

开关电源共模传导干扰模型的研究

和军平¹, 陈为², 姜建国¹

(1. 清华大学电机工程与应用电子技术系, 北京市 海淀区 100084;
2. 台达能源技术(上海)有限公司, 上海市 浦东区 201209)

MODEL & ANALYSIS ON COMMON-MODE CONDUCTED EMI OF A SWITCHED MODE POWER SUPPLY

HE Jun-ping¹, CHEN Wei², JIANG Jian-guo¹

(1. Dept. of Electrical Engineering Tsinghua University, Haidian District, Beijing 100084, China;
2. Delta Energy (Shanghai) Company, Pudong District, Shanghai 201209, China)

ABSTRACT: A common-mode EMI model of a single phase flyback switched mode power supply is built after detailed analysis about EMI sources, winding voltage and shielding roles of a transformer. Its effect is validated by experiments. Based on the model, the relationships about EMI sources, coupling capacitors and common mode EMI emission are expatiated. In order to restrain EMI produced by high frequency diode at output stage of power supply, a common mode transformer method and a compensation winding method are proposed and their effects are validated of experiments. The influence on common mode EMI by a synchronous rectifier is analyzed too.

KEY WORDS: Electric power electronics; Flyback switched mode power supply; Common mode conducted EMI model; EMI mitigation

摘要:该文分析了一台单相小功率回扫式开关电源的传导干扰源和共模干扰传播通道,在细致分析回扫变压器绕组和屏蔽层作用的基础上,建立了开关电源的共模传导干扰电路模型。具体说明了各干扰源的作用。根据模型,提出了串联共模变压器和并联补偿绕组的方法,以改善电源输出端共模干扰的抑制效果,并进行了验证。文中对输出采用同步整流管对共模传导干扰模型的影响也进行了分析。

关键词: 电力电子; 回扫式开关电源; 共模传导干扰模型; 干扰抑制

1 引言

开关电源功率半导体器件快速通断,形成迅速

变化的电压、电流,该瞬变的电压和电流会通过电源线路、杂散电场耦合、杂散磁场耦合等多种效应传递到电网,形成传导干扰。一般认为,电力电子装置功率半导体管上的电压跳变,通过对地耦合电容,形成共模传导干扰^[1-5]。其中,文献[1]对变频器-电机拖动系统建立了简化的传导干扰模型,该系统未使用高频变压器隔离,且仅在150kHz以下有较好的准确性。文献[2]对1台50W回扫式开关电源中的每一个元器件建立了高频模型,组合起来后,用PSPICE仿真进行传导干扰的预测。该文对功率变压器仅建了一般的功能模型,未考虑高频变压器实际存在的多种杂散电容的作用。事实上,开关电源中高频-功率变压器对传导干扰的形成和传播有很大的影响。虽有一些文献针对功率变压器的高频模型进行过研究,但多为功能仿真和热损耗计算的目的,没有深入阐述变压器对传导干扰形成和传播的具体作用^[6-9],因而需要进行深入的研究。

本文以一台单相回扫式开关电源为研究对象,首先分析了主要传导干扰源,然后测量和分析相结合,对回扫式变压器绕组与屏蔽层间电场耦合的共模作用进行了细致的说明,进而建立起了开关电源的共模传导干扰电路模型,并进行了验证。根据模型,可具体地说明各干扰源和主要耦合参数对共模传导干扰发射的作用规律。针对输出高频二极管产生的共模传导干扰,提出了串联共模变压器和并联补偿绕组的方法来增强电源输出端共模干扰的抑制效果,并进行了验证。文中对输出采用同步整流管时,开关电源共模传导干扰模型的变化情况也进行了分析。

2 回扫式开关电源传导干扰源和干扰传播通道

2.1 测量原理

所研究的单相回扫式开关电源的主电路及其电磁干扰发射测量原理如图 1 所示。具体的测量布局参照 CISPR 标准， 主要由线路阻抗稳定网络 (LISN)、 电源输入引线、 回扫式开关电源、 输出引线和负载电阻组成。其中回扫式开关电源主要由工频整流稳压环节、 回扫式变压器、 MOSFET 功率开关管 M_1 、 高频整流二极管 D_1 和输出电容构成。其中， 功率管 M_1 的铝散热器接在稳压母线的负极。回扫式变压器原副边绕组间有屏蔽层， 且屏蔽层也接在稳压母线的负极。图 1 中的虚线表示电源和地平面间的杂散耦合电容。开关电源主要设计参数为： 输入交流 50Hz, 220V、 输出直流 19V/3.9A、 开关频率 65kHz。

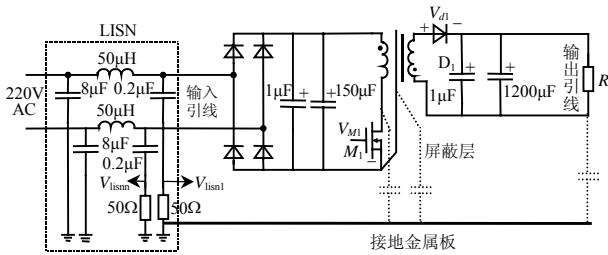


图 1 回扫式开关电源及其传导干扰发射测量原理图
Fig.1 Main circuit and conducted EMI emission test layout of a flyback power supply

2.2 传导电磁干扰源

电力电子装置中的开关器件和非线性无源元件都是产生电磁干扰的原因。对所研究的开关电源， 实测和分析表明， 主要的传导干扰源是高频工作的功率器件 M_1 和 D_1 ^[10]。整流桥可视为开关电源对电网传导干扰的传播通道的一部分。当整流二极管对角导通时， 其呈现出很小的阻抗， 这时开关电源对电网传导干扰发射强烈^[10]。从电磁干扰发射的角度来看， 二极管对角导通状态即代表了开关电源电磁干扰发射的恶劣工况。当整流二极管全关断时， 其呈现出大的容性阻抗， 电源对电网干扰发射小。本文的实验验证就借助这种工况进行， 以便于揭示开关电源的共模传导干扰特性。由于共模传导干扰一般由电源中功率半导体器件上高幅值的 dv/dt 产生， 研究中选取 MOSFET 管 M_1 上 V_{MI} 电压和 高频二极管 D_1 上电压 V_{DI} 作为传导干扰源。其电压参考方

向如图 1 中标示。

2.3 带屏蔽层回扫变压器共模耦合参数分析

开关电源高频变压器中存在着很高的电压跳变， 会在原边、 副边、 磁芯和地平面产生多种电场耦合效应。对变压器原副边间无屏蔽的回扫式开关电源来讲， 变压器原边和磁芯对地平面存在着耦合电容， 在 MOSFET 管 M_1 的 dv/dt 作用下， 可形成一支共模传导电流。同时， 变压器原副边间存在的耦合电容也是一个重要的共模传播参数， 在功率管 M_1 电压跳变的作用下， 形成另一支共模干扰传播途径。具体可见图 2。其中， C_p 综合表示原边、 磁芯以及功率管漏极与地平面间的耦合电容， 经过它的共模电流为 i_{CM1} 。 C_{ps} 表示原副边间的耦合电容， i_{CM2} 表示经过它的一支共模电流。在变压器原副边间加良好的屏蔽层， 可以大大降低原副边之间的耦合电容， 有效地阻断 i_{CM2} 支路共模干扰的传播， 降低传导干扰发射。可实际上， 如屏蔽层未接到地平面上， 输出二极管上的电压跳边依然会产生不小的共模传导干扰。

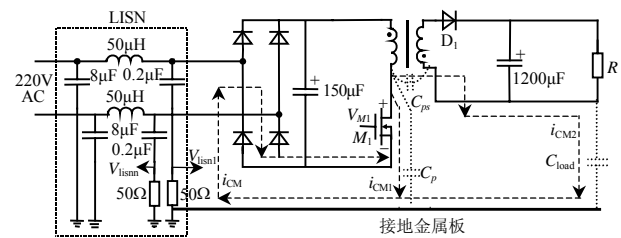


图 2 变压器无屏蔽时开关电源共模传导干扰通道
Fig.2 Common mode noise paths when using a non-shielding transformer

在所研究的开关电源中， 回扫式变压器原副边匝比为 6:1， 原副边间的屏蔽层接在稳压母线的负端， 详见图 1 所示。图 3(a) 显示了变压器原边、 副边和屏蔽层的结构， 图中虚线表示原、 副边与屏蔽层间的分布电容。因电源输出电容数值很大， 其上电压纹波很小， 在以后分析中视为短路。如变压器原、 副边绕组匝间电压分布的非线性程度不高， 则分布电容可集总在绕组的中间。图 3(b) 显示了集总后的效果， C_{psh} 和 C_{ss} 分别表示原边、 副边对屏蔽层的集总电容。可以看出， 开关电源输出端子与屏蔽层间的电压为输出二极管电压 V_{DI} 的一半， 极性如图所示。原边与屏蔽层间的电压分布也有类似的规律， 因屏蔽层接在稳压母线负端， 对共模干扰传播不起作用， 图中未予标出。

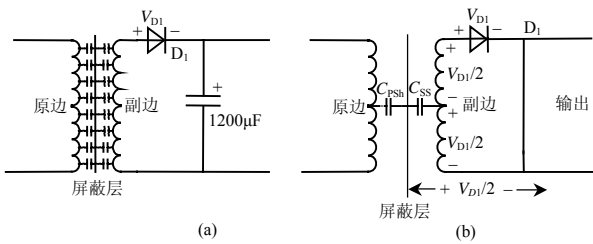


图3 变压器结构和共模通道等效电路
Fig.3 Transformer's structure and its lumped common mode model

3 共模传导干扰模型

3.1 共模传导干扰模型和作用分析

根据上述分析,将工频整流桥后的平波电容也视为短路,再考虑到负载电阻的对地电耦合电容,就可以得出图1所示开关电源的一个有效的共模传导干扰的等效模型,具体如图4中实线所示。其中, C_{load} 代表负载对地电容, C_p 综合表示了原边、磁芯以及功率管漏极与地间的电容。电压源 V_{M1} 即为MOSFET管 M_1 上的电压,电压源 $V_{D1}/2$ 代表变压器副边产生的等效共模干扰源。图中LISN等效25欧电阻和工频整流桥阻抗相串联。当整流桥关断时,其等效电容较小,图中电压 V_{CM} 和电源共模干扰发射正相关,可映开关电源发射的共模传导干扰。

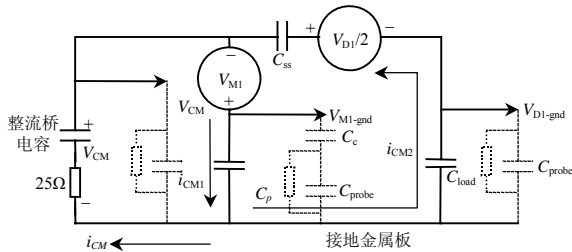


图4 开关电源等效共模传导干扰模型
Fig.4 Common mode noise model of a flyback power supply

可以看出,开关电源的共模传导干扰模型由两个源和两条支路构成的。LISN 50Ω电阻上的共模传导干扰电流 i_{CM} 是MOSFET管 M_1 经 C_p 形成的 i_{CM1} 电流和等效干扰源 $V_{D1}/2$ 经 C_{load} 形成的 i_{CM2} 电流的和。本模型值得注意的有两点:

(1) 一般来讲, M_1 的电压远高于 D_1 的电压,然而 C_p 值也可能小于 C_{load} 和 C_{ss} 串联后的值,二极管 D_1 电压的作用不可随意忽略;

(2) 在本电源中,MOSFET管 M_1 电压与等效干扰源 $V_{D1}/2$ 电压的极性相反,因此,这两个源所产生的共模电流方向也相反。即

$$i_{CM} = i_{CM1} - i_{CM2} \quad (1)$$

这有利于共模干扰的减小。具体电流流向见图4所示。

3.2 共模干扰模型的验证

由于在上述模型中,电容 C_p 难于测量和计算,加之开关电源中MOSFET管 M_1 的电压和高频二极管的电压无直接的公共参考点,无法由示波器直接同时测量。因此,本处使用间接测量的办法进行模型的验证。利用示波器多通道和探头具有共同参考点的特点,可同时测量共模发射电压 V_{CM} 、MOSFET管 M_1 对地平面的电压 V_{M1-gnd} 、二极管 D_1 的对地平面的电压 V_{D1-gnd} 。探头的具体位置见图4中虚线所示,其中并联的虚线电阻和电容代表探头的等效输入阻抗。因MOSFET管 M_1 电压较高, C_p 数值很小,在图4中间的探头上串联了一个小电容 C_c ,以减小探头阻抗的影响。从模型可以看出,改变 C_p 或 C_{load} 的大小,共模干扰电压 V_{CM} 的波形会向 V_{M1-gnd} 或 V_{D1-gnd} 靠拢。图5显示了实测的一个波形。可以看出, V_{M1-gnd} 和 V_{D1-gnd} 的相位接近反相。考虑到电压的实际方向后,可以发现,图中 V_{CM} 的实际方向和 V_{M1-gnd} 产生的电流方向一致,表明这时的共模传导干扰发射以 M_1 引起的为主。

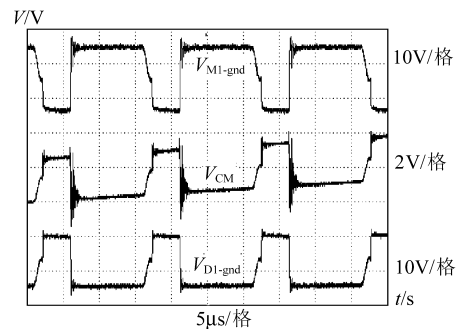


图5 V_{M1-gnd} , V_{CM} , V_{D1-gnd} 波形 (V_{M1-gnd} 起主要作用)
Fig.5 V_{M1-gnd} , V_{CM} , V_{D1-gnd} waveforms (V_{M1} influences mainly)

适当的减小 C_p ,当基本满足

$$(C_p + C_c) \times \frac{dV_{M1}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{(C_{load} + C_{probe})C_{ss}}{C_{ss} + C_{load} + C_{probe}} \times \frac{dV_{D1}}{dt} \quad (2)$$

时, i_{CM1} 和 i_{CM2} 近似相等,这时LISN上共模干扰发射接近为零。图6的波形清楚地显示了这一点。 V_{CM} 的波形除尖峰外,低次成分已很小了。实际上,尖峰是由于变压器存在漏感,原副边绕组的电压并不完全反相造成的。

继续减小 C_p , D_1 支路的作用会显著起来, V_{CM} 波形将改变方向, 其实际方向与 V_{D1-gnd} 产生的电流方向一致。具体可见图 7 所示。上述实测结果和所建模型预测的一致, 从而充分证明了模型的可靠性。

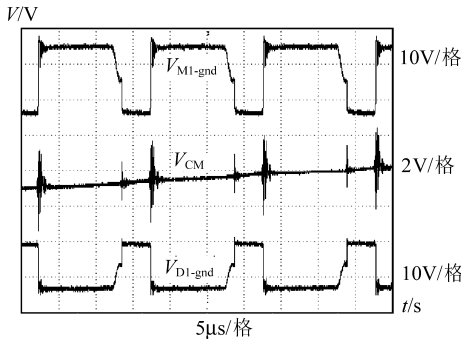


图 6 V_{M1-gnd} , V_{CM} , V_{D1-gnd} 波形 (V_{M1} , V_{D1} 平衡)

Fig.6 V_{M1-gnd} , V_{CM} , V_{D1-gnd} waveforms (V_{D1} balances V_{M1})

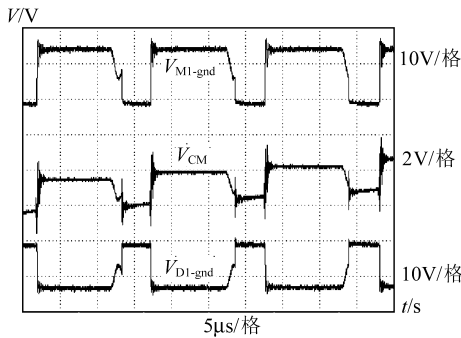


图 7 V_{M1-gnd} , V_{CM} , V_{D1-gnd} 波形 (V_{D1} 起主要作用)

Fig.7 V_{M1-gnd} , V_{CM} , V_{D1-gnd} waveforms (V_{D1} influences mainly)

3.3 同步整流管的 EMI 作用

为了提高效率, 有些回扫式开关电源在变压器大电流的副边采用同步整流技术, 同步整流管一般串接在电源输出的负端线上, 具体如图 8 所示。根据前述 2.2 节的原理, 同时忽略整流桥关断等效电容的影响, 可得出图 9 所示的共模干扰模型。可以看出, 副边等效干扰源的极性发生了变化。原边的 MOSFET 管和副边的同步整流管产生的共模电流同向, 相互叠加的, 从而易使 LISN 上的共模传导干扰加大。

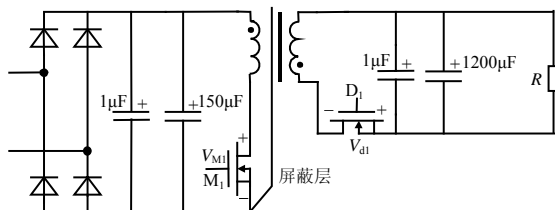


图 8 输出采用同步整流管

Fig.8 Flyback power supply using synchronous rectifier

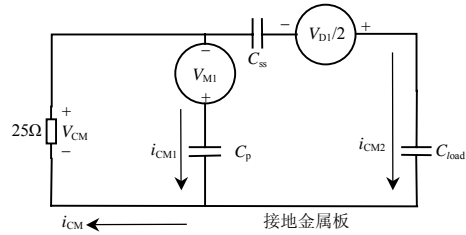


图 9 同步整流时共模干扰模型

Fig.9 Common-mode noise model using synchronous rectifier

4 输出共模干扰的抑制

4.1 引言

根据所建的共模干扰模型, 可针对性地采取一些抑制措施。如在原边侧的干扰处施加金属壳屏蔽, 即可有效抑制原边 MOSFET 管产生的共模干扰。对于副边整流二极管产生的共模干扰, 可以在变压器副边和稳压母线负端间加 C_y 电容进行抑制, 具体可参见图 10。由于安规最大漏电流的限制, C_y 值不能无限加大, 故而高频整流二极管产生的共模干扰依然不小。图 11 显示了这时开关电源共模干扰的发射情况, 可见在有些频段, 发射超过了有关规定的限值。图中下方的限值是 6dB 裕量线。针对这种情况, 本文提出了串联共模变压器和并联补偿绕组两种有效的方法进行改进^[11-12]。

4.2 串联共模变压器

由图 4 可知, 高频整流二极管产生的等效共模干扰源幅值为其上电压的一半, 可以利用原副边匝比为 2:1 的共模变压器进行反相抑制。共模变压器的原边并联在回扫式变压器的副边, 其输入阻抗要适当大, 以不影响回扫式变压器的正常性能^[11]。具体结构可见图 10。其中, 原边功率 MOSFET 管产生的共模干扰已被屏蔽。图 12 显示了串联共模变压器后的效果, 可见在 150kHz 到 9MHz 频率范围内取得了 5~10dB 的改善, 有效降低了共模干扰发射。

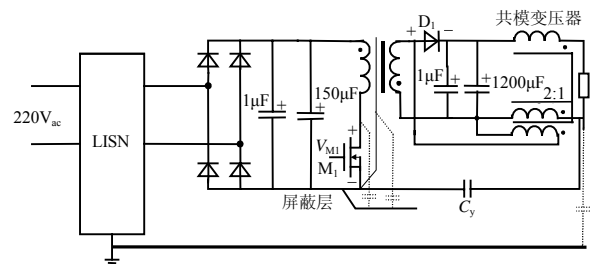


图 10 采用共模变压器抑制干扰原理

Fig.10 Common mode transformer layout

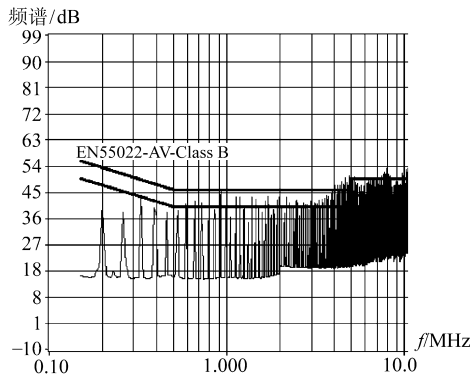


图 11 开关电源共模传导干扰发射曲线

Fig.11 Common mode noise emission curve measured

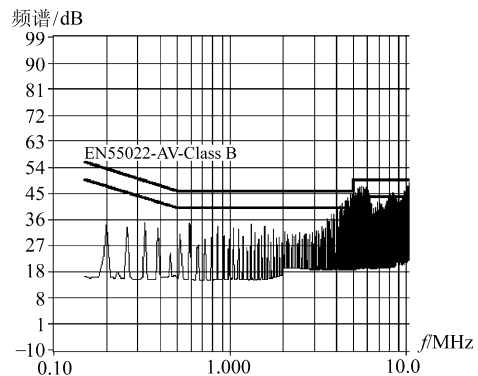


图 14 采用并联补偿绕组后共模传导干扰发射曲线

Fig.14 Common mode noise emission curve measured using passive compensate coil

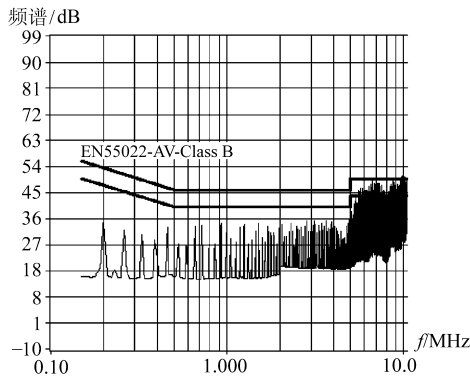


图 12 采用共模变压器后共模传导干扰发射曲线

Fig.12 Common mode noise emission curve measured using common-mode transformer

4.3 并联补偿绕组

类似的，在回扫式变压器中附加一个绕组，串联一个合适的电容后，反相并联在副边的等效干扰处，可以减小副边二极管产生的流经负载电容 C_{load} 的共模电流，从而降低共模干扰发射^[12]。具体原理见图 13，合适地调节补偿电容 C_{com} 的大小，即可以使电流得到较好的补偿。图 14 显示了采用这种办法后的共模传导干扰发射，可见在 150kHz~10MHz 频率范围内取得了 5~10dB 的改善，有效降低了共模干扰发射，证明了本方法的有效性。

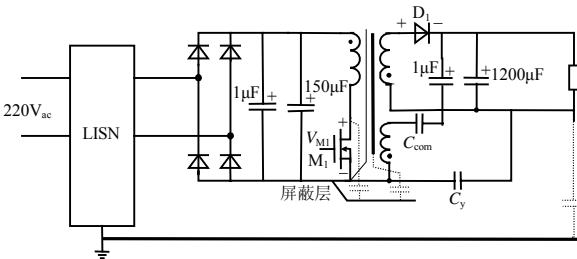


图 13 并联补偿绕组原理

Fig.13 Passive compensate coil circuit

5 结论

(1) 通过选取开关器件上电压作为共模传导

干扰源，分析回扫式变压器屏蔽层的共模干扰传播作用，建立起了双干扰源和双传播通道的开关电源共模传导干扰模型，其有效性得到了实验验证。

(2) 变压器带屏蔽层的回扫式开关电源共模传导干扰发射，由原边 MOSFET 管和副边高频整流二极管共同产生，其大小取决于干扰传播支路电容的大小和干扰源的极性。

(3) 输出采用同步整流管，会使副边等效干扰源的极性与原边 MOSFET 管一致，易使开关电源共模传导干扰发射增加。

(4) 采用输出侧串联共模变压器和并联反相补偿绕组的办法，可以有效降低变压器副边二极管产生的共模传导干扰。

参考文献

- [1] Gonzalez D, Gago J, Balcells J. New simplified method for the simulation of conducted EMI generated by switched power converters [J]. IEEE Trans on Industry Electronics, 2003, 50(6): 1078-1084.
- [2] Lee Dong-Young, Lee J H, Min S H *et al.* Exact simulation of conducted EMI in switched mode power supplies[C]. 34th International Energy Conversion Engineering Conference, 1999, Vancouver Canada.
- [3] 孟进, 马伟明, 刘德志, 等. 交流发电机整流系统传导电磁干扰的时域模型与仿真分析[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(6): 75-79. Meng Jin, Ma Weiming, Liu Dezhi *et al.* Time domain model and simulation analysis of the conducted EMI for alternator rectifier systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(6): 75-79.
- [4] Leopoldo Rossetto, Simone Buso, Giorgio Spiazzi. Conducted EMI issues in a 600-W single-phase boost PFC design[J]. IEEE Trans on Industry Application, 2000, 36(2): 578-584.
- [5] 陈斌, 姜建国, 孙旭东. PWM逆变器—感应电机驱动系统中接地电流EMI问题的分析[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 58-62. Chen Bin, Jiang Jianguo, Sun Xudong. Analysis of emidue to grounding current in a PWM inverter-induction motor drive system [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 58-62.

- [6] Lu H Y, Zhu J G, Hui S Y R *et al.* Dynamic circuit modeling of a high frequency transformer[C]. PESC 98 Record-Power Electronics Specialists Conference, 1998, Fukuoka, Japan.
- [7] Dallago E, Sassone G, Venchi G. High frequency power transformer model for circuit simulation[J]. IEEE Trans on power electronics. 12(4): 1997, 664-670.
- [8] Schellmanns A, Kerade J-P, Schanen J-L *et al.* Representing electrical behaviour of transformers by lumped element circuit: A global physical approach[C]. IAS'99-Proceedings of IEEE Industry Application Conference, 1999, Phoenix, Arizona, USA.
- [9] Hayes J G, O'Donovan Neil, Egan M G. The extended T model of the multiwinding transformer[C]. PESC 2004 Record-Power Electronics Specialists Conference, 2004, Aachen, Germany.
- [10] 和军平, 姜建国. 离线式PWM开关电源传导电磁干扰的分析研究[J]. 中国电机工程学报, 2003. 23(6): 91-95.
He Junping, Jiang Jianguo. Research on conducted EMI of an off-line PWM SMPS[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6): 91-95.
- [11] Satoshi Ogasawara, Hideki Ayano, Hh-ofumi Akagi. An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter[C], PESC 1997 Record-Power Electronics Specialists Conference, 1997, st.Louis, Missouri, USA.
- [12] Cochrane D, Chen D Y, Vivh D B. Passive cancellation of common-mode noise in power electronic circuit[C]. PESC 2001 Record-Power Electronics Specialists Conference, 2001, Vancouver, Canada.

收稿日期: 2004-09-27。

作者简介:

和军平 (1971-), 男, 博士, 在站博士后, 从事电力电子装置电磁兼容方面的研究;

陈 为 (1959-), 男, 博士、教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子功率变换及高频磁技术等;

姜建国 (1938-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电机检测与故障诊断和电力电子装置电磁兼容方面的研究。