

文章编号:1671-251X(2014)04-0055-05

DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.04.013

赵霞,方蕙,夏晨阳,等.有源箝位型三电平变频器功率器件损耗分析[J].工矿自动化,2014,40(4):55-59.

有源箝位型三电平变频器功率器件损耗分析

赵霞, 方蕙, 夏晨阳, 屠伟, 郭全军

(中国矿业大学 信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008)

摘要:针对传统中点箝位型三电平变频器运行过程中存在功率器件损耗分布不均匀问题,介绍了有源箝位型三电平拓扑的工作原理和基本调制策略,分析了有源箝位型三电平变频器的损耗特性。有源箝位型三电平拓扑使用双向功率器件取代传统中点箝位型三电平中的箝位二极管,通过选择恰当的零电压状态组合,可实现功率器件损耗均衡的目的。仿真结果表明,在各种典型工作状态下,相比于中点箝位型三电平拓扑,有源箝位型拓扑可更好地平衡功率器件内外管损耗,提升了变频器容量。

关键词:有源箝位型三电平变频器; 功率损耗; 零电压状态; NPC; ANPC

中图分类号:TD608

文献标志码:A

网络出版时间:

网络出版地址:

Analysis of loss distribution for power devices of active neutral
point clamped three-level inverter

ZHAO Xia, FANG En, XIA Chenyang, TU Wei, GUO Quanjun

(School of Information and Electrical Engineering, China University of
Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

Abstract: In view of problem of uneven loss distribution of power devices in running process of traditional neutral point clamped three level inverter, this paper introduced working principle and basic modulation strategy of active neutral point clamped three-level topology, analyzed loss characteristics of active neutral point clamped three-level converter. Active neutral point clamped three-level topology uses bidirectional power device to instead of traditional clamp diode of neutral point clamped three level, which can realize purpose of loss equilibrium of power device by selecting appropriate combination of zero voltage condition. The simulation results show that active neutral point clamped three-level topology can balance the loss of power devices, and improve the converter capacity under various typical working conditions compared with the traditional neutral point clamped three level.

Key words: active neutral point clamped three level converter; power loss; zero voltage condition; NPC; ANPC

0 引言

中点箝位型三电平(3L-Neutral Point Clamped, 3L-NPC)拓扑于1980年被提出^[1],其独特的拓扑结构,在兆瓦级大功率场合得到了广泛的应用^[2],其同一桥臂上功率器件损耗不均衡问题

随之被提出来^[3]。由于器件的电气性能受限于其散热方式及其允许的结温,因此,当功率器件散热方式相同时,变频器容量及器件开关频率受限于功率损耗最大的器件^[4]。

针对3L-NPC变频器功率器件损耗不平衡问题,德国学者T.Bruckner于2001年首次提出了有

收稿日期:2013-07-22;修回日期:2014-02-24;责任编辑:张强。

基金项目:高等学校博士学科点专项科研基金项目(20120095110017)。

作者简介:赵霞(1988—),女,山西朔州人,硕士研究生,研究方向为大功率变流器,E-mail:xiazhao cumt@163.com。

源箝位 (Active Neutral Point Clamped, ANPC) 三电平拓扑。该拓扑将传统 NPC 拓扑中的箝位二极管用有源功率器件取代, 这样在换流过程中通过选择合适的冗余零电压状态来均衡器件损耗。

本文分析了三电平 ANPC 拓扑的工作原理、基本调制策略, 通过分析其换流方式, 合理选择 4 种零电压状态组合, 实现功率器件损耗均衡的目的; 最后, 通过仿真验证了三电平 ANPC 拓扑在功率器件损耗均衡上的有效性。

1 三电平 ANPC 工作原理

图 1 为三电平 ANPC 单相拓扑结构。由于有源箝位电路的作用, 每相桥臂可以输出 P、0、N 三种电平状态, 其中 0 电平存在 0_{U2}、0_{U1}、0_{L1}、0_{L2} 四种冗余状态, 对应的开关状态和输出电压见表 1。表 1 中, 1 和 0 分别表示开关器件的导通和关断^[5-6]。

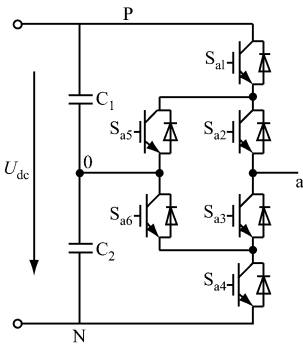


图 1 三电平 ANPC 单相拓扑结构

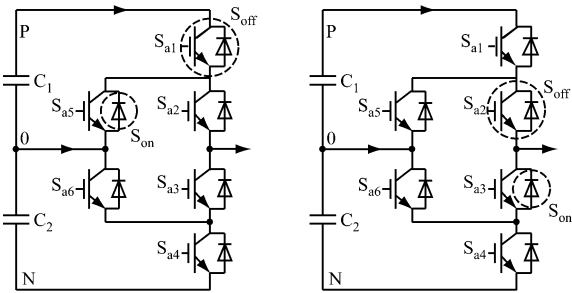
表 1 三电平 ANPC 逆变器开关状态

输出 状态	输出电 压 U_{aN}	开关状态					
		S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}
P	$U_{dc}/2$	1	1	0	0	0	1
0 _{U2}	0	0	1	0	0	1	0
0 _{U1}	0	0	1	0	1	1	0
0 _{L1}	0	1	0	1	0	0	1
0 _{L2}	0	0	0	1	0	0	1
N	$-U_{dc}/2$	0	0	1	1	1	0

以输出状态 0_{U2} 为例, 此时功率管 S_{a2} 、 S_{a5} 同时导通, 定义逆变器输出电流为正, 当逆变器 A 相输出电流为负时, 输出电流可经 S_{a5} 的续流二极管与 S_{a2} 输出, 当输出电流为正时可经 S_{a2} 的续流二极管与 S_{a5} 输出。同理在 0_{U1} 状态下, 逆变器输出电流亦可以从中性点流入或者流出。因此, 在同一上桥臂或者下桥臂零电压输出状态下, 三电平 ANPC 中

性点电流具有双向流动的特性。而传统三电平 NPC 零电压输出状态下, 中性点电流在上下桥臂间只有一条通路。因此, 三电平 NPC 存在同一桥臂开关损耗不平衡的问题, 而三电平 ANPC 可以通过配置不同的中性点通路达到均衡功率管之间开关损耗的目的。

三电平 ANPC 逆变器输出时其换流方式如图 2 所示, 当逆变器输出电平由 P → 0_{U2} 时, 首先应关断 S_{a6} , 然后再关断 S_{a1} , 经过一定的死区时间后, 开通 S_{a5} , 在开关过程中, 同 3L-NPC 一样, S_{a1} 承受关断损耗(图 2(a))。同理, 当变换器输出由 0_{U2} → P 时, 器件经历相反的开关顺序, 并由 S_{a1} 与 S_{a1D} 分别承受开通损耗与恢复损耗。当逆变器输出电平由 P → 0_{L1} 时, S_{a2} 关断, 经过一定死区时间后 S_{a3} 开通, 此间电流由中性点经 S_{a6} 与 S_{a3} 的续流二极管流出, 整个开关过程 S_{a2} 承受关断损耗(图 2(b)), 同理, 当逆变器输出电平为由 0_{L1} → P 时, 器件经历相反的开关顺序, 并由 S_{a2} 与 S_{a3} 续流二极管分别承受开通恢复损耗, 对于其他开关状态可依次类推。



(a) 方式 1

(b) 方式 2

图 2 三电平 ANPC 换流方式

由以上分析可知, 在三电平 ANPC 变频器输出电压、电流均大于零的情况下, 当逆变器输出在 P ↔ 0_{U2} 时, 开关损耗集中于外侧开关管 S_{a1} 与 S_{a5} 的续流二极管, 当逆变器输出在 P ↔ 0_{L1} 时, 开关损耗转移至内存开关管 S_{a2} 与 S_{a3} 的续流二极管, 因此, 如果合理控制 P ↔ 0_{U2} 与 P ↔ 0_{L1} 之间的开关状态, 就可以很好地实现同一桥臂功率管开关损耗的均衡。

2 三电平 ANPC 损耗特性分析

三电平 ANPC 变频器的调制策略直接影响着电流的流通过径, 间接影响着功率器件的损耗情况。由于在输出 0 状态时任一电流方向下都存在 2 种电流流通过径, 因此, 三电平 ANPC 变频器有 2 种基于载波比较的脉宽调制方式, 见表 2、表 3。

表2 PWM方式1的开关状态

输出电压	输出状态	开关状态					
		S _{a1}	S _{a5}	S _{a2}	S _{a3}	S _{a6}	S _{a4}
$-U_{dc}/2$	N	0	0	0	1	0	1
0	0_L2	0	0	0	1	1	0
0	0_U2	0	1	1	0	0	0
$U_{dc}/2$	P	1	0	1	0	0	0

表3 PWM方式2的开关状态

输出电压	输出状态	开关状态					
		S _{a1}	S _{a5}	S _{a2}	S _{a3}	S _{a6}	S _{a4}
$-U_{dc}/2$	N	0	1	0	1	0	0
0	0_U1	0	1	1	0	0	1
0	0_L1	1	0	0	1	1	0
$U_{dc}/2$	P	1	0	1	0	1	0

以阻感性负载为例,推导三电平 ANPC 变频器在上述 2 种传统 PWM 方法下的损耗计算公式^[7-8]。为了方便分析,画出参考调制电压和负载电流的相位关系图,如图 3 所示。

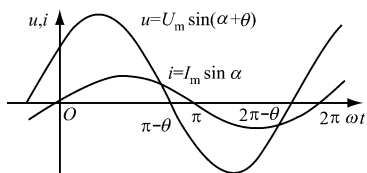


图3 电压和负载电流的相位关系

根据电压和电流过零点的情况可将一个调制周期分为 4 个区域,通过对 ANPC 三电平变频器在各个区域电流通路的分析,可总结出一相桥臂上各功率器件的损耗情况。由于上下桥臂完全对称,因此,本文只分析上半桥臂功率器件的损耗情况。

对于 PWM 方式 1,功率器件在一个周期内的损耗平均值计算如下。

$$P_{\text{con}, S_{a1}} = \frac{1}{T} \int dE_{S_{a1}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (R_{S_{a1}} I_m \sin \alpha + V_{\text{CEO}}) \times I_m \sin \alpha M \sin(\alpha + \theta) d\alpha \quad (1)$$

$$P_{\text{switch}, S_{a1}} = f_c \frac{\pi - \theta}{2\pi} \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (E_{\text{on},j} + E_{\text{off},j}) d(\omega t) \quad (2)$$

$$P_{\text{con}, S_{a1D}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} (R_{S_{a1D}} I_m \sin \alpha + V_{\text{FO1}}) I_m \sin \alpha \times M \sin(\alpha + \theta) d\alpha \quad (3)$$

$$P_{\text{rec}, S_{a1D}} = f_c \frac{\theta}{2\pi} \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} E_{\text{D(off)}} d(\omega t) \quad (4)$$

$$P_{\text{con}, S_{a2}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (R_{S_{a2}} I_m \sin \alpha + V_{\text{CEO}}) I_m \sin \alpha d\alpha \quad (5)$$

$$P_{\text{con}, S_{a2D}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\theta}^{\pi} (R_{S_{a2D}} I_m \sin \alpha + V_{\text{FO2}}) I_m \sin \alpha d\alpha \quad (6)$$

$$P_{\text{con}, S_{a5}} = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi-\theta}^{2\pi} (R_{S_{a5}} I_m \sin \alpha + V_{\text{CEO}}) I_m \sin \alpha \times (1 - M \sin(\alpha + \theta)) d\alpha \quad (7)$$

$$P_{\text{switch}, S_{a5}} = f_c \frac{\theta}{2\pi} \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi-\theta}^{2\pi} (E_{\text{on},j} + E_{\text{off},j}) d(\omega t) \quad (8)$$

$$P_{\text{con}, S_{a5D}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (R_{S_{a5D}} I_m \sin \alpha + V_{\text{FO5}}) I_m \sin \alpha \times [1 - M \sin(\alpha + \theta)] d\alpha \quad (9)$$

$$P_{\text{rec}, S_{a5D}} = f_c \frac{\pi - \theta}{2\pi} \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} E_{\text{D(off)}} d(\omega t) \quad (10)$$

因此,变换器上桥臂功率器件 S_{a1} , S_{a1D} , S_{a2} , S_{a2D} , S_{a5} , S_{a5D} 的损耗为

$$\begin{aligned} P_{S_{a1}} &= P_{\text{con}, S_{a1}} + P_{\text{switch}, S_{a1}} \\ P_{S_{a1D}} &= P_{\text{con}, S_{a1D}} + P_{\text{switch}, S_{a1D}} \\ P_{S_{a2}} &= P_{\text{con}, S_{a2}} + P_{\text{switch}, S_{a2}} \\ P_{S_{a2D}} &= P_{\text{con}, S_{a2}} + P_{\text{switch}, S_{a2D}} \\ P_{S_{a5}} &= P_{\text{con}, S_{a5}} + P_{\text{switch}, S_{a5}} \\ P_{S_{a5D}} &= P_{\text{con}, S_{a5D}} + P_{\text{switch}, S_{a5D}} \end{aligned} \quad (11)$$

由调制策略可以得出,变换器上下桥臂开关对称作用,所以 PWM 方式 1 下变换器总损耗为

$$P_{\text{total}} = 6(P_{S_{a1}} + P_{S_{a1D}} + P_{S_{a2}} + P_{S_{a2D}} + P_{S_{a5}} + P_{S_{a5D}}) \quad (12)$$

式中: P_{con} 、 P_{switch} 、 P_{rec} 分别为器件导通损耗、开关损耗和二二极管反相恢复损耗; T 为调制波周期; $E_{S_{a1}}$ 为功率管 S_{a1} 在一个开关周期的能量损耗; S_{a1D} 代表功率管 S_{a1} 中的反向二极管; $R_{S_{a1}} = (V_{\text{CEN}} - V_{\text{CEO}})/I_{\text{CN}}$, I_{CN} 和 V_{CEN} 为器件制造商提供的额定电流和在额定电流下的集射极电压, V_{CEO} 为 IGBT 的饱和压降; α 为一个开关周期内器件通态占空比; I_m 为负载电流幅值; M 为调制波电压峰值与载波电压峰值的比值; f_c 为载波周期; V_{FO} 为二极管门槛电压; $E_{\text{D(off)}}$ 为二极管整个关断过程其能量损耗; E_{on} 、 E_{off} 分别为 IGBT 开通、关断能量损耗。

同理可以求得 PWM 方式 2 变换器上桥臂各功率器件损耗,这里不再赘述。

鉴于 PWM 方式 1 和 PWM 方式 2 各自的优缺点,将 PWM 方式 1 和 PWM 方式 2 结合得到 PWM 方式 3。PWM 方式 3 使得各个管子的损耗分布更加均匀,可以使系统的容量、开关的频率更高。

PWM 方式 3 在一个开关周期内,一半采用 PWM 方式 1 的换流方式,一半采用 PWM 方式 2

的换流方式,因此,三电平 ANPC 变频器在 PWM 方式 3 下功率器件的损耗是方式 1 和方式 2 的平均值。

对三电平 ANPC 采用载波比较法调制策略^[7-8],如图 4 所示,图中 S_{r1} 为参考电压指令; u_{c1} 、 u_{c2} 为载波信号,在时间轴上它们关于水平坐标对称,相位相差 180° 。当电压指令大于零时,其比较方式如图 4 中 S_{r1} 所示,在一个开关周期内其包含有 0_U2、P、0_L1 三种开关状态,当电压指令小于零时,其比较方式如图 4 中 S_{r2} 所示,在一个开关周期内其包含有 0_L2、N、0_U1 三种开关状态。观察输出相电压可知,这种调制策略具有输出相电压开关频率加倍的特点。

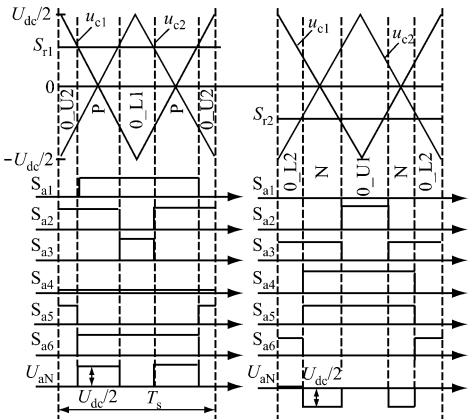


图 4 三电平 ANPC 调制策略

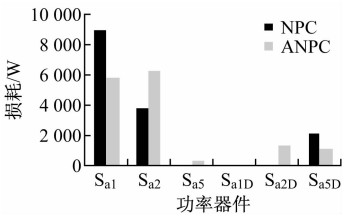
3 仿真分析

采用图 4 所示的调制策略,对三电平 ANPC 变频器使用 PWM 方式 3 调制,在不同工况下进行功率器件损耗分析,仿真参数: $U_{dc}=1\ 800\text{ V}$, $R=5\ \Omega$, $L=5\text{ mH}$ 。IGBT 模块选用 Infineon FF650R17IE4。

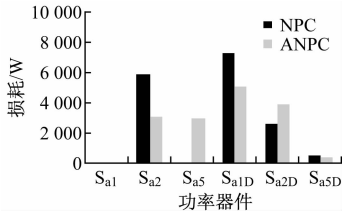
图 5 为三电平 ANPC、3L-NPC 两种拓扑在逆变和整流 2 种工况下,调制度 $m=1.05$ 时功率器件的损耗计算结果柱状图。在逆变工况下(图 5(a)),NPC 拓扑 S_{a1} 、 S_{a2} 的损耗相差较大,而 ANPC 拓扑损耗大致相同,并且小于 NPC 拓扑 S_{a1} 的损耗。同样的,在整流工况下(图 5(b)),ANPC 拓扑中各个功率管损耗分布较 NPC 拓扑要均衡。明显可见,三电平 ANPC 相比 3L-NPC,在同一桥臂上,内外开关失衡明显改善,达到了较好的均衡损耗的目的。

三电平 ANPC、NPC 两种拓扑在不同工况下的损耗情况见表 4、表 5。从表 4、表 5 可知,在相同工况下,三电平 ANPC 变频器相对于 3L-NPC 变频器

总损耗相差并不大,可见三电平 ANPC 的优势在于对变频器总损耗的均衡控制。



(a) 逆变工况下, $m=1.05$, $\theta=0$



(b) 整流工况下, $m=1.05$, $\theta=\pi$

图 5 不同负载阻抗角和调制度下功率器件的损耗

表 4 三电平 ANPC 变频器在不同工况下的总损耗

模式	调制度	总损耗/W
逆变模式($\theta=0$)	$m=0.05$	8 473.0
	$m=1.05$	8 894.4
整流模式($\theta=\pi$)	$m=0.05$	8 475.6
	$m=1.05$	8 986.2

表 5 3L-NPC 变频器在不同工况下的总损耗

模式	调制度	总损耗/W
逆变模式($\theta=0$)	$m=0.05$	8 392
	$m=1.05$	8 862
整流模式($\theta=\pi$)	$m=0.05$	8 476
	$m=1.05$	9 623

对比分析图 5、表 4、表 5,结果表明,在同样的负载工况下,较传统 NPC 拓扑功率器件损耗,ANPC 拓扑功率器件的损耗得到了均衡。

4 结语

分析了三电平 ANPC 拓扑的工作原理和 PWM 方式 1、PWM 方式 2、PWM 方式 3 基本调制策略,理论分析得出 PWM 方式 3 较 PWM 方式 1 和 PWM 方式 2 调制方式可以更好地均衡器件损耗。

仿真结果表明,相比于 3L-NPC 拓扑,三电平 ANPC 拓扑可更好地平衡内外管功率损耗,从而可以使变频器容量得到提升,具有较高的实际应用价值。

参考文献:

- [1] NABAE A, TAKAHASHI I, AKAGI H. A neutral point clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1981(5):518-523.
- [2] RODRIGUEZ J, BERNET S, STEIMER P, *et al.* A survey on neutral-point-clamped inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2010, 57(7): 2219-2230.
- [3] CLOTEA L, FORCOS A, MARINESCU C, *et al.* Power losses analysis of two-level and three-level neutral clamped inverters for a wind pump storage system[C]// Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 : 1174-1179.
- [4] 景巍. 大功率三电平变频器功率器件损耗研究[D]. 徐州:中国矿业大学,2011.
- [5] BRUCKNER T, BERNET S, GULDNER H. The active NPC inverter and its loss-balancing control[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2005, 52(3): 855-868.
- [6] FLORICAU D, FLORICAU E, GATEAU G. Three-level active NPC inverter: PWM strategies and loss distribution[C]//IECON 2008:3333-3338.
- [7] 陈权,王群京,姜卫东,等. 二极管箝位型三电平变换器开关损耗分析[J]. 电工技术学报,2008,23(2): 68-75.
- [8] 陈权,王群京,郑常宝. 三电平变换器 PWM 控制通态损耗分析[J]. 电气传动,2009,39(11): 38-41.