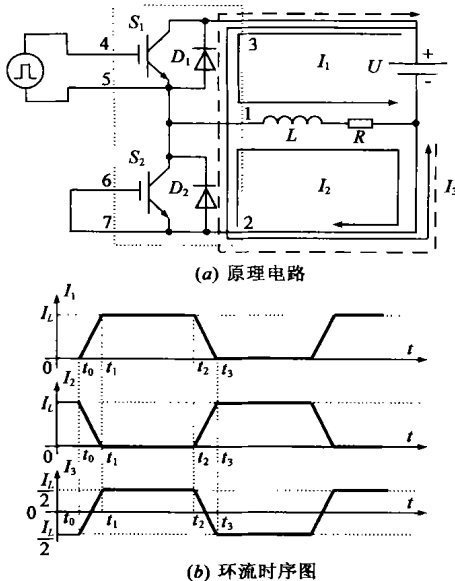
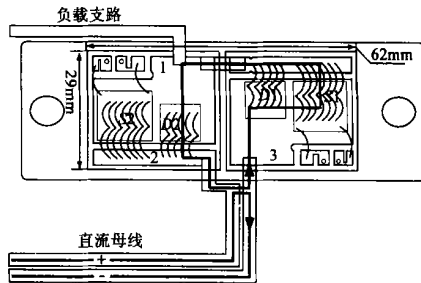
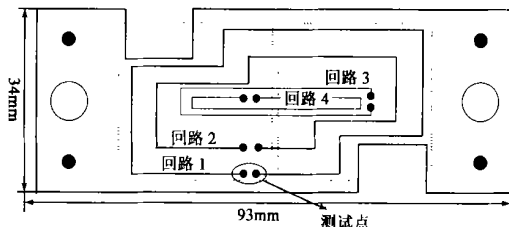


图 2 功率电路的开关频率的环流



(a) 模块的内部布局以及外部接线



(b) 模拟的控制驱动电路 PCB

图 3 模块的内部布局及被干扰回路的选择

3 基于 PEEC 基本原理求解回路互感

为了定量评估环流回路对回路 1~回路 4 的磁场干扰, 关键在于准确计算它们之间的互感。从图 3(a) 可以看到, 环流回路导体图形比较复杂, 无法直接采用解析公式计算。目前, 对复杂导线的互感计算有两种方法, 一是采用三维有限元

(3D FEA) 法, 因为涉及到电磁场的数值求解, 这种方法计算量很大; 另一种是采用 PEEC 法^[9,10], 该方法相对计算量较小.

3.1 PEEC 法求解回路互感的基本原理

根据 PEEC 的原理, 对图 4 所示的两个任意形状的回路线 i_1 和 i_2 , 为了计算回路之间的互感, 可以将每个回路剖分成许多截面尺寸较小的细线(电流线). 每条电流线, 可以进一步分解成许多直线段这样, 图中的两个回路分别被剖分为 $m_1 \times n_1$ 和 $m_2 \times n_2$ 个直线单元(其中 m_1 和 m_2 代表每个回路电流线的数目)如果回路总电流平均分布在每条电流线内(即每条电流线内的电流分别是 i_1/m_1 和 i_2/m_2), 则回路之间的互感可采用下式来计算^[11]:

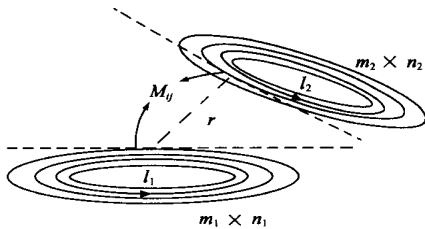


图 4 PEEC 求解互感的原理

$$\bar{M} = \sum_{i=1}^{n_1} \sum_{j=1}^{n_2} \bar{M}_{ij}, M = \frac{1}{m_1 \times m_2} \sum_{i=1}^{m_1} \sum_{j=1}^{m_2} \bar{M}_{ij} \quad (2)$$

左式是两条电流线之间的互感 \bar{M} 计算公式, \bar{M}_{ij} 是被剖分的直线单元之间的局部互感, 可采用相关解析公式来近似计算; 右式表示整个导线的互感 M 的计算公式, \bar{M}_{ij} 是两条电流线之间的互感.

3.2 环流回路的建模与剖分

下面考虑对环流回路的建模与剖分. 从图 3(a) 看到, 环流回路的结构本身是三维的, 比较复杂. 为了简单起见, 要对建模过程进行简化. 首先, 忽略互连铝丝的高度和弯曲等因素, 用铝丝对基板的垂直投影来等效铝丝; 其次, 由于环流集肤在 DBC 铜箔的表层, 铜箔的厚度可以忽略, 这样环流回路可以被等效成二维的. 对二维的环流回路进行剖分, 如图 5 所示. 图中, 导线被剖分成 10 条回路, 最小的单元均是规则的矩形单元. 若将这些矩形单元等效成直线(用中心线取代), 每条回路都可简化为电流线(图中给出了第 7 条电流线). 可见电流线的各直线单元与回路 1~ 回路 4 的各段只存在平行和垂直两种位置关系, 相互垂直的两条直线之间不存在互感, 对于

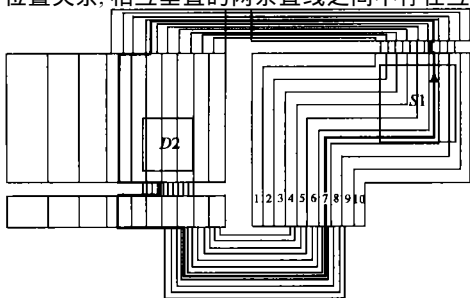


图 5 环流回路的剖分

平行直线, 其互感可以通过表 1 中的解析公式来计算^[11]. 图 5 的剖分结构基于如下假设: 导体内的电流线都平行于导体的边界, 并且电流在导体内均匀分布不过从上文分析可知, 由于只有二极管 D_2 参与导电, IGBT S_2 始终不导通, 因此在 D_2 一侧环流密度比较大, 故此处导线采用不均匀剖分, 其它位置则采用均匀剖分. 按照这种剖分方式, 电流线内的电流可近似认为相等.

3.3 基板涡流的影响

铜基板的涡流产生去磁效应会对回路之间的互感产生重大的影响. 为了考虑涡流效应, 本文采用镜像电流法来计算互感^[11]: 处于无限大的理想电磁屏($\gamma = \infty$) 之上的两条载流导线 I_1 和 I_2 , 它们之间的互感 \bar{M} 等于: $\bar{M} = M - M'$, 其中 M 是没有电磁屏时 I_1 与 I_2 之间的互感, 而 M' 是 I_1 在电磁屏内的镜像 I_1' 与 I_2 之间在没有电磁屏时的互感. 从图 3(a) 可以看到, 环流回路尺寸与铜基板尺寸是可以相比拟的, 因此将铜基板等效成无限大理想电磁屏会造成一定的误差; 另外, 外部环流回路也会对电磁干扰产生一定的影响, 这些影响因素可以通过修正公式: $\bar{M} = M - M' \times (1 - \eta)$ 加以考虑, 修正系数选择 $\eta = 0.1$ 比较适合考虑到集肤效应, 电流线与其在铜基板内的镜像之间的距离取两倍的 DBC 的厚度(1.16mm).

平行直线	互感计算公式
	$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{l + \sqrt{l^2 + h^2}}{h} \right) - \frac{\sqrt{l^2 + h^2}}{h} + \frac{h}{l} \right]$
	$2M = M_{a+b+d} - M_{a+d} - M_{b+d} - M_d$
	$2M = M_{b+p} + M_{b+q} - M_p - M_q$
	$2M = M_a + M_b - M_{a-b}$
	$2M = M_{a+b} - M_a - M_b$

表 1 平行直线的互感计算公式 3.4 计算结果

根据上文的分析, 内部环流回路与控制及驱动回路 1~ 回路 4 的互感计算结果见表 2, 部分中间结果数据见附表.

表 2 互感的计算结果

被求回路	忽略涡流效应时的互感(nH)	考虑涡流效应时的互感(nH)
回路 1	11.964	2.166
回路 2	7.602	1.475
回路 3	2.444	0.444
回路 4	0.917	0.166

表 2 中第二列给出了忽略基板涡流效应的互感计算结果, 对比可见涡流去磁效应使得实际互感仅为忽略基板涡流时互感的 18% 左右.

4 仿真与实验

图 6 是一个周期的环流波形以及它在回路 1 中引起的感应电压的仿真和实验波形. 其中, 图 6(a) 的上图是实际采集的环流波形数据经过数字滤波后的结果, 下图是利用该经过

滤波的环流波形数据以及公式(3)和表2的互感计算值进行仿真的结果。可见,环流在开关瞬态的高频分量(di/dt 以及寄生参数引起的高频电流振荡)会对控制和驱动电路造成比较显著的影响,相比较而言,环流的低频分量(基波以及低次谐波)的影响较小。

$$e(t) = -M \frac{di(t)}{dt} \tag{3}$$

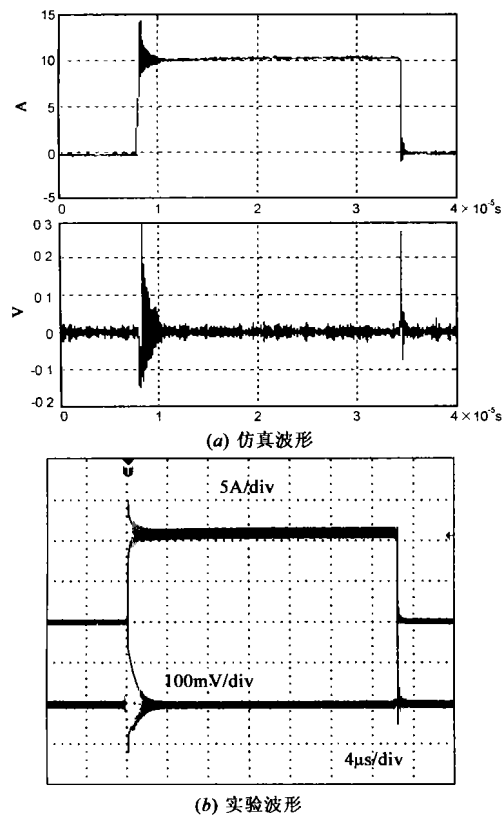


图6 一个周期的环流波形及在回路1引起的感应电压

图7给出了在 S_1 开通时,环流的高频成分(di/dt 和寄生振荡)在回路1~回路4中产生的感应电压仿真和实验的波形。同样,图7(a)的环流瞬态波形是实际采样的数据经过数字滤波后的结果,回路1~回路4的感应电压波形则是利用该经过滤波的环流波形数据以及公式(3)和表2的互感计算值进行仿真的结果。

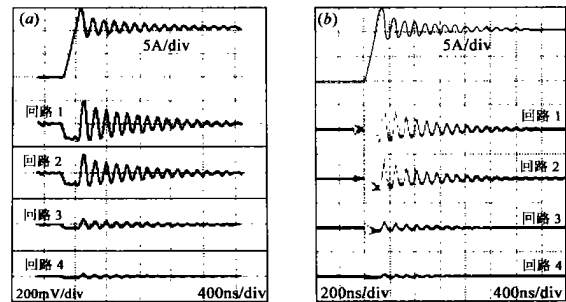


图7 环流高频分量对控制驱动电路的干扰(a)仿真波形;
(b)实验波形

比较图7的仿真波形和实验波形,可以看到两者符合的非常好根据以上的分析、仿真和实验,可以得出以下结论:

(1)在感性负载条件下,混合封装IPEM的功率电路内部存在一个高频电流回路由于负载电流不能突变,因此在开关瞬态,高频电流在直流母线与开关器件之间流动,形成一个环流。环流是混合封装IPEM内功率电路对控制和驱动电路造成磁场干扰的主要原因。

(2)本文所采用的基于PEEC原理对环流回路简化建模方法以及对互感的计算证明是非常有效的。

(3)由于环流回路与控制回路之间的互感只有零点几到几nH的数量级,因此功率器件开关瞬态的 di/dt ,二极管反向恢复电流以及寄生参数引起的高频电流振荡(频率在0.15~30MHz范围内)会对控制和驱动电路产生比较显著的干扰,环流的低频分量(基波和低次谐波)的影响相对较小。从计算结果不难预测,当电感电流增加到30A时,环流回路对回路1的干扰幅值可达1V左右,可见混合封装IPEMS内部的EMI的问题是非常严重的,必须设法抑制。

(4)控制和驱动回路受干扰的程度取决于其回路的面积,回路面积越大,与环流回路的互感就越大,因此受到的干扰就越强。在图7中,功率电路对回路1的干扰电压幅值大于200mV,然而对回路4却仅为40mV左右。可见,控制和驱动电路良好的布局和走线对于抗干扰是非常重要的。

(5)模块的铜基板的涡流去磁效应会对环流回路与控制回路之间的电磁耦合产生重要的影响,可以有效地减小环流回路与控制回路之间的互感,从而减弱EMI的影响。

表3 互感计算中间结果

	回路1(nH)		回路2(nH)		回路3(nH)		回路4(nH)	
	M	M'	M	M'	M	M'	M	M'
电流线1	2.777	2.335	1.848	1.521	0.531	0.456	0.213	0.184
电流线2	4.826	4.007	3.285	2.969	0.983	0.829	0.389	0.328
电流线3	6.839	5.648	4.700	3.801	1.455	1.210	0.570	0.473
电流线4	8.930	7.348	6.108	4.927	1.946	1.601	0.755	0.621
电流线5	10.955	8.991	7.398	5.366	2.418	1.971	0.930	0.759
电流线6	12.93	10.59	8.561	6.904	2.845	2.307	1.084	0.879
电流线7	14.995	12.263	9.689	7.825	3.241	2.622	1.219	0.987
电流线8	17.139	13.996	10.765	8.707	3.561	2.885	1.314	1.067
电流线9	19.200	15.651	11.604	9.409	3.721	3.035	1.349	1.105
电流线10	21.049	17.146	12.060	9.837	3.743	3.080	1.343	1.111

备注: M 表示没有基板涡流时电流线与控制回路和驱动回路的互感, M' 表示电流线的镜像与控制回路和驱动回路的互感

5 结论

本文研究了混合封装IPEM内功率电路对控制和驱动电路的电磁干扰问题。文章建立了环流回路与控制回路之间基于互感的EMI模型,并利用PEEC原理对互感进行了准确计算,实验结果证明模型是正确的,采用的计算方法是有效的。研究表明,环流是混合封装IPEM内功率电路对控制和驱动电路造成磁场干扰的主要原因。由于环流回路与控制回路之间互感的数量级约为几个nH,因此开关瞬态的 di/dt 和寄生

振荡等环流的高频分量是 EMI 的主要来源,而环流的基波和低频谐波等低频分量的影响相对比较小。另外,控制和驱动电路的回路面积大大影响其受干扰程度,良好的布局和走线,选择尽量小的回路面积对于抗干扰是非常重要的。

参考文献:

- [1] J D Van Wyk, F C Lee. Power electronics technology at the dawn of the new millennium status and future [A]. IEEE PESC 99. Center for Power Electronics Systems [C]. USA: Virginia Tech, 1999. 1. 5-14.
- [2] Guo Quan Lu, Douglas J Nelson, Dusan Borojovic, Fred C Lee. An innovative for packaging power electronics building blocks using metal posts interconnected parallel plate structures [J]. Journal of IEEE Component, Packaging, and Manufacture Technology Transactions, Part B, IEEE CMTD Society, USA, 1999, 22(2): 136-144.
- [3] A M Sizia, A E Baker, T W Preston. Finite Element analysis for power electronics EMC application [J]. IEEE Transactions on Magnetics, USA: IEEE Magnetics Society, May 1996, 32(3): 1517-1520.
- [4] Wei Zhang, Zhang M T, Lee F C, Roudet J, Clavel E. Conducted EMI analysis of a boost PFC circuit [A]. IEEE APEC 1997 [C]. Atlanta, Georgia, USA, 1997. 1. 223-229.
- [5] Gutschmann B, Mourick P, Silber D. Exact inductive parasitic extraction for analysis of IGBT parallel switching including DCB backside eddy currents [A]. IEEE PESC 2000 [C]. Galway, Ireland, 2000. 3. 1291-1295.
- [6] Huibin Zhu, Hefner A R, Jr Jir Sheng Lai. Characterization of power electronics system interconnect parasitics using time domain reflectometry [A]. IEEE PESC 1998 [C]. Fukuoka, Japan, 1998. 2. 1937-1943.
- [7] Liyu Yang, F C Lee, W G Odendaal. Measurement based characterization method for integrated power electronics modules [A]. IEEE APEC 2003 [C]. Miami, Florida, USA, 2003. 1. 490-496.

- [8] 马伟明. 电力电子系统中的电磁兼容 [M]. 武汉: 武汉水利电力大学出版社, 2000.
- [9] Albert E Ruehli, Clayton Paul, Jan Garrett. Inductance calculations using partial inductances and micromodels [A]. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility [C]. Atlanta, Georgia, USA, 1995. 1. 23-28.
- [10] Frank B J Leferink. Inductance calculations: methods and equations [A]. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility [C]. Atlanta, Georgia, USA, 1995. 1. 16-22.
- [11] 卡兰塔罗夫. 电感计算 [M]. 陈汤铭, 译, 北京: 机械工业出版社, 1992. 440-441.

作者简介:



曾翔君 男, 1976 年 6 月生于甘肃武威, 2001 年 9 月获得西安交通大学电气工程学院测控技术与仪器专业硕士学位, 目前正在攻读电工理论与新技术学科博士学位, 主要研究方向为电力电子集成技术。

王晓宝 男, 1957 年生于陕西西安, 教授高工, 现为西安电力电子技术研究所研究室主任, 主要从事电力电子器件的开发。

杨旭 男, 1972 年生于陕西西安, 副教授, 博士, 主要研究方向为软开关拓扑, 开关电源和功率因数校正技术, 电力电子集成技术。

王兆安 男, 1945 年生于陕西西安, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子技术(谐波抑制、开关电源、电力电子集成技术)和工业自动化。