

文章编号:1005-0523(2012)03-0088-04

变流器差模EMI的建模研究

袁义生, 闫 勋

(华东交通大学电气学院, 江西南昌, 330013)

摘要:通过将功率MOSFET开关电压波形等效成干扰电压源,再考虑电感器分布电容建立差模干扰回路,从而提出了建立变流器差模干扰的模型电路的方法。在此基础上,分析了干扰源和干扰回路阻抗的频域特性。并考虑实际测试时LISN的影响,得到了干扰测试端的频域特性。对电感器不同寄生电容,干扰源特性等给差模干扰带来的影响进行了分析,得到了其频谱特性。最后,用一个实际的BOOST电路作为对象,比较了模型仿真和测试结果,证明了模型建立的有效性。

关键词:变流器;差模干扰;建模

中图分类号:TM46

文献标志码:A

电力电子电路因为工作在高频开关状态,迅速变化的 du/dt 和 di/dt 在电路中产生了很大的电磁干扰(electronic-magnetic disturbance, EMI),并传播到其电源侧(通常是电网或电池)或者负载侧而影响它们的工作。为此,各国都制定了相应的电磁干扰发射标准,对电磁干扰发射值进行限定。电磁干扰标准含传导和辐射两部分。以传导干扰为例,在150 kHz处,准峰值限值是66 dB μ V,即1.995 mV,再除以测试装置中的50 Ω 采样电阻,计算得到干扰电流限值是39.9 μ A。而对高频开关电源,150 kHz在其通常的工作频率范围内,可见这样的限值是非常苛刻的。

抑制变流器在输入或者输出侧的传导EMI,常用的方法还是设置无源LC滤波器。而要正确地设计LC滤波器,则需要明确干扰源的特性。为此,对变流器产生的传导EMI建模就显得尤为重要了。传导EMI可以分为差模和共模两种形式。差模电流是电路的正常工作电流,具有幅值大、频谱偏低的特点。共模电流由寄生电容对地电流产生,为脉冲电流,具有幅值更低,但频率高、频谱宽的特点。

对差模干扰的建模,一般是根据变流器的工作原理,分析得到测试端的电流波形。但其缺点是只能做电路仿真分析,而且因为没有考虑电路中一些寄生参数的影响,模型也不够精确。而采用寄生参数抽取方法来做仿真,却存在仿真分析,不利定性分析的缺点^[1]。

为此,论文分析了差模干扰机制,建立了考虑寄生参数效应的差模干扰模型,推导了差模干扰幅频特性公式,分析了不同参数对差模干扰的影响。最后用实验证明了其效果。

1 BOOST电路差模干扰模型

图1为所研究的BOOST升压电路。其中,虚线框内为线性阻抗网络LISN,电感 L_1 和 L_2 用来将输入信号 V_m 和后面的BOOST电路高频EMI隔开, R_1 和 R_2 是干扰采样电阻,为50 Ω 。

传统的方法直接用电感 L 的理想电流三角波作为差模电流源,但与实际有差距。在此考虑到电感 L 的寄生电容和寄生电阻,可以得到BOOST电路差模EMI简化时域模型电路如图2(a)所示,其中: C_p 为电感器寄生电容; R_p 为电感器寄生电阻; $u_s(t)$ 是功率MOSFET的电压的时域表达形式。其中所作的假定为:

- 1) 用实际的功率MOSFET的电压代替功率MOSFET支路,做为干扰电压源 $u_i(t)$;

收稿日期:2012-04-08

基金项目:国家自然科学基金项目(51067004)

作者简介:袁义生(1974-)男,副教授,博士,研究方向为电力电子系统及控制技术。

- 2) 忽略PCB板上的分布电感,因为这些分布电感远小于BOOST电感;
- 3) 假定LISN具有理想的耦合/解耦特性,将其中的解耦电感和输入电容从干扰回路中忽略,从而也忽略输入电压源 V_{in} 。

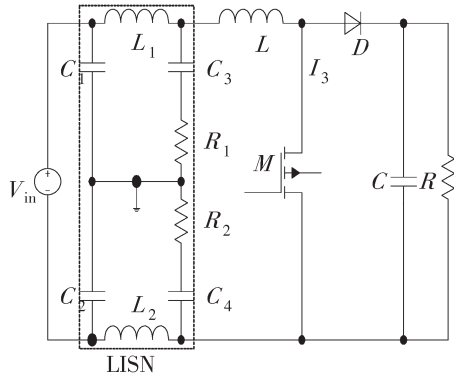


图1 Boost差模干扰电路

Fig.1 Boost differential-mode interference circuit

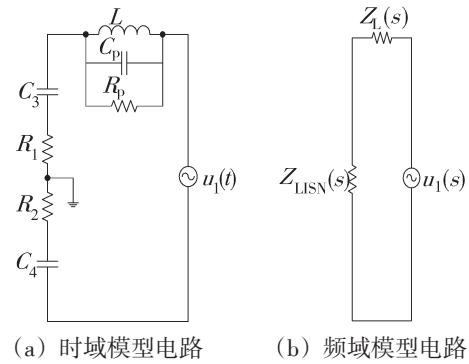


图2 Boost电路等效差模EMI模型电路

Fig.2 Boost circuit equivalent to the differential-mode EMI model

将图2(a)的电路转化为图2(b)的频域形式。 $u_1(s)$ 是干扰源 $u_1(t)$ 的频域表达形式, $Z_L(s)$ 是BOOST电感的频域阻抗特性, $Z_{LISN}(s)$ 是LISN的频域阻抗特性。它们可以分别表示为

$$Z_L(s) = \frac{sLR_p}{s^2LC_pR_p + sL + R} \tag{1}$$

$$Z_{LISN}(s) = 2R_1 + \frac{2}{sC_3} \tag{2}$$

式中: $R_1=R_2$, $C_3=C_4$; S 为频率 f 的复变量。干扰源 $u_s(t)$ 典型的波形为梯形波,可以通过实验测量得到。梯形波的傅立叶系数(即频谱值)可以表示为

$$e(f) = 2Ad \frac{\sin(\pi fd)}{\pi fd} \frac{\sin(\pi ft_r)}{\pi ft_r} \tag{3}$$

式中: A 为波形幅值; d 为导通区间; t_r 为波形上升时间。

据图2、式(1)和式(2)中的 s 用 $j2\pi f$ 代替,得到干扰电流频域表达式

$$i_{dm}(f) = 20 \log \frac{e(f)}{|Z_L(j2\pi f) + Z_{LISN}(j2\pi f)|} \tag{4}$$

将电感阻抗 $Z_L(s)$ 和LISN阻抗 $Z_{LISN}(s)$ 定义为差模噪声阻抗 $Z_{dm}(s)$,分析得到其阻抗特性如图3所示。其中, f_3 是电感 L 与电容 C_3 和 C_4 的串联谐振频率,这个值通常在100 kHz以下; f_4 是电感 L 与寄生电容 C_p 的并联谐振频率,一般在10 MHz以下,1 MHz以上。因此,差模噪声阻抗在传导EMI的频率范围内由电感器的特性所决定。也就是说,电路中的差模干扰主要取决于电感器的寄生电容的值。

同样分析作为噪声源的梯形波 $V(s)$ 的频谱。通常使用的高功率变频器的开关频率在200 kHz以下,因此第一个转折频率 f_1 一般小于150 kHz;而功率MOSFET和IGBT的电压上升下降时间在100~200 ns左右,因此第二个转折频率 f_2 的频率范围为1~10 MHz之间。根据以上对干扰源和噪声阻抗频率特性的分析,Boost电路中差模干扰电流 i_{dm} 的频谱

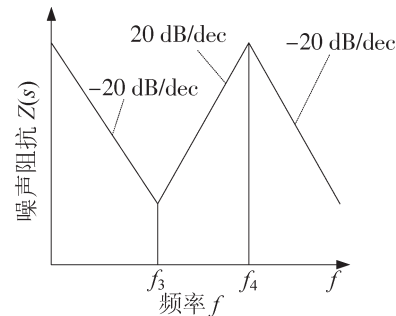


图3 差模噪声阻抗 $Z(s)$ 的频率特性曲线

Fig.3 Frequency curve in differential mode noise impedant $Z(s)$

特性可以用图4表示。其中,图4(a)表示的是 $f_2 < f_4$ 时的情形,图4(b)表示的是 $f_2 > f_4$ 时的情形。当然,由于 f_2 和 f_4 在一个频段范围内,这个区间的频率特性实际应在 -60 dB/dec 与 0 dB/dec 之间。

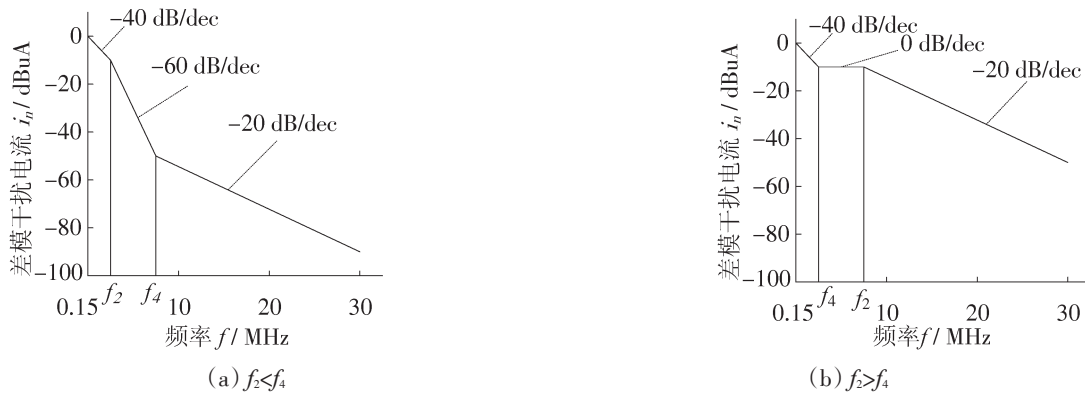


图4 两种差模干扰频率特性曲线

Fig.4 Frequency curve in two types of differential mode interference

从上面的分析可知,由于受 BOOST 电感寄生电容的影响,BOOST 电路的差模电流源实际上是功率 MOSFET 端电压波形的变化 du/dt 。这与前人所认为的差模干扰源是功率开关的 di/dt 是有所区别的。

2 仿真和实验

按照图1设计了一个实验电路。BOOST 电路输入电压 V_m 是 17.2 VDC,输出电压是 31 VDC,开关频率 100 kHz。采用的功率 MOSFET 是 IRF840;快速恢复二极管是 MUR860;电感 L 的磁芯为 EC28,电感量是 $70 \mu\text{H}$;输出电解电容 C 为 $330 \mu\text{F}$;负载电阻 R 为 100Ω 。

图5是采用模型进行仿真得到差模干扰。图6(a)是实际测试的差模干扰。比较频域模型仿真值在频率 5 MHz 以上比测量值小,误差在 $6 \text{ dB}\mu\text{V}$ 以内。仿真值偏小,一则是因为 LISN 并不能完全将 BOOST 电路侧的电磁干扰与直流电源隔离,仍然会有高频干扰进入直流电源侧;另一方面是忽略了 PCB 板分布参数,尤其是忽略了功率 MOSFET 后端高频回路对前面输入回路的近场耦合。

另外,实际的干扰源 u_i (MOSFET 的 u_{ds}) 在开关时会有电压震荡。该寄生振荡波形同样可以测量后用频域形式表示,再叠加到图2的干扰源中进行分析。通过对干扰源 u_s 的测量,发现其波形振荡周期约 23 ns,

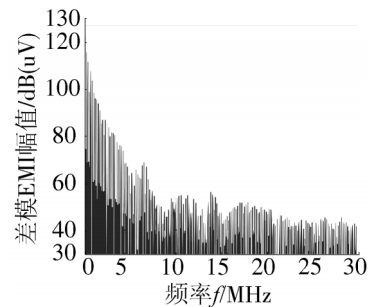


图5 仿真干扰波形

Fig.5 Simulation interference waveform

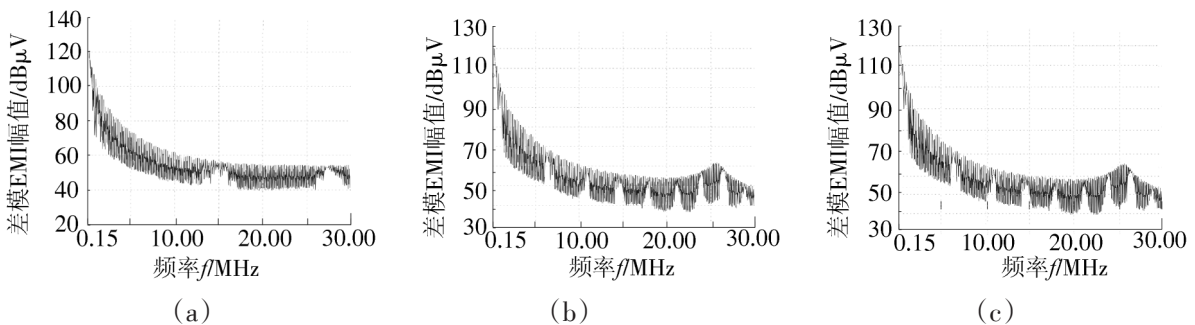


图6 实验干扰波形

Fig.6 Experiment interference waveform

频率达到了44 MHz,超过了传导EMI上限频率30 MHz,所以显现不出来。若把功率MOSFET由IRF840换成IRF540,通过测量得到的 $u_{ds}(t)$ 波形,可知其振荡周期为40 ns,频率约为25 MHz。相应测量得到的差模干扰如图6(b)所示,显然在25.5 MHz出现了一个谐振干扰峰值,这与分析是一致的。

最后验证电感的分布电容 C_p 的影响。增加 C_p 会降低谐振频率 f_4 ,根据图4,降低 f_4 差模干扰的衰减会逐渐减小,当 f_4 从大于 f_2 减小到小于 f_2 时,差模干扰在这一区间的衰减会从60 dB/dec减小到0 dB/dec。因此,增加电感器的寄生电容会增加差模干扰。图6(c)就是改变电感绕法,使其寄生电容增加后测量得到的干扰波形。

3 结论

通过对干扰源的模拟,以及电感器的高频建模,建立了变流器的差模干扰模型,分析了不同参数下差模干扰的频谱特性。最后通过仿真和不同的实验证明了模型分析的正确性。

参考文献:

- [1] 陈晨,陈恒林,钱照明,等. 变流器的磁场耦合对差模干扰影响的实验研究[J]. 电力电子技术,2011,45(11):25-28.
- [2] 钱照明,吕征宇,吴昕,等. 电力电子系统中电磁兼容[J]. 电工技术学报,1997,14(7):77-82.
- [3] 李建轩,赵治华,张向明,等. 差模特征频率共模干扰研究[J]. 电力电子技术,2007,41(12):8-10.
- [3] MOEZ Y, GIULIO A, et al. Conducted and radiated emi characterization of power electronics converter[C]//IEEE ISIE', 1997:207-211.
- [4] David A, Williams. A tutorial on emi characterization of switching regulation[C]//IEEE APEC', 1996:333-339.
- [5] NAGRIAL M H, HELLANY A. EMI/EMC issues in switch mode power supplies(SMPS)[C]//IEEE EMC', 1999:180-185.
- [6] FERREIRA J A, WILLCOCK P R, HOLM S R, et al. Paths and traps of conducted emi in switch mode circuits[C]//IEEE IAS', 1997: 1584-1590.
- [7] JEAN C C, MARC B, et al. A new method for EMI study in boost derived PFC rectifier[C]//IEEE PESC', 1999:855-860.
- [8] 袁义生,钱照明. 功率变换器传导EMI的精确建模[J]. 电力电子技术,2003,37(1):12-15.
- [9] 高彦丽,章勇高. 共模电磁干扰抑制中的快速噪声评估方法研究[J]. 华东交通大学学报,2009,4(15),67-73.

Model Research on Differential EMI of Converters

Yuan Yisheng, Yan Xun

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstracts: Taking the switching voltage waveform of Power MOSFET as interference source, differential model (DM) interference loop model with inductor's parasitic capacitor is established to propose the DM EMI model of converters. The impedance characteristics of disturbance source and disturbance loop are analyzed. Taking consideration of practical LISN in test, the tested disturbance character is obtained. In addition, the effect of parasitic capacitor of inductors and disturbance source are analyzed. Finally, a practical Boost converter is used to compare its simulation and experimental results, which proves availability of the model.

Key words: DC-DC converter; DM EMI; model