

# 中点箝位型光伏并网逆变器调制策略及效率对比

石祥花 谢少军

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

**摘要:**传统三电平中点箝位(Three-level neutral point clamped, 3L-NPC)半桥逆变器在高压大功率条件下, 由于开关器件损耗不均衡而使其容量受限, 因此衍生了多种 NPC 型三电平半桥拓扑。为了优化选取 NPC 型拓扑及调制策略, 对 4 种 3L-NPC 型拓扑(二极管 NPC、有源式 NPC、层叠式 NPC 及有源层叠式 NPC)的调制策略及开关器件损耗分布进行了对比分析, 并研制了一台 5 kW 的 NPC 型统一实验平台, 进行了效率测试。理论分析与实验结果表明:(1) 根据零电平续流路径的配置不同, NPC 型拓扑主要有 4 种调制策略;(2) 选取合理的 NPC 型拓扑及调制策略, 不仅可以均衡器件损耗, 而且系统效率基本不变, 为逆变器的扩容奠定了基础。

**关键词:**逆变器; 中点箝位; 三电平中点箝位; 调制策略; 损耗分布

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1005-2615(2014)01-0065-07

## Modulation Strategies and Efficiency Comparison of NPC Grid-Tied PV Inverters

Shi Xianghua, Xie Shaojun

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

**Abstract:** Under the condition of high input voltage and high power, the switch losses are unbalanced for three-level neutral point clamped (3L-NPC). It causes that the power of 3L-NPC is limited and many NPC topologies are derivated. In order to optimally select NPC topologies and modulation strategies, modulation strategies and switch loss distribution of four 3L-NPC topologies (Diode-clamped NPC, active NPC, stacked NPC and active-stacked NPC) are analyzed. A 5 kW unified prototype of NPC topologies is developed for efficiency tests. Theoretical analysis and experimental results indicate that there are mainly four modulation strategies for NPC topologies with different configuration of zero-level free-wheeling path. Appropriate NPC topologies and modulation strategies can not only balance the switch losses, but also keep the same efficiency, which lays the foundation for improving the capacity of inverters.

**Key words:** inverters; neutral point clamped (NPC); three-level NPC (3L-NPC); modulation strategies; loss distribution

随着能源紧缺及环境污染, 新能源的利用成为趋势。其中, 光伏发电简单、经济、环保, 随着光伏发电技术的发展, 其规模不断增大, 因此需要研究高性能、大容量的光伏并网逆变器。而高效率是高效能的重要因素之一, 追求高效率, 通常采用单级

式、非隔离的光伏并网逆变器; 追求大容量, 由于光伏板串联数目较多, 这要求适用于高输入电压场合。因此, 三电平半桥逆变器成为目前的研究热点。三电平半桥结构主要有以下几种: 二极管箝位式<sup>[1]</sup>、飞跨电容式<sup>[2]</sup>、级联三电平式<sup>[3]</sup>。其中, 二极

基金项目: 国家自然科学基金(51077070)资助项目。

收稿日期: 2013-10-18; 修订日期: 2013-12-16

通信作者: 谢少军, 男, 教授, 博士生导师, E-mail: xsj@nuaa.edu.cn。

管箝位式是最早提出的一种三电平变流器拓扑,其耐压等级高;开关损耗小、效率高;开关动作时  $dv/dt$  小,引起的电磁干扰小;输出电压波形为三电平,谐波含量少,所需的滤波电感量小,有利于降低系统成本和功率损耗。但是,该拓扑存在内外管损耗不均匀问题,使得变换器散热设计困难,容量受限。因此,在大容量的功率变换器中,不仅要关注高效率,还要考虑损耗分布均衡问题。

基于传统三电平中点箝位(Three-level neutral point clamped, 3L-NPC)的缺陷,衍生出一系列 NPC 型拓扑,如三电平有源 NPC<sup>[4]</sup>(3L active NPC, 3L-ANPC)、三电平层叠 NPC<sup>[5,6]</sup>(3L stacked NPC, 3L-SNPC)及三电平有源层叠 NPC<sup>[7]</sup>(3L active-stacked NPC, 3L-ASNPC)。文献[4]对 3L-ANPC 拓扑所采用的调制策略,可实现并联零电平续流路径;文献[5]对 3L-SNPC 提出了倍频 SPWM 调制策略,使得桥臂输出电压实现倍频,而文献[6]中又提出了一种新型 SPWM 调制策略,该策略可实现并联的零电平续流路径;文献[7]对 3L-ASNPC 提出了倍频 SPWM 调制策略

等。由于衍生的 NPC 型拓扑可控器件增多,使得其调制策略多样化。而文献[4~7]仅仅是结合某一种或几种调制策略对相应的 NPC 型拓扑进行了分析,没有全面分析采用不同调制策略时零电平续流路径的配置方式对变换器损耗分布的影响。

由于 NPC 型拓扑种类较多,同时具有多种调制策略,有必要对 NPC 型三电平拓扑及其调制策略进行全面的对比分析,以明晰其特点。本文主要根据对零电平续流路径进行不同的配置,总结其可行的调制策略,并对各拓扑在不同调制策略下进行损耗分析,比较其损耗分布均衡情况,最后通过实验进行效率测试,为优化选取 NPC 的拓扑及其调制策略提供参考。

## 1 NPC 型三电平半桥逆变器调制策略

NPC 型三电平半桥拓扑主要有 4 种形式,如图 1 所示,分别为 3L-NPC, 3L-ANPC, 3L-SNPC 及 3L-ASNPC。3L-NPC 拓扑由于可控器件较少,调制策略比较单一。衍生的 NPC 型拓扑,可控器件增多,使得调制策略多样化。

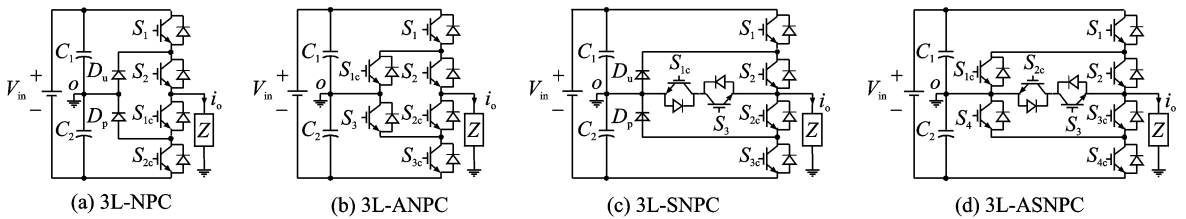


图 1 NPC 型三电平半桥拓扑

Fig. 1 3L-NPC half-bridge topologies

### 1.1 新型 NPC 型三电平半桥拓扑特点

以 3L-ANPC 为例,正向电流续流路径有  $P_1$  和  $P_2$ ;负向电流续流路径有  $N_1$  和  $N_2$ ,如图 2 所示,分别具有 2 条正负向的续流路径。类似的,3L-SNPC 同样分别具有 2 条正负向的续流路径,3L-ASNPC 分别具有 3 条正负向的续流路径。由于新型 NPC 型半桥拓扑零电平续流路径增多,为调制策略多样化提供条件。

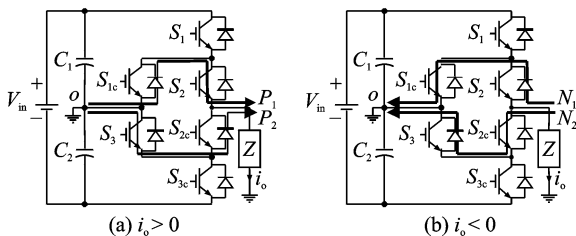


图 2 3L-ANPC 半桥拓扑续流路径

Fig. 2 Freewheeling pathes of 3L-ANPC half-bridge topology

### 1.2 新型 SPWM 调制策略

当存在多条零电平续流路径时,可并联续流,也可交替续流。根据零电平续流路径配置特点,可以得到 4 种 SPWM 调制策略,其特点如表 1 所示。

对应地,图 3 给出了 3L-ANPC 半桥拓扑的 4 种 SPWM 调制策略逻辑图。

表 1 4 种 SPWM 调制特点

Tab. 1 Characteristics of four kinds of SPWM modulations

调制特点		定义名称	备注
并联续流	交替续流		
×	×	SPWM	普通 SPWM
√	×	PF-SPWM	Parallel Freewheeling SPWM
×	√	DF-SPWM	Double Frequency SPWM
√	√	PFDF-SPWM	PF and DF SPWM

注:PF-SPWM 指可实现并联续流的调制策略;DF-SPWM 指可实现桥臂输出电压倍频的调制策略;PFDF-SPWM 指可实现并联续流及桥臂输出电压倍频的调制策略。

以 3L-ANPC 的 4 种调制策略为例,分析其工作特点,如表 2 所示。

类似于 3L-ANPC 的分析,3L-SNPC 与 3L-ASNPC 同样具有以上 4 种特点的调制策略。3L-SNPC 的 4 种调制策略与 3L-ANPC 完全一致,其

区别在于,开关管  $S_{1c}$  和  $S_3$  在 3L-ANPC 拓扑中处于箝位管位置,而在 3L-SNPC 拓扑中处于中间管位置。由于 3L-ASNPC 可控器件较多,若采用普通 SPWM 调制,开关器件利用率过低,因此主要给出以下 3 种调制策略,如图 4 所示。

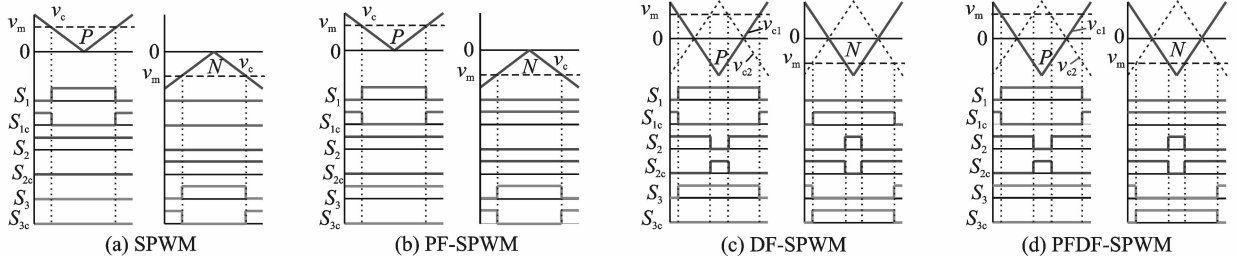


图 3 3L-ANPC 半桥拓扑 4 种 SPWM 调制策略逻辑图

Fig. 3 Logic diagrams of four kinds of SPWM modulation strategies in 3L-ANPC half-bridge topology

表 2 3L-ANPC 在 4 种 SPWM 调制下工作特点

Tab. 2 Characteristics of 3L-ANPC with four kinds of SPWM

3L-ANPC	正半周零电平驱动特点		正半周续流路径		工作特点
	ON	OFF	正向	负向	
SPWM	$(S_{1c}, S_2)$	$(S_1, S_{2c}, S_3, S_{3c})$	$P_1$	$N_1$	无并联无交替续流,可工作在 $PF \neq 1$
PF-SPWM	$(S_{1c}, S_2, S_3)$	$(S_1, S_{2c}, S_{3c})$	$P_1 \& P_2$	$N_1$	有并联无交替续流,可工作在 $PF \neq 1$
DF-SPWM	$(S_{1c}, S_2)$	$(S_1, S_{2c}, S_3, S_{3c})$	$P_1$	$N_1$	无并联有交替续流,可工作在 $PF \neq 1$
PFDF-SPWM	$(S_1, S_{2c}, S_3)$	$(S_{1c}, S_2, S_{3c})$	$P_2$	$N_2$	可实现桥臂输出电压倍频
	$(S_{1c}, S_2, S_3)$	$(S_1, S_{2c}, S_{3c})$	$P_1 \& P_2$	$N_1$	有并联有交替续流,可工作在 $PF \neq 1$
	$(S_1, S_{2c}, S_3)$	$(S_{1c}, S_2, S_{3c})$	$P_2$	$N_2$	可实现桥臂输出电压倍频

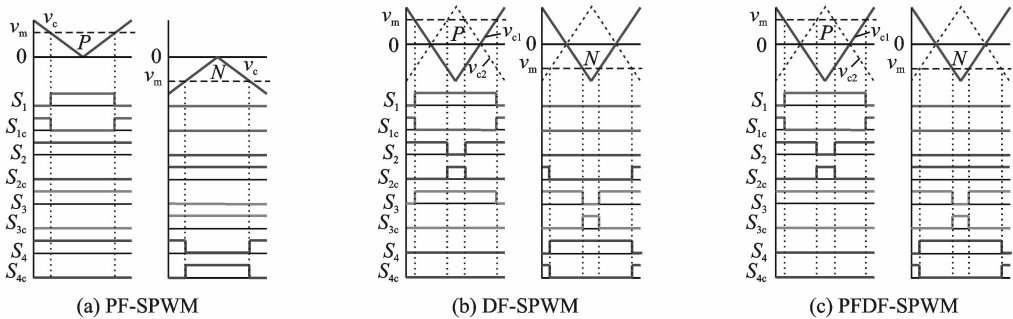


图 4 3L-ASNPC 半桥拓扑 3 种 SPWM 调制策略逻辑图

Fig. 4 Logic diagrams of three kinds of SPWM modulation strategies in 3L-ASNPC half-bridge topology

## 2 NPC 型三电平半桥拓扑损耗分析

新型 3L-NPC 拓扑种类多样,又具有多种调制策略,本文以损耗分析为基础,比较其损耗分布情况。

### 2.1 损耗计算模型

#### (1) IGBT 损耗计算模型

绝缘栅双极型晶体管 (Insulated gate bipolar transistor, IGBT) 的数据手册中给出的是导通压降与其导通电流的关系曲线。采用直线拟合方式,可得到其导通压降的表达式

$$v_{CE}(i_c) = v_{CE0} + R_{CE}i_c \quad (1)$$

则 IGBT 的导通损耗为

$$P_{con} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi v_{CE}(i_c(t)) \cdot i_c(t) dt \quad (2)$$

根据 IGBT 的数据手册,可以得到典型状态下的开关特性各参数值,一般可认为在特定的电压和电流范围内有  $E \propto V_{ce}$  且  $E \propto I_c$ ,其中  $E$  指  $E_{on}$  或  $E_{off}$ 。因此,IGBT 的开关损耗近似为

$$P_{swi} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ E_{on} \frac{v_{CE}(t_{on}) i_c(t)}{V_{CE} I_c} + \right]$$

$$E_{\text{off}} \frac{v_{CE}(t_{\text{off}}) i_c(t)}{V_{CE} I_c} \Big] dt \cdot f_s \quad (3)$$

式中:  $V_{CE}(t_{\text{on}})$  与  $V_{CE}(t_{\text{off}})$  分别指 IGBT 开通与关断时刻的耐压;  $V_{CE}$  与  $I_c$  分别为数据手册上  $E_{\text{on}}$  和  $E_{\text{off}}$  的测试条件。

## (2) 二极管损耗计算模型

二极管的数据手册中给出的是正向压降与其导通电流的曲线。采用直线拟合的方式, 可得到其导通压降的表达式

$$v_F(i_F) = v_{F0} + R_F i_F \quad (4)$$

则二极管的导通损耗为

$$P_{\text{Dcon}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi v_F(i_F(t)) \cdot i_F(t) dt \quad (5)$$

二极管的反向恢复损耗一般表达式为

$$P_{\text{Drev}} = Q_{\text{rr}} V_R \quad (6)$$

式中:  $Q_{\text{rr}}$  为反向恢复电荷;  $V_R$  为其所承受的反偏电压。由于  $Q_{\text{rr}}$  与  $I_f$  及  $di_f/dt$  均有关, 这里简单地认为  $Q_{\text{rr}} \propto I_f$ , 则二极管的反向恢复损耗为

表 3 3L-ANPC 在 PF-SPWM 调制下各器件的电流分配关系

Tab. 3 Current distribution relationship of each switching device in 3L-ANPC under PF-SPWM strategy

3L-ANPC	正半周		负半周		损耗
	IGBT	反并二极管	IGBT	反并二极管	
外管 $S_1$	$i_o(t) \cdot D(t)$	0	0	0	con, swi
内管 $S_2$	$i_o(t) \cdot D(t) +$	0	0	$i_o(t)/2 \cdot$	con, Dcon, Drev
	$i_o(t)/2 \cdot [1-D(t)]$			$[1-D(t)]$	
箝位管 $S_3$	0	$i_o(t)/2 \cdot$	$i_o(t)/2 \cdot$	0	con, Dcon, Drev
		$[1-D(t)]$	$[1-D(t)]$		

注: con 表示 IGBT 导通损耗; swi 表示 IGBT 开关损耗; Dcon 表示二极管导通损耗; Drev 表示二极管反向恢复损耗。

## (1) 外管 $S_1/S_{3c}$

$$P_{S_{1-\text{con}}}(V_{\text{in}}, V_o) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi v_{CE}(i_o(V_o, t)) \cdot i_o(V_o, t) \cdot D(V_{\text{in}}, V_o, t) dt \quad (10)$$

$$P_{S_{1-\text{swi}}}(V_{\text{in}}, V_o) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ E_{\text{on}} \frac{v_{CE}(t_{\text{on}}) i_o(V_o, t)}{V_{CE} I_c} + E_{\text{off}} \frac{v_{CE}(t_{\text{off}}) i_o(V_o, t)}{V_{CE} I_c} \right] dt \cdot f_s \quad (11)$$

其中  $v_{CE}(t_{\text{on}}) = v_{CE}(t_{\text{off}}) = V_{\text{in}}/2_o$ 。

## (2) 内管 $S_2/S_{2c}$

$$P_{S_{2-\text{con}}}(V_{\text{in}}, V_o) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ v_{CE}(i_o(V_o, t)) \cdot i_o(V_o, t) \cdot D(t) + v_{CE}\left(\frac{i_o(V_o, t)}{2}\right) \cdot \frac{i_o(V_o, t)}{2} \cdot (1-D(t)) \right] dt \quad (12)$$

$$P_{S_{2-\text{Dcon}}}(V_{\text{in}}, V_o) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ v_F\left(\frac{i_o(V_o, t)}{2}\right) \cdot \frac{i_o(V_o, t)}{2} \cdot (1-D(t)) \right] dt \quad (13)$$

$$P_{\text{Drev}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{i_F(t)}{I_f} Q_{\text{rr}} V_R dt \cdot f_s \quad (7)$$

式中  $I_f$  为数据手册中  $Q_{\text{rr}}$  的测试条件。

## 2.2 NPC 型三电平半桥逆变器损耗计算

NPC 型三电平半桥逆变器的桥臂输出电压等效占空比  $D$  与输出电流瞬时值  $i_o$ 。表达式为

$$D(V_{\text{in}}, V_o, t) = \frac{\sqrt{2} V_o \sin t}{\frac{V_{\text{in}}}{2}} \quad (8)$$

$$i_o(V_o, t) = \frac{\sqrt{2} P_o \sin t}{V_o} \quad (9)$$

式中:  $V_{\text{in}}$  为输入电压;  $V_o$  为输出电压有效值;  $P_o$  为输出功率。

以 3L-ANPC 为例, 采用 PF-SPWM 调制策略, 在 PF=1 条件下各器件的电流分配关系如表 3 所示, 其中所有开关器件选用 IGBT, 二极管选用快恢复二极管。

由表 3 和式(8,9), 可得 3L-ANPC 在 PF-SPWM 调制下, 各开关器件损耗为

$$P_{S_{2-\text{Drev}}}(V_{\text{in}}, V_o) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{i_o(V_o, t)}{2\sqrt{2}} \cdot I_F \cdot Q_{\text{rr}} \cdot V_R \right] dt \cdot f_s \quad (14)$$

式中  $V_R = V_{\text{in}}/2_o$ 。

## (3) 箝位管 $S_3/S_{1c}$

$$P_{S_{3-\text{con}}}(V_{\text{in}}, V_o) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ v_{CE}\left(\frac{i_o(V_o, t)}{2}\right) \cdot \frac{i_o(V_o, t)}{2} \cdot (1-D(t)) \right] dt \quad (15)$$

$$P_{S_{3-\text{Dcon}}}(V_{\text{in}}, V_o) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ v_F\left(\frac{i_o(V_o, t)}{2}\right) \cdot \frac{i_o(V_o, t)}{2} \cdot (1-D(t)) \right] dt \quad (16)$$

$$P_{S_{3-\text{Drev}}}(V_{\text{in}}, V_o) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{i_o(V_o, t)}{2\sqrt{2}} \cdot I_F \cdot Q_{\text{rr}} \cdot V_R \right] dt \cdot f_s \quad (17)$$

式中  $V_R = V_{\text{in}}/2_o$ 。

### 2.3 NPC 型三电平半桥逆变器损耗分布对比

为了确保损耗对比的合理性,本文采用 3L-ASNPC 拓扑研制了 NPC 型拓扑的统一实验平台,其技术参数如表 4 所示。在  $V_{in(min)}$  及  $V_{o(min)}$  条件下,分别对各 NPC 型三电平半桥逆变器在不同调制策略下进行开关器件损耗分布分析。

表 4 NPC 型三电平半桥逆变器技术参数

Tab. 4 Technology parameters of 3L-NPC half-bridge inverter

技术参数	参数值	技术参数	参数值
$V_{in}/V$	700~1 100	等效开关频率 $f_{seq}/kHz$	15
$V_o/V$	176~264	IGBT	IKW40N120T
$P_o/kW$	5	二极管	IGBT 体二极管

传统 3L-NPC 开关器件损耗分布与调制比和功率有很大关系,一旦电路容量、调制比及功率因数确定后,其损耗分布也随之确定。图 5 给出了 5 kW 传统 3L-NPC 在普通 SPWM 调制下的损耗分布图。可以看出,3L-NPC 的内外管损耗不均衡,随着调制比、开关频率及容量的加大,两者的差距将更加明显。然而,传统 3L-NPC 调制策略单一,损耗分布无法优化。因此,在大容量应用场合,其散热设计比较困难。

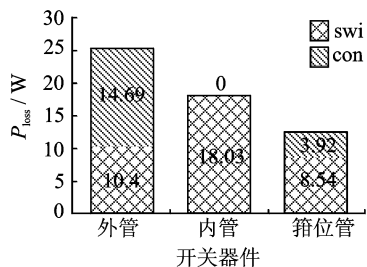


图 5 5 kW 3L-NPC 半桥逆变器各开关器件损耗分布  
Fig. 5 Loss distribution of switching devices in 5 kW 3L-NPC half-bridge inverter

图 6 给出了在不同调制策略下,5 kW 衍生 NPC 型三电平半桥逆变器各开关器件损耗分布。可以看出:

- (1) 3 种衍生的 NPC 型拓扑在 4 种调制策略下总损耗基本一致,占总容量的 2.265% ~ 2.275% 左右;
- (2) 3L-ANPC 拓扑的开关器件损耗差异较大;
- (3) 在 PF=1 时,3L-SNPC 与 3L-ASNPC 拓扑损耗分布一致,在 DF-SPWM 及 PFDF-SPWM 调制策略下,内外管损耗分布较为均衡。

因此,合理地选取 NPC 型拓扑及其调制策略,

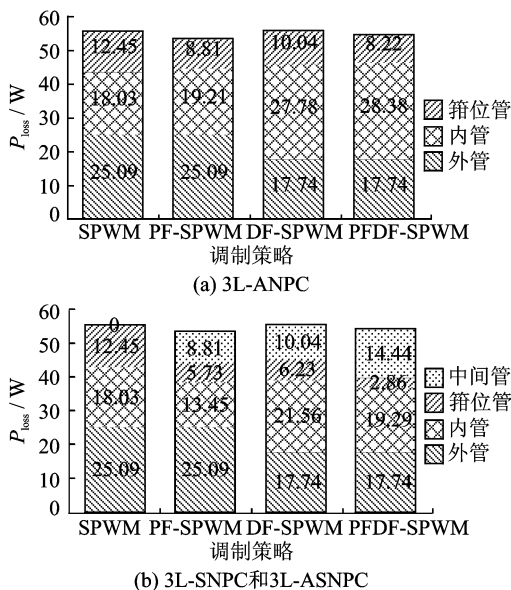


图 6 在不同调制策略下,5 kW 衍生 NPC 型三电平半桥逆变器各开关器件损耗分布  
Fig. 6 Loss distribution of switching devices in 5 kW derivated 3L-NPC half-bridge inverters under different modulation strategies

不仅可以改善传统 3L-NPC 拓扑内外管损耗不均衡的缺点,而且不影响系统效率。另外,当等效开关频率改变时,由于开关损耗将同比例增长,各 NPC 型拓扑在不同调制策略下,其开关器件总损耗依然是基本一致的。

### 3 NPC 型三电平半桥逆变器实验结果及效率对比

本文研制了 NPC 型统一实验平台,其基本框架如图 7 所示,部分技术参数如表 4 所示。

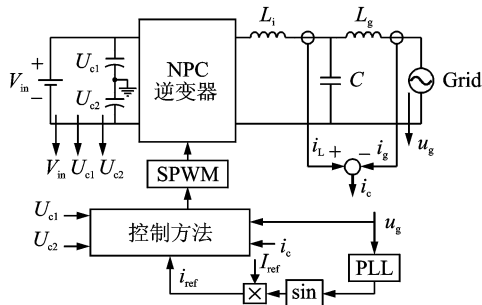


图 7 NPC 型统一实验平台基本框架  
Fig. 7 Basic frame of unified NPC prototype

图 7 中,输入端电容  $C_1 = C_2 = 1\ 800\ \mu F$ ,输出端采用 LCL 滤波器,逆变侧电感  $L_i$  为 0.6 mH,并网侧电感  $L_g$  为 0.36 mH。在统一实验平台上,分别对各 NPC 型拓扑在不同调制策略下进行实验研究及并网效率测试。

### 3.1 4种SPWM调制策略验证

以3L-ANPC为例,在输入电压 $V_{in}=400\text{ V}$ ,调制比 $m=0.7$ ,负载电阻 $R=17\ \Omega$ 条件下,分别在前文分析的4种SPWM调制下进行开环实验,其实验波形如图8所示, $u_o$ 为逆变器输出电压, $u_{inv}$ 为桥臂输出电压, $V_{s_2}$ 和 $V_{s_3}$ 分别为开关管 $S_2$ 和 $S_3$

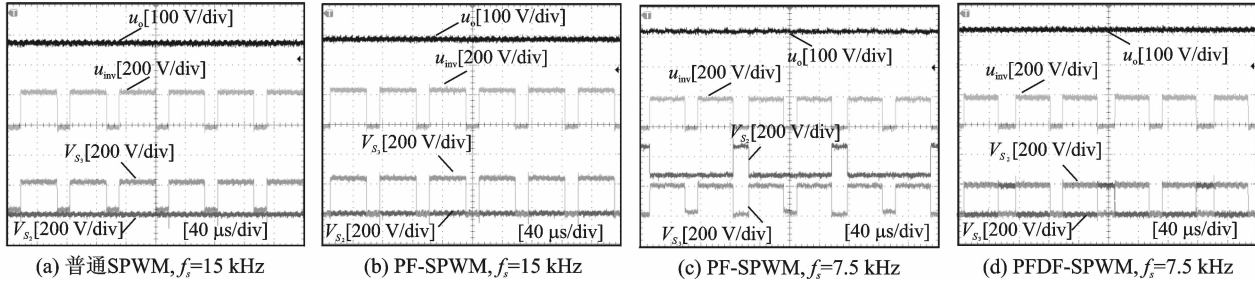


图8 在不同调制策略下,3L-ANPC开环实验展开波形

Fig. 8 Experimental launched waveforms of 3L-ANPC with open-loop under different modulation strategies

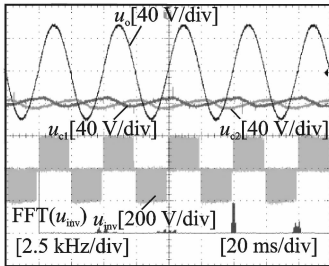


图9 在不同调制策略下,3L-ANPC开环实验稳定工作波形

Fig. 9 Experimental stable waveforms of 3L-ANPC with open-loop under different modulation strategies

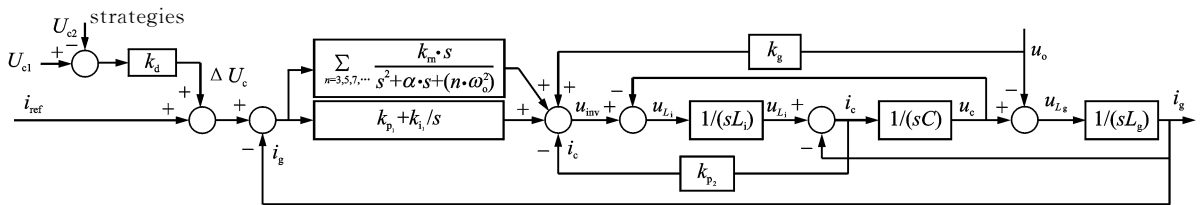


图10 NPC型三电平半桥逆变器并网控制框图

Fig. 10 Grid-tied control block of 3L-NPC half-bridge inverters

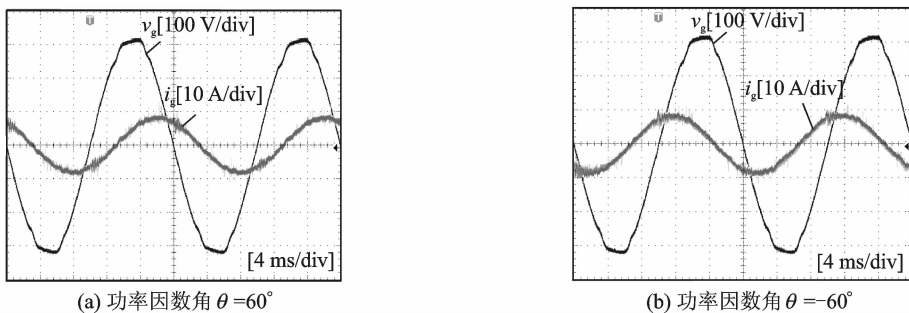


图11 各NPC拓扑在4种调制策略下,非单位功率因数并网实验波形

Fig. 11 Grid-tied experimental waveforms with non-unity power factor of each NPC topology under four modulation strategies

的耐压。图9给出了这4种调制策略下稳定工作波形, $u_{c1}$ 和 $u_{c2}$ 分别为电容 $C_1$ 和 $C_2$ 上电压。

从图8中 $S_2$ 与 $S_3$ 的耐压波形,并结合图9中桥臂电压FFT分析可知,普通SPWM,PF-SPWM,DF-SPWM及PFDF-SPWM的确满足表1中所述特征。

### 3.2 NPC型三电平半桥逆变器并网实验

NPC型三电平半桥逆变器的并网控制框图如图10所示,主要包括4个方面控制,分别为基于电容电压差前馈的直流侧电容电压均衡控制;基于电容电流反馈的有源阻尼控制,有效地抑制谐振;基于电网比例前馈控制,抑制电网谐波对进网电流的影响;基于准谐振调节器的特定谐波消除控制,有效地抑制进网电流的低频谐波。

在上述并网控制策略下,分别对各NPC拓扑在不同调制策略下,进行非单位功率因数的并网实验,其实验波形如图11所示, $v_g$ 为电网电压, $i_g$ 为

进网电流。这表明,文中分析的 4 种调制策略均可使逆变器工作在非单位功率因数。

为了测试各 NPC 型拓扑在不同调制策略下的性能,在单位功率因数条件下进行并网实验,并进行效率测试。图 12 给出了各 NPC 型三电平半桥逆变器在相同调制策略下并网的欧洲效率比较图。从图中可以看出,在不同调制策略下,各 NPC 型

并网的欧洲效率近似一致,均在 96.2% 左右。

## 4 结 论

本文针对传统 3L-NPC 拓扑内外管损耗不均的缺点,在衍生的 NPC 型拓扑基础上,根据零电平续流路径的不同配置方式,总结出 4 种 SPWM 调制方式;根据这 4 种 SPWM 调制方式,对各 NPC 型拓扑进行损耗分布分析及并网效率测试对比。结果表明:

(1) 各 NPC 型拓扑在 4 种 SPWM 调制下,并网效率基本一致;

(2) 3L-NPC 适用于小功率场合,结构及控制相对简单;

(3) 3L-ANPC 拓扑在小功率场合不具备明显优势,在大功率场合,散热设计困难;

(4) 3L-SNPC 拓扑内外管损耗较为均衡,适用于大功率场合;

(5) 3L-ASNPC 结构及调制复杂,使用价值不大。

### 参考文献:

- [1] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Trans Industry Applications, 1981, 16(5): 518-523.
- [2] Shukla A, Ghosh A, Joshi A. Static shunt and series compensations of an SMIB system using flying capacitor multilevel inverter[J]. IEEE Trans Power Delivery, 2005, 20(4): 2613-2622.
- [3] 陈阿莲,何湘宁,赵荣祥. 一种改进型的级联多电平变换器拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 9-12.  
Chen Alian, He Xiangning, Zhao Rongxiang. An improved cascade multi-level converter[J]. Proceedings of CSEE, 2003, 23(11): 9-12.
- [4] Li Jun, Huang A Q, Liang Zhigang, et al. Analysis and design of active NPC (ANPC) inverters for fault-tolerant operation of high-power electrical drives[J]. IEEE Trans Power Electronics, 2012, 27(2): 519-533.
- [5] Florica D, Gateau G, Dumitrescu M, et al. A new stacked NPC converter: 3L-topology and control[C] // European Conf on Power Electronics and Applications. Aalborg:IEEE,2007: 1-10.
- [6] Florica D, Florica E, Gateau G. Three-level SNPC commutation cell: Features and control[C] // IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Cambridge:IEEE, 2008: 44-49.
- [7] Florica D, Gateau G, Leredde A. New active stacked NPC multilevel converter: Operation and features [J]. IEEE Trans on Industry Electronics, 2010, 57(7): 2272-2278.

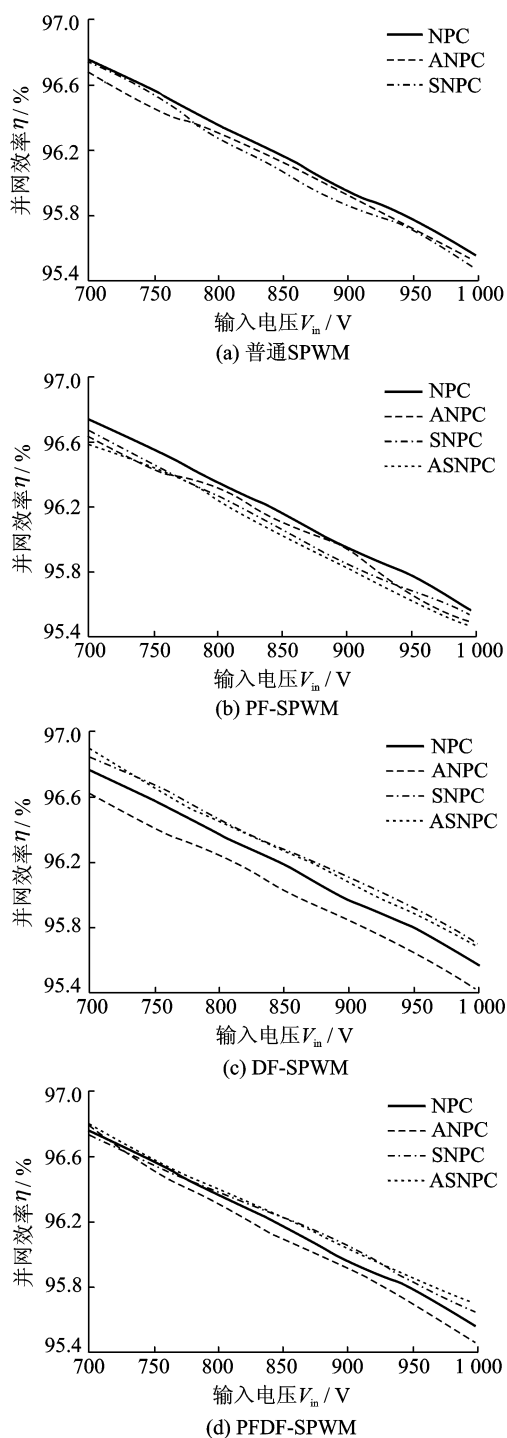


图 12 各 NPC 型三电平半桥逆变器并网的欧洲效率  
Fig. 12 European grid-tied efficiency of each 3L-NPC half-bridge inverter

