

带整流桥输入级的开关电源 差模干扰特性

孟 进 马伟明 张 磊 潘启军 赵治华

(海军工程大学电力电子技术研究所 武汉 430033)

摘要 带整流桥输入级的开关电源电网侧的差模噪声存在出现两种分量：整流桥导通期产生的本质差模干扰分量和整流桥关断期产生的混合模式干扰分量。本文分别对本质差模和混合干扰的耦合途径和作用机理进行了分析，建立了描述两种差模干扰耦合的集中参数等效电路模型，对三种 EMI 滤波器的抑制效果进行了定量计算和对比，并结合实验测试结果验证本文研究方法的正确性。

关键词：电磁兼容 差模干扰 滤波器 开关电源

中图分类号：TM461；TN03

Differential-Mode EMI of Switching Power Supplies With Rectifier Front-End

Meng Jin Ma Weiming Zhang Lei Pan Qijun Zhao Zhihua

(Naval University of Engineering Wuhan 430033 China)

Abstract New works on the EMI analysis of switching power supplies with rectifier front-end have shown that there are two different modes in differential-mode (DM) noise. One is the intrinsic DM (IDM) noise, and the other is mixed-mode (MM) noise. This paper investigates the DM EMI noise for a switching power supply based on analytical models and measurements. The derived noise model is assumed a lumped circuit and can be used for getting a full understanding of the IDM and MM EMI mechanism. Three practical filters pertinent to DM noise are investigated. The analysis and results proposed here can provide a guideline for future effectiveness of filtering schemes in switching power supplies.

Keywords : Electromagnetic compatibility (EMC), differential-mode EMI, filter, switching power supply

1 引言

随着开关电源在现代工业社会中日益广泛的应用，其功率变换单元的 PWM 开关器件产生的电磁干扰 (EMI) 问题也逐渐引起了设计和应用人员的重视^[1~3]。随着国际和国内电磁兼容 (EMC) 法规的日益完善和严格执行，设计和解决开关电源产品的电磁干扰问题显得尤为重要。滤波器是降低电磁干扰发

射的常规手段，但传统的滤波器设计过程是通过反复的“试探—纠错”来实现，缺乏系统性的机理研究，不但耗费资金，而且延误产品投放市场的时机^[4]。

通常根据传导耦合方式的不同将电磁干扰分为差模 (DM) 和共模 (CM) 两种^[4]：DM 是由快速电流变化率 (di/dt) 的开关电流作用在电路寄生电感上形成的噪声；CM 则是由于快速电压变化率 (dv/dt) 的开关电压作用在对地寄生电容上形成的噪声干扰。在设计滤波器时，需要将 DM 和 CM 分别进行考虑以达到滤波器参数的最优化和滤波效果的最大化^[5, 6]。多数文献在设计滤波器时都是针对理

国家自然科学基金委员会创新研究群体科学基金 (50421703) 资助项目。

收稿日期 2005-03-01 改稿日期 2006-03-28

想情况的,没有考虑到 DM 和 CM 的交互影响。但是已有文献^[7~9]研究表明,当带有整流桥输入级的开关电源变换器工作在非连续工作模式下时,共模电流耦合通道的不平衡性会产生一种新型的差模噪声分量——混合模式干扰(MM),其在大多数的 EMI 研究中常被忽略。虽然文献[8]对这种新发现的干扰的形成机理和抑制方法进行了研究,由于没有给出定量分析,所以对实际应用的指导意义不大。因此,有必要继续研究这种差模干扰的产生机理和建模方法,这对于开关电源的 EMI 滤波器的定量设计有着重要的意义。

2 差模干扰模型

图 1 给出了一台反激式开关电源变换器传导 EMI 的测试布置图。图 1 中线性阻抗稳定网络 (LISN) 的主要作用是为 EMI 受测设备提供标准的 50Ω 噪声负载阻抗, 以保证测试结果的正确性和可比较性^[4]。按照一般的理论, DM 电压为耦合在两个 50Ω 电阻上电压的差值, CM 电压为耦合在两个 50Ω 电阻上电压的平均值, 分别由式 (1) 和式 (2) 给出

$$V_{dm}=V_1-V_2 \quad (1)$$

$$V_{cm} = (V_1 + V_2) / 2 \quad (2)$$

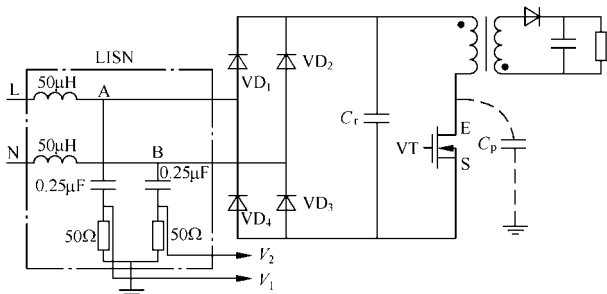
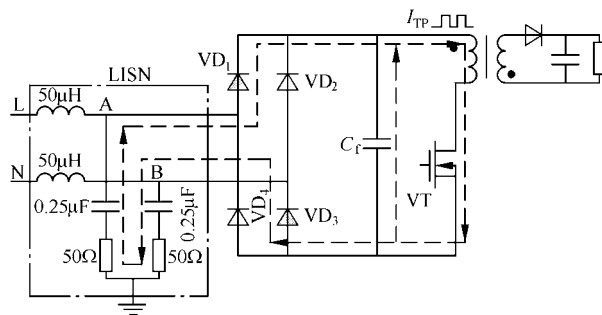


图 1 反激式开关电源传导 EMI 测试图

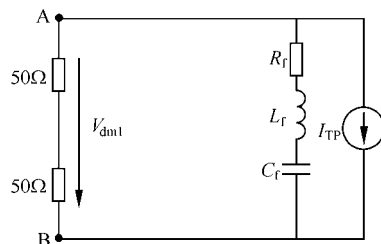
Fig.1 Conducted EMI test setup for a flyback converter

在图 2a 中给出了整流桥导通时差模干扰电流的耦合回路。假设 VD_1 和 VD_3 导通, 由于 MOSFET 管的快速开关动作在变压器一次侧产生高 di/dt 的开关电流 I_{TP} , 分别通过滤波电容 C_f 和 LISN 的两个 50Ω 电阻构成回路。我们称整流桥导通期的差模干扰为本质差模干扰 (IDM) ^[2, 7, 8]。图 2b 给出了 IDM 的等效电路模型, 干扰激励电流源为变压器一次电流 I_{TP} , R_f 和 L_f 分别为电容 C_f 的等效串联电阻和分布电感。

根据图 2b 电路, 可得到 IDM 电压的表达式为



(a) 干扰耦合通道



(b) 等效电路模型

图 2 本质差模干扰等效电路模型

Fig.2 Lumped circuit model for IDM noise

$$V_{dm1} = \frac{100Z_{dm}}{100 + Z_{dm}} I_{TP} \quad (3)$$

式中, $Z_{dm}=R_f+j\omega L_f+1/j\omega C_{fo}$

在整流桥的关断期,通常认为由于二极管处于反向偏置状态,MOSFET 开关形成的干扰电流无法通过 LISN 上构成回路,因而不会形成 DM 和 CM 干扰。但是最近研究发现^[2, 7],在整流桥的关断期,由于 MOSFET 关断和开通动作引起整流桥的单个二极管正向偏置而导通,MOSFET 的开关电压对寄生电容 C_p 的充、放电流经过 LISN 形成一种新型的混合干扰。举例如图 3a 所示,在 MOSFET 关断的瞬间, VD_1 正向偏置导通,干扰电流通过 L 相 LISN、 VD_1 和 C_p 构成回路。如图 3b,在 MOSFET 开通的瞬间, VD_3 正向偏置导通,干扰电流通过 C_p 、MOSFET、 VD_3 和 N 相 LISN 构成回路。显然,在 VD_1 和 VD_3 分别导通时所产生的共模电流不但对 LISN 上的共模电压有贡献,而且也会形成差模干扰,因此称这种作用机理为混合模式干扰。混合模式干扰的等效电路可用图 3c 来描述, V_{ES} 为 MOSFET 的开关电压, C_p 、 R_p 和 L_p 分别为 MOSFET 对地寄生电容、等效电阻和分布电感。

根据图 3c 所示的电路模型, 可得到 MM 电压的表达式为

$$V_{\text{dm}2} = \frac{50}{50 + Z_{\text{cm}}} V_{\text{ES}} \quad (4)$$

式中, $Z_{cm}=R_p+j\omega L_p+1/j\omega C_p$

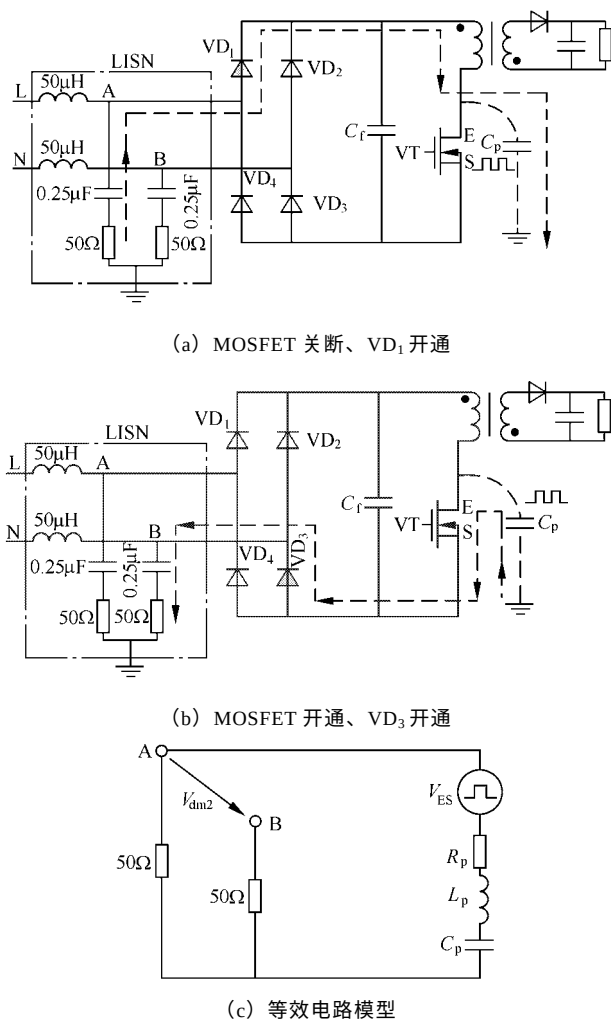


图3 混合模式干扰等效电路模型

Fig.3 Lumped circuit model for MM noise

由前面的分析可知,混合干扰与共模干扰的形成机理是一样的。因此,当 LISN 接地时,由式(1)得到的实际差模电压为 $V_{dm1}+V_{dm2}$,包括 IDM 和 MM 分量;而当 LISN 浮地时(或者将开关电源浮地),在 LISN 得到的差模电压为 V_{dm1} ,只包括 IDM。图 4 给出了 LISN 接地和浮地时差模噪声电压频谱的测量结果,频谱分析仪为 Tektronix RSA3308A。结果表明, $|V_{dm1}+V_{dm2}| \gg |V_{dm1}|$,说明由共模电流形成的混合干扰起主导作用。显然,若在 EMI 研究中忽略混合干扰分量,势必对最终的滤波器设计带来较大的误差。

3 差模干扰抑制方法分析

3.1 差模 X 电容

基于本文所建立的电路模型,下面对常见的 EMI 滤波方式进行分析研究。首先考虑 X 电容对差

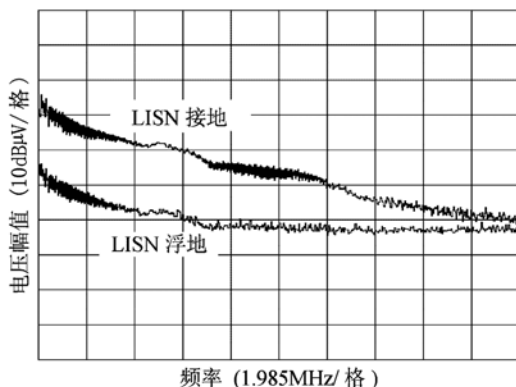


图4 差模干扰电压频谱测量结果

Fig.4 Measured DM noise voltage spectra

模干扰的影响。图 5a 给出了 X 电容的设置方式,图 5b 给出了有 X 电容时 IDM 和 MM 等效电路模型。则 IDM 和 MM 电压可表达为

$$V_{dm1}(C_x) = \frac{100Z_x Z_{dm}}{Z_{dm}(100 + Z_x) + 100Z_x} I_{TP} \quad (5)$$

$$V_{dm2}(C_x) = \frac{50Z_x}{Z_{cm}(100 + Z_x) + 50(50 + Z_x)} V_{ES} \quad (6)$$

在评价 EMI 滤波器的效能时,常用到噪声衰减计算式

$$A_{filter} = \frac{V_{noise}(without\ filter)}{V_{noise}(with\ filter)} \quad (7)$$

则 X 电容对 IDM 和 MM 的噪声衰减为

$$A_{dm1}(C_x) = \frac{V_{dm1}}{V_{dm1}(C_x)} = 1 + \frac{100Z_{dm}}{Z_x(100 + Z_{dm})} \quad (8)$$

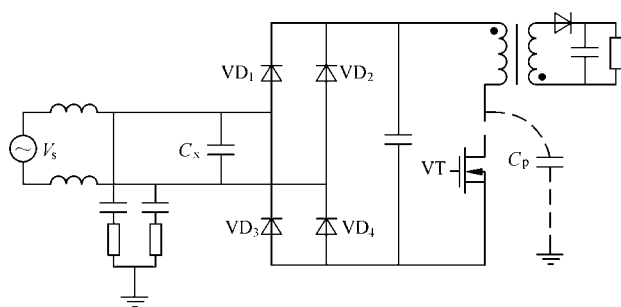
$$A_{dm2}(C_x) = \frac{V_{dm2}}{V_{dm2}(C_x)} = 1 + \frac{50(50 + 2Z_{cm})}{Z_x(50 + Z_{cm})} \quad (9)$$

式中, $Z_x=1/j\omega C_x$ 。

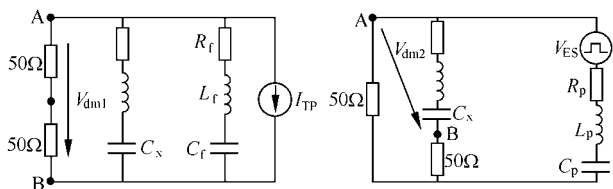
图 5c 给出了 $C_x=0.1\mu F$ (等效串联电阻为 18mΩ,等效串联电感为 58nH) 时 IDM 和 MM 干扰的测试频谱。显然, X 电容对 IDM 和 MM 的抑制效果是相当明显的,且对 MM 噪声的衰减量比 IDM 大得多。在式(8)和式(9)中代入具体参数值就可对 X 电容的噪声衰减进行定量分析研究。首先用阻抗分析仪 Agilent 4294A 测量得到如下电路参数: $R_f=5\Omega$, $L_f=810nH$, $C_f=95\mu F$, $R_p=15\Omega$, $L_p=960nH$, $C_p=120pF$ 。图 5d 给出了由式(8)和式(9)得到衰减量的计算值。将图 4 与图 5c 对比可以发现,若考虑到高频下测试仪器本机最低噪声水平的限制,计算结果与实验结果是相吻合的。

3.2 差模电抗器

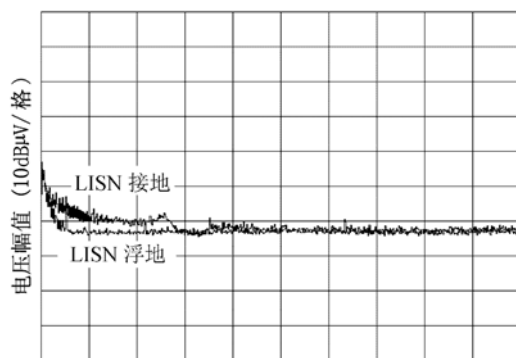
在本文的分析中,采用双差模电抗器对称设置



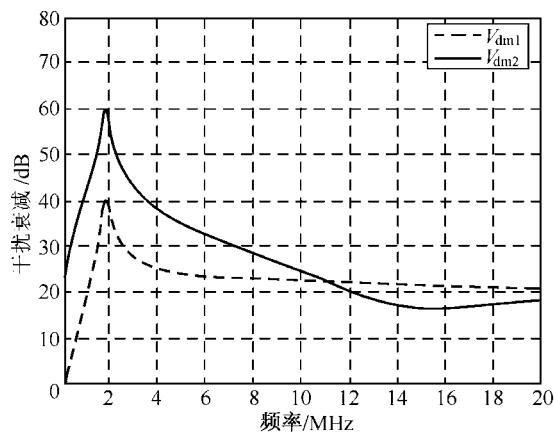
(a) 差模 X 电容的设置



(b) 等效电路模型



(c) 有 X 电容的差模干扰频谱测试结果



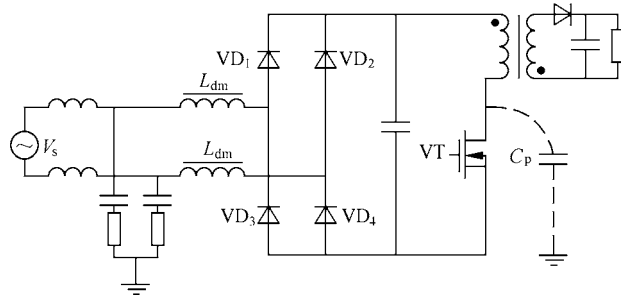
(d) 差模干扰衰减量计算值

图 5 差模 X 电容对两种差模干扰的抑制

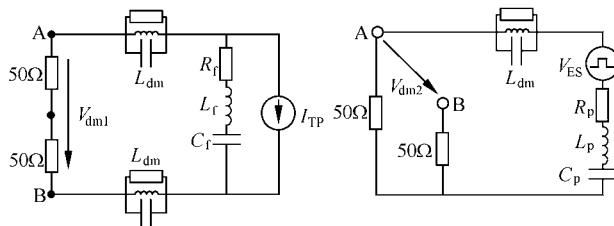
Fig.5 Suppression on IDM and MM noise by X capacitor 的方式, 如图 6a 所示。图 6b 给出了有差模电抗器的等效电路模型。则 IDM 和 MM 电压可表达为

$$V_{dm1}(L_{dm}) = \frac{100Z_{dm}}{100 + Z_{dm} + 2Z_{choke}} I_{TP} \quad (10)$$

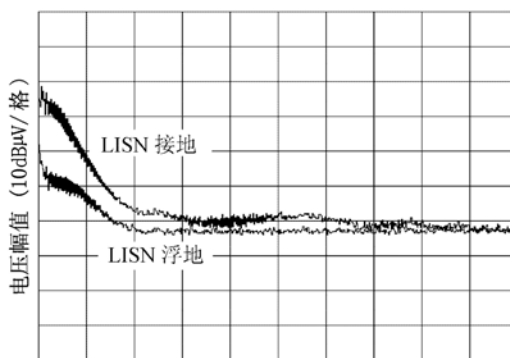
$$V_{dm2}(L_{dm}) = \frac{50}{Z_{cm} + Z_{choke}} V_{ES} \quad (11)$$



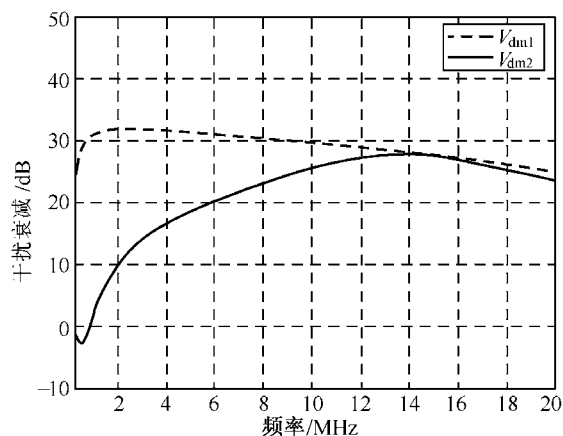
(a) 差模电抗器的设置



(b) 等效电路模型



(c) 有电抗器的差模干扰频谱测试结果



(d) 差模干扰衰减量计算值

图 6 差模电抗器对两种差模干扰的抑制

Fig.6 Suppression on IDM and MM noise by DM Chokes 则 IDM 和 MM 的噪声衰减量为

$$A_{dm1}(L_{dm}) = \frac{V_{dm1}}{V_{dm1}(L_{dm})} = 1 + \frac{2Z_{choke}}{100 + Z_{dm}} \quad (12)$$

$$A_{dm2}(L_{dm}) = \frac{V_{dm2}}{V_{dm2}(L_{dm})} = 1 + \frac{Z_{choke}}{50 + Z_{cm}} \quad (13)$$

式中, $Z_{\text{choke}} = j\omega L_{\text{dmo}}$

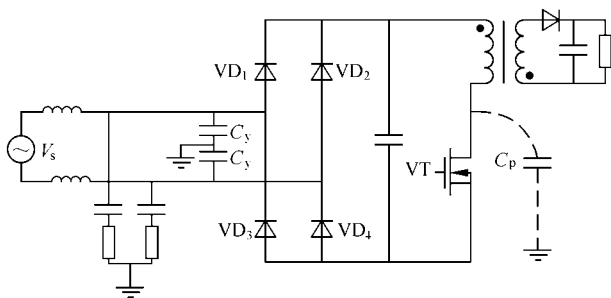
图6c给出了 $L_{\text{dm}} = 600\mu\text{H}$ (等效并联电阻为 $2\text{k}\Omega$, 等效并联电容为 12pF) 时差模噪声干扰的测试频谱。图6d给出了由式(12)和式(13)得到衰减量的计算值; 在作用的频率范围和变化趋势上与实验结果是相吻合的。

3.3 共模 Y 电容

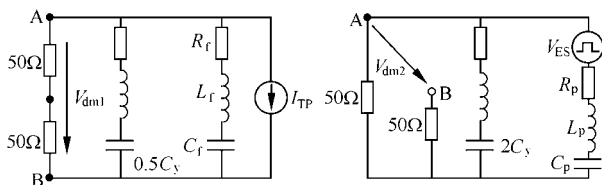
通常的 EMI 分析认为, 共模 Y 电容对差模干扰的抑制作用主要来自于其等效串联电容效应。但是根据本文的分析, 差模干扰的主导分量——混合干扰是共模作用机理的噪声模式, 因此可以初步判定 Y 电容对共模噪声有抑制作用的同时也会大大降低电网侧的差模噪声发射。图7a给出了双 Y 电容的设置方式, 图7b给出了计算干扰的等效电路模型。则 IDM 和 MM 电压可表达为

$$V_{\text{dm1}}(C_y) = \frac{200Z_y Z_{\text{dm}}}{Z_{\text{dm}}(100 + 2Z_y) + 200Z_y} I_{\text{TP}} \quad (14)$$

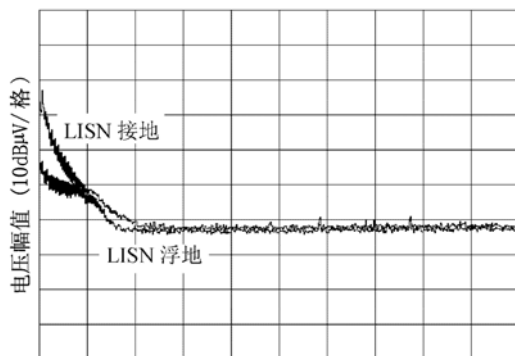
$$V_{\text{dm2}}(C_y) = \frac{50Z_y}{50(Z_y + Z_{\text{cm}}) + Z_y Z_{\text{cm}}} V_{\text{ES}} \quad (15)$$



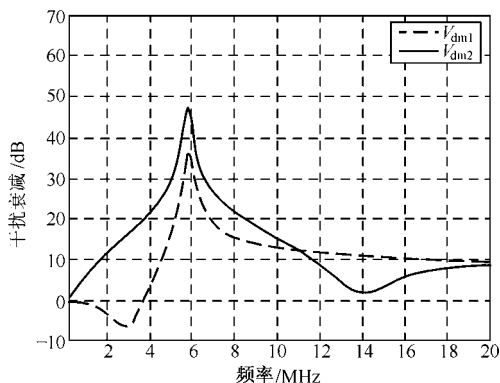
(a) 共模 Y 电容的设置



(b) 等效电路模型



(c) 有 Y 电容的差模频谱测试结果



(d) 差模干扰衰减量计算值

图7 共模 Y 电容对噪声干扰的影响

Fig.7 Effect on DM noise from C_y

则 IDM 和 MM 的噪声衰减量为

$$A_{\text{dm1}}(C_y) = \frac{V_{\text{dm1}}}{V_{\text{dm1}}(C_y)} = 1 + \frac{100Z_{\text{dm}}}{2Z_y(100 + Z_{\text{dm}})} \quad (16)$$

$$A_{\text{dm2}}(C_y) = \frac{V_{\text{dm2}}}{V_{\text{dm2}}(C_y)} = 1 + \frac{50Z_{\text{cm}}}{Z_y(50 + Z_{\text{cm}})} \quad (17)$$

式中, $Z_y = 1/j\omega C_y$

图7c给出了 $C_y = 4.7\text{nF}$ (等效串联电阻为 0.2Ω , 等效串联电感为 150nH) 时差模电压频谱的测试结果。可以看出, Y 电容对 MM 噪声的抑制效果要优于 IDM。图7d给出的计算结果也显示了同样的规律和量级对比关系。

4 结论

带整流桥输入级的开关电源在电网侧产生的差模干扰不但有本质差模分量, 而且还有不对称的共模电流形成的混合模式分量。在实际的 EMI 滤波器设计中, 如果没有注意到混合干扰在差模干扰的主导地位, 仅考虑理想化的本质差模, 将会影响滤波器的设计。本文得出的模型和分析方法可为 EMI 滤波器设计工作提供一定参考价值, 有助于减少繁琐的“试探—纠错”工作。

参考文献

- 1 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, 1999
 - 2 孟进, 马伟明, 张磊等. 开关电源变换器传导干扰分析及建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 49~54
- Meng Jin, Ma Weiming, Zhang Lei, et al. Method for analysis and modeling of conducted EMI in switching power converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(5): 49~54

(下转第 24 页)

一种简化的逆变器并联控制技术研究

肖 岚 黄 蕾

(南京航空航天大学航空电源重点实验室 南京 210016)

摘要 依据输出有功功率差和无功功率差分别调节输出电压相位和幅值的控制技术较多地应用在逆变器并联控制中。但是,对于基于电压电流双闭环反馈的电压源型逆变器,输出有功功率、无功功率和输出电压相位、幅值均有耦合关系。本文推导出逆变器的等效输出阻抗,研究了有功功率、无功功率和输出电压相位、幅值的定量关系。讨论了器件精度对输出电压跟踪基准电压幅值和相位的影响,在此基础上提出一种简化的并联控制策略:即基准电压同步,根据环流大小调节基准电压幅值。建立了并联系统模型,分析了并联系统特性,给出了实验结果。

关键词: 并联 逆变器 控制 等效输出阻抗

中图分类号: TM464

(上接第 18 页)

- 3 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 switched mode power supply[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23 (6): 91~95
- 4 Paul C R. Introduction to Electromagnetic Compatibility [M]. New York: Wiley, 1992
- 5 Shih F Y, Chen D, et al. A procedure for designing EMI filters for AC line applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11: 170~181
- 6 Ting Guo, Dan Y, Chen, Fred C Lee. Separation of the common-mode and differential-mode conduction EMI noise[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11: 480~487
- 7 Zhang Dongbing, et al. Non-intrinsic differential mode noise caused by ground current in an off-line power

supply[C]. In Proc. PESC '98 Conf., Tokyo, Japan, 1998: 1131~1133

- 8 Qu S, et al. Mixed-mode noise and its implications for filter design in offline switching power supplies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(7): 502~507
- 9 Meng Jin, Ma Weiming. A new technique for modeling and analysis of mixed-mode conducted EMI noise[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(6): 1679~1687
- 10 Frederick M Tesche. EMC Analysis Methods and Computational Models. John Wiley, 1997

作者简介

孟 进 男, 1977 年生, 博士研究生, 研究方向为电力电子系统的电磁兼容。

马伟明 男, 1960 年生, 中国工程院院士, 从事独立电源系统、电力电子及电力系统电磁兼容等方面的研究。