

非隔离型光伏并网逆变器漏电流分析模型研究

肖华锋¹, 谢少军¹, 陈文明¹, 贡力²

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏省南京市 210016;

2. 江苏津恒能源科技有限公司, 江苏省常州市 213164)

Study on Leakage Current Model for Transformerless Photovoltaic Grid-connected Inverter

XIAO Hua-feng¹, XIE Shao-jun¹, CHEN Wen-ming¹, GONG Li²

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China; 2. Jinheng Corporation, Changzhou 213164, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: A common-mode equivalent model of the transformerless grid-connected inverter is crucial for suppression of the leakage current. In this paper, a high-frequency common-mode equivalent model with the parasitic parameters is developed firstly, and two schemes of leakage current eliminating is summarized base on the model. The validity of potential SPWM eliminating scheme for the single-phase full bridge inverter has been verified by the simulation and experimental results, and the sensitivity of conventional eliminating technique to parasitic parameter is analyzed deeply. The scheme invalidity of matching component parameters for the single-phase full bridge inverter has been demonstrated, but, this scheme is validity for other topologies, for example, half bridge and NPC three-level single-phase inverter.

KEY WORDS: grid-connected inverter; transformerless; common mode model; parasitic parameter

摘要: 高频共模等效模型是研究非隔离型光伏并网逆变器共模电流(在非隔离型光伏并网设备中俗称“漏电流”)抑制措施的重要工具。重点推导充分考虑寄生参数的非隔离型单相并网逆变器高频共模等效模型,并基于该模型归纳出消除共模电流的两条途径。其中正弦脉宽调制(sine pulse modulation, SPWM)开关方式消除漏电流的措施在单相全桥电路中的有效性通过仿真和实验手段得到验证,特别指出寄生参数对实际抑制效果的影响。分析电路参数匹配方式消除漏电流的措施在单相全桥电路中的无效性,并指出该措施可以应用在其它单相逆变器拓扑中,如半桥和二极臂钳位三电

平电路。

关键词: 并网逆变器; 非隔离; 共模等效电路; 寄生参数

0 引言

光伏并网发电技术在德国、日本等发达国家已得到深入研究和推广^[1-2]。近年来,我国光伏并网技术也得到重视,并得到了国家政策和财政支持。但是,光伏发电系统初期投资大和发电成本高是阻碍其普及的关键因素,因此探索低成本、高效率、高可靠的光伏发电系统具有重要意义^[3]。

光伏(photovoltaic, PV)发电系统通常由电池板阵列和功率变换部分(逆变器)组成,逆变器完成电池板最大功率点跟踪(maximum power point tracking, MPPT)和进网电流控制。几乎所有的国家和地区均要求在逆变器和电网之间放置低频隔离变压器来实现电网和 PV 电气隔离,保障人身安全,同时可以提供电压匹配和进网电流直流分量抑制。但是,低频变压器增加了体积、重量和成本,降低了变换效率。在 PV 系统的前级插入高频变压器是一种替代措施,很大程度上降低了体积、重量和成本,却使得功率变换更复杂,对系统效率没有明显改进。

非隔离式并网逆变器结构不含变压器(高频和低频),拥有变换效率高,体积、重量和成本低的绝对优势,迅速得到各国科研人员的重视和工业界的追捧,首先在欧洲国家得到应用^[1]。但是,变压器的消除使得 PV 和电网有了电气连接,共模电流可能会大幅增加,带来安全隐患^[4-5],这也是其它主要光伏发电普及利用的国家对非隔离式并网逆变器持观望态度的主要原因。因此,共模电流的消除成为了非隔离式并网逆变器得以普及而必须跨越的

基金项目: 江苏省普通高校研究生科研创新计划项目(CX08B_070Z); 江苏省自然科学基金(BK2008391)。

Project Supported by Innovative Research Project for Postgraduates in Colleges of Jiangsu Province (CX08B_070Z); Project Supported by Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK2008391).

障碍，成为了光伏并网逆变器的研究热点之一^[4-8]。

非隔离式并网逆变器共模等效电路的提取对共模电流消除技术的研究至关重要，可以为其提供理论支撑。但是，共模回路受多种寄生参数的影响，给量化设计带来相当大的困难。文献[4]建立了单相桥式并网逆变器的共模等效模型，但在模型推导过程中忽略了开关管(集电极或漏极)对大地的寄生电容^[9]、电网线路阻抗和大地阻抗等寄生参数^[10]，降低了模型的精度和通用性。文献[5]分析了三相非隔离并网逆变器的共模等效模型，同样忽略了开关管对大地的寄生电容。该文献分析了电网线路阻抗(特别是中线阻抗)对 NPC 三电平电路结构抑制共模电流效果的不利影响，但未提出解决措施，并且其提供的模型也无法为研究者解决此问题提供帮助。因此，上述模型的推导过程中忽略全部或部分寄生参数虽然有利于得到较简洁的共模等效模型，但也丢失了很多信息，不利于研究人员参考和利用。

本文首先建立充分考虑寄生参数的单相全桥并网逆变器高频等效模型，并基于推导出的等效模型归纳出消除共模电流的途径，并将这些措施应用到全桥逆变结构中，探讨其消除共模电流的可行性；重点分析现有各种共模电流消除措施的特性，并指出寄生参数的不确定性造成了现有消除措施性能的降低；通过仿真和实验验证等效模型的正确性和寄生参数不一致对漏电流消除措施的制约。

1 非隔离型并网逆变器共模等效电路

以单相全桥逆变电路结构为研究对象，如图 1 所示，其中 L_1 、 L_2 为滤波电感；电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)滤波器中 C_{X1} 、 C_{X2} 为差模电容， L_{DM} 为差模电感， L_{CM} 为共模电感， C_{Y1} 、 C_{Y2} 为共模电容；寄生参数 C_{pv1} 、 C_{pv2} 为太阳能电池板对大地的分布电容，取决于电池板面积、土壤性质、空气湿度和安装方式等因素^[1]； C_1 、 C_2 为 IGBT 的集电极对大地的寄生电容； Z_{Line1} 、 Z_{Line2}

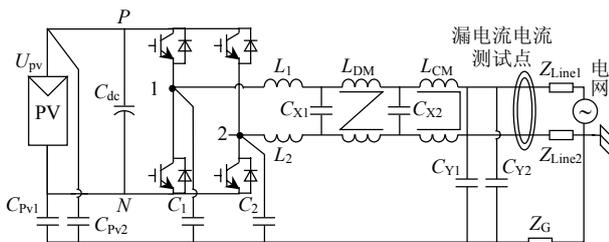


图 1 考虑寄生参数的单相并网逆变器电路
Fig. 1 Single-phase grid-connected inverter with stray parameters

为传输线阻抗(以感性为主)； Z_G 为电网的接地点与变换器机壳接地点之间的地阻抗。

以电池板负端 N 为参考点，两桥臂中点 ‘1’、‘2’ 为输出端，由差、共模电压的定义可得：

$$u_{CM} = \frac{u_{1N} + u_{2N}}{2} \tag{1}$$

$$u_{DM} = u_{1N} - u_{2N} \tag{2}$$

进一步由式(1)、(2)可得

$$u_{1N} = u_{CM} + \frac{u_{DM}}{2} \tag{3}$$

$$u_{2N} = u_{CM} - \frac{u_{DM}}{2} \tag{4}$$

为推导共模等效电路，用式(3)、(4)代替图 1 中的桥式电路，由“叠加原理”可略去差模回路和元件，仅保留共模回路和元件，对于高频(开关频率及倍数次)共模等效电路，可以短接电网电压源，可得如图 2 所示的等效电路。

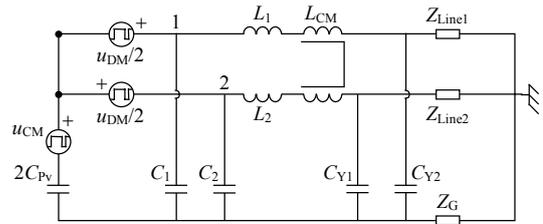


图 2 单相并网逆变器共模等效电路 1
Fig. 2 Common mode circuit model 1 for single-phase grid-connected inverter

图 2 可拆分为如图 3 所示的电路，虚线框部分 A、B 形成了差模支路，其中共模电感 L_{CM} 可以从 A 支路中移出至共模回路(其对差模电流的抑制能力为零)。运用“戴维南定理”可以推导出差模电压源对共模电流的“贡献”，从而完成对 A、B 支路的共模等效模型推导。其中 A 支路需要两次 ‘ $\Delta \rightarrow Y$ ’ 变换后再应用“戴维南定理”，其过程如图 4 所示(其中 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 见附录 A)。B 支路可以直接应用“戴维南定理”进行变换。从而可以得出共模等效模型 3，如图 5 所示。

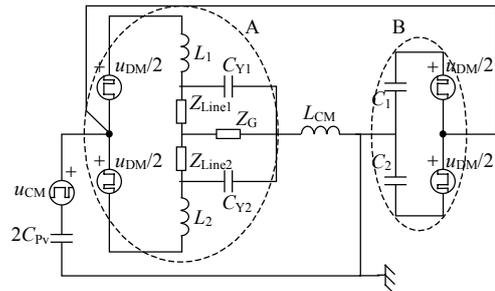


图 3 单相并网逆变器共模等效电路 2
Fig. 3 Common mode circuit model 2 for single-phase

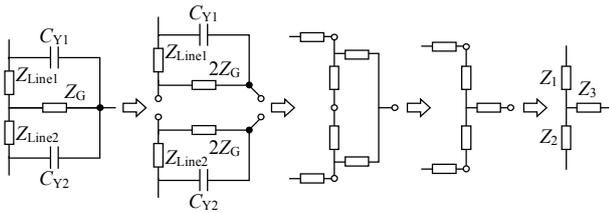


图 4 支路 A 的 ‘Δ→Y’ 变换过程

Fig. 4 ‘Δ→Y’ transform for branch A

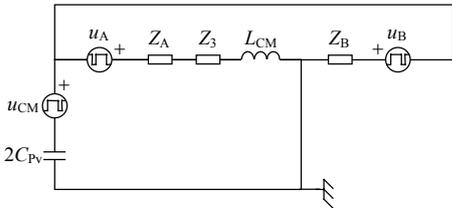


图 5 单相并网逆变器共模等效电路 3

Fig. 5 Common mode circuit model 3 for single-phase grid-connected inverter

从图 5 中 u_A 和 u_B 的表达式(参见附录 B)可以看出差模电压对共模电流的“贡献”完全取决于电路参数对称性和寄生参数的对称性。再次运用“戴维南定理”可以推导出单相并网逆变器共模等效电路的最简形式，如图 6 所示，其中：

$$u_{CM-DM} = \frac{u_A Z_B + u_B (Z_A + Z_3 + Z_{LCM})}{Z_A + Z_3 + Z_{LCM} + Z_B} \quad (5)$$

$$Z = \frac{Z_B (Z_A + Z_3 + Z_{LCM})}{Z_A + Z_3 + Z_{LCM} + Z_B} \quad (6)$$

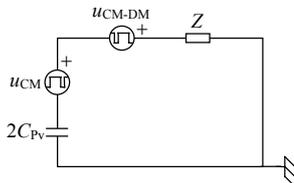


图 6 单相并网逆变器最简共模等效电路

Fig. 6 Simplest model for common mode of single-phase grid-connected inverter

从图 6 中可以看出有 2 种消除高频共模漏电流的途径：1) 在电路和寄生参数对称的前提下(即满足 $u_{CM-DM} = 0$)，正弦脉宽调制(sine pulse modulation, SPWM)开关方式产生的 u_{CM} 电压为恒值(即 $u_{1N} + u_{2N}$ 为零或固定的电压值)；2) SPWM 开关方式产生的 u_{CM} 电压为高频时变时，通过电路参数匹配使得 $u_{CM} + u_{CM-DM} = \text{const}$ ，即它们之和为恒值，从而抵消高频共模电压。

2 采用合适的 SPWM 开关方式消除共模电流

2.1 理论分析

在 $L_1 = L_2$ 、 $C_{Y1} = C_{Y2}$ 、 $C_1 = C_2$ 和 $Z_{Line1} = Z_{Line2}$

的情况下，由式(5)可知 $u_{CM-DM} = 0$ ，从而通过采用适当的 SPWM 开关方式可以消除漏电流。表 1 为全桥结构在各种 SPWM 方式下 u_{CM} 、 u_{DM} 的脉动幅值及频率。

表 1 各种 SPWM 开关方式下 u_{CM} 和 u_{DM} 比较
Tab. 1 Comparison of u_{CM} , u_{DM} of different SPWM

SPWM 方式	$u_{CM}(u_{1N} + u_{2N})/2$		$u_{DM}(u_{1N} - u_{2N})$	
	幅值	频率	幅值	频率
双极性 SPWM	$U_{pv}/2$	0	$U_{pv}, -U_{pv}$	f_s
单极性 SPWM	$U_{pv}, U_{pv}/2, 0$	f_s	$U_{pv}, 0, -U_{pv}$	f_s
倍频单极性 SPWM	$U_{pv}, U_{pv}/2, 0$	f_s	$U_{pv}, 0, -U_{pv}$	$2f_s$
带有交流旁路环节的 单极性 SPWM ^[8]	$U_{pv}/2$	0	$U_{pv}, 0, -U_{pv}$	f_s
带有直流旁路环节的 单极性 SPWM ^[9]	$U_{pv}/2$	0	$U_{pv}, 0, -U_{pv}$	f_s

注： U_{pv} 为电池板电压值； f_s 为开关频率。

可以看出双极性 SPWM 开关方式有非常好的共模特性，但其相对低的变换效率和差的进网电流质量限制了其应用。单极性和倍频单极性 SPWM 开关方式恶劣的共模特性使其不能在非隔离式全桥并网逆变器中直接应用，但其相对好的变换效率和进网电流质量吸引着广大学者探索新的续流通道来消除共模电压的波动，带有交流旁路环节^[6]或直流旁路环节的单极性 SPWM 开关方式^[7-8]应运而生。

改进后的单极性 SPWM 开关方式在实际应用中并未彻底消除高频共模电流，这是因为在工程实际中要满足寄生参数 $C_1 = C_2$ 存在困难，只能通过元件布置、结构优化等手段降低寄生参数的差异，从而使漏电流满足相关标准的要求^[11]，给产品设计带来较大风险。

2.2 仿真研究

基于 Saber 软件建立了不考虑寄生参数的倍频单极性 SPWM 和带有交流旁路环节的单极性 SPWM 全桥并网逆变仿真电路，其漏电流波形和频谱分析如图 7(a)、(b)所示。仿真参数为： $L_1 = L_2 = 1 \text{ mH}$ ， $C_{pv1} = C_{pv2} = 75 \text{ nF}$ ， $U_{pv} = 400 \text{ V}$ ， $U_{grid} = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ ， $f_s = 20 \text{ kHz}$ ， $P = 3 \text{ kW}$ 。由图 7 可以看出，倍频单极性 SPWM 产生了很大的开关频率处共模电流，带来了极大的安全隐患，同时也降低了入网电流质量，使得倍频提高滤波电感电流等效脉动频率的优势消失。通过在交流侧引入续流通路可以极大降低单极性 SPWM 方式下的漏电流(图 7(b)所示)，与模型分析一致。漏电流中的工频脉动成分由电网电压产生(未包含在本文的模型推导中)，而在电网电压过零处的高频成分是由低频管驱动信号死区引起，从图 7(b)中可以看出低频成分高于高频成分。

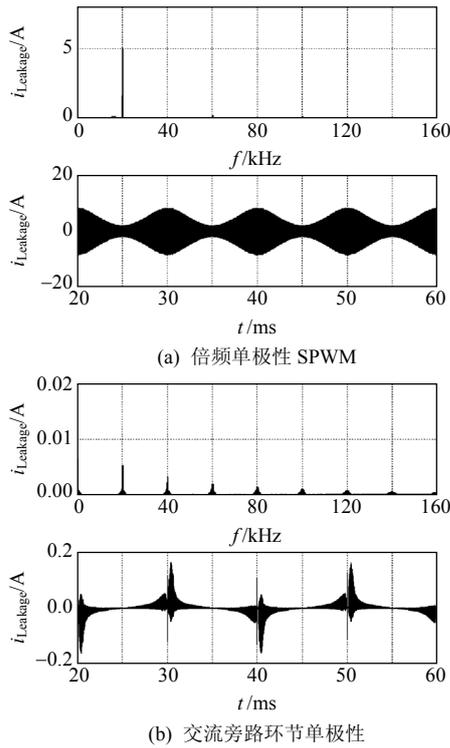


图7 不考虑寄生参数时两种SPWM方式下漏电流波形与频谱

Fig. 7 Current waveforms and spectrum without parasitic parameters

2.3 实验验证

为了验证非隔离式并网逆变器漏电流分析等效电路的正确性和寄生参数对漏电流的影响,进行了倍频单极性SPWM和带有交流旁路环节的单极性SPWM实验。开发了3kW两级式非隔离并网逆变器样机,如图8所示为样机内部结构,前级为非隔离式双管Buck-Boost变换器,后级为全桥逆变结构(如图1所示)。主要参数如表2所示。



图8 样机内部图
Fig. 8 Figure of prototype

表2 两级式非隔离并网逆变器样机参数
Tab. 2 Parameters of two stage transformerless grid-connected inverter

参数	数值
输入电压/V	200~550
电网电压/V, 频率/Hz	240/50
额定功率/W	3000
直流母线电容 $C_{pv}/\mu\text{F}$	2820
功率器件(IGBT)	IRG4PSC71UD
滤波电感 L_1, L_2	磁芯: 3×77111A7 (Kool Mu, From Magnetics Company.) 线径 d : 2 mm 匝数 N : 100
滤波电容/ μF	6.6
共模电感 L_{CM}	磁芯: 2×2W-43615-TC (Ferrite, From Magnetics Company.) 线径 d : 2 mm 匝数 N : 10+10
共模电容 $C_{Y1}, C_{Y2}/\text{nF}$	3.3
差模电感 L_{DM}	磁芯: 2×77111A7 (Kool Mu, From Magnetics Company.) 线径 d : 2 mm 匝数 N : 25+25
差模电容 $C_{X1}, C_{X2}/\mu\text{F}$	1

图9、10分别为2种SPWM方式下的进网电流及频谱和漏电流及频谱波形图。对比图9(a)和10(a),进网电流中的开关频率处谐波分量即为漏电流,与模型分析一致,其开关频率奇数倍处的谐波成分也是漏电流,无法被进网滤波器吸收,恶化了进网电流质量。图9(b)中开关频率处的谐波分量主要为差模电流(即电感电流脉动量),由于其漏电流

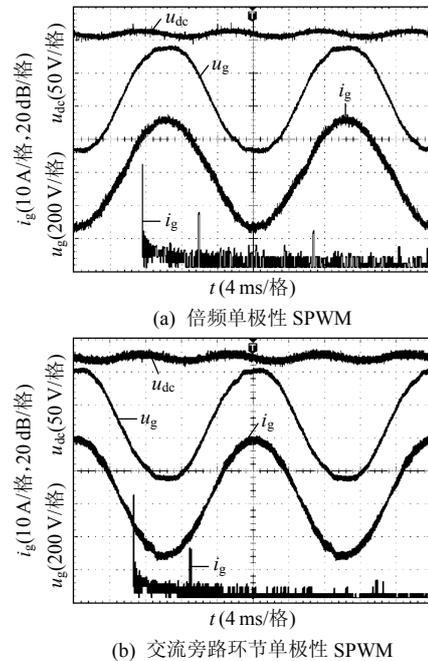


图9 两种SPWM方式下进网电流波形与频谱、电网电压和直流母线电压

Fig. 9 Current waveforms and spectrum, grid voltage, and DC bus voltage

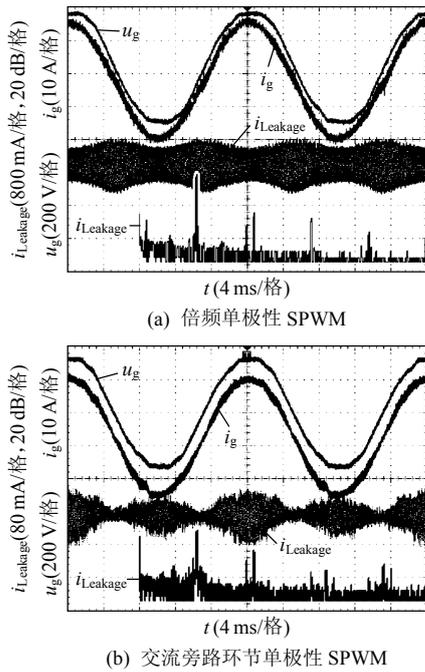


图 10 两种 SPWM 方式下漏电流波形与频谱、电网电压和进网电流

Fig. 10 Ground current waveforms and spectrum, grid voltage, and current

成分远小于倍频单极性 SPWM, 使得进网电流的高频谐波含量明显降低, 图 11 的谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)曲线对比(进网电流较大处)进一步说明了漏电流对进网电流质量的影响。从图 10(a)、(b)中可以看出, 2 种 SPWM 方式下漏电流大小分别约为 640 和 60 mA, 与图 7(a)相比, 图 10(a)中的漏电流大幅降低, 主要是因为 EMI 滤波器的加入和样机的输入直流源为直流稳压源而并非太阳能电池板, 这使得 C_{pv} 极大地降低而提高了共模回路阻抗, 从而降低了漏电流的数量级。然而, 带有交流旁路环节的单极性 SPWM 方式下漏电流波形和大小却不同于仿真结果, 其中最主要的原因就是寄生参数不一致引起的 u_A 、 u_B , 如图 5 所示, 引起了高频漏电流, 其大小大于低频漏电流成分, 使得漏电流波形发生了变化。可见, 要将漏电流抑

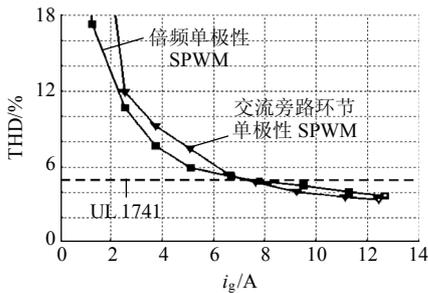


图 11 两种 SPWM 方式下进网电流 THD 曲线
Fig. 11 Grid-connected current THD curves

制到标准范围之内, 电路结构的寄生参数是一个不可忽略的因素。

3 采用电路参数匹配方式消除共模电流

前述漏电流模型分析中得出在满足 $u_{CM} + u_{CM-DM} = \text{const}$ 时同样可以消除高频共模电流。全桥逆变器采用单极性 SPWM(或倍频单极性 SPWM)时, 一个工频周期中出现的工作电平量如表 3 所示, 其中的 a 、 b 、 c 、 d 分别为

$$\begin{cases} a = \frac{(Z_{L2} + Z_2) - (Z_{L1} + Z_1)}{Z_{L1} + Z_{L2} + Z_1 + Z_2} \\ b = \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C1} + Z_{C2}} \\ c = \frac{Z_B}{Z_A + Z_3 + Z_{LCM} + Z_B} \\ d = \frac{Z_A + Z_3 + Z_{LCM}}{Z_A + Z_3 + Z_{LCM} + Z_B} \end{cases} \quad (7)$$

表 3 单极性 SPWM 方式下全桥并网逆变器工作电平量
Tab. 3 Operation level of FB inverter with unipolar SPWM

u_{1N}	u_{2N}	u_{DM}	u_{CM}	u_{CM-DM}
U_{pv}	U_{pv}	0	U_{pv}	$0 + U_{pv}$
U_{pv}	0	U_{pv}	$U_{pv}/2$	$(1 + ac + bd)U_{pv}/2$
0	U_{pv}	$-U_{pv}$	$U_{pv}/2$	$(1 - ac - bd)U_{pv}/2$
0	0	0	0	$0 + 0$

由表 3 可见, 全桥逆变器在单极性 SPWM(或倍频单极性 SPWM)方式下不存在通过配置滤波电感 L_1 、 L_2 和(或)参数 C_1 和 C_2 使得 $u_{CM} + u_{CM-DM} = \text{const}$ 来消除高频共模电流的可行性, 因为表 3 中第一行和第四行中 $u_{CM} + u_{CM-DM}$ 恒不相等。

虽然通过电路参数匹配方式消除共模电流的途径在全桥电路结构中不可行, 但并不能就此否定这条途径的有效性。采用本文分析的模型可以证明文献[4]中介绍的半桥结构和中点钳位(neutral point clamped, NPC)三电平半桥结构可以通过滤波电感 L_1 、 L_2 的匹配得到 $u_{CM} + u_{CM-DM} = \text{const}$ 而消除漏电流。关于本文推导出的共模电流分析模型在半桥结构和 NPC 三电平半桥并网逆变器中的应用及其漏电流消除技术的改进和扩展将在后续论文中详细介绍。

4 结论

本文推导了非隔离型单相并网逆变器的高频共模等效模型, 并充分考虑了寄生参数对共模电压的影响。从最简共模等效模型中归纳出 2 种消除漏

电流的途径: 1) 在匹配电路和寄生参数对称的前提下, SPWM 开关方式产生的 u_{CM} 电压为恒值; 2) 通过电路参数匹配使得 $u_{CM} + u_{CM-DM} = \text{const}$ 。实验证实了通过途径 1) 推导出的带有交流旁路环节的单极性 SPWM 方式可以减小漏电流, 但由于寄生参数的存在无法彻底消除漏电流。理论上推导了在单极性 SPWM 方式下的全桥结构中途径 2) 的无效性, 可以为桥式结构漏电流消除技术的研究者提供一些参考。

参考文献

- [1] Myrzik J M A, Calais M. String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems: a review[C]. IEEE Bologna Power Tech Conference, Bologna, Italy, 2003.
- [2] Bihn, Dan. Japan takes the lead[J]. Solar Today, 2005, 19(5): 20-23.
- [3] 张耀明. 中国太阳能光伏发电产业的现状与前景[J]. 新能源与新材料, 2007(1): 1-6.
Zhang Yaoming. The current status and prospects of solar photovoltaic industry in china[J]. Energy Research & Utilization, 2007(1): 1-6(in Chinese).
- [4] Roberto G, Eugenio G, Jesus L, et al. Transformerless single-phase multilevel-based photovoltaic inverter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2008, 55(7): 2694-2702.
- [5] Kerekes T, Teodorescu R, Liserre M. Common mode voltage in case of transformerless PV inverters connected to the grid[C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, UK, 2008.
- [6] Schmidt H, Siedle C, Ketterer J. Inverter for transforming a DC voltage into an AC current or an AC voltage: EP1369985 (A2)[P]. Germany, 2003-12-10.
- [7] Roberto G, Jesus L, Pablo S, et al. Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(2): 693-697.
- [8] Roberto G, Jesus L, Pablo S, et al. High-efficiency transformerless single-phase photovoltaic inverter[C]. IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, Portoroz, Slovenia, 2006.
- [9] Wang S, Lee F C. Common-mode noise reduction for power factor correction circuit with parasitic capacitance cancellation[J]. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 2007, 49(3): 537-542.
- [10] Vines R M, Trussell H J, Shuey K C. Impedance of the residential power-distribution circuit[J]. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 1985, 27(1): 6-12.
- [11] DKE in DIN and VDE. DIN VDE 0126-1-1-2006 Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid[S]. Germany: DIN-VDE Norm: 3-9[2008. 5].

附录 A

在图 4 中:

$$Z_1 = Z_{Line1}Z_{CY1}/(Z_{Line1} + 2Z_G + Z_{CY1}) + [2Z_{Line2}Z_GZ_{CY1} + 2Z_{Line1}Z_GZ_{CY1}(Z_{Line2} + 2Z_G + Z_{CY2})/(Z_{Line1} + 2Z_G + Z_{CY1})] / [(Z_{Line1} + Z_{CY1})(Z_{Line2} + 2Z_G + Z_{CY2}) + (Z_{Line2} + Z_{CY2})(Z_{Line1} + 2Z_G + Z_{CY1})] \quad (A1)$$

$$Z_2 = Z_{Line2}Z_{CY2}/(Z_{Line2} + 2Z_G + Z_{CY2}) + [2Z_{Line1}Z_GZ_{CY2} + 2Z_{Line2}Z_GZ_{CY2}(Z_{Line1} + 2Z_G + Z_{CY1})/(Z_{Line2} + 2Z_G + Z_{CY2})] / [(Z_{Line1} + Z_{CY1})(Z_{Line2} + 2Z_G + Z_{CY2}) + (Z_{Line2} + Z_{CY2})(Z_{Line1} + 2Z_G + Z_{CY1})] \quad (A2)$$

$$Z_3 = 2Z_{CY1}Z_{CY2}Z_G / [(Z_{Line1} + Z_{CY1})(Z_{Line2} + 2Z_G + Z_{CY2}) + (Z_{Line2} + Z_{CY2})(Z_{Line1} + 2Z_G + Z_{CY1})] \quad (A3)$$

附录 B

在图 5 中:

$$u_A = \frac{u_{DM}}{2} \frac{(Z_{L2} + Z_2) - (Z_{L1} + Z_1)}{Z_{L1} + Z_{L2} + Z_1 + Z_2} \quad (B1)$$

$$Z_A = \frac{(Z_{L1} + Z_1)(Z_{L2} + Z_2)}{Z_{L1} + Z_{L2} + Z_1 + Z_2} \quad (B2)$$

$$u_B = \frac{u_{DM}}{2} \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C1} + Z_{C2}} \quad (B3)$$

$$Z_B = \frac{Z_{C1}Z_{C2}}{Z_{C1} + Z_{C2}} \quad (B4)$$



肖华锋

收稿日期: 2010-03-15.

作者简介:

肖华锋(1981—), 男, 博士研究生, 从事软开关变换技术、新能源利用技术研究, xiaohf@nuaa.edu.cn;

谢少军(1968—), 男, 教授, 博士生导师, 从事功率电子变换及航空电源等领域研究;

陈文明(1981—), 男, 助理工程师, 从事教学和电源开发工作;

贡力(1959—), 男, 博士, 总经理, 从事光伏并网逆变器的研发、生产和销售工作。

(编辑 吕鲜艳)