

灵敏度分析应用于三相逆变器共模传导干扰研究

殷克全, 肖昌汉, 单潮龙

(海军工程大学电气与信息工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘要: 采用灵敏度分析法计算了三相 PWM 逆变器系统不同位置上寄生电容对共模传导干扰的灵敏度。研究表明逆变器输入侧的直流电缆的高频寄生参数对传导干扰的影响很小, 而逆变器散热片对地的寄生电容、交流电缆对地的寄生电容、电机绕组对机壳的寄生电容对共模传导干扰的影响很大, 在高频段更为明显。该结论有助于电力电子装置传导干扰分析中传播途径的确定, 对于传导干扰研究中寄生参数的处理有一定的指导意义。

关键词: 灵敏度; 逆变器; 传导干扰; 寄生参数

中图分类号: TM714

文献标识码: A

文章编号: 1003-3076(2007)02-0034-05

1 引言

目前已有较多文献对电力电子设备的传导干扰问题进行了研究^[1-6]。文献[2]通过对 PWM 逆变器共模传导电磁干扰的机理进行研究, 得出共模传导干扰源和传播途径。文献[3]采用频域计算与实验测量的方法对三相逆变器的共模传导干扰进行了研究。但在寄生参数的处理上一般采用仿真估算或近似测量的手段, 均未进行精确考虑, 高频段的结果精度不高。以上文献均未对逆变器系统寄生参数进行仔细研究, 随着技术的发展, 逆变器体积越来越小, 其高频寄生参数的影响越来越大, 它会在输入输出电压电流中产生高频振荡, 而且产生共模干扰加剧交流电机的轴承电流, 容易造成电机的损害。文献[5]在讨论如何建立电力电子装置的传导干扰传播通道的电路模型基础上, 借助 PSpice 仿真软件对开关电源进行了灵敏度分析, 有一定的参考价值。文献[6]以一种软关断斩波器为例研究了寄生电容对其传导干扰的影响大小, 但由于不同系统的干扰受多种因素影响, 因此所得结论不能直接应用于其他实际系统。本文主要针对这一问题采用灵敏度分析的方法试图从理论上研究逆变器系统寄生参数对共模干扰的影响大小。

2 频域共模传导 EMI 等效电路^[3,4]

本文以挂接在直流电网上的三相逆变器为研究对象, 如图 1 所示为三相 IGBT PWM 逆变器电路。其中 LISN 为“线性阻抗稳定网络”, 所用 LISN 按照国家军用标准 GJB152A-97 制作。按照文献[3]的分析, 对于挂接一个逆变器的直流电网, 其干扰源和干扰传播途径是多种多样的, 但总体上, 差模干扰较小, 共模干扰较大。共模干扰主要是由于电流在输入相线和系统地之间流动产生的, 由于存在各种各样的寄生电容, 使得高频干扰电流可以通过大地流回到直流电源, 这样高频段共模干扰较大, 因此可以认为该系统的传导干扰主要是共模干扰。对于逆变器的共模电流, 直流侧的大电容的正负极对高频信号近似短路, 若忽略开关换向时间, 逆变器的 3 个输出端可以认为是连在一起, 因此考虑共模电流时, 可以将三相负载并联连接, 电机电缆同样并联连接, 由此可以画出图 2 所示的共模等效电路。为了便于后面的灵敏度分析, 该图对文献[3]给出的频域共模传导 EMI 等效电路略作了简化。图中给出了系统中共模电流的各种传播路径。即共模干扰传播的途径主要是直流电缆对地的寄生电容 C_1 、逆变器散热片对地的寄生电容 C_2 、交流电缆对地的寄生电容 C_3 , 以及电机绕组对机壳的寄生电容 C_4 等, 其中直流电缆对地的寄生电容和交流电缆对地的寄生电容较

收稿日期: 2006-10-09

作者简介: 殷克全(1976-), 男, 湖北籍, 博士生, 研究方向为电磁环境与防护工程;

肖昌汉(1959-), 男, 湖北籍, 教授, 从事舰艇磁性处理与防护等方面的研究。

难准确测量, 可以通过仿真与实验进行初步的估算, 电机机壳对地的寄生电容和逆变器对地的寄生电容可以用 LCR 仪近似测量。

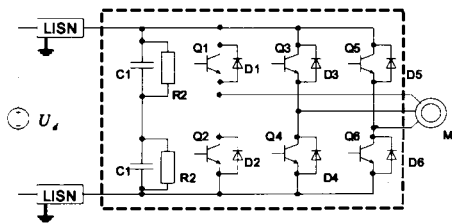


图 1 PWM 逆变器电路(带 LISN)

Fig.1 Circuit of PWM Inverter

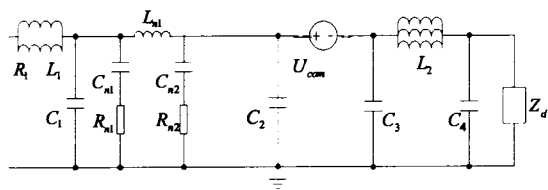


图 2 频域共模 EMI 等效电路

Fig.2 CM EMI equivalent circuit

3 灵敏度分析确定寄生参数对传导干扰的影响

采用频域等效电路方法研究传导干扰, 了解电路中寄生参数对 LISN 输出电压的影响很重要, 因为可以针对不同的情况进行处理, 如对于影响大的寄生元件参数进行详细测量, 而对于影响小的参数则可近似测量或估算, 这样可以避免在等效电路上元件参数选择的盲目性。如何来了解电路中寄生参数对 LISN 输出电压的影响大小呢? 可以通过分析 LISN 输出电压对寄生参数的灵敏度来达到这一目的。

这里, 我们采用电路理论中的特勒根伴随网络法来分析电路的灵敏度, 该法是将原网络变成二端口网络, 通过构建一个与原网络拓扑结构相同的伴随网络, 并适当选取特定的电源作用, 由此可推导出简便的灵敏度计算公式来计算灵敏度, 如输出电压对电阻 R 、电感 L 和电容 C 的灵敏度公式分别为:

$$S_R^u = \frac{R}{u} \cdot \frac{\partial u}{\partial R} = -\frac{R}{u} \cdot i_R \hat{i}_R \quad (1)$$

$$S_L^u = \frac{L}{u} \cdot \frac{\partial u}{\partial L} = -j\omega \frac{L}{u} \cdot i_L \hat{i}_L \quad (2)$$

$$S_C^u = \frac{C}{u} \cdot \frac{\partial u}{\partial C} = j\omega \frac{C}{u} \cdot u_C \hat{u}_C \quad (3)$$

其中 u 为输出电压, ω 为角频率, i_R 为原网络电阻电流, \hat{i}_R 为伴随网络电阻电流, i_L 为原网络电感电流, \hat{i}_L 为伴随网络电感电流, u_C 为原网络电容电压, \hat{u}_C 为伴随网络电容电压。

图 2 所示的共模 EMI 等效电路我们只考虑了逆变器产生的共模干扰源, 这里我们主要关心的是 LISN 中 R_{n2} 的电压 \hat{U}_{s0} 对电路寄生参数的灵敏度, 按照特勒根定理灵敏度分析法, 需要构建一个二端口网络和一个伴随二端口网络, 为此, 先将元件 R_{n2} 的两端变成输出端口, 在该支路上并联一个 $i_0 = 0$ 的电流源, 同时在共模干扰源对应的输入端口 1-2 加上一个 $\hat{U}_{com} = 1V$ 的电压源, 使之成为一个二端口网络, 如图 3 所示, 图中输入端口为 1-2, 输出端口为 5-0。

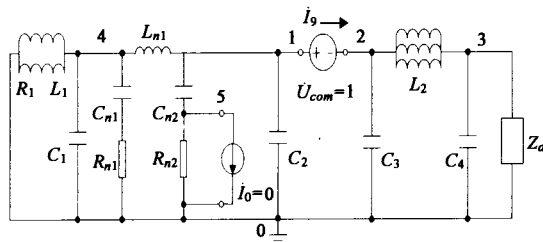


图 3 频域等效共模 EMI 二端口网络

Fig.3 Equivalent two-port network of CM EMI

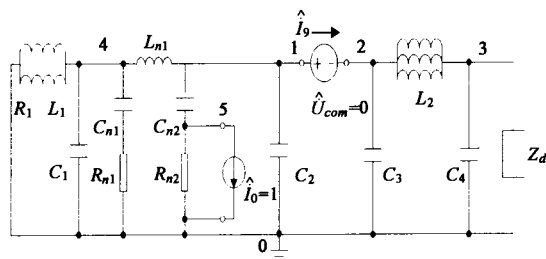


图 4 频域等效共模 EMI 伴随二端口网络

Fig.4 Adjoint-network of CM EMI

在此我们可采用经典电路理论中改进的节点法进行计算节点电压。设各节点电压为 $\hat{U}_i, i = 1, 2, 3, 4, 5$, 列写改进节点方程如下:

$$\begin{bmatrix} y_1 + y_2 + y_4 & 0 & 0 & -y_1 & -y_4 & -1 \\ 0 & y_6 + y_7 & -y_7 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -y_7 & y_7 + y_8 & 0 & 0 & 0 \\ -y_1 & 0 & 0 & y_1 + y_3 & 0 & 0 \\ -y_4 & 0 & 0 & 0 & y_4 + y_5 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \\ \dot{U}_5 \\ \dot{I}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 $y_i (i=1,2,\dots,8)$ 为各支路的导纳。分别为

$$\begin{aligned} y_1 &= \frac{1}{j\omega L_{n1}} & y_2 &= j\omega C_2 \\ y_3 &= j\omega C_1 + \frac{j\omega C_{n1}}{1 + j\omega C_{n1} \cdot R_{n1}} + \frac{1}{R_1 + j\omega L_1} \\ y_4 &= j\omega C_{n2} & y_5 &= \frac{1}{R_{n2}} & y_6 &= j\omega C_3 \end{aligned}$$

$$y_7 = \frac{1}{j\omega L_2} \quad y_8 = j\omega C_4 + \frac{1}{Z_d}$$

图 3 电路对应的伴随网络如图 4 所示,在输入端口 1-2 加上一个 $\dot{U}_{com} = 0$ 的电压源,在输出端口 5-0 并联一个 $\dot{I}_9 = 1A$ 的电流源。对于伴随网络,同样地列写改进的节点方程如下:

$$\begin{bmatrix} y_1 + y_2 + y_4 & 0 & 0 & -y_1 & -y_4 & -1 \\ 0 & y_6 + y_7 & -y_7 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -y_7 & y_7 + y_8 & 0 & 0 & 0 \\ -y_1 & 0 & 0 & y_1 + y_3 & 0 & 0 \\ -y_4 & 0 & 0 & 0 & y_4 + y_5 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \\ \dot{U}_5 \\ \dot{I}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

将式(4)改写为

$$\begin{bmatrix} Y_{np} & A_v \\ A_v^T & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{U}_n \\ \dot{I}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{U}_{com} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中 Y_{np} 为节点导纳矩阵, A_v 为对应的数字矩阵, \vec{U}_n 为节点电压相量, \dot{I}_9 为干扰电压源支路的电流。由此方程可解得各节点电压

$$\begin{bmatrix} \vec{U}_n \\ \dot{I}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{np} & A_v \\ A_v^T & 0 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{U}_{com} \end{bmatrix} \quad (7)$$

同样地可求得伴随网络的各节点电压。则可推得图 3 电路中 LISN 输出电压 \dot{U}_{50} 对部分参数的灵敏度公式如下:

$$\begin{aligned} S_{C_1}^{u_{50}} &= j\omega \frac{C_1}{U_{50}} \cdot \dot{U}_4 \dot{U}_4 = j\omega \frac{C_1}{U_5} \cdot \dot{U}_4 \dot{U}_4 \\ S_{C_2}^{u_{50}} &= j\omega \frac{C_2}{U_5} \cdot \dot{U}_1 \dot{U}_1 \\ S_{C_3}^{u_{50}} &= j\omega \frac{C_3}{U_5} \cdot \dot{U}_2 \dot{U}_2 \\ S_{C_4}^{u_{50}} &= j\omega \frac{C_4}{U_5} \cdot \dot{U}_3 \dot{U}_3 \\ S_{R_1}^{u_{50}} &= -\frac{R_1}{U_5} \cdot \dot{I}_{R_1} \dot{I}_{R_1} \end{aligned}$$

$$= -\frac{R_1}{U_5} \cdot \frac{\dot{U}_4}{R_1 + j\omega L_1} \cdot \frac{\dot{U}_4}{R_1 + j\omega L_1}$$

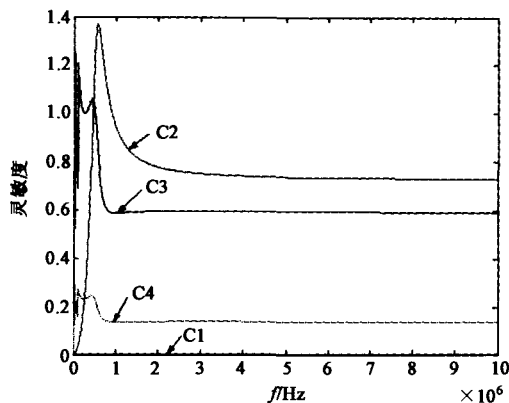
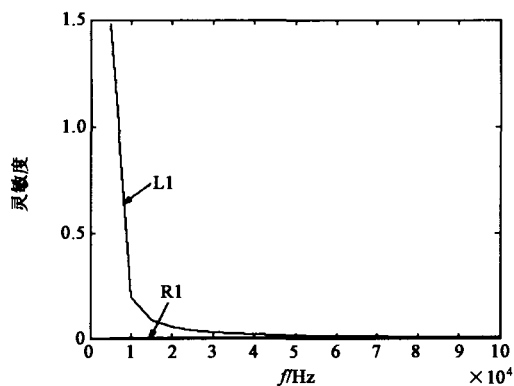
$$S_{L_1}^{u_{50}} = -j\omega \frac{L_1}{U_5} \cdot \dot{I}_{L_1} \dot{I}_{L_1}$$

$$= -j\omega \frac{L_1}{U_5} \cdot \frac{\dot{U}_4}{R_1 + j\omega L_1} \cdot \frac{\dot{U}_4}{R_1 + j\omega L_1}$$

根据节点方程求出 2 个网络的各节点电压后,各元件上的电流和电压即可求出,再按照上述的灵敏度计算公式即可求得输出电压对各个寄生参数的灵敏度频率响应。利用计算机编程计算出共模干扰电压对各寄生参数的灵敏度结果由图 5 和图 6 给出。

4 灵敏度分析结果及电路原理分析

由各灵敏度曲线可见,共模干扰电压 \dot{U}_{50} 对 C_1 的灵敏度较小,对 C_2, C_3, C_4 的灵敏度较大。同时发现,在不同的频段输出电压 \dot{U}_{50} 对各寄生参数的灵敏度大小有较大不同,如 \dot{U}_{50} 对 C_1 的灵敏度相对于 C_2, C_3, C_4 来说非常小,几乎可以忽略;在低频段对 C_3 的灵敏度高于对 C_2 的灵敏度, C_4 的灵敏度相对较小,而在高频段 C_2 灵敏度较大;图 6 为共模

图 5 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 的灵敏度Fig.5 Sensitivity of C_1 , C_2 , C_3 , C_4 图 6 R_1 、 L_1 的灵敏度Fig.6 Sensitivity of R_1 , L_1

输出电压对直流电缆电阻 R_1 和电感 L_1 的灵敏度,可见电阻 R_1 对共模干扰电压的影响很小,几乎可以忽略;电感 L_1 在低频段的灵敏度较大,在高频段的灵敏度非常小。根据前面的分析,在高频段共模干扰占主要成分,因此可以认为直流电缆的高频寄生参数对共模传导干扰的影响很小。

结合图 3 所示电路原理分析,共模传导干扰电压为 \dot{U}_{s0} ,是干扰源通过地回路耦合到 LISN 上形成的, C_2 连接在干扰源左边与地之间, C_3 、 C_4 连接在干扰源右边与地之间,它们都会通过阻抗很小的地路径对传导共模干扰电压形成较大的影响。其中 C_2 为 LISN 中对应电容值的 2 倍等于 $0.5 \mu\text{F}$,又根据近似测量的参数, C_2 、 C_3 均为 nF 级,且电容值 C_2 大于 C_3 。在低频段, C_2 的阻抗很大, C_2 对 LISN 的旁路作用小,即对传导干扰的影响小,而低频段 C_3 的大阻抗就阻止了干扰源从 C_3 路径流入 LISN,无

法形成较大的电压,故低频段 C_3 对传导干扰的影响较大。在低频段 C_4 的阻抗较大再加上干扰电流从 C_4 要经过较远的路径才能达到 LISN,因此低频段 C_4 对传导干扰的影响小。高频段, C_2 的阻抗较小, C_2 对 LISN 有旁路作用,其对传导干扰的影响变大。对于 C_1 、 R_1 、 L_1 而言,它们都位于 LISN 的左侧,由于 LISN 的隔离作用,它们对传导干扰的影响很小。

根据上面灵敏度分析的结果可知,共模传导干扰对 R_1 、 L_1 、 C_1 对这 3 个元件的灵敏度很小,对 C_2 、 C_3 、 C_4 的灵敏度较大,因此在共模传导干扰分析中,可以不考虑 R_1 、 L_1 、 C_1 这几个元件的影响,即这几个元件参数测量不需要很准确,而 C_2 、 C_3 、 C_4 这 3 个元件影响必须考虑和准确测量。

5 结论

对于挂接一个逆变器的直流电网,总体上,差模干扰较小,系统的主要传导干扰是共模干扰。共模传导干扰对直流电缆寄生参数的灵敏度很小,其影响也主要是在几百千赫兹内的低频段;而逆变器散热片对地的寄生电容、交流电缆对地的寄生电容、电机绕组对机壳的寄生电容对共模传导干扰的影响很大。应用这一灵敏度分析的结果可以确定哪些寄生参数对 LISN 输出电压影响较大,进行取舍,从而可以避免在寄生电容处理上的盲目性,有助于干扰传播途径的确定。

参考文献 (References):

- [1] J Mahdavi, sh Kaboli, H A Toliyat. Conducted electromagnetic emissions in unity power factor AC/DC converters [J]. Comparison Between PWM and RPWM Techniques, 1992, (2): 881-885.
- [2] 裴雪军,康勇,等 (Pei Xuejun, Kang Yong, et al.). PWM 逆变器共模传导电磁干扰的预测 (Prediction of common mode conducted EMI in PWM inverter)[J]. 中国电机工程学报 (Proc. CSEE), 2004, 24(8): 83-88.
- [3] 单潮龙,马伟明,王铁军,等 (Shan Chaolong, Ma Weiming, Wang Tiejun, et al.). 挂接三相逆变器的直流电网共模传导干扰研究 (Research on common-mode conducted EMI of DC power supply with a three phase inverter) [J]. 中国电机工程学报 (Proc. CSEE), 2003, 23(4): 134-139.
- [4] Li Ran, Sunil Gokani, Jon Clare. Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems Part II: Frequency domain modes [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(4): 768-776.

- [5] 黄江江, 薛亮, 和军平, 等 (Huang Jiangjiang, Xue Liang, He Junping, et al.). 开关电源传导电磁干扰传播通道特性的参数灵敏度分析 (Sensitivity analysis of conducted EMI coupling paths in switch mode power supply) [J]. 电工电能新技术 (Adv. Tech. of Elec. Eng. & Energy), 2004, 23 (2): 38-41.
- [6] 单潮龙, 马伟明, 王铁军, 等 (Shan Chaolong, Ma Weiming, Wang Tiejun, et al.). 灵敏度分析应用于软关断斩波器共模传导干扰的研究 (Application of sensitivity analysis on the study of common-mode conducted interference of a soft-switched DC/DC converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proc. CSEE), 2004, 24(11): 167-171.

Application of sensitivity analysis on the study of CM EMI of a three-phase inverter

YIN Ke-quan, XIAO Chang-han, SHAN Chao-long

(College of Electrical and Information Engineering, Naval Univ. of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The sensitivity analysis technique is applied on the investigation of common-mode conducted interference (CM EMI) of a three-phase PWM inverter. It is proved that the inverter-input-side parasitic parameters of the DC cable have trivial effects on CM EMI and the parasitic capacitors between the inverter and the ground have significant effects on CM EMI as well as the parasitic capacitors between motor windings and motor shell. The result of sensitivity analysis is helpful to solve the problem of determining the spreading path of the CM EMI. And also it provides an useful guide for future handling of parasitic capacitors in the study of conducted interference of DC power supply.

Key words: sensitivity; inverter; conducted interference; parasitic parameters

(上接第 10 页, cont. from p.10)

References:

- [1] Zhao Q, Lee F C, Tsai F S. Voltage and current stress reduction in single-stage power factor correction AC/DC converters with bulk capacitor voltage feedback [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2002, 17 (4): 477-484.
- [2] Shen M, Qian Z. A novel high-efficiency single-stage PFC converter with reduced voltage stress [J]. IEEE Trans. on Ind. Appl., 2002, 38 (2): 507-513.
- [3] Qiu M, Moschopoulos G, Pinheiro H, et al. Analysis and design of a single stage power factor corrected full-bridge converter [A]. Proc. IEEE APEC 1999 [C]. Dallas, TX, USA, 1999. 119-125.
- [4] Qiao C, Smedley K M. A topology survey of single-stage power factor correction with a boost type input-current-shaper [J]. IEEE-Trans. on PE, 2001, 16(3): 360-368.
- [5] Rashid M H. Power Electronics Handbook [M]. San Diego: Academic Press, 2001. 307-334.
- [6] Mohan N, Undeland T M, Robbins W P. Power Electronics 3-edition [M]. USA: John Wiley & Sons, 2003. 42-43.
- [7] Luo F L, Ye H. Energy factor and mathematical modeling for power DC/DC converters [J]. IEE-Proc. on EPA, 2005, 152(2): 191-198.
- [8] Luo F L, Ye H. Small signal analysis of energy factor and mathematical modeling for power DC/DC converters [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(1): 69-79.
- [9] Cheng K W E. Storage energy for classical switched mode power converters [J]. Proc. of IEE-EPA, 2003, 150(4): 439-446.
- [10] Luo F L, Ye H. Advanced DC/DC Converters [M]. Boca Raton, Florida, USA: CRC Press LLC, 2004.
- [11] Luo F L, Ye H. Positive output super-lift Luo-converters [A]. Proc. (CD-ROM) IEEE PESC' 2002 [C]. Cairns, Australia, 2002. 425-430.
- [12] Luo F L, Ye H. Positive output super-lift converters [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18(1): 105-113.
- [13] Luo F L, Ye H. Positive output cascade boost converters [J]. IEE-EPA Proceedings, 2004, 151(5): 590-606.

ACEMP'07 会议征文 (ACEMP'07 Call for Papers)

ACEMP'07 (The Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics) and ELECTROMOTION Joint Conference will be held at Bodrum, Turkey, 10-12 Sept. 2007.

web site: <http://acemp.metu.edu.tr>

e-mail: acemp@metu.edu.tr

Fax: 90 312 210 23 04