

文章编号: 1671- 251X(2011)04- 0066- 04

DOI: CNKI: 32- 1627/ TP. 20110329. 0955. 015

单相无变压器型光伏并网逆变器的 拓扑结构及共模电流分析

沈友朋, 宋平岗

(华东交通大学电气与工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 针对单相无变压器型光伏并网逆变器拓扑结构存在共模电流的问题, 介绍了几种能有效抑制共模电流的拓扑结构, 即双极性调制的单相全桥式拓扑结构、带交流旁路的全桥式拓扑结构、H₅ 拓扑结构及NPC 拓扑结构; 详细分析了这几种拓扑结构抑制共模电流的原理, 并从开关损耗及系统效率两个方面对这几种拓扑结构进行了比较, 指出 H₅ 拓扑结构性能最优。

关键词: 单相无变压器型; 光伏并网系统; 逆变器; 共模电流; 全桥式拓扑结构; H₅ 拓扑结构; NPC 拓扑结构

中图分类号: TD605

文献标识码: A

网络出版时间: 2011- 03- 29 09: 55

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/32.1627.TP.20110329.0955.015.html>

Topology of Single-phase Transformerless Type Photovoltaic Grid-connected Inverter and Analysis of Its Common-mode Current

SHEN You-peng, SONG Ping-gang

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

Abstract: In view of the problem of common-mode current existed in topology of single-phase transformerless type photovoltaic grid-connected inverter, several topologies were introduced which can restrain common-mode current effectively, namely single-phase full-bridge topology with double-polarity modulation, full-bridge topology with AC bypass, H₅ topology and NPC topology. Principle of restraining common-mode current of these topologies were analyzed in details, and these topologies were compared in terms of switching loss and system efficiency. Finally, it was pointed out that H₅ topology has best performance.

Key words: single-phase transformerless type, photovoltaic grid-connected system, inverter, common-mode current, full-bridge topology, H₅ topology, NPC topology

0 引言

光伏并网系统中一般采用带变压器型的光伏并网逆变器。工频变压器存在体积大、重量大、价格高等问题, 而高频变压器型光伏并网逆变器的功率变换控制电路复杂, 系统效率低^[1]。为了解决上述问

题, 国外一些学者提出了无变压器型的光伏并网逆变器, 这种光伏并网逆变器的拓扑结构不但节约成本, 而且能提高系统效率。图1为无变压器型光伏并网系统结构, 由于没有变压器的隔离, 电网与光伏阵列存在直接的电气连接, 而光伏阵列和地之间存在虚拟的寄生电容, 因而形成了由寄生电容、滤波器和电网阻抗组成的共模谐振回路。寄生电容上变化的共模电压在该共模谐振回路中就会产生相应的共模电流。共模电流会给操作人员带来安全隐患, 因此, 抑制或消除共模电流就成为无变压器型光伏并

收稿日期: 2011- 01- 21

作者简介: 沈友朋(1986-), 男, 江西九江人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术与电力传动。E-mail: pengyou709830409@163.com

网系统中必须要解决的问题。本文介绍几种不同的单相无变压器型光伏并网逆变器拓扑结构及其抑制共模电流的方法。

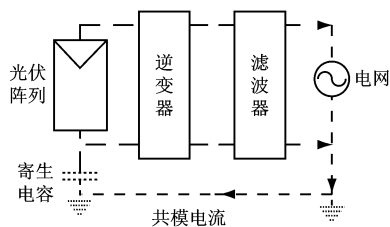


图 1 无变压器型光伏并网系统结构

1 不同类型的逆变器拓扑结构及共模电流分析

1.1 单相全桥式拓扑结构

图 2 为单相无变压器型全桥式拓扑结构。参考文献[2]分析了该拓扑结构的共模电流产生原因,具体过程: U_{pv} 为等效光伏阵列的直流电压; U_a 、 U_b 分别为单相全桥式拓扑结构的交流输出点 a 、 b 对直流母线点 o 的电压, U_L 为滤波电感上的压降, U_{cm} 为寄生电容 C_p 上产生的共模电压, i_{cm} 为共模电流; U_g 为电网电压。以电网电流的正半周为例,对于由开关管 S_2 、 L_1 、 U_g 和 C_p 构成的回路以及由开关管 S_4 、 L_2 和 C_p 构成的回路,根据基尔霍夫电压定律,可列出共模谐振回路的电压方程:

$$- U_a + U_{L1} + U_g + U_{cm} = 0 \quad (1)$$

$$- U_b - U_{L2} + U_{cm} = 0 \quad (2)$$

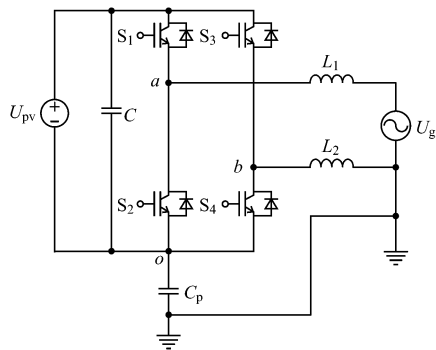


图 2 单相无变压器型全桥式拓扑结构

由于单相无变压器型全桥式拓扑结构的共模电流很小,因此,可忽略它在滤波电感上产生的压降,即 $U_{L1} \approx U_{L2}$, 又因 U_g 为工频电网电压,所以 U_g 在寄生电容上产生的共模电流一般也可以忽略,而 U_a 、 U_b 为 PWM 控制的高频脉冲电压,共模电流主要由它们激励产生。所以由式(1)、式(2)相加可得 U_{cm} 为

$$U_{cm} = \frac{U_a + U_b}{2} \quad (3)$$

而流过寄生电容的共模电流 i_{cm} 为

$$i_{cm} = C_p \frac{dU_{cm}}{dt} \quad (4)$$

由式(3)、式(4)可知,要想抑制共模电流,就必须使得 U_{cm} 的变化率保持恒定,即使 U_{cm} 为一定值,也就是使点 a 、 b 对点 o 的电压之和 $U_a + U_b$ 为一定值。

参考文献[3]采用双极性 PWM 调制法对单相全桥式拓扑结构进行了仿真研究。

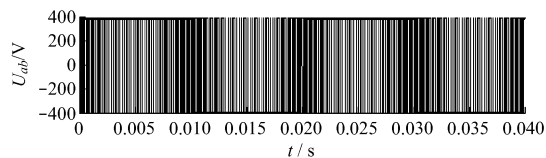
当 S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 关断时,有

$$U_{cm} = 0.5(U_a + U_b) = 0.5(U_{pv} + 0) = 0.5U_{pv} \quad (5)$$

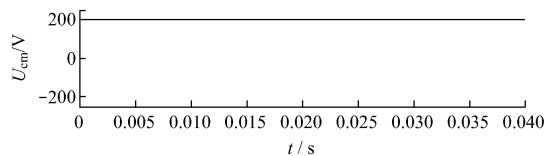
当 S_1 、 S_4 关断, S_2 、 S_3 导通时,有

$$U_{cm} = 0.5(U_a + U_b) = 0.5(0 + U_{pv}) = 0.5U_{pv} \quad (6)$$

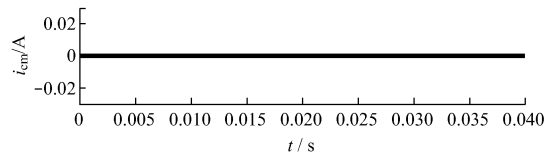
由式(5)、式(6)可知,在开关过程中 $U_{cm} = 0.5U_{pv}$, 所以 U_{cm} 近似为定值,共模电流也近似为零。可见,采用双极性 PWM 调制法来控制单相全桥逆变器能够有效地抑制共模电流,其仿真波形如图 3 所示(其中等效直流电源 $U_{pv} = 400$ V, 开关管频率 $f_{sw} = 5$ kHz)。



(a) 输出电压 U_a 的波形



(b) 共模电压 U_{cm} 的波形



(c) 共模电流 i_{cm} 的波形

图 3 双极性 PWM 调制的单相全桥式拓扑结构仿真波形

从图 3 可看出,因共模电压 U_{cm} 基本为一定值,所以共模电流 i_{cm} 为毫安级;然而,在整个电网周期内 4 个开关管都以较高的开关频率工作,故产生很大的开关损耗,从而限制了光伏并网系统效率(因开关电压为 U_{pv})。目前,采用双极性 PWM 调制法的单相全桥式拓扑结构的最高效率在 95% 左右。

1.2 带交流旁路的全桥式拓扑结构

为了减小单相全桥式拓扑结构的开关损耗, 参考文献 [4] 提出了一种带交流旁路的全桥式拓扑结构, 如图 4 所示。该拓扑结构是在单相全桥式拓扑结构的交流侧增加 2 个由 IGBT 串联二极管组成的续流回路, 这样不仅能够抑制共模电流, 而且使得开关电压降为 $U_{pv}/2$ 。开关管控制顺序: 在电网电流的正半周内, S_1 、 S_4 、 S_5 采用 SPWM 调制法控制, S_2 、 S_3 、 S_6 始终关断; 在负半周内 S_2 、 S_3 、 S_6 采用 SPWM 调制法控制, S_1 、 S_4 、 S_5 始终关断。

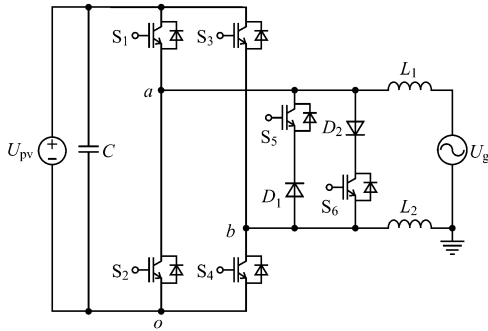


图 4 带交流旁路的全桥式拓扑结构

以正半周为例, 当 S_1 、 S_4 导通, S_5 关断时, 共模电压 U_{cm} 为

$$U_{cm} = 0.5(U_{ao} + U_{bo}) = 0.5(U_{pv} + 0) = 0.5U_{pv} \quad (7)$$

当 S_1 、 S_4 关断, S_5 导通时, 电流经二极管 D_1 和 S_5 续流, 则共模电压 U_{cm} 为

$$U_{cm} = 0.5(U_{ao} + U_{bo}) = 0.5(0.5U_{pv} + 0.5U_{pv}) = 0.5U_{pv} \quad (8)$$

一般 U_{pv} 近似恒定, 则 U_{cm} 始终为一定值。负半周换流过程与此相似。

与双极性调制的单相全桥式拓扑结构相比, 该拓扑结构的开关电压由 U_{pv} 降为 $0.5U_{pv}$, 降低了开关损耗, 从而提高了光伏并网系统效率。该拓扑结构的最高效率可达 98%。

1.3 H₅ 拓扑结构

带交流旁路的全桥式拓扑结构有 6 个开关管, 控制方式和电路都比较复杂。由德国 SMA 公司开发的 H₅ 拓扑结构具有开关数量少、控制简单、效率高特点, 已用于实践当中, 并生产出一系列的光伏并网逆变器。图 5 为 H₅ 拓扑结构^[5], 该拓扑结构是在单相全桥式拓扑结构的直流侧接一个 IGBT 开关管。开关管的控制顺序: S_1 、 S_3 在电网电流的正负半周各自导通, S_4 、 S_5 在正半周以开关频率调制, 而 S_2 、 S_5 在负半周以开关频率调制。与带交流旁路

的全桥式拓扑结构相比, H₅ 拓扑结构减少了一个开关器件, 因此, 其结构简单、开关管损耗较少, 从而提高了光伏并网系统效率。该拓扑结构的最高效率可达 98.1%^[6]。

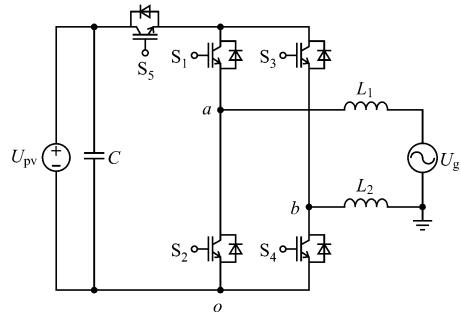


图 5 H₅ 拓扑结构

以电网电流正半周为例, S_1 始终导通, S_4 、 S_5 导通时, 共模电压 U_{cm} 为

$$U_{cm} = 0.5(U_{ao} + U_{bo}) = 0.5(U_{pv} + 0) = 0.5U_{pv} \quad (9)$$

S_4 、 S_5 关断时, 电流经 S_3 的反并联二极管和 S_1 续流, 则共模电压 U_{cm} 为

$$U_{cm} = 0.5(U_{ao} + U_{bo}) = 0.5(0.5U_{pv} + 0.5U_{pv}) = 0.5U_{pv} \quad (10)$$

可见在开关过程中, 共模电压 U_{cm} 恒定, 从而有效抑制了共模电流。负半周的换流过程与此相似。

1.4 二极管钳位式拓扑结构

为了得到更好的直流侧输入电压, 参考文献 [7] ~ [9] 提出了一种二极管钳位式(NPC)拓扑结构, 如图 6 所示。

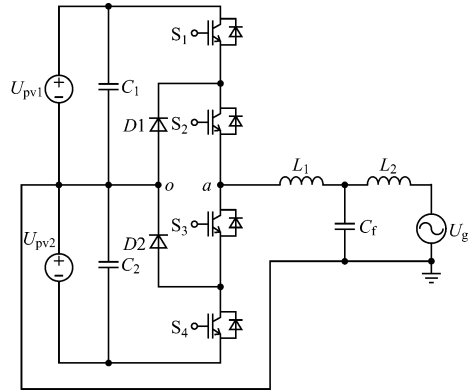


图 6 NPC 拓扑结构

从图 2 可看出 NPC 拓扑结构由 2 个半桥、中点钳位二极管和 2 个并联于直流侧的电容组成。由于存在中点钳位二极管和直流侧电容, 所以该拓扑结构能输出三电平电压, 实现多电平电压输出^[9]。开关管控制顺序: 在电网电流的正半周内, S_1 、 S_3 以开关频率调制, 而 S_2 始终导通, S_4 始终关断; 在负半

周内, S_2 、 S_4 以开关频率调制, 而 S_1 始终关断, S_3 始终导通。在正半周时, 当 S_1 导通、 S_3 关断时, $U_{\omega} = U_{pv1}$; 当 S_1 关断、 S_3 导通时, 由于存在钳位二极管, 所以 U_{ω} 被钳制为零。在负半周时, 当 S_2 关断、 S_4 导通时, $U_{\omega} = -U_{pv2}$; 当 S_2 导通、 S_4 关断时, U_{ω} 被钳位二极管钳制为零。由此可见, NPC 拓扑结构可实现逆变器多电平输出。由于在直流侧并联中点钳位大电容, 所以与其它拓扑结构相比, 该拓扑结构输出电压的波形更好。

2 不同拓扑结构的效率比较

上述几种单相无变压器型光伏并网逆变器拓扑结构的功率损耗主要体现在以下 3 个方面:

(1) 辅助控制电路的损耗。对于不同的拓扑结构, 该部分损耗相同。

(2) 滤波电感上的损耗。滤波电感上的功率损耗与电流及其纹波有关。若功率相同, 则所有拓扑结构的滤波电感电流相等, 而电流纹波则因不同的拓扑结构而存在差异。双极性调制的单相全桥式拓扑结构的电流纹波比其它拓扑结构大。因此, 其滤波电感上的损耗比其它拓扑结构大。

(3) 功率开关管上的损耗。该部分损耗包括通态损耗和开关损耗, 两者均与电压、电流和功率开关管本身的特性有关, 其中开关损耗是主要的损耗部分。在一个开关周期内, 开关次数越多, 开关损耗越大。

表 1 为不同单相无变压器型光伏并网逆变器拓扑结构的性能比较^[1-2]。

表 1 单相无变压器型光伏并网逆变器不同拓扑结构的性能比较

拓扑结构	输入电容 数量/个	开关器件 数量/个	共模电流 /mA	系统效 率/%
双极性调制的单相 全桥式拓扑结构	1	4	< 30	95
带交流旁路的 全桥式拓扑结构	1	6	< 30	98
H ₅ 拓扑结构	1	5	< 30	98.1
NPC 拓扑结构	2	4	< 30	97

从表 1 可看出, 上述 4 种不同的拓扑结构都能有效地抑制共模电流。由于双极性调制的单相全桥式拓扑结构的开关次数最多、开关电压最大, 因此, 其开关损耗最大。增加交流旁路后, 开关电压降低, 开关损耗也随之降低。与带交流旁路的全桥拓扑结

构相比, H₅ 拓扑结构减少了一个开关器件, 因此, 提高了光伏并网系统的效率。由于 NPC 拓扑结构的光伏阵列输出电压的波形比其它拓扑结构好, 且能实现多电平输出, 因此, 该拓扑结构也得到了广泛应用。

3 结语

介绍了单相无变压器型全桥逆变器拓扑结构共模电流的产生机理及由此产生的问题, 分析了几种能够有效抑制共模电流并提高光伏并网系统效率的拓扑结构。通过这几种拓扑结构的功率损耗及系统效率的比较可知, H₅ 拓扑结构具有开关管数量少、结构简单、效率高等优点, 所以得到了广泛的实践应用。

参考文献:

- [1] 沈友朋, 宋平岗. 无变压器光伏并网逆变器的拓扑结构[J]. 大功率交流技术, 2010(6): 26-30, 33.
- [2] 孙林龙, 张兴, 许颇, 等. 单相非隔离型光伏并网逆变器中共模电流抑制的研究[C]//中国电工技术学会电力电子学会十一届学术年会, 2008, 杭州.
- [3] GONZALES R, LOPEZ J, SANCHIS P, et al. Transformerless Inverter for Single-phase Photovoltaic Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 693-697.
- [4] KERKES T, TEODORESCU R, BORUP U. Transformerless Photovoltaic Inverters Connected to the Grid [C]//22nd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, 2007, Anaheim: 1733-1737.
- [5] SMA 公司. H5-Topology: German, DE 10 2004 030 912 B3[P]. 2006-01-19.
- [6] 贺明智, 冯轲. 光伏逆变器——市场、技术和发展趋势[J]. 电力电子, 2008(3): 6-11, 25.
- [7] KJAER S B, PEDERSEN J K, BLAABJERG F. A Review of Single-phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1292-1302.
- [8] CALAIS M, AGELIDIS V G. Multilevel Converters for Single-phase Grid Connected Photovoltaic System-an Overview [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998(10): 224-229.
- [9] GONIALEI R, GUBIA E, LOPEI S, et al. Transformerless Single-phase Multilevel-based Photovoltaic Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(7): 2694-2702.