

两级式 T 型三电平光伏逆变器的关键技术研究及实现

王若醒¹, 吴迎霞², 杨恢宏¹, 唐云龙¹

(1. 许继集团微电网系统公司, 河南 许昌 461000; 2. 国网重庆电力公司, 重庆 400014)

摘要: 随着分布式光伏系统的发展, 对并网电能质量的要求越来越高。并网逆变器作为系统的核心设备, 其性能优劣直接决定了系统的稳定性。相对于传统的两电平逆变器, 三电平逆变器具有开关损耗小、效率高、谐波含量小以及 dv/dt 较低的优点。因 T 型拓扑比 NPC 结构损耗小、Diode 数量少、独立驱动电源少, 介绍一种 T 型两级式三电平拓扑结构, 研究了基于 dq 坐标变换的双闭环控制策略、避免三角函数计算的 SVPWM 算法及其 DSP 实现, 提出了中点电位不平衡的抑制方法。最后采用该算法研制了一台 10 kW 样机, 试验结果表明了控制算法的有效性。
关键词: 三电平逆变器; T 型拓扑; SVPWM; 中点电位

Research on key technologies of double-stage T-type three-level photovoltaic inverter

WANG Ruoxing¹, WU Yingxia², YANG Huihong¹, TANG Yunlong¹

(1. XJ Group Corporation Micro-Grid, Co., Xuchang 461000, China; 2. Chongqing Grid Corporation of State Grid, Chongqing 400014, China)

Abstract: With the development of distributed photovoltaic system, the requirement of grid quality is more and more higher. As the core equipment, the performance of grid inverter directly determines the stability of the system. Compared with traditional two level inverter, three level inverter has the advantages of switch loss, high efficiency, low harmonic content and lower dv/dt . Compared with the NPC, T topological structure has the loss small, less diode quantity, less independent drive power supply. A double-stage T-type three-level topology is introduced, the dq coordinate transformation-based double closed-loop control strategy and SVPWM algorithm without trigonometric functions, as well as its DSP implementation are studied, and a neutral point imbalance suppression method is proposed. Finally, a 10 kW prototype is developed, the results show that the control algorithm is effective.

Key words: three-level inverter; T-type topology; SVPWM; neutral point

中图分类号: TM464 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)04-0058-05

0 引言

相对于传统的两电平逆变器, 三电平逆变器具有很多优点, 比如多层的输出电流或电压波形使得谐波含量较小, 较低的开关频率使得损耗小、效率高以及器件承受电压低等, 很大程度上减少了滤波器的体积、重量, 在高压、大功率领域中受到广泛应用^[1-2], 目前流行的三电平逆变器拓扑结构有 NPC 二极管箝位^[3]、飞跨电容式、T 型结构^[4]等。

相对于 NPC 来说, T 型拓扑损耗小、Diode 数量少、更少的独立驱动电源, 从 T 型三相三电平光伏并网逆变器拓扑结构出发, 重点研究了基于电压电流双闭环控制策略、SVPWM 算法原理及 DSP 数字化实现、中点电位不平衡抑制的关键技术。最后在 10 kW 试验样机平台上进行了控制算法的验证, 并

对试验结果进行了分析。该样机采用 T 型两级式三电平结构的双 CPU 控制, 其中 DC/DC 采用 ARM 实现 MPPT 控制、DC/AC 采用 TMS320F28335 实现逆变并网, 两芯片之间采用 SPI 通信。

1 拓扑结构及矢量图

1.1 两级式 T 型三电平拓扑

T 型两级式三相三电平光伏逆变器主电路拓扑如图 1 所示, 其中 DC/DC 为 boost 升压电路, T 型开关管及 LC 滤波为 DC/AC 逆变环节。曲线框内为电流和电压采样信号。

两级式结构^[5]由于前级有 DC/DC 升压电路, 因此光伏组件配置的电压范围较宽, 而且可以将 MPPT 和逆变分开控制, 提高了系统的稳定性。

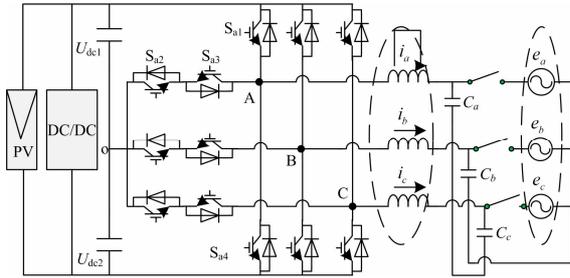


图 1 T 型三电平光伏并网逆变器主电路拓扑
Fig. 1 Main circuit topology of T-type three-level photovoltaic inverter

1.2 开关状态及矢量图

图1中, 以A相为对象, 其开关状态^[6]见表1。

表 1 开关状态表

Table1 A switch static table

A 相开关状态	S _{a1}	S _{a2}	S _{a3}	S _{a4}	输出电压
P	1	1	0	0	+U _{dc} /2
O	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	-U _{dc} /2

表1中, 1代表开关导通, 0代表开关关断。输出电压为以中点电位O为参考点的相电压, 共有+U_{dc}/2、0、-U_{dc}/2三种电平。A相有P、O、N三种开关状态。因此三相逆变器共有3³=27个电压矢量, 包括3个零矢量, 12个短矢量, 6个中矢量, 6个长矢量。除去冗余矢量, 共有19个有效空间电压矢量, 矢量图^[7-8]如图2所示。具体矢量表见表2。

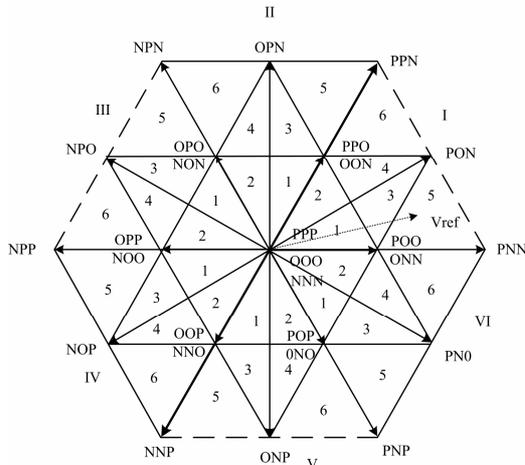


图 2 基本空间电压矢量图
Fig. 2 Basic space voltage vector diagram

表 2 矢量表

Table 2 Table of vector

零矢量	PPP OOO NNN
短矢量	POO/ONN PPO/OON OPO/NON OPP/NOO OOP/NNN POP/ONO
中矢量	PNO PON OPN NPO NOP ONP
长矢量	PNN PPN NPN NPP NNP PNP

2 控制策略

图3中, 曲线框①为电网电压SPLL软件锁相原理图, 曲线框②为基于坐标变换的电压电流双闭环控制策略^[9]原理图, 曲线框③为电压前馈解耦控制环节, 曲线框④为MPPT实现原理。其中①②③框图代表的关键技术由DSP芯片控制实现, ④表示的MPPT技术由ARM芯片控制实现。

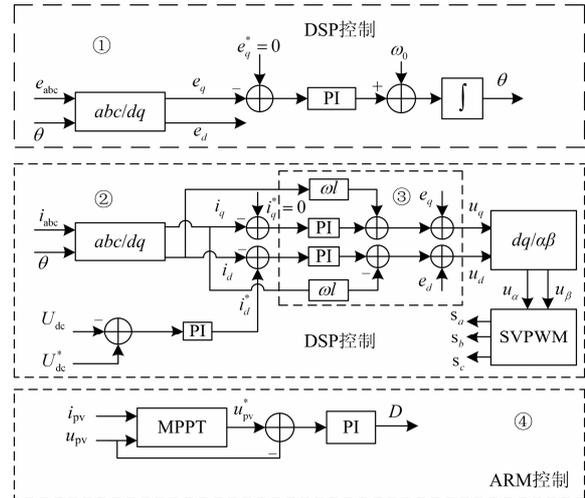


图 3 基于双CPU的双闭环控制框图

Fig. 3 Dual-loop control diagram of based on dual CPU

图3中各变量含义见表3。

表 3 变量含义

Table 3 Variable meaning

变量	含义
e_{abc}	三相电网电压
i_{abc}	三相电感电流
i_d, i_q	有功电流分量, 无功电流分量
i_d^*, i_q^*	有功电流分量参考值, 无功电流分量参考值
U_{dc}^*, U_{dc}	直流侧电压参考值, 直流侧电容电压
e_d, e_q	有功电压分量, 无功电压分量
θ	锁相角度
S_a, S_b, S_c	ABC 三相开关状态
u_α, u_β	$\alpha\beta$ 坐标系下的电压矢量分量
ω_0	固有频率, 等于 314 rad/s

3 SVPWM 算法原理及 DSP 实现

基于空间矢量的SVPWM算法的具体实现分扇区判断、基本矢量作用时间计算、时间状态分配三个步骤。与传统24扇区相比, 为保证高准确度, 这里采用36扇区^[10]进行区域判断, 即6个大扇区, 每一个大扇区又分为6个小扇区, 扇区分配见图2。

(1) 大扇区判断规则

另实际空间电压矢量 V_{ref} 在 $\alpha\beta$ 轴上的投影为 V_{α} 和 V_{β} 。为简化计算, 将所有大扇区都转换到扇区, 判断规则的C部分程序如下:

```

angle = atan2(V_alpha, V_beta);
if (angle < 0) angle = angle + 360;
bigSector = floor(angle/60);
angle1 = angle - bigSector*60;
V_alpha1 = U_ref * cos(angle1);
V_beta1 = U_ref * sin(angle1)
    
```

$angle$ 、 $angle1$ 分别代表电压矢量的实际角度、转换到第I扇区的角度(具体程序中, 涉及到角度与弧度之间的转换); $V_{\alpha1}$ 、 $V_{\beta1}$ 分别代表在静止坐标系下电压矢量转换到第I扇区的分量; U_{ref} 代表电压矢量 V_{ref} 的模。bigSector 代表大扇区号。

(2) 小扇区判断规则

具体判断规则见表 4。

表 4 小扇区判断规则

Table 4 Judgment rule of small sector

角度	判断规则	小扇区号
$angle1 < 30^\circ$	$V_{\beta1} \leq Temp$	1
	$V_{\beta1} > Temp$	5
	其他	3
$angle1 \geq 30^\circ$	$V_{\beta1} \leq Temp$	2
	$V_{\beta1} \geq \sqrt{3}/4 U_{dc}$	6
	其他	4

表中, $Temp = -\sqrt{3} \times (V_{\alpha1} - 0.5 \times U_{dc})$ 。

(3) 避免三角函数的矢量作用时间计算

以图2中I扇区的第5小扇区的空间电压矢量 V_{ref} 为例, 根据NTV法则^[11], 合成 V_{ref} 矢量的基本矢量对应的开关状态为POO或ONN、PNN、PON, 假设其对应的基本矢量分别为 V_1 、 V_2 、 V_3 , 作用时间分别为 T_1 、 T_2 、 T_3 , 则根据伏秒平衡得到:

$$\begin{cases} V_1 T_1 + V_2 T_2 + V_3 T_3 = V_{ref} \times T_s \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \end{cases} \quad (1)$$

基本矢量作用时间计算如下:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{U_{dc}}{3} e^{j0} \\ V_2 = \frac{2U_{dc}}{3} e^{j\pi/6} \\ V_3 = \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{3} e^{j\pi/6} \end{cases} \quad (2)$$

为避免三角函数计算, 另

$$\begin{cases} X = V_{\alpha1} / U_{dc} \\ Y = 0.57735 \times V_{\beta1} / U_{dc} \end{cases} \quad (3)$$

将式(2)和式(3)带入式(1)得到:

$$\begin{cases} T_1 = 2 \cdot (1 - X - Y) \cdot T_s \\ T_2 = (2X - 2Y - 1) \cdot T_s \\ T_3 = 4 \cdot Y \cdot T_s \end{cases} \quad (4)$$

式(2)~式(4)表明, 该方法避免了三角函数计算, 使程序实现简化。同理, 可以计算其他扇区的作用时间。

(4) 时间状态分配

采用 7 段式的脉冲形式, 以负短矢量为作为每个采样周期的起始矢量, 保证每次只有一相开关状态的转换。以图 2 中I扇区的第5小扇区为例, 则开关状态顺序为: ONN→PNN→PON→POO→PON→PNN→ONN。

经计算, 状态分配结果为

$$\begin{cases} T_{on1} = T_1 / 2 \\ T_{on2} = T_{on1} + T_2 / 2 \\ T_{on3} = T_{on2} + T_3 / 2 \end{cases} \quad (5)$$

式中, T_{on1} 、 T_{on2} 、 T_{on3} 为基本矢量导通时间分配给具体三相开关器件, 以完成对主电路的控制。

下面介绍 DSP28335 的 EPWM 模块产生实际 SVPWM 脉冲的方法。

DSP28335 芯片有 6 个增强型的 EPWM 模块, 每个模块可以输出两路脉冲 EPWMA 和 EPWMB, 而且方便设置该两路互补脉冲的死区时间。图 2 中, A 相的互补导通的管子 S_{a1} 和 S_{a3} 、 S_{a2} 和 S_{a4} 都需要设定死区。死区设置方法见图 4 所示。

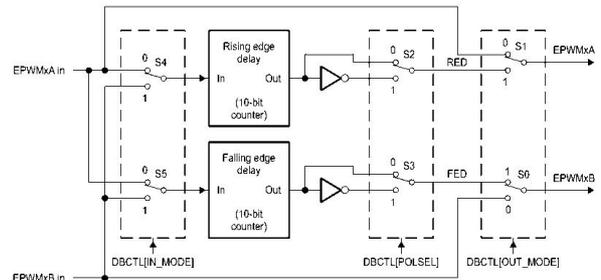


图 4 死区设置方法

Fig. 4 Method of the dead zone setting

图 5 中, PWM 脉冲的产生, 可以通过死区设置, 当比较匹配时, 通过控制比较动作来产生脉冲。根据图 3, U_α 、 U_β 作为 SVPWM 算法的输入量, DSP 实现软件流程图如图 6 所示。

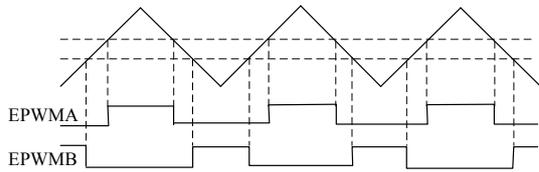


图 5 带有死区的互补脉冲

Fig. 5 Complementary pulse with a dead zone

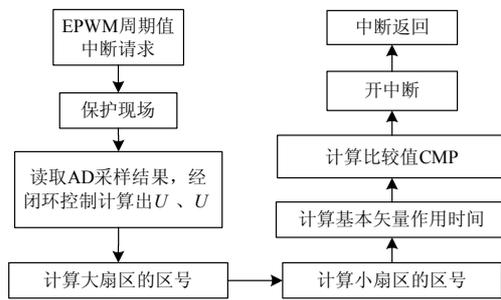


图 6 SVPWM算法实现流程

Fig. 6 Program flow of SVPWM algorithm

4 中点电位不平衡抑制

在三电平逆变器中, 存在着直流侧上下电容因充放电不平衡导致的中点电压不平衡问题。该问题的存在使逆变器输出电压波形发生畸变、降低了电容寿命、开关器件承受的电压不平衡而可能导致器件损坏。因此必须对中点电位不平衡进行抑制^[12]。中点电流的方向和直流侧电容C的大小引起了中点电位的波动, 一旦选定电容, 则需要分析中点电流由什么原因影响。

表 2 中有四类空间电压矢量, 其中, 零矢量和长矢量对中点电位不产生影响; 中矢量和短矢量对应至少有一相输出和零母线相连, 形成电流回路, 从而影响中点电位的波动。虽然中矢量对应的开关状态对中点电流有影响, 但它对于中点电流而言是不控量。小矢量有两种冗余开关状态, 他们对中点电流 i_{np} 的影响相反, 对中点电流而言是可控量。

为方便分析, 进行以下假定: 中点电流 i_{np} 流出为正, 反之为负。中点电位差 $\Delta U_{dc} = U_{up} - U_{down}$, U_{up} 为上侧电容的电压, U_{down} 为下侧电容的电压, 则有表5。

表 5 中点电流方向与中点电位波动的关系

Table 5 Relations between neutral current direction and neutral voltage fluctuation

中点电位 ΔU_{dc}	中点电流	负短矢量时间
$\Delta U_{dc} > 0$	$i_{np} > 0$	增加
	$i_{np} < 0$	减少
$\Delta U_{dc} < 0$	$i_{np} > 0$	减少
	$i_{np} < 0$	增加

以图2中I大扇区第5小扇区的开关状态顺序为

研究对象, 具体介绍如何改变负短矢量对应的作用时间大小, 从而抑制中点电位的波动, 见表6。

表6 抑制中点电位波动的矢量作用时间分配

Table 6 Vector time distribution of neutral voltage fluctuations with the inhibitory effect

开关 矢量	ONN	PNN	PON	POO	PON	PNN	ONN
作用 时间	$T_1 \times k$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_3}{2}$	$T_1 \times (1-2k)$	$\frac{T_3}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$T_1 \times k$

表 6 中, k 为控制系数, 用来改变负短矢量的作用时间, k 值按照表5的关系确定, 公式如下:

$$\begin{cases} \Delta U_{dc} = 0 & k = 0.25 \\ \Delta U_{dc} \times i_{np} > 0 & k > 0.25 \\ \Delta U_{dc} \times i_{np} < 0 & k < 0.25 \end{cases} \quad (6)$$

短矢量中, 含有P的定义为正短矢量, 含有N的为定义为负短矢量; 因中点电流方向不方便检测, 因此采用与其对应的负载电流进行检测, 则负短矢量对应的中点电流和负载电流的关系见表7。

表 7 中点电流与负载电流的对应关系

Table 7 Corresponding relation of neutral current and load current

负短矢量	ONO	ONN	ONN	NOO	NON	NNO
相应的 负载电流	$-i_B$	i_A	$-i_C$	$-i_A$	i_B	i_C

5 实验结果

为验证控制策略、SVPWM算法及中点电位不平衡抑制方法的有效性, 搭建了一台T型三相三电平10 kW样机, 主电路采用LC滤波。试验波形见图7和图8所示。

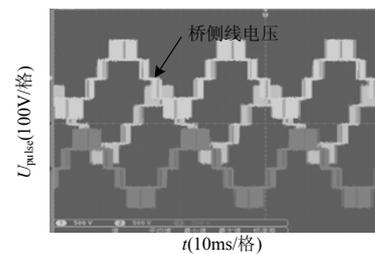


图 7 三相逆变桥输出线电压

Fig. 7 Line voltage of three phase inverter bridge

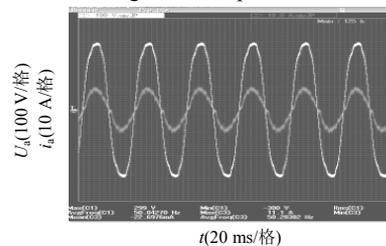


图 8 A相输出电压和电流

Fig. 8 A phase voltage and current

6 结论

设计了一台 10 kW 两级式 T 型三电平逆变器, 采用双 CPU 独立控制, DC/DC 实现 MPPT 控制, DC/AC 实现逆变并网控制, 运用基于 dq 坐标变换的电压电流双闭环控制算法、避免三角函数计算的 SVPWM 以及抑制中点电位不平衡的方法, 样机试验结果表明了该控制方法的有效性, 有很好的工程实用价值。

参考文献

[1] LEE K, SONG J, CHOY I, et al. Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by three-level inverter with low switching frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(2): 255-264.

[2] LEE Y, SUH B, HYUN D. A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 32(2): 260-268.

[3] 黄卫平, 谢运祥. 基于 TMS320F2812 的三电平逆变器的研究[J]. 电力电子技术, 2010, 44(1): 31-33.
HUANG Weiping, XIE Yunxiang. Research on three-level inverter based on TMS320F2812[J]. Power Electronics, 2010, 44(1): 31-33.

[4] 童鸣庭. 三相 T 型三电平非隔离并网逆变器的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2013.
TONG Mingting. Research on three-phase T-type three-level non-isolated grid-connected inverter[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2013.

[5] 刘胜荣, 杨苹, 肖莹, 等. 两级式光伏并网逆变器的无差拍控制算法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(8): 26-29.
LIU Shengrong, YANG Ping, XIAO Ying, et al. Algorithm research of deadbeat control for double-stage photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(8): 26-29.

[6] 古小科, 杨景常. 一种新型的三相三电平逆变器[J]. 电力电子技术, 2013, 47(5): 18-19.
GU Xiaoke, YANG Jingchang. A new type of three phase three level inverter[J]. Power Electronics, 2013, 47(5): 18-19.

[7] 王兆宇, 艾芊. 三电平逆变器空间矢量调制及中点电压控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(20): 131-136.

WANG Zhaoyu, AI Qian. Space vector modulation for three-level inverter and neutral point potential control[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(20): 131-136.

[8] 姜卫东, 王群京, 陈权, 等. 一种完全基于两电平空间矢量调制的三电平空间矢量调制算法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 108-114.
JIANG Weidong, WANG Qunjing, CHEN Quan, et al. SVPWM strategy for three-level inverter based on SVPWM strategy for two-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 108-114.

[9] 裘锦勇, 宋文祥, 韩杨, 等. 基于电压空间矢量的三电平 PWM 整流器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(13): 58-62.
QIU Jinyong, SONG Wenxiang, HAN Yang, et al. Study on three-level PWM rectifier based on space vector pulse-width-modulation[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(13): 58-62.

[10] 张健. 三电平光伏并网逆变器的控制策略研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2010.
ZHANG Jian. Research on three level photovoltaic grid-connected inverter control strategy[D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2010.

[11] 李政学. 基于 TMS320LF2407 三电平逆变器 SVPWM 研究[J]. 电子科技, 2011, 24(3): 104-107.
LI Zhengxue. Research on the three-level SVPWM inverter based on TMS320LF2407[J]. Electronic Science and Technology, 2011, 24(3): 104-107.

[12] 金红元, 邹云屏, 林磊, 等. 三电平 PWM 整流器双环控制技术及中点电压平衡控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 64-68.
JIN Hongyuan, ZOU Yunping, LIN Lei, et al. Research on the technology of the neutral-point voltage balance and dual-loop control scheme for three-level PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(20): 64-68.

收稿日期: 2014-05-13; 修回日期: 2014-06-29

作者简介:

王若醒 (1972-), 男, 硕士, 高级工程师, 从事分布式电源及微电网领域研究及相关电力电子设备开发。

(编辑 姜新丽)