

一种十开关低漏电流三相逆变器的研究

马海啸, 陈泽峰

(南京邮电大学自动化学院、人工智能学院, 江苏 南京 210023)

摘要:为了解决非隔离光伏发电系统的共模漏电流问题,本文提出一种十开关非隔离逆变器拓扑(H10 拓扑)。该拓扑在传统三相桥式逆变器的基础上增加了正直流母线隔离开关和负直流母线隔离开关,来实现逆变器交流侧与直流侧的隔离,从而增加漏电流流通回路阻抗。并且在逆变器直流侧引入 3 个钳位电容,使输入电压分为 0、1/3、2/3 和 1 四个电位点,并在 1/3 和 2/3 电位点加入两个钳位开关,使逆变器共模电压可钳位于直流输入电压的 1/3 或 2/3,从而减少共模电压的脉动,降低系统漏电流。并且利用共模电压和开关状态构造此逆变器的逻辑控制信号。设计了一台三相 600W 原理样机,通过仿真和实验验证了理论分析的正确性。

关键词: 光伏发电; 非隔离逆变器; 共模电压; 漏电流; 开关状态

DOI: 10.12067/ATEEE1907004 **文章编号:** 1003-3076(2020)06-0026-08 **中图分类号:** TM711

1 引言

目前,诸多国家和地区已将光伏发电作为能源战略调整的重要途径。为了确保人身和设备安全,德国 VDE 0126-1-1 标准对光伏(Photovoltaic, PV)系统中共模电流(漏电流)有严格的标准,规定光伏系统漏电流不得高于 300mA,否则就要停止工作^[1,2]。

为了抑制漏电流,国内外一般采用以下两种方案:一是非隔离逆变器+工频变压器接入电网;二是用带高频变压器的逆变器接入电网。方案一中由于接入变压器导致逆变系统存在重量高、体积大、成本高、效率低等问题。方案二中虽然使逆变器重量、体积和成本降低,但是功率变换被分成数级致使效率问题没有得到有效的改善^[3-6]。因此,为了更好地抑制漏电流,国内外专家提出的非隔离光伏逆变器成为了研究的热点^[7-15]。

针对非隔离三相逆变器漏电流抑制问题,国内外学者做了一定研究。文献[16]提出一种具有 7 个开关管的 H7 型三相逆变器,由于该拓扑的负直流母线一直处于导通状态,为漏电流的流通提供了可能存在的路径,因此漏电流抑制效果不佳。文献[17]提出一种 FB10 三相非隔离逆变器,该逆变器

虽然实现了漏电流的抑制,但是电路拓扑中需要两个独立的输入,电路结构和控制较为复杂。文献[18]提出一种三相四桥臂逆变器,由于此逆变器的共模电压与第四桥臂通断有关,而第四桥臂开关管控制复杂并且工作状态的选择较为严格,这些都使得控制复杂,实际应用中较难。

本文提出一种新的十开关非隔离光伏逆变器拓扑(H10),结合合理控制可使得逆变器的共模电压在所有工作模式下,均被钳位至直流输入电压的 1/3 或 2/3,改善了逆变器的共模特性,从而抑制了共模漏电流,确保了在使用时的人身和设备安全。

2 十开关钳位型三相逆变器

2.1 拓扑结构与工作原理

本文提出的十开关钳位型三相逆变器的主电路拓扑如图 1 所示。该拓扑在传统三相桥式逆变器的直流母线正、负端对称加入了两个隔离开关 S_7 和 S_8 ;在逆变器的直流输入侧加入三个等值分压电容 C_{dc1} 、 C_{dc2} 、 C_{dc3} ;其次在逆变器直流输入电压的 2/3 电位点和逆变桥上三管共漏极点之间加入钳位开关 S_9 ,在逆变器直流输入电压的 1/3 电位点与逆变桥下三管共源极点之间加入钳位开关管 S_{10} 。

收稿日期: 2019-07-05

基金项目: 南京邮电大学科研项目(NY215128;NY217064)

作者简介: 马海啸(1980-),男,江苏籍,副教授,博士,研究方向为电力电子与电力传动;
陈泽峰(1993-),男,江苏籍,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

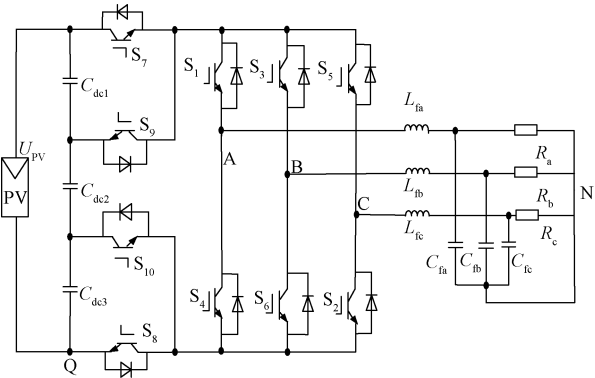


图1 十开关钳位型三相逆变器拓扑
Fig.1 Topology proposed

定义此逆变器的共模电压为：

$$u_{cm} = (u_{AQ} + u_{BQ} + u_{CQ})/3 \tag{1}$$

式中， u_{AQ} 、 u_{BQ} 、 u_{CQ} 分别为A、B、C三点相对Q点的电压。

定义逆变器的开关状态：桥臂开关管 $S_1 \sim S_6$ ，“1”表示上桥臂开关管 S_1 、 S_3 和 S_5 导通，“0”表示下桥臂开关管 S_4 、 S_6 和 S_2 导通；隔离开关管 S_7 和 S_8 ，“1”表示都导通，“0”表示都关断；钳位开关管 S_9 和 S_{10} ，“1”表示上钳位开关管 S_9 导通、下钳位开关管 S_{10} 关断，“0”表示上钳位开关管 S_9 关断、下钳位开关管 S_{10} 开通，“Z”表示上下两个钳位开关管 S_9 和 S_{10} 都关断。开关状态和共模电压的关系见表1。

表1 开关状态与共模电压

Tab.1 Switching states and common mode voltage				
开关状态	u_{AQ}	u_{BQ}	u_{CQ}	u_{cm}
$M_1(1001Z)$	U_{PV}	0	0	$U_{PV}/3$
$M_2(1101Z)$	U_{PV}	U_{PV}	0	$2U_{PV}/3$
$M_3(0101Z)$	0	U_{PV}	0	$U_{PV}/3$
$M_4(0111Z)$	0	U_{PV}	U_{PV}	$2U_{PV}/3$
$M_5(0011Z)$	0	0	U_{PV}	$U_{PV}/3$
$M_6(1011Z)$	U_{PV}	0	U_{PV}	$2U_{PV}/3$
$M_7(11101)$	$2U_{PV}/3$	$2U_{PV}/3$	$2U_{PV}/3$	$2U_{PV}/3$
$M_8(00000)$	$U_{PV}/3$	$U_{PV}/3$	$U_{PV}/3$	$U_{PV}/3$

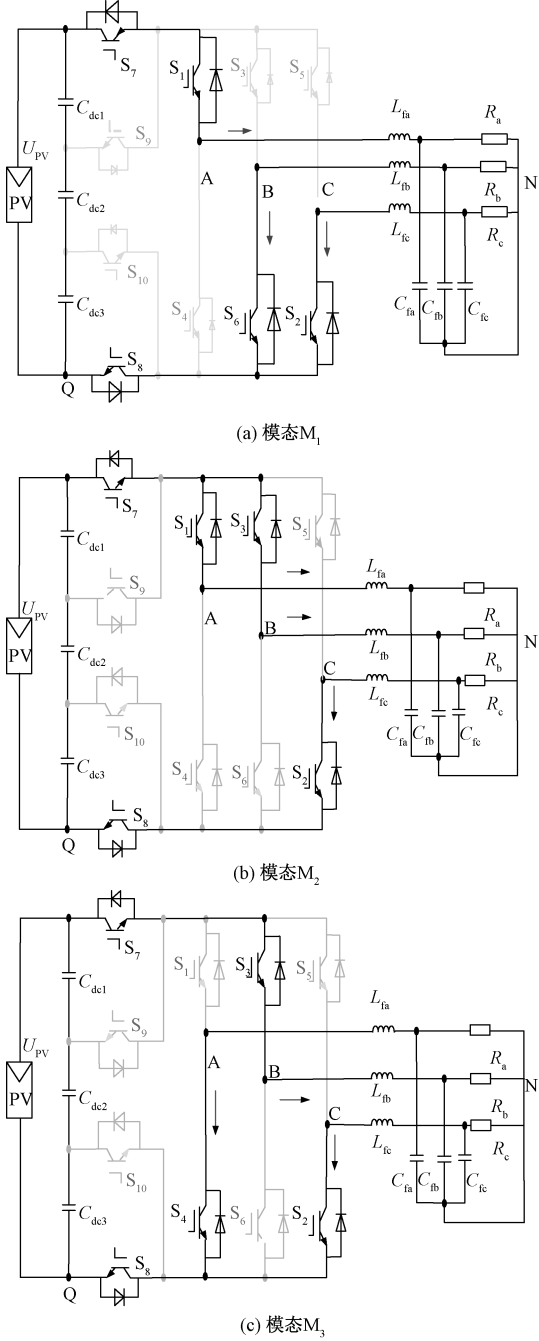
开关状态 $M_1 \sim M_6$ 为传统工作状态。以开关状态 $M_1(1001Z)$ 为例，A相上桥臂 S_1 导通，下桥臂 S_4 关断，B、C两相上桥臂 S_3 和 S_5 关断，下桥臂 S_6 和 S_2 导通；隔离开关管 S_7 和 S_8 导通，钳位开关管 S_9 和 S_{10} 关断。此时 $u_{AQ} = U_{PV}$ ， $u_{BQ} = u_{CQ} = 0$ 。共模电压为 $u_{cm} = U_{PV}/3$ 。

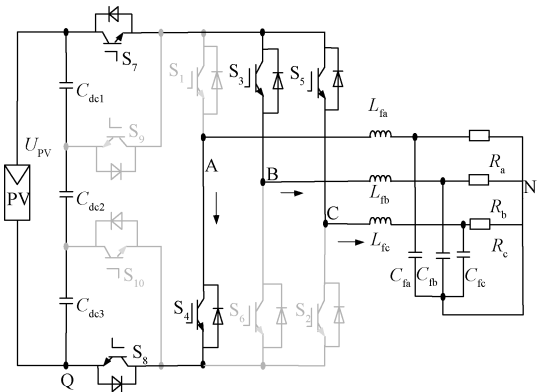
开关状态为 M_7 和 M_8 时，应进行上下钳位开关管的选通。当开关状态为 M_7 时，该状态的前一状

态是上桥臂两个开关管导通，如 M_2 、 M_4 或 M_6 ，此三种状态的共模电压都为 $2U_{PV}/3$ 。因此应该选通上钳位开关管 S_9 ，此时 $u_{AQ} = u_{BQ} = u_{CQ} = 2U_{PV}/3$ 。故共模电压为 $u_{cm} = 2U_{PV}/3$ ，与前一状态相同。

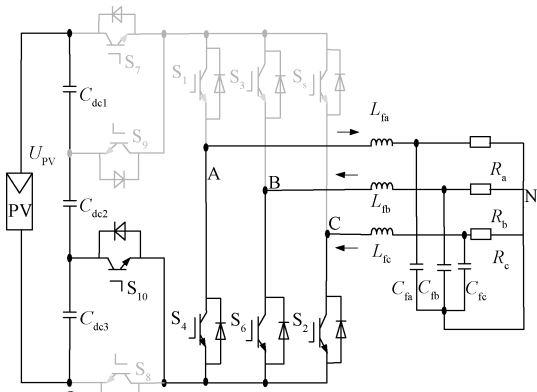
当开关状态为 M_8 时，该状态的前一状态是下桥臂两个开关管导通，如 M_1 、 M_3 或 M_5 ，此三种状态的共模电压都为 $U_{PV}/3$ 。因此应该选通下钳位开关管 S_{10} ，此时 $u_{AQ} = u_{BQ} = u_{CQ} = U_{PV}/3$ 。故共模电压 $u_{cm} = U_{PV}/3$ ，与前一状态相同。

对应各模态等效电路如图2所示。

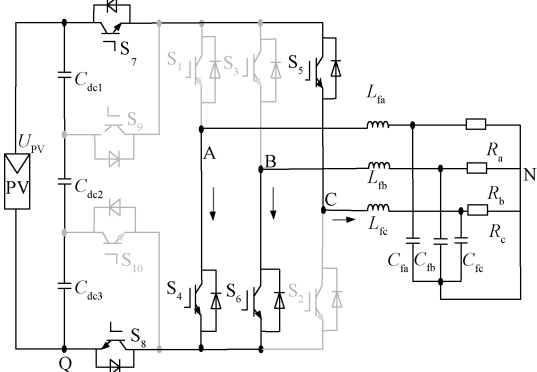




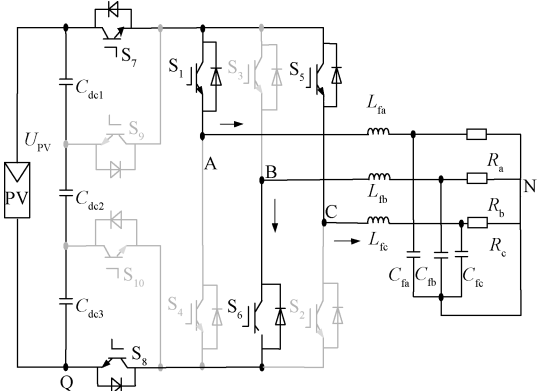
(d) 模式M₄



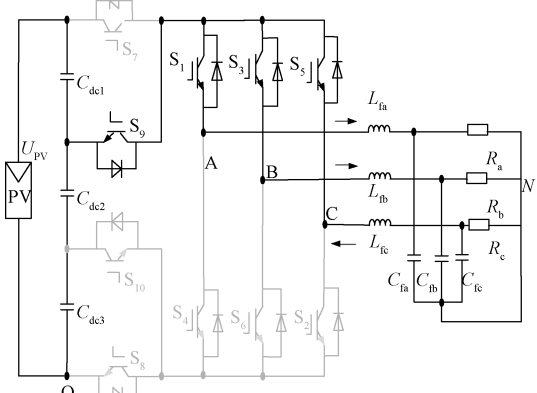
(h) 模式M₈



(e) 模式M₅



(f) 模式M₆



(g) 模式M₇

图 2 各模式等效电路

Fig.2 Modal equivalent circuit diagram

由表 1 可知,此逆变器共模电压幅值最大为 $2U_{PV}/3$,最小为 $U_{PV}/3$ 。与传统三相逆变器以及 H8 逆变器相比,所提出的新型逆变器共模电压幅值变化范围减小,有利于减小漏电流。

2.2 调制策略

通过分析表 1 系统开关状态和共模电压两者的对应关系,提出一种新的调制策略,如图 3 所示。图 3 中,选取三相互差 120° 的正弦波作为调制信号 u_{ra} 、 u_{rb} 和 u_{rc} ,将其与三角载波 u_c 交截。当调制信号波大于三角载波时输出的预处理信号为 1,当调制信号波小于三角载波时输出预处理信号为 0。输入信号 X、Y、Z 经过数字逻辑式(2)后得到输出信号用来控制开关管 $S_1 \sim S_{10}$ 。输入信号 X、Y、Z 和输出控制信号 $S_1 \sim S_{10}$ 对应关系见表 2,“1”表示开关管导通,“0”表示开关管关断。

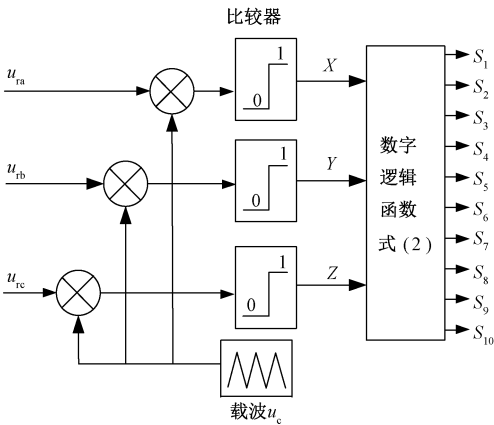


图 3 提出的调制策略

Fig.3 Proposed modulation strategy

表 2 逻辑状态关系

Tab.2 Logic states

开关状态	$S_1 \sim S_6$	S_7, S_8	S_9	S_{10}	XYZ
M_1	110001	11	0	0	100
M_2	111000	11	0	0	110
M_3	011100	11	0	0	010
M_4	001110	11	0	0	011
M_5	000111	11	0	0	001
M_6	100011	11	0	0	101
M_7	101010	00	1	0	111
M_8	010101	00	0	1	000

$$\begin{cases} S_1 = X + XYZ, S_2 = \bar{Z} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} \\ S_3 = Y + XYZ, S_4 = \bar{X} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} \\ S_5 = Z + XYZ, S_6 = \bar{Y} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} \\ S_7 = S_8 = (X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) \\ S_9 = XYZ(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) \\ S_{10} = \bar{X}\bar{Y}\bar{Z}(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) \end{cases} \quad (2)$$

以输入信号 100 为例,输出控制信号如式(3)所示。共模电压为 $U_{pv}/3$ 。

$$\begin{cases} S_1 = X + XYZ = 1, S_2 = \bar{Z} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 1 \\ S_3 = Y + XYZ = 0, S_4 = \bar{X} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 0 \\ S_5 = Z + XYZ = 0, S_6 = \bar{Y} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 1 \\ S_7 = S_8 = (X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 1 \\ S_9 = XYZ(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 0 \\ S_{10} = \bar{X}\bar{Y}\bar{Z}(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 0 \end{cases} \quad (3)$$

当输入信号为 110 时,输出信号如式(4)所示。共模电压为 $2U_{pv}/3$ 。

$$\begin{cases} S_1 = X + XYZ = 1, S_2 = \bar{Z} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 1 \\ S_3 = Y + XYZ = 1, S_4 = \bar{X} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 0 \\ S_5 = Z + XYZ = 0, S_6 = \bar{Y} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 0 \\ S_7 = S_8 = (X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 1 \\ S_9 = XYZ(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 0 \\ S_{10} = \bar{X}\bar{Y}\bar{Z}(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

当进入续流模态时,此时输入信号为 111,输出

信号如式(5)所示。共模电压为 $2U_{pv}/3$ 。

$$\begin{cases} S_1 = X + XYZ = 1, S_2 = \bar{Z} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 0 \\ S_3 = Y + XYZ = 1, S_4 = \bar{X} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 0 \\ S_5 = Z + XYZ = 1, S_6 = \bar{Y} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 0 \\ S_7 = S_8 = (X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 0 \\ S_9 = XYZ(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 1 \\ S_{10} = \bar{X}\bar{Y}\bar{Z}(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 0 \end{cases} \quad (5)$$

当进入续流模态时,此时输入信号为 000,输出信号如式(6)所示。共模电压为 $U_{pv}/3$ 。

$$\begin{cases} S_1 = X + XYZ = 0, S_2 = \bar{Z} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 1 \\ S_3 = Y + XYZ = 0, S_4 = \bar{X} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 1 \\ S_5 = Z + XYZ = 0, S_6 = \bar{Y} + \bar{X}\bar{Y}\bar{Z} = 1 \\ S_7 = S_8 = (X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 0 \\ S_9 = XYZ(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 0 \\ S_{10} = \bar{X}\bar{Y}\bar{Z}(X + Y + Z)(\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}) = 1 \end{cases} \quad (6)$$

综上,本文提出的调制策略可以减小共模电压的幅值变化,从而降低漏电流。

2.3 仿真波形

使用 Saber 软件对此十开关三相逆变器和传统三相非隔离逆变器进行仿真比较。具体参数见表 3。

表 3 仿真参数

Tab.3 Simulation parameters

参数	数值
输入电压 U_{pv}/V	360~400
单相输出电压有效值/V	110
输出频率/Hz	50
单相额定功率/W	200
分压电容 $C_{dc1}, C_{dc2}, C_{dc3}/\mu F$	250
对地电容 $C_1, C_2/nF$	100
滤波电容 $C_{fa}, C_{fb}, C_{fc}/\mu F$	2
滤波电感 $L_a, L_b, L_c/mH$	5
开关频率/kHz	40

LC 滤波器参数的选取以滤除谐波为主要设计依据,由于主要的谐波频率在开关频率 40kHz 附近,一般选取滤波器的截止频率 f_c 为开关频率的 1/10~1/20,所以选取本文 LC 滤波器的截止频率为

3kHz,可以有效滤除主要的谐波。

直流侧的三个分压电容容值的选取,以减小电容电压脉动和确保三电容电压均衡为原则,其计算式如式(7)所示:

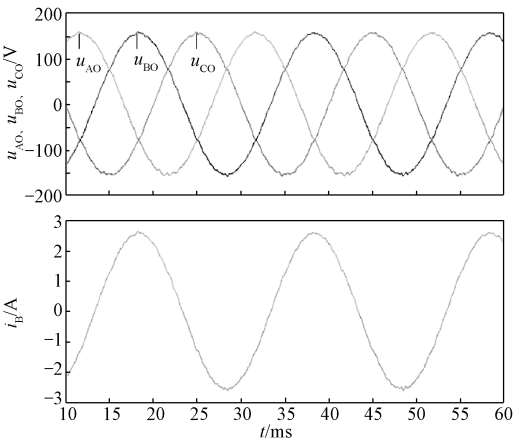
$$C_{dc1} = C_{dc2} = C_{dc3} \geq \frac{I_0}{2\sqrt{3}\omega\Delta U_{dc}} \quad (7)$$

式中, I_0 为三相额定输出电流; ΔU_{dc} 为输入电压脉动量; ω 为电压角频率。

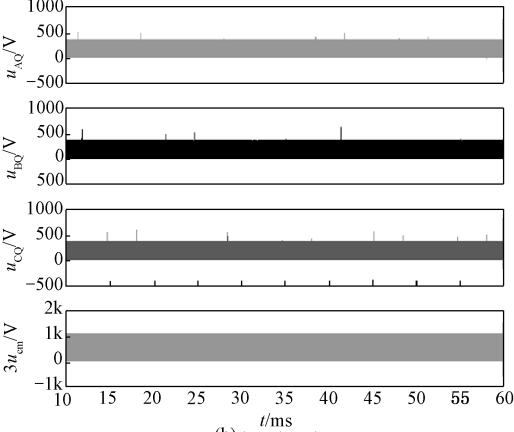
对地电容的容值大小一般与光伏板的尺寸结构和环境等因素有关,通常选取 100nF。

传统三相非隔离逆变器满载输出时主要仿真波形如图 4 所示。其中,三相输出电压为 u_{AO} 、 u_{BO} 和 u_{CO} ;三桥臂中点 A、B 和 C 对光伏电池负端 Q 点的电压为 u_{AQ} 、 u_{BQ} 和 u_{CQ} ; u_{cm} 为共模电压; $i_{leakage}$ 为漏电流。

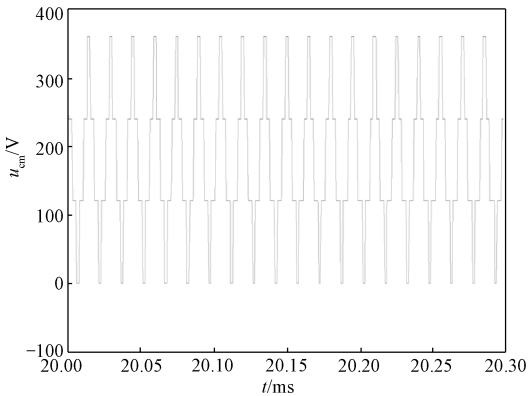
十开关三相非隔离光伏逆变器满载输出时的主要仿真波形如图 5 所示。相比于传统三相逆变器共模电压在 0 、 $U_{PV}/3$ 、 $2U_{PV}/3$ 和 U_{PV} 之间变化,该逆变器共模电压只存在 $U_{PV}/3$ 和 $2U_{PV}/3$ 两个变化量,从而减少了共模电压的脉动。从图 4(d)可知传统三



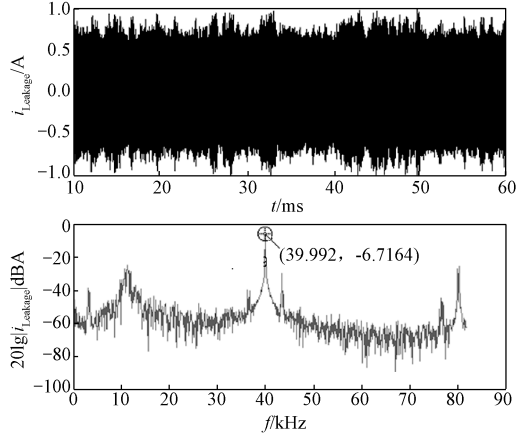
(a) 三相输出电压和B相电流



(b) u_{AQ} 、 u_{BQ} 、 u_{CQ}



(c) 共模电压

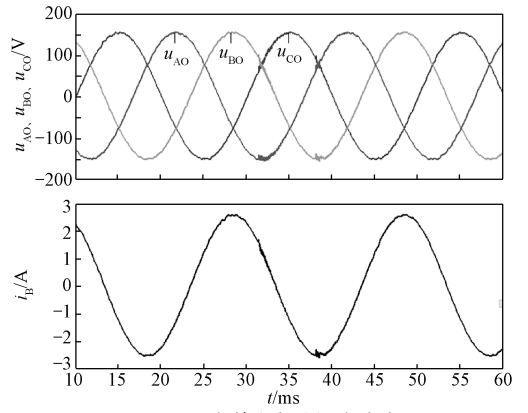


(d) 漏电流及其频谱

图 4 传统三相非隔离逆变器满载时主要输出波形

Fig.4 Main output waveform of traditional three-phase non-isolated inverter at full load

相逆变器的漏电流经过快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)后,在开关频率处大小约为 461.5mA,不满足 DIN VDE-0126-1-1 标准;而从图 5(d)可得十开关三相非隔离逆变器在满载时漏电流经过 FFT 变换后,在开关频率处大小约为 176.3mA,满足 DIN VDE-0126-1-1 标准。



(a) 三相输出电压和B相电流

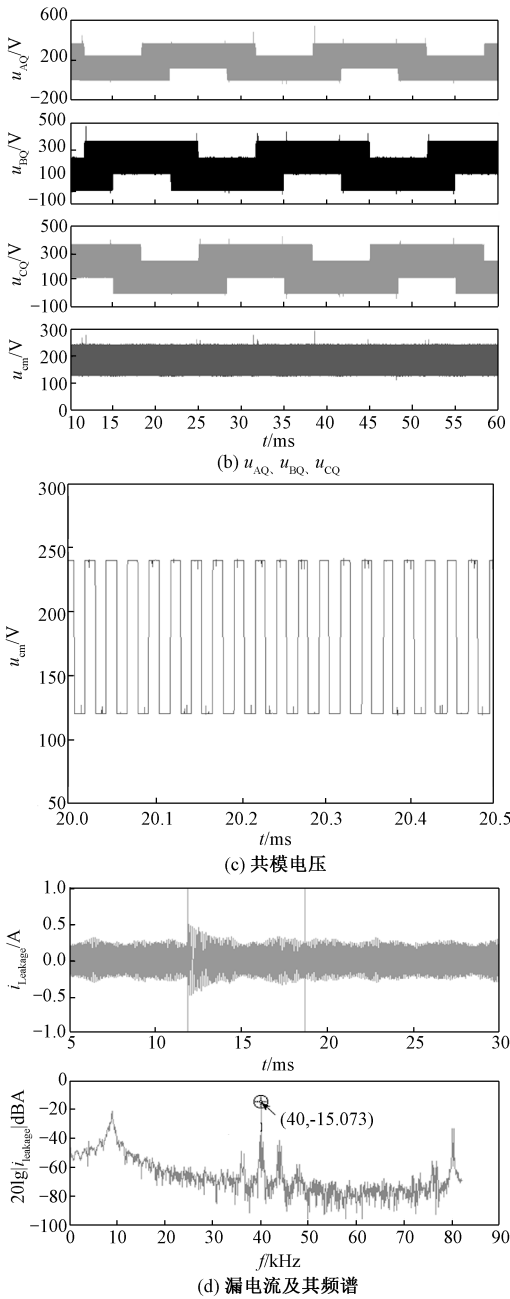


图5 十开关三相逆变器满载时主要输出波形

Fig.5 Main output waveform of ten-switch three-phase inverter at full load

2.4 实验结果

搭建一台实验原理样机如图6所示。样机参数与仿真参数一致。

传统的三相桥式逆变器在满载时的电压输出波形和漏电流频谱如图7所示。十开关三相非隔离逆变器在空载时的主要输出波形如图8所示、十开关三相非隔离逆变器在满载时的主要输出波形如图9所示。

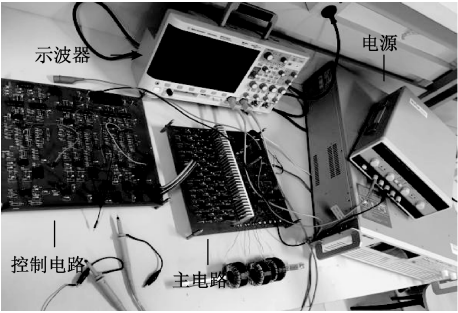


图6 实验平台

Fig.6 Experimental platform

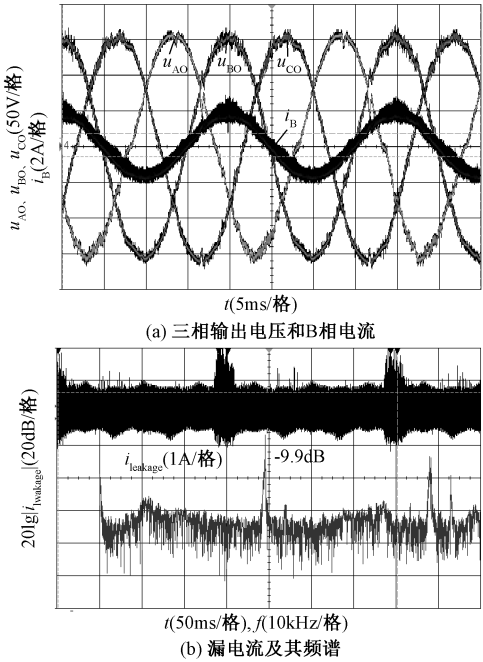


图7 传统三相逆变器满载时输出波形

Fig.7 Main output waveform at full load of traditional three-phase inverter

从图7、图8和图9中可以看出,传统三相逆变器在满载时的漏电流经过FFT变换后在开关频率处电流峰值已超过规定标准,不符合要求;而此十开关三相非隔离逆变器在空载和满载时,漏电流经过FFT变换后在开关频率处电流峰值分别为113.5mA和184.1mA,满足DIN VDE-0126-1-1标准。

3 结论

本文提出了一种新颖的十开关低漏电流三相逆变器拓扑及其控制策略。该逆变器利用两个隔离开关和两个钳位开关构造续流钳位电路,使得在电感续流阶段,共模电压幅值能被有效控制在 $U_{PV}/3$ 和 $2U_{PV}/3$,从而减小了共模电压的脉动范围,并且根据

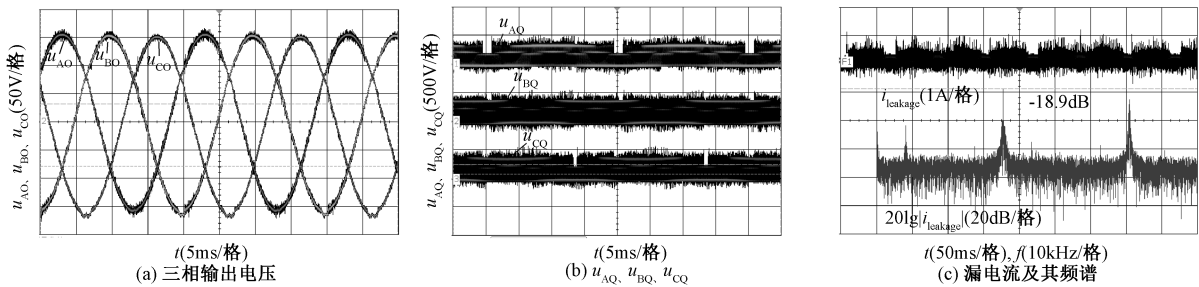


图 8 空载时实验主要输出波形
Fig.8 Main output waveform at no load

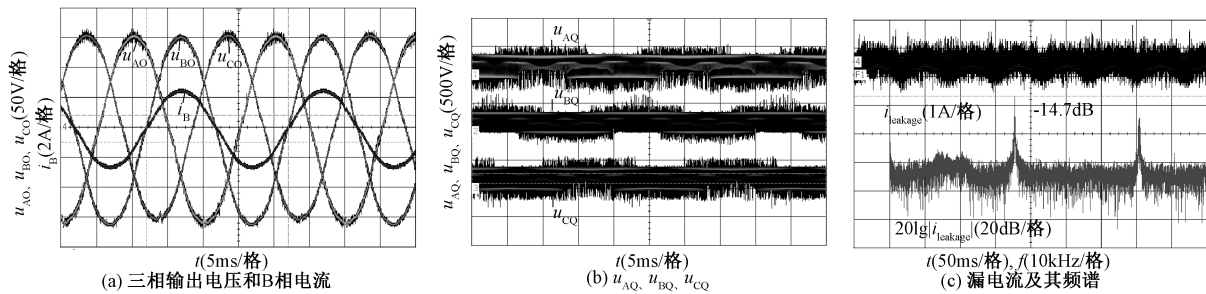


图 9 满载时实验主要输出波形
Fig.9 Main output waveform at full load

所提出的控制策略能够减小共模电压的变化频率,从而有效抑制了漏电流,保证了人身和设备的安全,具有较好的工程应用价值。

参考文献 (References):

[1] 郭小强 (Guo Xiaoqiang). 新型 CH5 光伏逆变器共模漏电流抑制研究 (Research on common-mode leakage current suppression for a novel CH5 PV inverter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2017, 37 (23): 6988-6994.

[2] VDE 0126-1-1-2006, Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid [S].

[3] 张犁, 孙凯, 冯兰兰, 等 (Zhang Li, Sun Kai, Feng Lanlan, et al.). 一种低漏电流六开关非隔离全桥光伏并网逆变器 (H6 non-isolated full bridge grid-connected PV inverters with low leadge currents) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2012, 32 (15): 1-7.

[4] 袁义生, 田纪云, 邱志卓 (Yuan Yisheng, Tian Jiyun, Qiu Zhizhuo). 光伏并网逆变器损耗分析及效率优化控制 (Losses analysis and efficiency optimization control of grid-connected photovoltaic inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (3): 33-40.

[5] Blaabjerg F, Chen Z, Kjaer S B. Power electronics as

efficient interface in dispersed power generation systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 (5): 1184-1194.

[6] Kjaer S B, Pederson J K, Blaabjerg F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41 (5): 1292-1306.

[7] Carrasco J M, Franquelo L G, Bialasiewicz J T, et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (4): 1002-1016.

[8] 梁毅, 谢运祥, 关远鹏 (Liang Yi, Xie Yunxiang, Guan Yuanpeng). LCL 并网逆变器双闭环控制策略及其参数设计 (Novel dual loop control strategy and its parameters design method for LCL grid-connected inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (4): 30-38.

[9] Suan F T K, Rahim N A, Ping H W. An improved three-phase transformerless photovoltaic inverter with reduced leakage currents [A]. 3rd IET International Conference on Clean Energy and Technology (CEAT) 2014 [C]. Kuching, Malaysia, 2014. 15108150.

[10] 廖志凌, 崔晓晨, 熊影杰, 等 (Liao Zhiling, Cui Xiaochen, Xiong Yingjie, et al.). 非隔离光伏并网逆变器漏电流抑制技术研究综述 (A review of leakage current suppression techniques for non-isolated photovoltaic

- grid-connected inverter) [J]. 电测与仪表 (Electrical Measurement & Instrumentation), 2015, 52 (22): 100-107, 128.
- [11] Shen J M, Jou H L, Wu J C. Novel transformerless grid-connected power converter with negative grounding for photovoltaic generation system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (4): 1818-1829.
- [12] Lopez O, Freijedo F D, Yepes A G, et al. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25 (1): 140-147.
- [13] Rahimi R, Farhangi S, Farhangi B, et al. H8 inverter to reduce leakage current in transformerless three-phase grid-connected photovoltaic systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6 (2): 910-918.
- [14] 郭小强, 王学惠, 杨勇, 等 (Guo Xiaoqiang, Wang Xuehui, Yang Yong, et al.). 三相六开关三电平光伏逆变器漏电流抑制 (Leakage current attenuation of three-phase six-switch three-level photovoltaic inverter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (14): 3255-3263.
- [15] 苏娜, 徐德鸿 (Su Na, Xu Dehong). 非隔离光伏并网逆变系统的地电流分析与验证 (Analysis and verification of ground current for grid connected transformerless photovoltaic inverter system) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2012, 36 (12): 30-35.
- [16] Tan K S F, Rahim N A, Hew W P, et al. Modulation techniques to reduce leakage current in three-phase transformerless H7 photovoltaic inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (1): 322-331.
- [17] 郭小强, 魏宝泽, 贾晓瑜, 等 (Guo Xiaoqiang, Wei Baoze, Jia Xiaoyu, et al.). FB10 三相非隔离光伏并网逆变器共模电流抑制研究 (Common mode current suppression for FB10 three-phase non-isolated PV grid-connected inverter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (8): 135-142.
- [18] 郭小强, 贺冉, 菅佳敏, 等 (Guo Xiaoqiang, He Ran, Yan Jiamin, et al.). 非隔离型三相四桥臂光伏逆变器漏电流抑制研究 (Leakage current reduction for three-phase four-leg photovoltaic inverter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (19): 66-73.

Research on ten-switch three-phase inverter with low leakage current

MA Hai-xiao, CHEN Ze-feng

(College of Automation & College of Artificial Intelligence, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China)

Abstract: In order to solve the common-mode leakage current problem of non-isolated photovoltaic inverter system, this paper proposed a ten-switch inverter topology. The two isolating switches are respectively added to the positive DC bus and negative DC bus of the traditional three-phase full-bridge inverter to achieve isolation between the AC side and the DC side, which increases the loop impedance of leakage current. The three clamp capacitors are added to the DC bus of the inverter to divide the input voltage into 0, $U_{PV}/3$, $2U_{PV}/3$ and U_{PV} . The two clamp-switches are respectively added to point $U_{PV}/3$ and point $2U_{PV}/3$. The clamp-switches can make the common-mode voltage of the inverter to be clamped at $U_{PV}/3$ or $2U_{PV}/3$. Thereby, the fluctuation of common-mode voltage is reduced and the leakage current of the system is reduced. The logic-control signal of the inverter is constructed by using the relationship between common-mode voltage and the switch states. Simulations and experimental results are presented for a 600W prototype system. Simulations and experimental results verify the correctness of the theoretical analysis.

Key words: photovoltaic power generation; non-isolated inverter; common-mode voltage; leakage current; switch state