

无变压器非隔离型光伏并网逆变器漏电流抑制技术

邬伟扬 郭小强

电力电子节能与传动控制河北省重点实验室, 燕山大学电气工程学院, 河北省 秦皇岛市 066004

Email: guoxq@ieec.org

摘要 漏电流抑制是无变压器型光伏并网系统需要解决的关键问题之一。VDE-0126-1-1 标准规定漏电流高于 300mA 时光伏并网系统必须在 0.3s 内从电网中切除。为了解释漏电流的根源, 建立了系统共模电压数学模型, 在此基础上分析了漏电流产生的原因, 探讨了不同调制策略对漏电流的影响, 然后介绍了几种典型的、能够有效抑制漏电流的电路拓扑结构, 并分析了各种拓扑的工作原理和特点。最后对漏电流抑制技术方面的发展趋势做了展望。

关键词 无变压器, 光伏并网逆变器, 漏电流

1. 引言

太阳能发电是能源有效利用的重要手段之一。自从 1954 年第一块实用光伏电池问世以来, 光伏发电技术取得了长足的进步。据国际能源机构 IEA (International Energy Agency) 统计数据^[1], 1992 年至 2008 年之间, 光伏发电系统容量呈逐年递增趋势, 如图 1 所示, 并网型光伏系统增长趋势较快, 是目前广泛采用的发电方式。

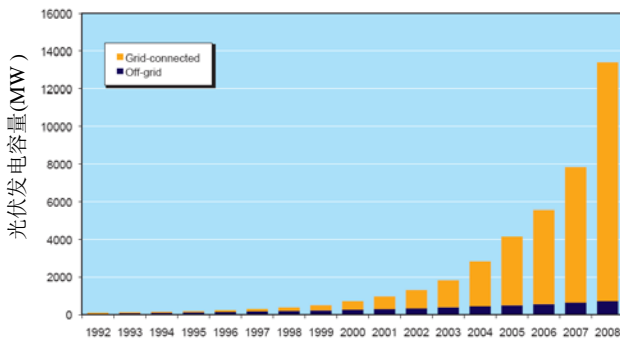


图 1 1992~2008 年光伏发电容量

为了实现光伏系统并网运行, 需要通过电力电子装置进行功率变换。其中, 逆变器作为光伏系统和电网之间的接口, 起着至关重要的作用^[2]。通过逆变器的控制不仅可以保证光伏并网系统高质量地向电网输送功率, 在电网故障时还可以实现有效的孤岛保护。传统的并网逆变器系统输出端一般安装工频隔离变压器, 以实现电压调整和电气隔离。然而, 工频隔离变压器体积大, 成本高, 损耗大, 影响系统整机效率。因此, 无工频隔离变压器的并网逆变器系统成为目前研究热点。图 2 为两种类型光伏逆变器的欧洲效率测试结果, 总体而言无变压器型结构系统效率较高。

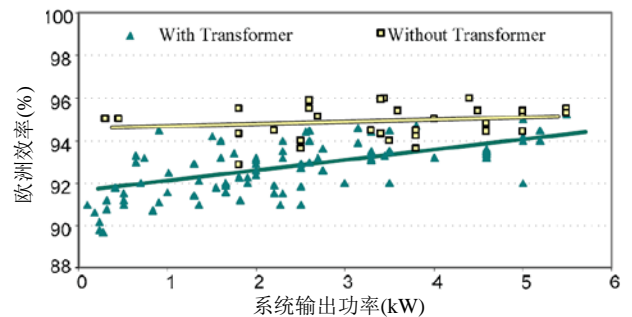


图 2 系统输出功率与欧洲效率

虽然去掉工频变压器可以使光伏并网系统整体效率得到一定改善, 但却带来一些新的问题, 如漏电流^[3]。漏电流的本质为共模电流, 其产生原因是光伏系统和大地之间存在寄生电容, 当寄生电容-光伏系统-电网三者之间形成回路时, 共模电压将在寄生电容上产生共模电流。当光伏系统中安装有工频变压器时, 由于回路中变压器绕组间寄生电容阻抗相对较大, 因此回路中共模电压产生的共模电流可以得到一定抑制。然而在无变压器的光伏系统中, 回路阻抗相对较小, 共模电压将在光伏系统和大地之间的寄生电容上形成较大的共模电流, 即漏电流。

无变压器非隔离型光伏系统中的漏电流会引起并网电流畸变、电磁干扰等问题, 还可能对人身安全构成威胁^[4-5]。德国 VDE-0126-1-1 标准规定, 漏电流高于 300mA 时光伏并网系统必须在 0.3s 内从电网中切除。目前, 漏电流抑制技术已成为光伏并网系统研究中的热点问题。本文首先分析漏电流产生的原因, 然后从调制和拓扑角度对漏电流抑制技术进行分析。最后对无变压器型光伏并网系统漏电流抑制技术的发展趋势做了展望。

2. 漏电流产生原因分析

图 3 为典型的三相无变压器型光伏并网逆变器原理图。其中, E_a, E_b, E_c 和 L_a, L_b, L_c 分别为三相电网电压和并网接口电感, C 为三相桥路输出端和大地之间的寄生电容, L_g 为逆变器和电网之间的接地电感, C_{pv} 为光伏 PV 和大地之间的寄生电容, 其值与外部环境条件、光伏电池板尺寸结构等因素有关, 一般在 50~150nF/kW 左右^[6]。

如上文所述, 漏电流的本质为共模电流。为了揭示漏电流产生的原因, 首先建立系统共模模型如图 4 所示^[6]。其中, 变量 $i = (a, b, c)$, $j = (a, b, c)$ 且 $i \neq j$ 。

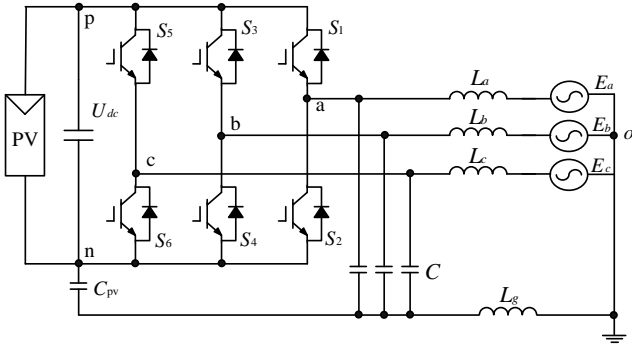


图 3 三相无变压器型光伏并网逆变器

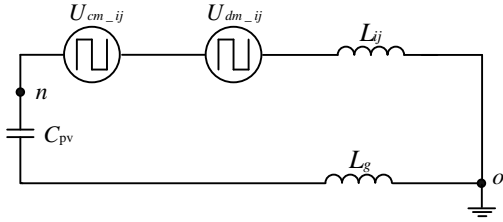


图 4 系统共模模型

$$U_{cm_ij} = \frac{U_{in} + U_{jn}}{2} \quad (1)$$

$$U_{dm_ij} = \frac{(U_{in} - U_{jn})(L_j - L_i)}{2(L_j + L_i)} \quad (2)$$

$$L_{ij} = \frac{L_i L_j}{L_i + L_j} \quad (3)$$

根据上图可得系统总共模电压为:

$$\begin{aligned} U_{tcm} &= \frac{U_{cm_ab} + U_{cm_bc} + U_{cm_ca}}{3} + \frac{U_{dm_ab} + U_{dm_bc} + U_{dm_ca}}{3} \\ &= \frac{U_{an} + U_{bn} + U_{cn}}{3} + \\ &\quad \frac{U_{ab}(L_b - L_a)}{2(L_b + L_a)} + \frac{U_{bc}(L_c - L_b)}{2(L_c + L_b)} + \frac{U_{ca}(L_a - L_c)}{2(L_a + L_c)} \end{aligned} \quad (4)$$

由式(4)可知, 当并网接口电感 L_a, L_b, L_c 三者取值不同时, 差模电压 U_{ab} 、 U_{bc} 和 U_{ca} 也会对总共模电压 U_{tcm} 产生影响, 因此实际应用中需尽量保证电感取值一致。

当并网接口电感相同时, 式(4)可简化为:

$$U_{tcm} = \frac{U_{an} + U_{bn} + U_{cn}}{3} \quad (5)$$

由上图可知, 当 U_{tcm} 为常量(直流)时, 电感被短路, 电容承受电压 U_{tcm} 。根据 $i_{cm} = C_{pv}(dU_{tcm}/dt)$ 可知系统共模电流(漏电流)为 0。表 1 给出三相逆变器开关状态和共模电压 U_{tcm} 的关系。

下面分析不同调制方法对共模电流的影响。传统空间矢量调制 SVM 方法一般可分为连续 SVM 和非连续 SVM^[7]。一般而言, 连续 SVM 在一个开关周期内分配零矢量 U_0 和 U_7 , 而非连续 SVM 在一个开关周期内只分配零矢量 U_0 或者 U_7 。

表 1 三相逆变器开关状态和共模电压关系

	S_a	S_b	S_c	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}	U_{tcm}
U_0	0	0	0	0	0	0	0
U_1	1	0	0	U_{dc}	0	0	$U_{dc}/3$
U_2	1	1	0	U_{dc}	U_{dc}	0	$2U_{dc}/3$
U_3	0	1	0	0	U_{dc}	0	$U_{dc}/3$
U_4	0	1	1	0	U_{dc}	U_{dc}	$2U_{dc}/3$
U_5	0	0	1	0	0	U_{dc}	$U_{dc}/3$
U_6	1	0	1	U_{dc}	0	U_{dc}	$2U_{dc}/3$
U_7	1	1	1	U_{dc}	U_{dc}	U_{dc}	U_{dc}

根据表 1 可知, 上述两种 SVM 产生的共模电压 U_{tcm} 在 $U_{dc}/3$ 、 $2U_{dc}/3$ 、 U_{dc} 或 0 之间变化, 根据 $i_{cm} = C_{pv}(dU_{tcm}/dt)$ 可知系统将产生共模电流, 即漏电流, 其值与寄生电容 C_{pv} 和共模电压变化率 dU_{tcm}/dt 成正比。

为了保证共模电压 U_{tcm} 为常量, 可以根据表 1 选择非零矢量 $U_1-U_3-U_5$ 来合成参考矢量 U ^[8], 如图 5 所示。此时共模电压为常量($U_{dc}/3$)。同理, 选择非零矢量 $U_2-U_4-U_6$ 来合成参考矢量 U 也可以保证共模电压为常量($2U_{dc}/3$)。由于上述两种方法均可保证共模电压 U_{tcm} 恒定, 根据 $i_{cm} = C_{pv}(dU_{tcm}/dt)$ 可知此时共模电流 $i_{cm} = 0$, 从而实现了共模电流(漏电流)的抑制。

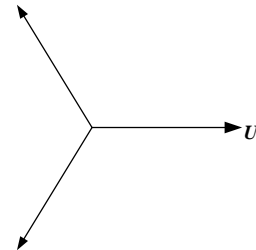


图 5 非零矢量 $U_1-U_3-U_5$ 合成参考矢量 U

下面分析单相系统, 图 6 为典型单相全桥无变压

器型光伏并网逆变器原理图。其中, E 和 L_a, L_b 分别为电网电压和并网接口电感, C_{pv} 为光伏 PV 和大地之间的寄生电容, C 为单相桥路输出端和大地间的寄生电容, L_g 为逆变器和电网间的接地电感。单相系统共模模型如图 7 所示。其中,

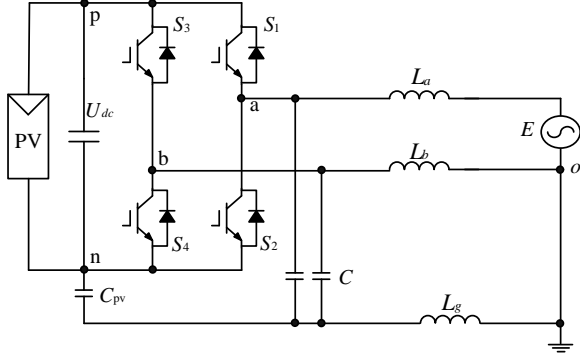


图 6 单相无变压器型光伏并网逆变器

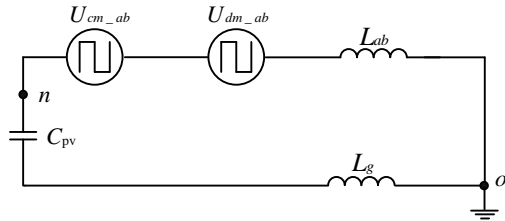


图 7 单相系统共模模型

$$U_{dm_ab} = \frac{(U_{an} - U_{bn})(L_a - L_b)}{2(L_a + L_b)} \quad (6)$$

$$L_{ab} = \frac{L_a L_b}{L_a + L_b} \quad (7)$$

根据图 7 可得系统总共模电压为:

$$U_{tcm} = U_{cm_ab} + U_{dm_ab} = \frac{U_{an} + U_{bn}}{2} + \frac{U_{ab}(L_a - L_b)}{2(L_a + L_b)} \quad (8)$$

由式(8)可知, 当并网接口电感 L_a, L_b 两者取值不同时, 差模电压 U_{ab} 会对总共模电压 U_{tcm} 产生影响。另一方面, 当并网接口电感 L_a, L_b 两者取值相同时, 式(8)可简化为:

$$U_{tcm} = \frac{U_{an} + U_{bn}}{2} \quad (9)$$

表 2 给出此时单相逆变器开关状态和共模电压 U_{tcm} 的关系。下面分析调制方法对共模电流的影响。

表 2 三相逆变器开关状态和共模电压关系

	S_a	S_b	U_{an}	U_{bn}	U_{tcm}	Bipolar	Unipolar
U_0	0	0	0	0	0		
U_1	1	0	U_{dc}	0	$U_{dc}/2$		
U_2	0	1	0	U_{dc}	$U_{dc}/2$		
U_3	1	1	U_{dc}	U_{dc}	U_{dc}		

单相全桥逆变器 PWM 调制一般可分为双极性 Bipolar 调制和单极性 Unipolar 调制。如表 2 所示, 双

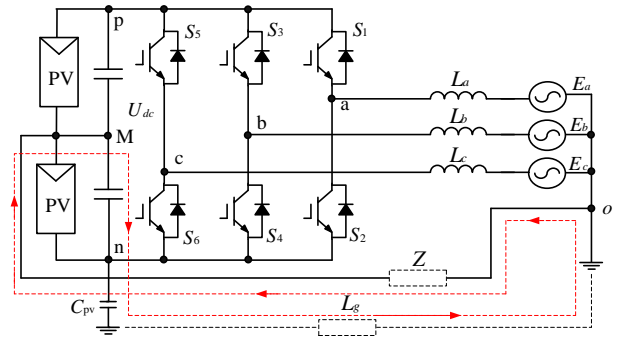
极性调制采用非零矢量 U_1 和 U_2 , 共模电压为常量 ($U_{dc}/2$); 单极性调制中含有零矢量 U_0 和 U_3 , 使得共模电压在 $U_{dc}/2, U_{dc}$ 和 0 之间变化。因此, 根据 $i_{cm} = C_{pv}(dU_{tcm}/dt)$ 可知单极性调制时共模电流不为 0, 而双极性调制时共模电流 $i_{cm} = 0$, 可以实现共模电流(漏电流)的抑制。

由上述分析可知, 对于传统单/三相无变压器型光伏并网逆变器拓扑, 共模电流(漏电流)有效抑制的两个基本条件为: (1) 各桥臂电感值选取一致; (2) 采用非零矢量合成参考矢量, 使得共模电压保持恒定。

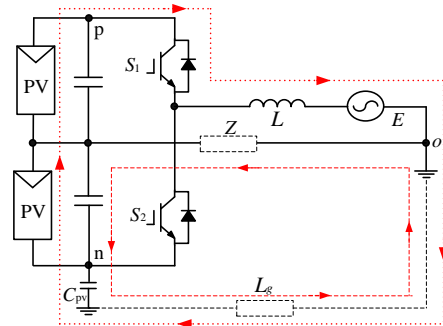
3. 拓扑对漏电流的影响

由上节分析可知, 通过非零矢量调制技术可以有效地抑制漏电流, 然而此类方法具有不足之处, 如三相系统中采用非零矢量 $U_1-U_3-U_5$ 合成参考矢量虽然能够有效抑制漏电流, 但是此种调制方法直流电压利用率比传统 SVM 低。另一方面, 单相系统中采用非零矢量的双极性调制可以抑制漏电流, 但输出电压纹波和开关损耗比单极性调制大, 从而导致滤波电感大、系统效率低。

为了解决上述方案的不足, 国内外专家学者开始研究更为有效的漏电流抑制解决方案。其中一种简单有效的方法是将光伏阵列直流侧中点、网侧中点与大地三者连接^[6], 如图 8 所示。



(a) 三相



(b) 单相

图 8 直流侧/网侧中点接地拓扑

由图 8 可知, 根据基尔霍夫电压定理, 忽略大地之间阻抗 L_g 和直流侧/交流侧中点之间阻抗 Z , 光伏阵

列直流侧/交流侧中点与大地连接可以使得寄生电容两端电压为常量($-U_{dc}/2$), 根据上节分析可知系统漏电流为 0。

实际应用中, 杂散参数影响使得 Z 和 L_g 不为 0。如图 8b 所示, 由于阻抗 L_g 和 Z 两端电压高频分量受开关 S_1 影响而变化, 使得电容 C_{pv} 两端电压中同样含有高频分量, 从而导致系统漏电流不为 0。因此, 工程应用中应尽量减小阻抗 L_g 和 Z 。上述方法还可扩展至多电平拓扑, 如图 9 所示。

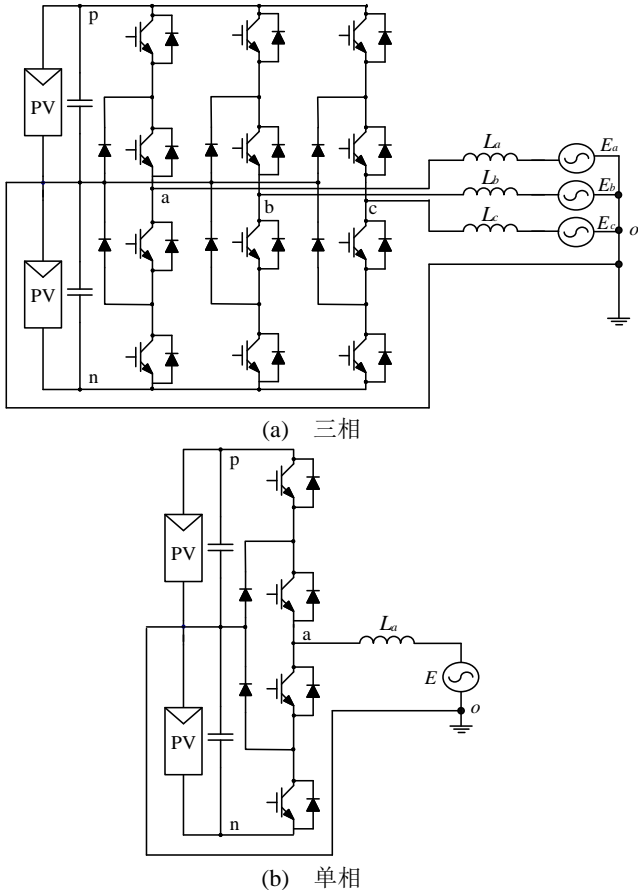


图 9 直流侧/网侧中点接地多电平拓扑

第二类解决方案是采用改进的拓扑形式, 比如从单相全桥拓扑演变出的改进拓扑, 此类拓扑主要特点有: (1)桥路输出电压纹波小(类似单极性调制); (2)系统共模电压为常量(无漏电流)。上述特点一般通过辅助电路实现类似单极性调制中的**零矢量**, 从而解决双极性调制输出电压纹波大的问题, 同时将直流侧和交流侧隔离, 使得零矢量作用期间系统共模电压保持恒定。此类拓扑一般可分为 2 类: 直流旁路拓扑和交流旁路拓扑。

图 10a 为 H5 直流旁路拓扑^[9], 其工作原理如下: 正半周期内(P), 开关 S_1 始终导通, S_4 和 S_5 以开关频率调制。当 S_4 和 S_5 导通时, U_{an} 和 U_{bn} 电压分别为 U_{dc}

和 0, 此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$; 当 S_4 和 S_5 关断时, 电流经 S_1 、 S_3 反并联二极管续流, U_{an} 和 U_{bn} 电压均 $U_{dc}/2$, 此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ 。

另一方面, 负半周期内(N), 开关 S_3 始终导通, S_2 和 S_5 以开关频率调制。当 S_2 和 S_5 导通时, U_{an} 和 U_{bn} 电压分别为 0 和 U_{dc} , 此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$; 当 S_2 和 S_5 关断时, 电流经 S_3 、 S_1 反并联二极管续流, U_{an} 和 U_{bn} 电压均 $U_{dc}/2$, 此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ 。表 3 列出 H5 直流旁路拓扑开关状态与共模电压的关系。很明显, 该拓扑整个周期内共模电压保持恒定为 $U_{dc}/2$, 因此漏电流可以得到有效抑制。

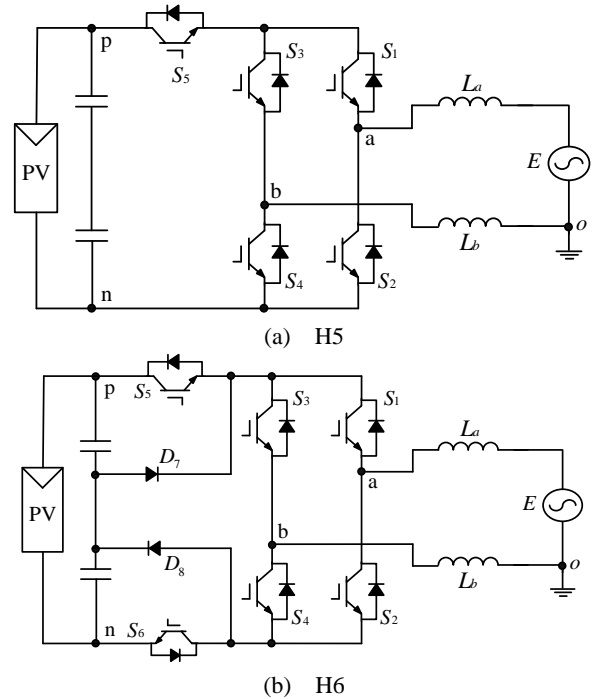


图 10 直流旁路拓扑

表 3 H5 拓扑开关状态和共模电压关系

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	U_{an}	U_{bn}	U_{cm}	
1	0	0	1	1	U_{dc}	0	$U_{dc}/2$	P
1	0	0	0	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	
0	1	1	0	1	0	U_{dc}	$U_{dc}/2$	N
0	0	1	0	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	

图 10b 为 H6 直流旁路拓扑^[10], 其工作原理如下: 正半周期内(P), 开关 S_1 和 S_4 始终导通, S_5 、 S_6 和 S_2 、 S_3 交替导通。当 S_5 、 S_6 导通, S_2 、 S_3 关断时, U_{an} 和 U_{bn} 电压分别为 U_{dc} 和 0, 此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$; 当 S_2 、 S_3 导通, S_5 、 S_6 关断时, 电流续流路径有 2 条: (1) S_1 、 S_3 反并联二极管, (2) S_4 、 S_2 反并联二极管。二极管 D_7 和 D_8 将电压 U_{an} 和 U_{bn} 钳位至 $U_{dc}/2$, 此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ 。

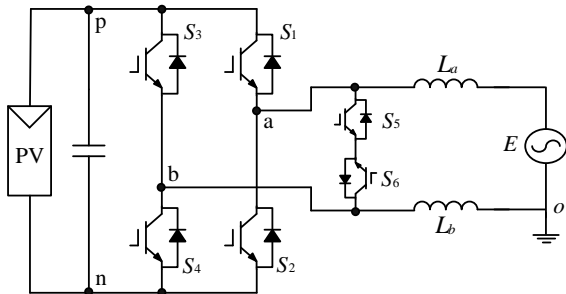
另一方面，负半周期内(N)，开关 S_2 和 S_3 始终导通， S_5 、 S_6 和 S_1 、 S_4 交替导通。当 S_5 、 S_6 导通， S_1 、 S_4 关断时， U_{an} 和 U_{bn} 电压分别为 0 和 U_{dc} ，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ ；当 S_1 、 S_4 导通， S_5 、 S_6 关断时，电流续流路径有 2 条：(1) S_3 、 S_1 反并联二极管，(2) S_2 、 S_4 反并联二极管。二极管 D_7 和 D_8 将电压 U_{an} 和 U_{bn} 钳位至 $U_{dc}/2$ ，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ 。表 4 列出此种直流旁路拓扑开关状态与共模电压的关系，可以看出，该拓扑整个周期内共模电压保持恒定为 $U_{dc}/2$ 。因此漏电流可以得到有效抑制。

表 4 H6 拓扑开关状态和共模电压关系

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	U_{an}	U_{bn}	U_{cm}	
1	0	0	1	1	1	U_{dc}	0	$U_{dc}/2$	P
1	1	1	1	0	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	
0	1	1	0	1	1	0	U_{dc}	$U_{dc}/2$	N
1	1	1	1	0	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	

下面介绍交流旁路拓扑。图 11a 为 HERIC 交流旁路拓扑^[11]，其工作原理如下：正半周期内(P)，开关 S_5 始终关断而 S_6 始终导通、 S_1 和 S_4 以开关频率调制。当 S_1 和 S_4 导通时， U_{an} 和 U_{bn} 电压分别为 U_{dc} 和 0，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ ；当 S_1 和 S_4 关断时，电流经 S_6 、 S_5 反并联二极管续流， U_{an} 和 U_{bn} 电压均 $U_{dc}/2$ ，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ 。

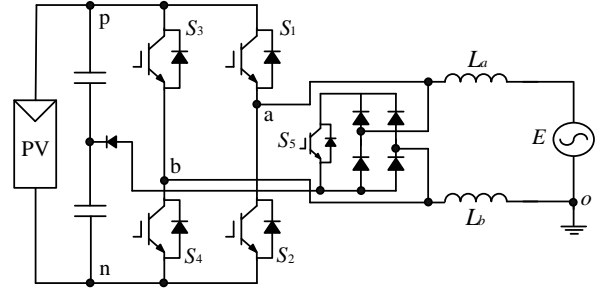
另一方面，负半周期内(N)，开关 S_6 始终关断而 S_5 始终导通、 S_2 和 S_3 以开关频率调制。当 S_2 和 S_3 导通时， U_{an} 和 U_{bn} 电压分别为 U_{dc} 和 0，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ ；当 S_2 和 S_3 关断时，电流经 S_5 、 S_6 反并联二极管续流， U_{an} 和 U_{bn} 电压均 $U_{dc}/2$ ，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ 。表 5 列出 HERIC 拓扑开关状态与共模电压的关系，可以看出，该拓扑整个周期内共模电压保持恒定为 $U_{dc}/2$ ，因此漏电流可以得到有效抑制。



(a) HERIC

表 5 HERIC 拓扑开关状态和共模电压关系

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	U_{an}	U_{bn}	U_{cm}	
1	0	0	1	0	1	U_{dc}	0	$U_{dc}/2$	P
0	0	0	0	0	1	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	
0	1	1	0	1	0	0	U_{dc}	$U_{dc}/2$	N
0	0	0	0	1	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	



(b) HB-ZVR

图 11 交流旁路拓扑

图 11b 为 HB-ZVR 交流旁路拓扑^[12]，其工作原理如下：正半周期内(P)， S_1 、 S_4 和 S_5 交替导通。当 S_1 和 S_4 导通， S_5 关断时， U_{an} 和 U_{bn} 电压分别为 U_{dc} 和 0，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ ；当 S_1 和 S_4 关断， S_5 导通时，电流经 S_5 和整流桥续流， U_{an} 和 U_{bn} 电压均 $U_{dc}/2$ ，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ 。

另一方面，负半周期内(N)， S_2 、 S_3 和 S_5 交替导通。当 S_2 和 S_3 导通， S_5 关断时， U_{an} 和 U_{bn} 电压分别为 0 和 U_{dc} ，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ ；当 S_2 和 S_3 关断， S_5 导通时，电流经 S_5 和整流桥续流， U_{an} 和 U_{bn} 电压均 $U_{dc}/2$ ，此时共模电压 $U_{cm} = U_{dc}/2$ 。表 6 列出 HB-ZVR 拓扑开关状态与共模电压的关系，很明显，该拓扑整个周期内共模电压保持恒定为 $U_{dc}/2$ ，因此漏电流可以得到有效抑制。

表 6 HB-ZVR 拓扑开关状态和共模电压关系

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	U_{an}	U_{bn}	U_{cm}	
1	0	0	1	0	U_{dc}	0	$U_{dc}/2$	P
0	0	0	0	1	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	
0	1	1	0	0	0	U_{dc}	$U_{dc}/2$	N
0	0	0	0	1	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	

上述四种拓扑均可以实现漏电流抑制，目前部分拓扑已成功应用于商业产品，如德国 SMA 公司的 Sunny Mini Central 系列和 SunnyBoy TL 系列的光伏并网逆变器采用 H5 拓扑，德国 Sunways 公司生产的 NT 系列的光伏并网逆变器采用 HERIC 拓扑。

从系统效率来看，上述四种拓扑最大效率均可达到 96% 以上。从半导体器件数量来看，H5 拓扑所需开关最少。从有功/无功控制来看，H5 拓扑和 HERIC 拓扑控制无功时需要开关调制策略做相应地改进，而 HB-ZVR 拓扑可以较为方便地运行于非单位功率因数模式，但 HB-ZVR 拓扑所用半导体器件较多，因此系统效率比 H5 拓扑和 HERIC 拓扑略低。

4 结论及发展趋势

本文分析了无变压器非隔离型光伏并网逆变器漏电流产生的原因, 分别从调制和拓扑角度探讨了漏电流的抑制技术, 得出如下结论:

漏电流 $i_{cm} = C_{pv}(dU_{icm}/dt)$ 产生的主要原因在于无变压器型光伏并网系统和大地之间的寄生电容 C_{pv} 两端总模电压变化率较大。为了有效抑制漏电流,

基本目标是减小电容 C_{pv} 总模电压变化率。

对于传统单相/三相拓扑(如图 3、图 6), 需要满足以下 2 个基本条件:(1) 各桥臂电感值选取尽量保持一致, 减小差模电压对漏电流的影响;(2) 采用非零矢量合成参考矢量, 保证共模电压恒定。

对于直流侧中点接地的单相/三相半桥拓扑(如图 8、图 9), 应尽量减小大地之间阻抗 L_g 和直流侧/交流侧中点之间阻抗 Z 。

对于从单相全桥拓扑, 可以通过加入辅助电路实现类似单极性调制中的零矢量, 从而解决双极性调制输出电压纹波大的问题, 同时将直流侧和交流侧隔离, 使得零矢量作用期间系统共模电压恒定。

通过上述对无变压器非隔离型光伏并网逆变器漏电流抑制技术的分析, 并结合国内外光伏发电技术的发展现状, 预测今后漏电流抑制技术的研究将针对以下几方面开展:

(1) 拓扑方面: 目前单相拓扑方面的研究相对较多, 系统效率也较高(最高可达 98% 以上), 因此基本上没有太大的突破, 但可以从减小开关数量、系统效率优化或有功无功灵活控制方面入手开展研究。另一方面, 三相拓扑和多电平拓扑研究相对较少, 目前研究主要围绕图 3、图 8a 和图 9 中的几种拓扑。因此新颖的、能够有效抑制漏电流的三相拓扑和多电平拓扑是今后研究方向之一。

(2) 调制方面: 单相拓扑调制中只有 4 个开关矢量, 调制较为简单, 技术已较为成熟。三相拓扑和多电平拓扑中开关矢量较多, 调制相对较为复杂, 虽然非零矢量调制技术可以抑制漏电流, 但如何提高此类调制技术电压利用率有待进一步研究。

(3) 漏电流产生的主要原因在于寄生电容 C_{pv} 总模电压变化率较大, 究其根源是系统开关频率较高(一般 $>10\text{kHz}$)。如果能降低开关频率, 使得系统工作在低频、甚至工频^[13-14], 漏电流将得到很好的抑制。因此, 低频功率变换将是有效抑制漏电流的解决方案之一。

- [1] Trends in Photovoltaic Applications: Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2008[R]. Report IEA-PVPS T1-18:2009.
- [2] Kjaer S B, Pedersen J K, Blaabjerg F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules[J]. IEEE Trans. Industry Applications, 2005, 41(5): 1292-1306.
- [3] E. Gubía, P. Sanchis, A. Ursúa, et al. Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems[J]. Progress in Photovoltaics: Research and Applications, 2007, 15(17): 629-650.
- [4] R. Araneo, S. Lammens, M. Grossi, et al. EMC issues in high-power grid-connected photovoltaic plants[J]. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, 2009, 51(3): 639-648.
- [5] J. C. Hernández, P. G. Vidal, A. Medina. Characterization of the insulation and leakage currents of PV generators: Relevance for human safety[J]. Renewable Energy, 2010, 35(3): 593-601.
- [6] T. Kerekes, R. Teodorescu, M. Liserre, et al. Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies [J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2009, 24(9): 2202-2211.
- [7] K. Zhou, D. Wang. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis [J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 2002, 49(1): 186-196.
- [8] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, et al. Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives[J]. IEEE Trans. Industrial Applications, 1999, 35(2): 469-476.
- [9] M. Victor, F. Greizer, S. Bremicker, et al. Method of converting a direct current voltage from a source of direct current voltage, more specially from a photovoltaic source of direct current voltage, into alternating current voltage[P]. Patent US 7 411 802 B2, 2005.
- [10] R. González, J. López, P. Sanchis, et al. Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2007, 22(2): 693-697.
- [11] H. Schmidt, C. Siedle, J. Ketterer. DC/AC converter to convert direct electric voltage into alternating voltage or into alternating current[P]. Patent US7046534 B2, 2004.
- [12] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodriguez, et al. A new high-efficiency single-phase transformerless PV inverter topology[J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 2010.
- [13] D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos. Multifunctional grid-connected multimodule power converters capable of operating in single-pulse and PWM switching modes[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2008, 23(3): 1228-1238.
- [14] G. M. Martins, J. A. Pomilio, S. Buso, et al. Three-phase low frequency commutation inverter for renewable energy systems [J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1522-1528.