DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.126 中图分类号：TM464 文献标志码：A

不同零电平开关状态对三电平 ANPC 变换器损耗分布的影响

刘明月，王琛琛(中国电源学会会员)，陆格野，李赵烊
(北京交通大学电气工程学院，北京 100044)

摘要：只存在单一零电平开关状态的中点钳位型三电平变换器存在内外管损耗分布不均衡的问题，严重限制了变换器容量及功率密度的提升。有源中点钳位型三电平变换器存在多种冗余零电平开关状态，具有灵活调节损耗分布的能力。总结了有源中点钳位型三电平变换器中所有可以保证变换器正常运行的零电平开关状态，并对不同零电平开关状态下的换流过程进行了详细分析，归纳了不同换流方式下的损耗分布规律。最后，通过仿真及实验验证了各换流方式下损耗分布规律的正确性。

关键词：有源中点钳位；三电平；载波层叠调制；损耗均衡

Effects of Different Zero-level Switching States on Loss Distribution of Three-level ANPC Converter

LIU Mingyue, WANG Chenchen, *Member*, *CPSS*, LU Geye, LI Zhaoyang
(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: For a neutral-point-clamped three-level converter with only one zero-level switching state, there exists a problem of unbalanced loss distribution in internal and external tubes, which seriously limits the converter capacity and power density. In comparison, an active neutral-point-clamped three-level converter with multiple redundant zero-level switching states has the capability of flexibly adjusting the loss distribution. All the zero-level switching states of the active neutral-point-clamped three-level converter that can ensure the normal operation of the converter are summarized, the commutation process in different zero-level switching states are analyzed in detail, and the loss distribution rule in different commutation modes is summed up. Then, the correctness of the loss distribution rule in each commutation mode was verified by simulation and experimental results.

Keywords: Active neutral-point-clamped; three-level; carrier disposition pulse width modulation; loss equalization

近年来，随着我国现代化进程的高速推进以及电力电子技术的飞速发展，多电平变换器在轨道交通、新能源发电、船舶推进等高压大功率工业系统中得到广泛应用[1-4]，对降低能耗、提高系统性能等方面具有重大意义。目前工业中应用最为广泛的是中点钳位型 NPC(neutral-point-clamped)三电平变换器，但其存在内管不可靠钳位和内外管损耗分布不均衡等问题[5]。有源中点钳位型 ANPC(active neutral-point-clamped)三电平变换器拓扑通过将 NPC 中的钳位管从二极管替换为有源开关管，使得内管可以实现可靠钳位，同时产生多种冗余零电平状态[6-7]。通过选择冗余的零电平状态来选择合适的换流回路，从而灵活地控制变换器开关器件的损耗分布，能够一定程度上改善变换器内外管损耗不均的问题。

对于具有多种冗余零电平开关状态的三电平

收稿日期：2024-07-14；**修回日期：**2024-08-18；**录用日期：**2024-08-31；**网络首发日期：**2024-09-27
基金项目：北京市自然科学基金资助项目(3222056)；国家自然科学基金青年科学基金资助项目(52207208)
This work is supported by Beijing Natural Science Foundation under the grant 3222056; National Natural Science Foundation of China under the grant 52207208

ANPC 拓扑，调制策略决定了功率损耗在各个开关管上的分布。功率器件损耗的分布越不均衡，实现相同输出功率所需要的散热设备的成本越高，系统的体积越大，同时系统的可靠性将会降低。目前，国内外学者为了优化 ANPC 电路中功率器件损耗的分布，提出了多种调制算法。文献[8]提出一种三电平 ANPC 变换器的自然倍频法，该调制算法等效在 1 个载波周期内 OU_{245} 和 OL_{136} 这 2 种零电平开关状态各采用了一次，使得开关损耗分散在所有开关管上，进而平衡器件损耗分布；文献[9]提出一种在正负半周均只采用单一零电平开关状态的脉宽调制 PWM(pulse-width modulation)策略，该策略输出零电平时存在 2 条电流路径，在一定程度上减小输出零电平时产生的通态损耗；文献[10]提出一种基于基波周期调控的变零电平开关状态的损耗均衡调制策略，通过改变 2 种零电平开关状态在每个基波周期中的时间分配比，实现开关损耗分布的在线调整；文献[11]设计了一种实时在线计算器件损耗的模型，根据模型计算结果实时切换不同的零电平开关状态，以平衡器件损耗。上述调制方式均需要根据不同开关状态与 P/N 电平进行切换时各功率器件的损耗分布特点，进而轮换选择不同的零电平开关状态。上述文献中大多数调制策略仅选用单一的零电平开关状态或 OU_{245} 和 OL_{136} 这 2 种零电平开关状态轮换选择使用，并没有全面研究三电平 ANPC 所有零电平开关状态对损耗分布的影响。为方便后续三电平 ANPC 变换器研究，进一步优化器件损耗分布，提高系统功率密度，本文将详细研究三电平 ANPC 变换器所有的零电平开关状态下的换流方式对器件损耗分布的影响。

1　三电平 ANPC 变换器的开关状态及换流过程

1.1 基本工作原理

三电平 ANPC 变换器单相拓扑结构如图 1 所示，每相桥臂由 6 个有源开关器件构成，其中 S_1~S_6 为开关管、D_1~D_6 为二极管，直流母线侧共用 2 个支撑电容 C_{dc1}、C_{dc2}。假设直流母线侧上下支撑电容电压平衡，由于有源钳位电路的存在，所有开关器件所承受的最大关断电压均为 $U_{dc}/2$。以直流母线侧中点为参考点，流出桥臂的电流为正，变换器可输出 P、O、N 3 种不相等的电平状态，对应的输出电压分别为 $U_{dc}/2$、0、$-U_{dc}/2$。

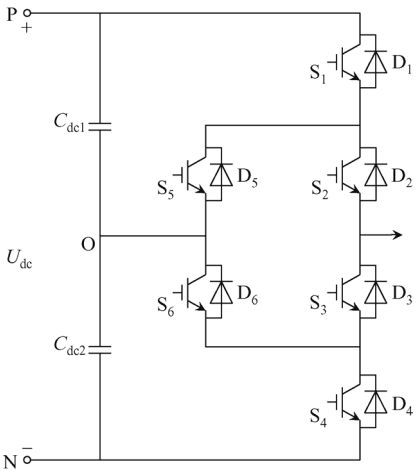


图 1　三电平 ANPC 变换器单相拓扑结构

Fig. 1 Single-phase topology of three-level ANPC converter

1.2 开关状态

三电平 ANPC 单相拓扑结构中共有 6 个开关管，因此一共可以有 64 种开关状态[12]。考虑到有的开关状态会导致开关管电压应力过大，或者导致线路短路、损坏器件，排除这些情况后，共存在 24 种开关状态。但有的开关状态无法形成完整的电流回路，交流侧无电平输出，再排除此类情况，剩余 15 种开关状态。输出电平为 0 时电流通路确定的开关状态有 11 种，见表 1。其中，1 和 0 分别代表开关器件的开通和关断，OU 表示上半桥臂开通开关管多，OL 表示下半桥臂开通开关管多，OO 表示上、下半桥臂开通开关管数量一样，角标的数字表示具体开通的开关管。

1.3 换流过程

调制波正半周期内，输出电平状态在 P 和 O 之间切换；调制波负半周期内，输出电平状态在 N 和 O 之间切换。零电平开关状态一共存在 11 种，因此，三电平 ANPC 拓扑存在 11 种 P 电平和 O 电

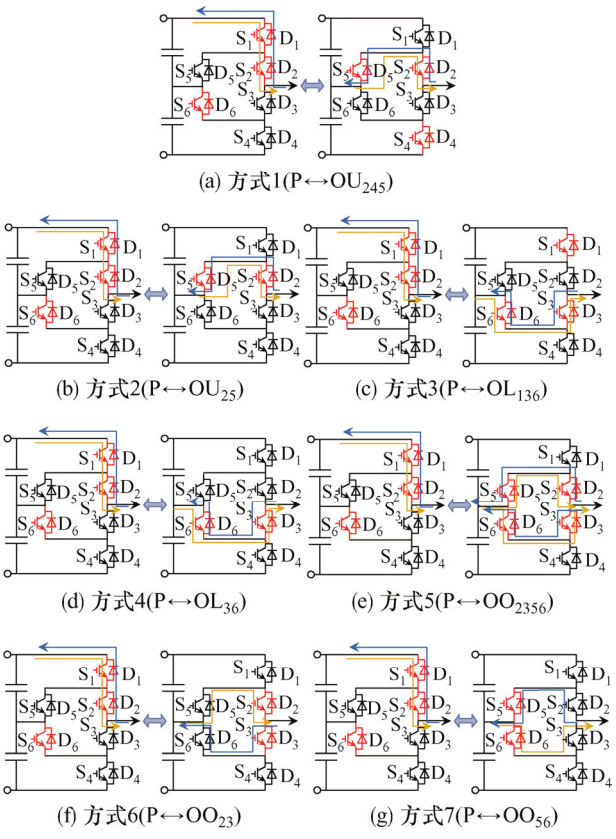
平切换方式，如图 2 所示。

表 1 开关状态与输出电平关系

Tab. 1 Relationship between switching state and output level

输出状态	开关状态	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	输出电平
非零电平状态	P	1	1	0	0	0	1	$U_{dc}/2$
	N	0	0	1	1	1	0	$-U_{dc}/2$
零电平状态	OU_{245}	0	1	0	1	1	0	0
	OU_{25}	0	1	0	0	1	0	0
	OL_{136}	1	0	1	0	0	1	0
	OL_{36}	0	0	1	0	0	1	0
	OO_{2356}	0	1	1	0	1	1	0
	OO_{23}	0	1	1	0	0	0	0
	OO_{56}	0	0	0	0	1	1	0
	OU_{256}	0	1	0	0	1	1	0
	OU_{235}	0	1	1	0	1	0	0
	OL_{356}	0	0	1	0	1	1	0
	OL_{236}	0	1	1	0	0	1	0

在 P↔OU_{245} 切换方式下，换流回路为小换流回路。负载电流方向为正时，电流在 P 状态通过 S_1 和 S_2 流出，在 OU_{245} 状态通过 D_5 和 S_2 流出。在此切换方式中，S_2 一直处于导通状态，仅存在通态损耗。S_1 和 D_5 存在开关动作，两者既有通态损耗，又有开关损耗。负载电流方向为负时，电流在 P 状态通过 D_1 和 D_2 流出，在 OU_{245} 状态通过 S_5 和 D_2 流出。在此切换方式中，D_2 一直处于导通状态，仅存在通态损耗。D_1 和 S_5 存在开关动作，两者既有通态损耗，又有开关损耗。



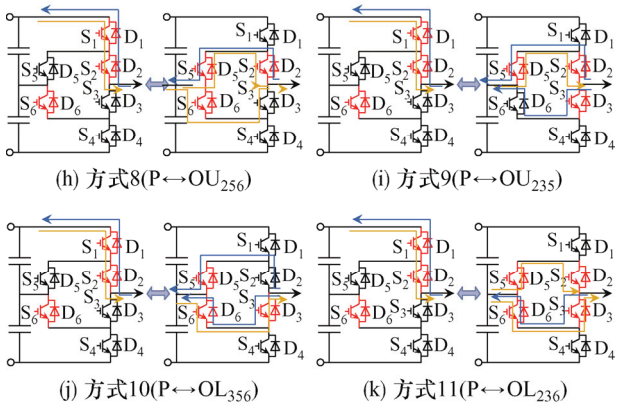


图 2 P 电平与 O 电平切换示意

Fig. 2 Schematic of switching between P and O levels

在 P↔OU_{25} 切换方式下，换流路径与 P↔OU_{245} 切换方式下的完全相同，开关 S_4 的开通与否，并不影响损耗分布结果。

在 P↔OL_{136} 切换方式下，换流回路为大换流回路。负载电流方向为正时，电流在 P 状态通过 S_1 和 S_2 流出，在 OL_{136} 状态通过 S_6 和 D_3 流出。在此切换方式中，S_1 和 S_6 一直处于导通状态，仅存在通态损耗。S_2 和 D_3 存在开关动作，两者既有通态损耗，又有开关损耗。负载电流方向为负时，电流在 P 状态通过 D_1 和 D_2 流出，在 OL_{136} 状态通过 S_3 和 D_6 流出。在此切换方式中，D_1 和 S_6 一直处于开通状态，仅存在通态损耗。D_2 和 S_3 存在开关动作，两者既有通态损耗，又有开关损耗。

在 P↔OL_{36} 切换方式下，换流路径与 P↔OL_{136} 切换方式下的完全相同，其通态损耗分布规律也完全相同。但 P↔OL_{36} 切换方式下，P 状态切换到 OL_{36} 时，开关 S_1 和 S_2 同时动作，由于开关损耗与关断电压近似呈线性关系，故 P↔OL_{36} 切换方式下 S_1 和 S_2 将共同承担 P↔OL_{136} 切换方式下 S_2 上的开关损耗。

在 P↔OO_{2356} 切换方式下，换流回路为大小换流回路并存。负载电流方向为正时，电流在 P 状态通过 S_1 和 S_2 流出，在 OO_{2356} 状态下存在并行环路，一条通过 D_5 和 S_2 流出，另一条通过 S_6 和 D_3 流出。在此切换方式中，S_2 和 S_6 一直处于导通状态，仅存在通态损耗。S_1 和 D_3、D_5 存在开关动作，既存在通态损耗，又存在开关损耗。负载电流方向为负时，电流在 P 状态通过 D_1 和 D_2 流出，在 OO_{2356} 状态下存在并行环路，一条通过 D_2 和 S_5 流出，另一条通过 S_3 和 D_6 流出。在此切换方式中，D_2 和 D_6 一直处于导通状态，仅存在通态损耗。D_1 和 S_3、S_5 存在开关动作，既有通态损耗，又有开关损耗。

在 P↔OO_{23} 切换方式下，电流方向不同，换流回路也不同。负载电流方向为正时，为小换流回路，电流在 P 状态通过 S_1 和 S_2 流出，在 OO_{23} 状态通过 D_5 和 S_2 流出。在此切换方式中，S_2 一直处于导通状态，仅存在通态损耗。S_1 和 D_5 存在开关动作，两者既有通态损耗，又有开关损耗。与 P↔OU_{245} 切换方式下损耗分布规律相同。负载电流方向为负时，为大换流回路，电流在 P 状态通过 D_1 和 D_2 流出，在 OO_{23} 状态通过 S_3 和 D_6 流出。在此切换方式中，D_2 一直处于导通状态，仅存在通态损耗。S_6 和 D_6 虽存在开关动作，但其两端电压一直为 0，因此 D_6 也仅存在通态损耗。D_1 和 S_3 存在开关动作，两者既有通态损耗，又有开关损耗。

在 P↔OO_{56} 切换方式下，电流方向不同，换流回路也不同。负载电流方向为正时，换流路径与 P↔OL_{36} 切换方式下的完全相同，开关 S_5 的开通与 S_3 的关断，并不影响电流路径，同时不影响其余开关的关断电压大小。因此，对损耗分布结果无影响。负载电流方向为负时，换流路径与 P↔OU_{245} 切换方式下的完全相同，开关 S_6 的开通与 S_2 的关断，并不影响电流路径，同时 S_2 的关断为零电压关断且不影响其余开关的关断电压大小。因此，对损耗分布结果无影响，其损耗分布与 P↔OU_{245} 切换方式下完全相同。

其余切换方式下的损耗分布规律均能找到与之相同的切换方式，在此不详细介绍，具体见表 2。

表 2　不同切换方式下的开关损耗分布情况

Tab. 2 Distribution of switching losses in different switching modes

电流方向	换流回路	切换方式	开关损耗分布
正	小换流回路	P↔OU_{245} P↔OU_{25} P↔OU_{235} P↔ OO_{23}	S_1、D_5
	大换流回路	P↔OL_{136}	S_2、D_3
		P↔OL_{36} P↔ OO_{56} P↔OL_{236}	S_1、S_2、D_3
	大小换流回路并存	P↔OO_{2356} P↔ OU_{256} P↔ OL_{356}	S_1、D_3、D_5
负	小换流回路	P↔OU_{245} P↔OU_{25} P↔ OO_{56} P↔ OU_{256}	D_1、S_5
	大换流回路	P↔OL_{136}	S_3、D_2
		P↔OL_{36}	S_3、D_1、D_2
		P↔ OO_{23} P↔ OL_{356}	S_3、D_1
	大小换流回路并存	P↔OO_{2356} P↔OU_{235} P↔OL_{236}	D_1、S_3、S_5

综上所述，11 种 P↔O 的切换过程实际上仅存在 3 种换流回路：大换流回路、小换流回路和大小换流回路并存。换流回路不影响输出 P/N 电平时产生的通态损耗，仅影响了输出零电平产生的通态损耗的分布。由于三电平 ANPC 上下半桥臂对称，接下来仅分析上半桥臂的损耗分布情况。大换流回路中，功率因数 PF(power factor)λ=1 时，输出 P 电平和 O 电平均流经 S_2，λ=−1 时，输出 P 电平和 O 电平均流经 D_2，即大换流回路中，内管上的通态损耗集中在 IGBT 或其反并联二极管上。小换流回路中，λ=1 时，输出 P 电平和 O 电平时分别流经 S_2 和 D_2，λ=−1 时，输出 P 电平和 O 电平分别流经 D_2 和 S_2，即小换流回路中，内管上的通态损耗分散在 IGBT 及其反并联二极管上。大小换流并存时，输出零电平时存在的并行环路能够将通态损耗分

散在内管和钳位管的 IGBT 及其反并联二极管上，均衡了器件损耗的分布，同时并联分流特性能够降低输出零电平时的通态损耗。

开关损耗的分布不仅受换流回路的影响，同时与零电平开关状态的开关管状态有关。经过上述分析，主要分为 5 种情况：①小换流回路，λ=1 时，开关损耗集中在 S_1 和 D_5 上，λ=−1 时，开关损耗集中在 D_1 和 S_5 上；②大换流回路中，仅有 S_2 和 S_3 动作的切换方式(P↔OL_{136})下，λ=1 时，开关损耗集中在 S_2 和 D_3 上，λ=−1 时，开关损耗集中在 D_2 和 S_3 上；③大换流回路中，S_1、S_2 同时动作的切换方式下(P↔OL_{36})，λ=1 时，开关损耗集中在 S_1、S_2 和 D_3 上，λ=−1 时，开关损耗集中在 D_1、D_2 和 S_3 上；④大换流回路中，输出零电平开关状态中 S_2 和 S_3 或 S_5 和 S_6 同时开通的切换方式下(P↔OO_{23} 或 P↔OL_{356})，λ=1 时，开关损耗集中在 S_1、S_2 和 D_3 上，λ=−1 时，开关损耗集中在 D_1 和 S_3 上；⑤大小换流回路并存，λ=1 时，开关损耗集中在 S_1、D_3 和 D_5 上；λ=−1 时，开关损耗集中在 D_1、S_3 和 S_5 上。

2 仿真验证

为验证各种电平切换方式下功率器件损耗分布规律，构建相关调制策略，在调制波正半周期 P↔O 切换方式下，O 电平开关状态仅选择一种保持不变。同时为保证三电平 ANPC 上、下半桥臂损耗分布对称，调制波负半周 N↔O 切换方式中的 O 电平状态与 P↔O 电平中的完全对称，得到相应的 11 种基本调制策略下上半桥臂的开关损耗分布情况见表 3。

基于上述 11 种切换方式下损耗分布的分析可知，仅有 5 种不同的损耗分布规律。下面以 5 种不同的损耗分布方式下的策略 1、策略 3、策略 4、策略 5、策略 6 为例，进行仿真验证。基于文献[11,13-14]

表 3 三电平 ANPC 拓扑不同调制策略下的切换方式和开关损耗分布

Tab. 3 Distribution of switching losses and switching modes of three-level ANPC topology under different modulation strategies

调制策略	切换方式	换流回路	开关损耗分布
策略 1	正半周：P↔OU_{245}	λ=1：小换流回路	S_1、D_5
	负半周：N↔OL_{136}	λ=−1：小换流回路	D_1、S_5
策略 2	正半周：P↔OU_{25}	λ=1：小换流回路	S_1、D_5
	负半周：N↔OL_{36}	λ=−1：小换流回路	D_1、S_5
策略 3	正半周：P↔ OL_{136}	λ=1：大换流回路	S_2、D_2
	负半周：N↔ OU_{245}	λ=−1：大换流回路	D_2、S_2
策略 4	正半周：P↔OL_{36}	λ=1：大换流回路	S_1、S_2、D_2
	负半周：N↔ OU_{25}	λ=−1：大换流回路	D_1、D_2、S_2
策略 5	正半周：P↔OO_{2356}	λ=1：大小换流回路并存	S_1、D_2、D_5
	负半周：N↔ OO_{2356}	λ=−1：大小换流回路并存	D_1、S_2、S_5
策略 6	正半周：P↔OO_{23}	λ=1：小换流回路	S_1、D_5
	负半周：N↔ OO_{23}	λ=−1：大换流回路	S_2、D_1
策略 7	正半周：P↔OO_{56}	λ=1：大换流回路	S_1、S_2、D_2
	负半周：N↔ OO_{56}	λ=−1：小换流回路	D_1、S_5
策略 8	正半周：P↔OU_{256}	λ=1：大小换流回路并存	S_1、D_2、D_5
	负半周：N↔ OL_{356}	λ=−1：小换流回路	D_1、S_5
策略 9	正半周：P↔OU_{235}	λ=1：小换流回路	S_1、D_5
	负半周：N↔ OL_{236}	λ=−1：大小换流回路并存	D_1、S_2、S_5
策略 10	正半周：P↔OL_{356}	λ=1：大小换流回路并存	S_1、D_2、D_5
	负半周：N↔ OU_{256}	λ=−1：大换流回路	S_2、D_1
策略 11	正半周：P↔OL_{236}	λ=1：大换流回路	S_1、S_2、D_2
	负半周：N↔ OU_{235}	λ=−1：大小换流回路并存	D_1、S_2、S_5

所述器件功率损耗计算原理，在 MATLAB/Simulink 仿真平台中搭建全 Si 器件的三电平 ANPC 变换器功率损耗计算模型，具体仿真参数见表 4。所有器件均选择工作在极端结温 T_j=150 ℃下。这种条件下，得到的将是最极端的功率损耗比较结果。由于三电平 ANPC 拓扑结构是对称的，其上、下桥臂的损耗分布规律完全相同，只需要计算出上半桥臂各个开关管的功率损耗。

表 4　三电平 ANPC 变换器仿真系统参数

Tab. 4 Parameters of simulation system for three-level ANPC converter

参数	数值/型号
直流母线电压 U_{dc}/V	3 600
直流侧电容 C_{dc1}，C_{dc2}/mF	10
调制比 m	0.805/0.345
输出电流峰值 I_{ao}/A	550
载波频率 f_c/kHz	1.5
功率因数 λ	1/−1
器件结温 T_j/℃	150
IGBT	CM600DA−66X

图 3 为全 Si 器件的三电平 ANPC 变换器采用策略 1 的器件损耗分布。可以看出，此调制策略下，λ=1 时，开关损耗集中在 S_1、D_5 上，内管上的通态损耗集中在 S_2 上；λ=−1 时，开关损耗集中在 D_1、S_5 上，内管上的通态损耗集中在 D_2 上。

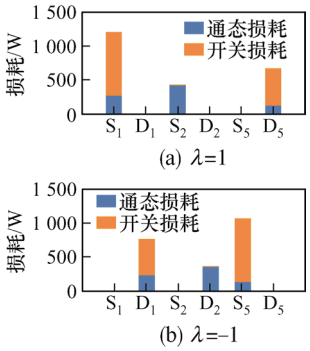


图 3　器件损耗分布(策略 1)

Fig. 3 Loss distribution of device under Strategy 1

图 4 为采用策略 3 的损耗分布，该调制策略下，开关损耗始终集中在 S_2、D_2 上，内管的通态损耗分散在 S_2、D_2 上。由于 S_2 和 D_2 是 1 个功率模块，此调制策略下开关损耗集中在通态损耗最高的内管上，导致内管损耗最高，损耗分布极不均衡。

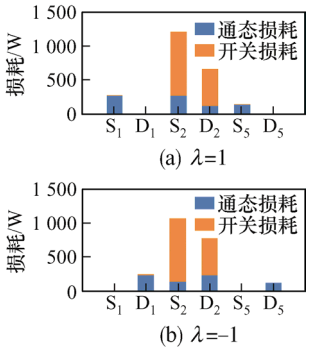


图 4　器件损耗分布(策略 3)

Fig. 4 Loss distribution of device under Strategy 3

图 5 为采用调制策略 4 的损耗分布，该调制策略下，λ=1 时，开关损耗集中在 S_1、S_2、D_2 上；λ=−1 时，开关损耗集中在 D_1、D_2、S_2 上。通态损耗分布结果与策略 3 一致。即调制策略 4 下开关损耗分散在外管和内管上，同时通态损耗分布与策略 3 一致。因此，相比策略 3 损耗分布较为均衡。

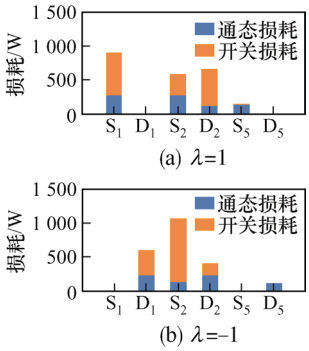


图 5　器件损耗分布(策略 4)

Fig. 5 Loss distribution of device under Strategy 4

图 6 为全 Si 器件的三电平 ANPC 变换器采用策略 5 的器件损耗分布，可以看出，λ=1 时，开关损耗集中在 S_1、D_2、D_5 上；λ=−1 时，开关损耗集中在 D_1、S_2、S_5 上。输出零电平时在内管和钳位管上产生的通态损耗分散在 S_2、D_2、S_5、D_5 上。

图 7 为全 Si 器件的三电平 ANPC 变换器采用策略 6 的器件损耗分布，可以看出，此调制策略下，λ=1 时，开关损耗集中在 S_1、D_5 上，内管上的通态损耗集中在 S_2 上；λ=−1 时，开关损耗集中在 D_1、S_2 上，内管的通态损耗分散在 S_2、D_2 上。

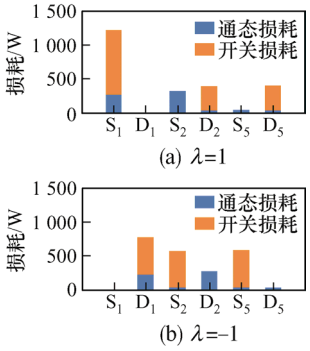


图 6 器件损耗分布(策略 5)

Fig. 6 Loss distribution of device under Strategy 5

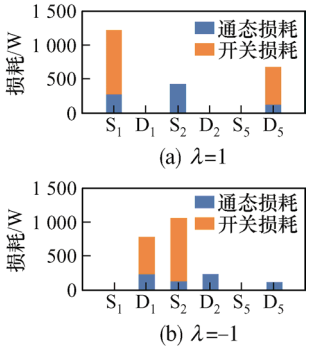


图 7 器件损耗分布(策略 6)

Fig. 7 Loss distribution of device under Strategy 6

图 8 为全 Si 器件的三电平 ANPC 变换器在不同开关频率及调制比下采用不同调制策略损耗对比。从图 8(a)、(b)可以看出，在工况完全相同的情况下，存在并行环路的调制策略(λ=1：策略 5、策略 6，λ=−1：策略 5)的通态损耗比输出零电平时仅存在 1 条电流路径的调制策略低，但开关损耗增加，这是由于所选 IGBT 功率模块中 IGBT 及其反并联二极管的初始开关能量损耗较大导致的。且调制比越低，零电平开关状态的时间占比越高，采用存在并行环路的调制策略的通态损耗降低得越多，如图 8(c)、(d)所示。

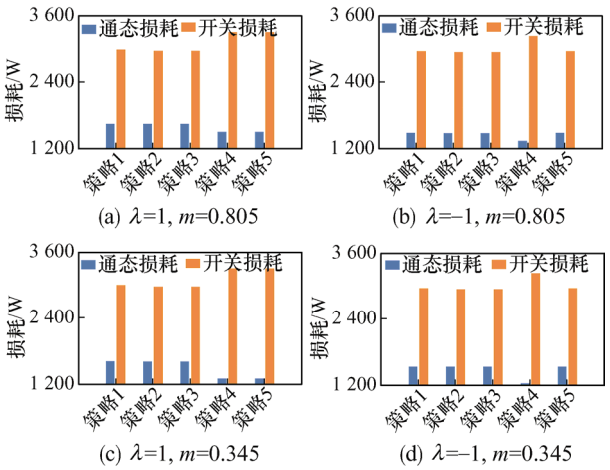


图 8 开关损耗及通态损耗分布对比

Fig. 8 Comparison of distribution of switching and conduction losses

综上所述，上述调制策略下的损耗分布规律均与理论分析一致。策略 1 下开关损耗分散在外管和钳位管上，损耗分布最均衡。策略 3 下开关损耗集中在通态损耗最高的内管上，损耗分布最不均衡。策略 5 存在并行环路，能够有效降低系统的通态损耗。

3 实验验证

为验证本文对三电平 ANPC 变换器不同切换方式下损耗分布理论分析的正确性，搭建了小功率三电平 ANPC 变换器实验平台进行实验验证。控制系统由浮点型数字信号处理器 TMS320F28377D 实现，功率器件型号为 IKW30N60T，热电偶型号为 HIOKI U8552，实验平台如图 9 所示，系统参数见表 5。

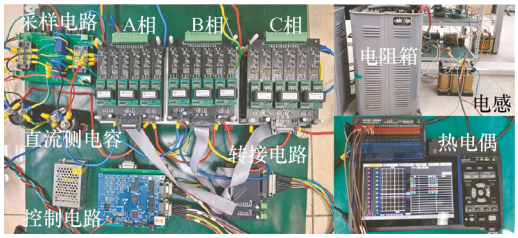


图 9 全 Si 器件的三电平 ANPC 变换器实验平台

Fig. 9 Experimental platform of full-Si three-level ANPC converter

表 5 三电平 ANPC 变换器实验参数

Tab. 5 Experimental parameters of three-level ANPC converter

参数	数值
直流母线电压 U_{dc}/V	300
直流侧电容 C_{dc1}，C_{dc2}/μF	800
调制比 m	0.69
负载 Z	8 Ω+5 mH
载波频率 f_c/kHz	25

在实验工况下，系统功率因数为 0.967，近似为 1，基于第 2 节分析，功率因数为 1 时，主要有 4 种不同的损耗分布方式，因此以这 4 种不同的损耗分布方式下的策略 1、策略 3、策略 4、策略 5 为例，进行实验验证。器件温度使用热电偶测量，实验结果如图 10 所示。可以看出，实验 10 min 后，器件温度基本稳定。因此，设定每组实验为 10 min，待器件温度降回至室温后再进行下一组实验。

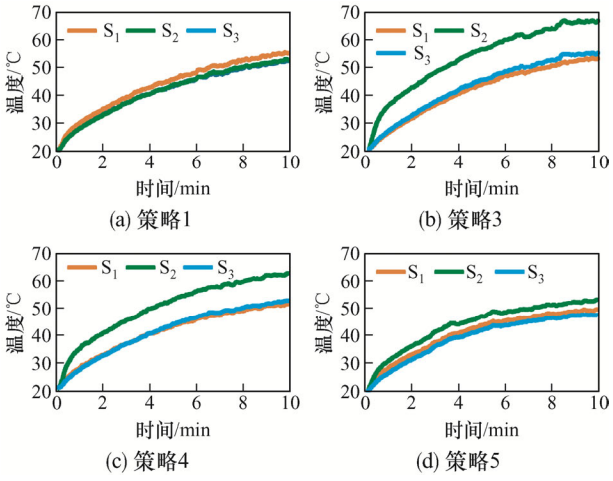


图 10　不同调制策略下器件结温变化

Fig. 10 Changes in junction temperature of device under different modulation strategies

器件温度稳定后，对 4 种调制策略下的器件温度分布结果进行对比分析，见表 6。其中，最高温度决定了系统容量及功率密度的上限，最大温差展现了损耗分布的不均衡度。从表 6 中可以看出，全 Si 器件的三电平 ANPC 变换器采用策略 1 时，开关管 S_1 温度最低为 52.6 ℃，S_2 温度最高为 55.4 ℃，器件温差仅为 2.8 ℃。开关损耗分散在外管和钳位管上时，损耗分布比较均衡。采用策略 3 时，开关管 S_1 温度最低为 53.4 ℃，S_2 温度最高为 67.0 ℃，器件温差高达 13.6 ℃。相比策略 1 器件最高温差升高 10.8 ℃，最高温度也升高 11.6 ℃，表明开关损耗集中在内管上时损耗分布极不均衡。采用策略 4 时，开关管 S_1 温度最低为 51.3 ℃，S_2 温度最高为 62.6 ℃，S_5 温度最高为 52.6 ℃，器件温差 11.3 ℃。相比于策略 3，器件最大温差降低 2.3 ℃，最高温度也降低 4.4 ℃，表明少部分开关损耗从内管分散在外管时，损耗分布均衡度略有改善。采用策略 5 时，S_2 温度最高为 53.1 ℃，S_5 温度最低为 47.6 ℃。所有调制策略中，该调制策略下的器件最高温度最低，表明并行环路有效降低了系统的通态损耗，提高了系统工作效率。

表 6　各调制策略下器件温度分布实验结果

Tab. 6 Experimental results of device temperature distribution under each modulation strategy

℃

调制策略	S_1	S_2	S_5	最高温度	最大温差
策略 1	52.6	55.4	53.1	55.4	2.8
策略 3	53.4	67.0	55.5	67.0	13.6
策略 4	51.3	62.6	52.6	62.6	11.3
策略 5	49.4	53.1	47.6	53.1	5.5

4　结论

为方便研究三电平 ANPC 变换器进一步优化器件损耗分布、提高工作效率的调制策略，本文详细研究了三电平 ANPC 所有 P↔O 切换方式下的换流过程，对所有切换方式下的损耗分布、工作效率进行了详细比较分析。研究结果表明：①通态损耗的分布只与换流方式有关，大小换流回路下通态损耗大小相等，大小换流回路并存的切换方式下，输出零电平时存在并行环路，能够有效降低通态损耗；②开关损耗的分布主要与换流方式有关，小换流方式下，开关损耗集中在外管和钳位管上，损耗分布最均衡，大换流方式下，开关损耗主要集中在内管上，部分切换方式下，部分开关损耗分散到外管上，损耗分布最不均衡，大小换流回路并存时，开关损耗分散在所有开关管上。

基于上述所得各切换方式的损耗分布规律，结合 Si 器件与 SiC 器件的性能特点，为后续优化各类三电平 ANPC 拓扑(全 Si 型、全 SiC 型、混合型三电平 ANPC 拓扑)的调制策略时，进一步优化器件损耗分布，提高系统工作效率和功率密度提供理论基础。

参考文献：

[1] Zhang Di, He Jiangbiao, Pan Di. A megawatt-scale medium-voltage high-efficiency high power density “SiC Si” hybrid three-level ANPC inverter for aircraft hybrid-electric propulsion systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 5971-5980.

[2] Fard M T, Abarzadeh M, Noghani K A, et al. Si/SiC hybrid 5-level active NPC inverter for electric aircraft propulsion drive applications [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(4): 63-76.

[3] Rivera S, Kouro S, Wu Bin, et al. Multilevel direct power control—A generalized approach for grid-tied multilevel converter applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5592-5604.

[4] Abu-Rub H, Bayhan S, Moinoddin S, et al. Medium-voltage drives: Challenges and existing technology [J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2016, 3(2): 29-41.

[5] Floricau D, Popescu C L, Popescu M O, et al. A comparison of efficiency for three-level NPC and active NPC voltage source converters [C]// 2009 Compatibility and Power Electronics. Badajoz, Spain, 2009: 331-336.

[6] 王林涛, 曾君, 刘俊峰. 具有自平衡和升压能力的有源中点箝位七电平逆变器[J]. 电源学报, 2025, 23(7): 28-35.
Wang Lintao, Zeng Jun, Liu Junfeng. Active-neutral-point-clamped seven-level inverter with self-balancing and Boost capabilities [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 28-35. (in Chinese)

[7] 苑国锋, 郭钒汐, 胡骢, 等. ANPC 三电平多模式同步空间矢量脉宽调制切换策略[J]. 电源学报, 2026, 24(2): 274-282.
Yuan Guofeng, Guo Fanxi, Hu Cong, et al. ANPC three-level multi-mode SSVPWM switching strategy [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(2): 274-282. (in Chinese)

[8] Bruckner T, Bernet S, Guldner H. The active NPC converter and its loss-balancing control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 855-868.

[9] Jiao Yang, Lee F C. New modulation scheme for three-level active neutral-point-clamped converter with loss and stress reduction [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5468-5479.

[10] Ma Lin, Kerekes T, Rodriguez P, et al. A new PWM strategy for grid-connected half-bridge active NPC converters with losses distribution balancing mechanism [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5331-5340.

[11] 谭国俊, 景巍. 有源钳位三电平变频器及其结温平衡控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 97-102.
Tan Guojun, Jing Wei. Active neutral point clamped three-level converter and its junction temperature balancing control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2): 97-102. (in Chinese)

[12] 司夏河. 多电平有源中点箝位型变换器控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2016.
Si Xiahe. Research on the control strategy of multilevel active neutral-point-clamped converters [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2016. (in Chinese)

[13] 鲁光祝. IGBT 功率模块寿命预测技术研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2012.
Lu Guangzhu. A study on the lifetime prediction technique for the IGBT power module [D]. Chongqing: Chongqing University, 2012. (in Chinese)

[14] 胡建辉, 李锦庚, 邹继斌, 等. 变频器中的 IGBT 模块损耗计算及散热系统设计[J]. 电工技术学报, 2009, 24(3): 159-163.
Hu Jianhui, Li Jingeng, Zou Jibin, et al. Losses calculation of IGBT module and heat dissipation system design of inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(3): 159-163. (in Chinese)



刘明月

作者简介：

刘明月(1997—)，女，硕士。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：21121441@bjtu.edu.cn。

王琛琛(1981—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：大容量功率变换和交流电动机控制。E-mail：chchwang@bjtu.edu.cn。

陆格野(1993—)，女，博士，副教授。研究方向：新能源系统与装备故障诊断与控制。E-mail：gylu@bjtu.edu.cn。

李赵烊(1998—)，男，博士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：23111455@bjtu.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)