

有源中点钳位型三电平逆变器开关器件损耗均衡调制方法

罗 龙^{1,2}, 李耀华^{1,2}, 李子欣^{1,2}, 赵 聪^{1,2}, 张 航^{1,2}

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室, 中国科学院电工研究所, 北京 100190;
2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 三电平有源中点钳位型(Three-Level Active Neutral-Point-Clamped, 3L-ANPC)逆变器可以克服传统三电平逆变器内外层开关器件损耗不均衡的问题,但是其实现损耗均衡的控制方法,一般要求在线计算开关器件温度进行直接控制,或者实时采集开关器件温度进行反馈控制,实现过程比较复杂。为在实现损耗均衡的前提下,同时降低控制器的复杂程度,本文提出一种按照工频周期轮换选择零电平开关状态的开关器件损耗均衡调制策略,分析了采用该方法时开关器件的换流过程以及损耗特性。在单相全桥 3L-ANPC 逆变器上的仿真结果表明,本文提出的方法简单易实现,可以有效减小开关器件的损耗不均衡程度。

关键词: 有源中点钳位; 三电平逆变器; 损耗均衡; 调制方法

DOI: 10.12067/ATEEE2012043

文章编号: 1003-3076(2021)04-0001-09

中图分类号: TM464

1 引言

三电平有源中点钳位型(Three-Level Active Neutral-Point-Clamped, 3L-ANPC)电压源逆变器自2001年被提出^[1],用于克服传统三电平逆变器损耗不均衡的问题。但是,其实现损耗均衡的控制方法,一般要求在线计算开关器件温度进行直接控制,或者实时采集开关器件温度进行反馈控制,实现过程比较复杂^[2,3]。

国内外的很多文献都提出了不同的 3L-ANPC 逆变器内外层开关器件损耗均衡控制方法^[4-16]。关于损耗均衡方法,大体可以分为 2 类:即基于固定零电平状态选择的开环控制方法和基于动态零电平状态选择的结温反馈式闭环控制方法。基于固定零电平状态选择的开环控制方法通过周期性的轮换选择不同的零电平状态,使得逆变器输出零电平时的电流尽可能均衡地流过内外层开关器件,达到内外层开关器件损耗均衡的目的。文献[4]针对逆变器的内外层开关器件,采用不同的调制波,实现对变流器不同零电平状态的主动选择,可以达到开关器件损耗均衡的目的,但是这种方法会导致逆变器在输出

零电平和正负电平状态的时候同时动作外管和内管,这对开关器件一致性要求较高,并且不同开关器件使用不同的调制波也增加了系统的复杂度。相比于文献[4],文献[5]提出在半个工频周期内,逆变器通过切换不同零电平输出状态来实现损耗均衡,这可以进一步简化系统控制,但逆变器输出的零电平状态频繁地切换会增加系统总体损耗。文献[6]将开关器件的损耗建模成调制度和功率因数的分段函数,然后进行开关器件损耗的在线计算,在得到损耗最大的开关器件前提下,再选择合适的零电平输出状态,并且进行 SVPWM 调制,以达到损耗均衡的目的,但这种方法计算量较大,实际应用时,设计的控制器较为复杂。文献[7]基于器件导通损耗和开关损耗设计了损耗预测模型,使用模型预测控制算法对开关器件损耗进行分配,在代价函数中选择最优的零电平状态进行输出,达到器件损耗均衡的目的,但是并未进行实验验证。

基于动态零电平状态选择的结温反馈式闭环控制方法通过对开关器件的温度进行采集,实时调整逆变器输出的零电平状态,使得逆变器电流在零电平状态下尽可能流过温度较低的器件,达到内外层

收稿日期: 2020-12-29

作者简介: 罗 龙(1993-),男,重庆籍,博士研究生,研究方向为电力电子与电力传动;

李子欣(1981-),男,河北籍,研究员,博导,博士,研究方向为电力电子变压器、多电平变流器等。

开关器件损耗均衡的目的。文献[8]分析了 3L-ANPC 三电平逆变器的 8 种换流模式,对其损耗分布进行了系统的研究,结合温度反馈,针对不同负载功率因数下,提出了轮换选择两种开关器件损耗均衡的控制策略,但是其将负载功率因数耦合到了一起,增加了系统的复杂程度。文献[9]提出了根据开关器件温度反馈,随着调制度的变化,动态选取两种 PWM 调制方式的工作比例,以此实现温度平衡控制,这种控制方法虽然可以改善开关器件损耗不均衡程度,但逆变器同样存在工频周期内多个不同零状态之间的频繁切换的问题。文献[10]基于在线结温计算,实时选择合适的换流路径使得发热最为剧烈的开关器件尽量少承受开关损耗;但这种方法需要占用较多的计算资源,计算结果准确度也不高,并增加系统的控制复杂度。文献[11]分析了零电平状态输出时的导通损耗和开关损耗,进行了结温计算,并选择提供最低结温的零电平状态进行输出。文献[12]采用模型预测控制对开关器件损耗进行均衡控制,通过在每个控制周期内对开关器件损耗进行计算,并从四种零电平开关状态中选择最优值输出,由于模型预测控制开关频率不固定,损耗均衡的效果并不是很理想。

除了通过选择逆变器不同零电平状态输出实现开关器件损耗均衡的方法,控制上也可以通过调整每一个开关周期内开关状态的占空比^[13],实现开关器件损耗优化分配,达到开关器件损耗均衡的目的,但同时这也会增加系统的开关频率。也有文献[14,15]将 3L-ANPC 拓扑做了改进,减小了开关器件损耗的不均衡度,但是增加了系统硬件成本和控制复杂程度。文献[16]研究了 3L-ANPC 逆变器在不同开关模式和工作条件下,开关器件损耗的分布,并提出了一定程度上减小损耗的控制策略,但是并未对器件之间的损耗均衡进行研究。

针对上述问题,本文提出一种按照工频周期轮换选择零电平开关状态的开关器件损耗均衡调制策略,可使得各个开关管工作频率尽可能保持一致,进一步缓解 3L-ANPC 三电平逆变器开关损耗不均衡的问题。与第 1 类损耗均衡方法不同的是,本文提出的方法在逆变器输出零电平状态时,仅需半个工频周期才切换一次不同的零电平输出状态,而减小逆变器在不同零电平输出状态上的切换频率可降低控制系统的复杂度。相比第 2 类文献中使用的方法,本文提出的方法取消了节温反馈和结温实时计

算环节,更有利于简化控制器设计。

本文以单相半桥 3L-ANPC 逆变器为例,首先介绍了其工作原理和传统 PWM 调制的方法,进而分析了本文提出的调制策略工作原理、开关器件换流过程以及损耗特性;在 PSIM 中搭建了单相全桥 3L-ANPC 逆变器进行仿真验证,仿真结果表明,与传统调制策略相比,逆变器工作在单位功率因数条件下,所提出的调制方法可以减小开关器件损耗不均衡度。

2 3L-ANPC 逆变器及其调制方法

2.1 拓扑及开关状态分析

IGBT 构成的单相半桥 3L-ANPC 逆变器电路拓扑如图 1 所示。符号 $S_x (x=1,2,3,\dots,6)$ 代表 IGBT, $D_x (x=1,2,3,\dots,6)$ 代表反并联二极管。其中, S_1 、 S_4 、 D_1 和 D_4 被称为外层器件(简称为“ S_{out} ”、“ D_{out} ”), S_2 、 S_3 、 D_2 和 D_3 被称为内层器件(简称为“ S_{in} ”、“ D_{in} ”), S_5 、 S_6 、 D_5 和 D_6 被称为中点钳位器件^[2](简称为“ S_{npc} ”、“ D_{npc} ”)。

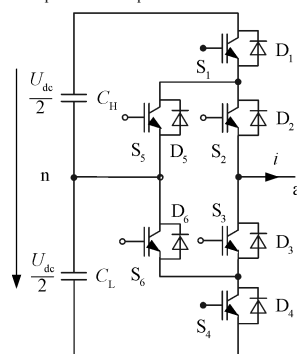


图 1 由 IGBT 构成的单相半桥 3L-ANPC 逆变器电路拓扑

Fig.1 Single-phase half-bridge 3L-ANPC circuit topology using IGBT

单相半桥 3L-ANPC 逆变器存在 6 种可用的开关状态^[3](见表 1)。如果电流 i 经过半桥上半部分流进或者流出上直流母线电容 C_H 的正极,则此时的开关状态被称为 P(半桥正状态, $u_{an} = U_{dc}/2$)。同样的分析,可以得到开关状态 N(半桥负状态, $u_{an} = -U_{dc}/2$)。如果电流 i 经过半桥上半部分流进或者流出中点 n ,则此时的开关状态被称为 0U(上半桥零状态, $u_{an} = 0$)。有两种不同的上半桥零状态: 0U1, 0U2。这两种上半桥零状态均需要导通开关器件 S_2 、 S_5 , 区别在于是否导通开关器件 S_4 ; 当单相半桥 3L-ANPC 逆变器输出开关状态在 P 和 0U1 或者

P 和 0U2 之间切换时,导通或者关断 S_4 对电流的传导路径并没有影响;但是当单相半桥 3L-ANPC 逆变器输出开关状态在 N 和 0U1 或者 N 和 0U2 之间切换时,会影响电压的分布,进而影响器件的开关损耗分布。同理,对单相半桥 3L-ANPC 逆变器下半桥分析可以得到开关状态 0L(下半桥零状态, $u_{an}=0$),即 0L1 和 0L2。

表 1 单相半桥 3L-ANPC 开关状态

Tab.1 Switching states of single-phase half-bridge 3L-ANPC

开关状态	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	u_{an}
P	1	1	0	0	0	1	$U_{dc}/2$
0U2	0	1	0	0	1	0	0
0U1	0	1	0	1	1	0	0
0L1	1	0	1	0	0	1	0
0L2	0	0	1	0	0	1	0
N	0	0	1	1	1	0	$-U_{dc}/2$

2.2 传统调制方法

实际应用中,大致有以下三种典型的 PWM 调制策略。调制策略一采用同向层叠(In-Phase Disposition, IPD)载波调制方式(下文简称为“传统方法 1”),当参考电压 $U_{ref}>0$ 时,3L-ANPC 逆变器的开关状态在 P 和 0U1 或者 0U2 之间切换;当参考电压 $U_{ref}<0$ 时,3L-ANPC 逆变器的开关状态在 N 和 0L1 或者 0L2 之间切换。调制策略二仍采用 IPD 载波调制方式(下文简称为“传统方法 2”),与调制策略一不同的是,其切换方式的选择有所改变:当参考电压 $U_{ref}>0$ 时,3L-ANPC 逆变器的开关状态在 P 和 0L1 之间切换;当参考电压 $U_{ref}<0$ 时,3L-ANPC 逆变器的开关状态在 N 和 0U1 两种状态之间切换。调

制策略三采用交替反向层叠(Alternative Phase Opposite Disposition, APOD)载波调制方式(下文简称为“传统方法 3”),该方式结合了策略一和策略二的换流方式:当参考电压 $U_{ref}>0$ 时,3L-ANPC 逆变器的开关状态在 P 和 0L1、0U1(0U2)三种状态之间切换;当参考电压 $U_{ref}<0$ 时,3L-ANPC 逆变器的开关状态在 N 和 0U1、0L1(0L2)三种状态之间切换。

3 工频周期轮换调制策略工作原理及其损耗分析

3.1 实现方法

如图 2 所示是工频周期轮换选择零电平开关状态的开关器件损耗均衡调制策略工作原理,参考电压设为 $u_o = U_m \sin\theta$ 。将调制实现过程分为 A~F 六个区域,每个区域内,逆变器选择的开关 0 状态相同,通过加入调制波的相位信息,以 $T/2$ 为开关 0 状态轮换周期,采用 IPD 载波调制策略,使用 $P \leftrightarrow 0U1(0U2)$, $N \leftrightarrow 0L1(0L2)$, $P \leftrightarrow 0L1$ 和 $N \leftrightarrow 0U1$ 实现逆变器的开关状态轮换,使得在 $3T$ 周期内每只开关器件的平均开关频率相等,达到开关器件损耗均衡的目的。其中,0U1/0U2 的区别在于是否导通开关器件 S_4 ,当逆变器在半桥正状态和上半桥零状态之间($P \leftrightarrow 0U1/0U2$)切换时,选取两种上半桥零状态中的任意一种对损耗分布并没有影响,为了叙述简洁,本文选择 $P \leftrightarrow 0U2$ 开关状态的切换方式。同理,0L1/0L2 开关状态的分析可以得到相同的结论,故本文选择 $N \leftrightarrow 0L2$ 开关状态的切换方式。由于 $P \leftrightarrow 0L2$ 和 $N \leftrightarrow 0U2$ 换流时存在电流路径不确定的区域,故不在本文方法中使用。

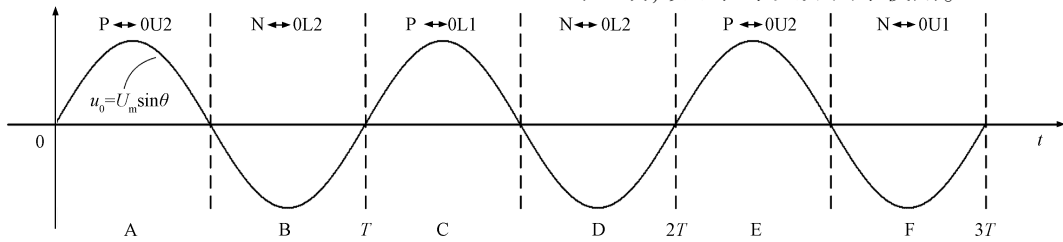


图 2 工频周期轮换调制策略工作原理

Fig.2 Operation principle of modulation strategy by power frequency cycle alternation

在区域 A、E 中,选择 $P \leftrightarrow 0U2$ 换流路径,此时 S_1 和 S_5 在每个载波周期内导通和关断,逆变器输出调制波的正半周, S_1 和 S_5 按照载波频率进行开关动作。

在区域 B、D 中,选择 $N \leftrightarrow 0L2$ 换流路径,此时 S_4 和 S_6 在每个载波周期内导通和关断,逆变器输出

调制波的负半周, S_4 和 S_6 按照载波频率进行开关动作。

在区域 C 中,选择 $P \leftrightarrow 0L1$ 换流路径,此时 S_2 和 S_3 在每个载波周期内导通和关断,逆变器输出调制波的正半周, S_2 和 S_3 按照载波频率进行开关动作。

在区域F中,选择 $N \leftrightarrow 0U1$ 换流路径,此时 S_2 和 S_3 在每个载波周期内导通和关断,逆变器输出调制波的正半周,此时 S_4 和 S_6 按照载波频率进行开关动作。

由此可以得到开关器件 $S_1 \sim S_6$ 的开关动作波形如图3所示,由器件开关动作波形可知,在 $3T$ 周期内,每个开关器件按照载波频率动作的周期均为 T ,每只开关器件的平均开关频率相等。

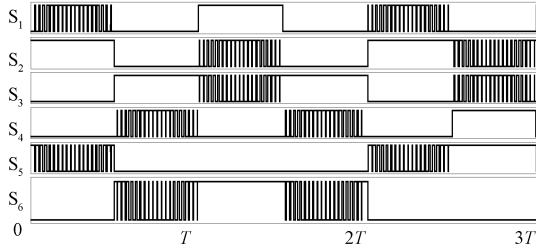


图3 开关器件 $S_1 \sim S_6$ 的开关动作波形

Fig.3 Switching wave of $S_1 \sim S_6$

3.2 换流过程及损耗分析

3L-ANPC逆变器输出电流在 $P \leftrightarrow 0U2$, $N \leftrightarrow 0L2$, $P \leftrightarrow 0L1$ 和 $N \leftrightarrow 0U1$ 之间换流,决定了各个开关器件之间的损耗分布。所有换流过程均发生在一只开关器件和一只反并联二极管上。尽管有的换流路径存在大于2只开关器件动作的情况,但仅有一只开关器件和一只反并联二极管承受主要的开关损耗。为了简化分析,本文设定逆变器工作在单位功率因数条件下,向电网侧回馈有功功率,即功率因数(Power Factor, PF) $PF=1$ 。

当3L-ANPC逆变器工作在A和E区域时,逆变器电流 $i > 0$,电流换流路径发生在 $P \leftrightarrow 0U2$ 之间。如图4(a)和图4(b)所示,当电流换流发生在 $P \rightarrow 0U2$ 期间时,首先关断 S_6 ,然后关断 S_1 ,在一段死区时间之后开通 S_5 ,此时电流 i 从上直流母线电容正极换流至直流母线电容中点,此过程中:开关器件 S_1 产生关断损耗;开关器件 S_6 不经过电流,不产生损耗;开关器件 S_5 不经过电流,不产生损耗;二极管 D_5 产生很小的开通损耗;开关器件 S_2 在换流过程中处于一直导通状态,只有通态损耗。反之,当电流换流发生在 $0U2 \rightarrow P$ 期间时,首先关断 S_5 ,在一段死区时间之后开通 S_1 ,最后开通 S_6 ,此时电流 i 从直流母线电容中点换流至上直流母线电容正极,此过程中:二极管 D_5 产生反向恢复损耗,开关器件 S_1 产生开通损耗,开关器件 S_2 在换流过程中处于一直导通状态,只有通态损耗。

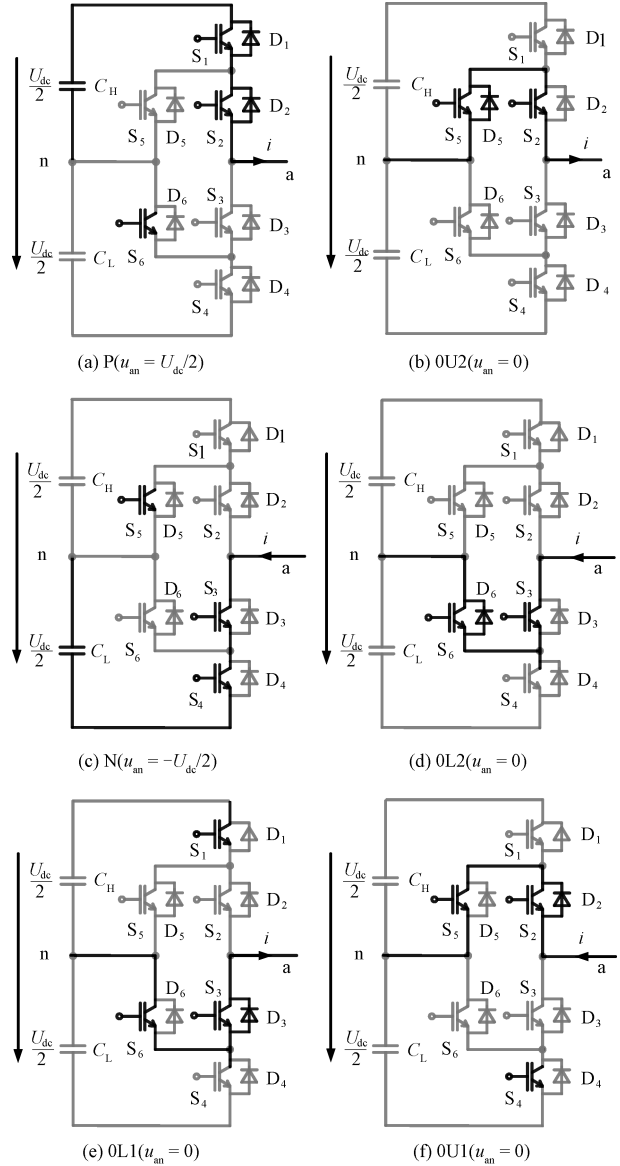


图4 单相半桥3L-ANPC逆变器 $PF=1$ 时的换流路径,半桥开关状态

Fig.4 Commutations in single-phase half-bridge 3L-ANPC inverter with $PF=1$

当3L-ANPC逆变器工作在B和D区域时,逆变器电流 $i < 0$,电流换流路径发生在 $N \leftrightarrow 0L2$ 之间。如图4(c)和图4(d)所示,当电流换流在 $N \rightarrow 0L2$ 期间时,首先关断 S_5 ,然后关断 S_4 ,在一段死区时间之后开通 S_6 ,此时电流 i 从下直流母线电容负极换流至直流母线电容中点,此过程中:开关器件 S_4 产生关断损耗,开关器件 S_5 不经过电流,不产生损耗;二极管 D_6 产生很小的开通损耗;开关器件 S_3 在换流过程中处于一直导通状态,只有通态损耗。反之,当电流换流发生在 $0L2 \rightarrow N$ 期间时,首先关

断 S_6 , 在一段死区时间之后开通 S_4 , 最后开通 S_5 , 此时电流 i 从直流母线电容中点换流至下直流母线电容负极, 此过程中: 二极管 D_6 产生反向恢复损耗, 开关器件 S_4 产生开通损耗, 开关器件 S_3 在换流过程中处于一直导通状态, 只有通态损耗。

当 3L-ANPC 逆变器工作在 C 区域时, 逆变器电流 $i > 0$, 电流换流路径发生在 $P \leftrightarrow 0L1$ 之间。如图 4(a) 和图 4(e) 所示, 当电流换流发生在 $P \rightarrow 0L1$ 期间时, 首先关断 S_2 , 在一段死区时间之后开通 S_3 , 此时电流 i 从上直流母线电容正极换流至直流母线电容中点, 此过程中: 开关器件 S_2 产生关断损耗; S_3 产生开通损耗; 二极管 D_3 产生较小的开通损耗; 开关器件 S_1 和 S_6 一直处于导通状态, 仅存在导通损耗。反之, 当电流换流发生在 $0L1 \rightarrow P$ 期间时, 首先关断 S_3 , 在一段死区时间之后开通 S_2 , 此时电流 i 从直流母线电容中点换流至上直流母线电容正极, 此过程中: 二极管 D_3 产生反向恢复损耗, 开关器件 S_2 产生开通损耗。

当 3L-ANPC 逆变器工作在 F 区域时, 逆变器电流 $i < 0$, 电流换流路径发生在 $N \leftrightarrow 0U1$ 之间。如图 4(c) 和图 4(f) 所示, 当电流换流发生在 $N \rightarrow 0U1$ 期间时, 首先关断 S_3 , 在一段死区时间之后开通 S_2 , 此时电流 i 从下直流母线电容负极换流至直流母线电容中点, 此过程中: 开关器件 S_3 产生关断损耗; 二极管 D_2 产生较小的导通损耗; 二极管 D_5 产生较小的开通损耗; 开关器件 S_4 和 S_5 一直处于导通状态, 仅存在导通损耗。反之, 当电流换流发生在 $0U1 \rightarrow N$ 期间时, 首先关断 S_2 , 在一段死区时间之后开通 S_3 , 此时电流 i 从直流母线电容中点换流至下直流母线电容负极, 此过程中: 二极管 D_2 产生反向恢复损耗, 开关器件 S_3 产生开通损耗。

实际采用的 IGBT 模块中, 开关器件和反并联二极管一般是集成封装, 因此 3L-ANPC 内层 ($S_{in} D_{in}$)、外层 ($S_{out} D_{out}$) 和中点钳位层 ($S_{npc} D_{npc}$) 开关器件模块损耗分别可以表示为:

$$P_{S_j D_j} = P_{cond, S_j} + P_{cond, D_j} + P_{sw, S_j} + P_{sw, D_j} \quad (1)$$

式中, $j=1, 2, 5$, 分别表示 3L-ANPC 上半桥 $S_{out} D_{out}$ 、 $S_{in} D_{in}$ 和 $S_{npc} D_{npc}$ 的开关器件模块损耗, 包含开关器件和二极管的导通损耗 P_{cond, S_j} 、 P_{cond, D_j} 及其开关损耗 P_{sw, S_j} 、 P_{sw, D_j} 。下半桥 $S_{in} D_{in}$ 、 $S_{out} D_{out}$ 和 $S_{npc} D_{npc}$ 的开关器件模块损耗分布与上半桥开关器件模块损耗分布呈对称关系^[17-19], 本文不另行赘述。

由于各个开关器件模块损耗差异将直接导致温

升的不均衡, 为了量化系统中 n 个开关器件模块之间的损耗不均衡程度的大小, 本文定义不均衡度函数为:

$$f_{un} = \frac{\max(P_{S_j D_j}) - \sum_{j=1}^n \frac{P_{S_j D_j}}{n}}{\sum_{j=1}^n \frac{P_{S_j D_j}}{n}} \quad (2)$$

式中, j 为开关器件模块的序号; n 为系统中开关器件模块数目。

4 仿真对比分析

为了验证本文所提方法的有效性, 在 PSIM 中使用 Infineon $V_{CES} = 1\ 700\ V$ 、 $I_{Cnom} = 1\ 800\ A$ 的半桥 IGBT 模块搭建单相全桥 3L-ANPC 逆变器仿真模型, 具体仿真参数见表 2。

表 2 仿真参数

Tab.2 Parameters of simulation

参 数	数 值
交流额定电压 U/V	900
直流电压 U_{dc}/V	1 500
连接电感 L/mH	1
等效电阻 R/Ω	0.1
额定频率 f/Hz	50
直流侧电容 $C/\mu F$	2 000
IGBT 开关频率 f_{sw}/kHz	2.5
功率因数 $\cos\varphi$	1
额定容量 $S/(kV \cdot A)$	166
热损耗计算周期 T_c/ms	60

在相同开关频率和逆变器 $PF=1$ 的条件下, 按照式(1), 分别仿真计算当逆变器采用本文提出的轮换方法、传统方法 1、传统方法 2 和传统方法 3 时, 上半桥 $S_{out} D_{out}$ 、 $S_{in} D_{in}$ 和 $S_{npc} D_{npc}$ 开关器件模块 (本文取 $S_1 D_1$ 、 $S_2 D_2$ 和 $S_5 D_5$) 的损耗大小, 并通过式(2)求得并比较四种调制策略的开关器件模块损耗不均衡度 f_{un} , 再进一步分析四种调制方法对逆变器交流电流、逆变器输出电压和开关器件损耗分布的影响。

在四种调制策略下, 仿真计算 $S_{out} D_{out}$ 、 $S_{in} D_{in}$ 和 $S_{npc} D_{npc}$ 开关器件模块热损耗数据如表 3 所示。根据表 3 中开关器件模块热损耗数据, 基于式(2)分别计算四种调制方法的开关器件损耗不均衡度 f_{un} 如图 5 所示。由图 5 可知, 单位功率因数逆变条件下, 逆变器采用本文方法的开关器件损耗不均衡度为 0.5, 与其余三种传统调制方法 (分别为 0.89、

1.12、0.49)相比,其不平衡度与传统方法3基本一致,远低于传统方法1和传统方法2。比较图5中本文方法和传统方法的不平衡度,结合表4中的总损耗一栏可知,虽然传统方法3的开关器件损耗不平衡度最接近本文提出的方法,但是在使用相同载波频率的前提下(仿真中四种调制方法均采用2.5 kHz的载波频率),其开关器件总体损耗是本文提出方法的1.4倍;而当逆变器采用传统方法1、传统方法2和本文方法时,总体损耗基本一致,但其开关器件损耗不平衡度较大。当逆变器采用传统方法3时,逆变器平均开关频率上升会直接导致 $S_{out}D_{out}$ 、 $S_{in}D_{in}$ 和 $S_{npc}D_{npc}$ 开关器件模块总损耗上升。

表3 开关器件模块热损耗数据

Tab.3 Data of thermal simulation for switch module

调制方法	$S_{out}D_{out}$	$S_{in}D_{in}$	$S_{npc}D_{npc}$	总损耗
本文方法	155	128	26	307
传统方法1	193	89	24	306
传统方法2	65	218	25	308
传统方法3	196	220	28	444

四种调制策略下,流过上半桥 $S_{out}D_{out}$ 、 $S_{in}D_{in}$ 和 $S_{npc}D_{npc}$ 开关器件的电流如图6所示,其中图6(a)~图6(c)为本文提出的方法,图6(d)~图6(f)为传

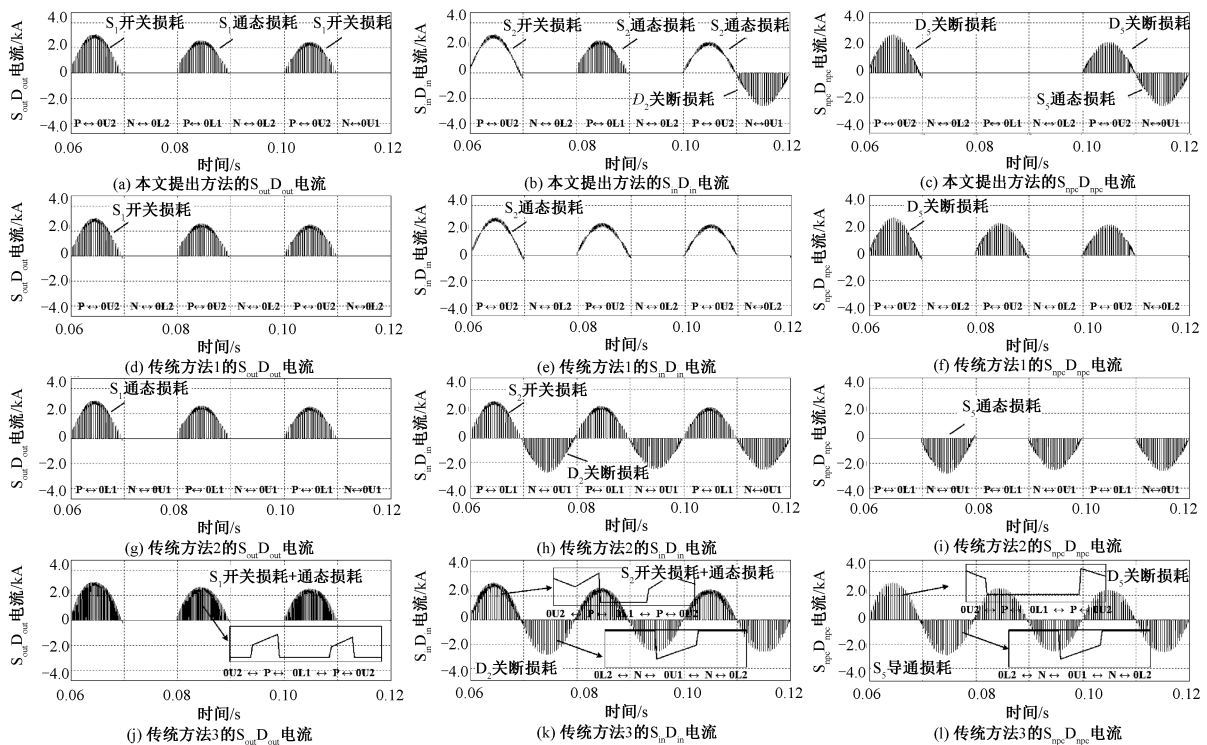


图6 四种调制模式下流过上半桥 $S_{out}D_{out}$ 、 $S_{in}D_{in}$ 和 $S_{npc}D_{npc}$ 开关器件电流

Fig.6 AC current of $S_{out}D_{out}$ 、 $S_{in}D_{in}$ and $S_{npc}D_{npc}$ under four modulation methods

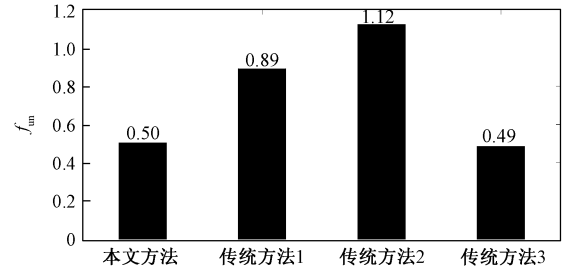


图5 四类调制方法下的开关器件损耗不平衡度对比
Fig.5 Comparison for switching device losses of unbalance ratio under four modulation methods

统方法1,图6(g)~图6(i)为传统方法2和图6(j)~图6(l)为传统方法3。各调制方法的热损耗计算周期为 $3T$ ($T=20\text{ ms}$)。

对比本文方法下的上半桥 $S_{out}D_{out}$ 、 $S_{in}D_{in}$ 和 $S_{npc}D_{npc}$ 开关器件电流图6(a)~图6(c)和传统方法1下的图6(d)~图6(f)可知:本文方法通过工频周期轮换零电平开关状态,将第 $1.5T$ 周期内 $S_{out}D_{out}$ 的开关损耗转移到了 $S_{in}D_{in}$ 开关器件上,自身仅承担导通损耗;而如图6(d)所示,传统方法1中 $S_{out}D_{out}$ 在 $1.5T$ 周期内一直存在开关损耗和导通损耗,其开关器件损耗会远大于 $S_{in}D_{in}$,即图6(e)所示。因此本文方法中损耗分布会比传统方法1更加均衡。对

比本文方法与传统方法 2,其优势更加明显:如图 6(g)和图 6(i)为传统方法 2 下 $S_{out}D_{out}$ 和 $S_{npc}D_{npc}$ 电流波形,其在 $1.5T$ 周期内仅存在导通损耗,而 $S_{in}D_{in}$ 在 $3T$ 周期内均存在开关损耗。因此,其 $S_{out}D_{out}$ 、 $S_{in}D_{in}$ 和 $S_{npc}D_{npc}$ 开关器件损耗差异很大,直接导致其不平衡度最大。而采用传统方法四时,在一个载波周期内将占空比分为两段进行调制,如图 6(j)~图 6(l),在每次切换时,比较输出不同的零电平,可以实现 $S_{out}D_{out}$ 、 $S_{in}D_{in}$ 和 $S_{npc}D_{npc}$ 损耗均衡,但是也大大增加了开关损耗,进而也增加了整体的损耗。

四种调制策略下,所得到的逆变器交流电流和交流电压仿真结果如图 7 和图 8 所示。计算图 7 中本文方法、传统方法 1、传统方法 2 和传统方法 3 的交流电流 THD 分别为 4.0%,4.0%,3.9%,8.2%,因此,使用传统方法 3 调制的逆变器,其输出电流 THD 最大。从图 8(d)所示的传统方法 3 逆变器输出电压可知,其输出电平数为三电平,等于每个半桥输出的电平数,相比于 8(a)~图 8(c)三种方法,逆变器输出电压少了两种电平,导致其电流的谐波增大。究其原因,是本文方法和传统方法 1 和 2 均采用 IPD 载波调制,其半桥输出电压为三电平,全桥输出电压为五电平;而采用 APOD 载波调制方法时半桥和全桥逆变器输出电压均为三电平。

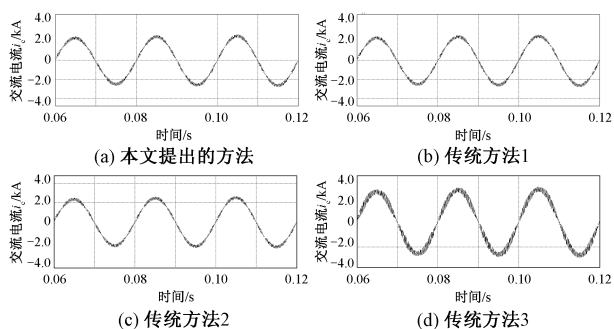


图 7 四类调制方法下的逆变器交流侧电流

Fig.7 AC current of inverter under four modulation methods.

5 结论

本文针对 3L-ANPC 开关器件损耗不均衡的问题,提出了一种按照工频周期轮换选择零电平开关状态的开关器件损耗均衡调制策略,分析了该方法的损耗均衡调制策略工作原理、开关器件换流过程以及损耗特性。与传统 3L-ANPC 调制策略相比,本文提出的调制方法实现简单,无需开关器件结温计算和温度闭环控制。

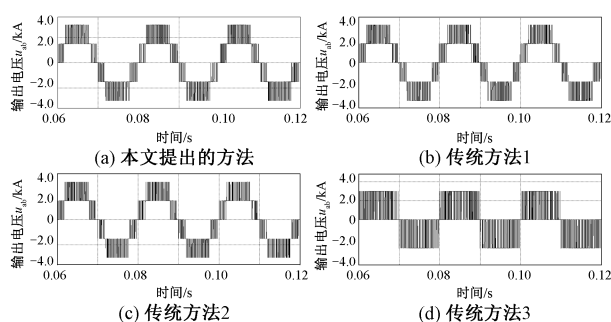


图 8 四类调制方法下的逆变器输出电压

Fig.8 AC output voltage of inverter under four modulation methods

仿真中对比了本文提出方法与三种传统方法的开关器件损耗均衡度大小,结果表明,当单相全桥 3L-ANPC 逆变器工作在单位功率因数时,逆变器在本文提出的调制方法和传统方法 3 下的损耗不均衡度基本一致,分别为 0.5 和 0.49,但是逆变器采用传统方法 3 时的开关器件总损耗是本文提出方法的 1.4 倍。逆变器采用传统方法 1 和传统方法 2 时的开关器件损耗不均衡度最大,分别为 0.89 和 1.12。仿真对比了四种调制策略下单相全桥 3L-ANPC 逆变器交流输出电压和输出电流,结果表明,逆变器采用本文提出的方法、传统方法 1 和传统方法 2 时,输出的电流 THD 基本一致,而采用传统方法 3 时, THD 相对较差。

参考文献 (References):

- [1] Brückner T, Bernet S. Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches [A]. 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference [C]. Vancouver, BC, Canada, 2001. 1135-1140.
- [2] Bruckner T, Bernet S, Steimer P K. Feedforward loss control of three-level active NPC converters [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2007, 43 (6): 1588-1596.
- [3] Andler D, Alvarez R, Bernet S, et al. Switching loss analysis of 4.5-kV - 5.5-kA IGBTs within a 3L-ANPC phase leg prototype [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50 (1): 584-592.
- [4] Ma L, 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.

- [5] Zhang B, Ge Q, Wang P, et al. A novel modulation strategy providing loss balancing and neutral point potential balancing for three-level active neutral-point-clamped converter [A]. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe) [C]. Geneva, 2015. 1-9.
- [6] Jing X, He J, Demerdash N A O. Loss balancing SVPWM for active NPC converters [A]. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014 [C]. Fort Worth, TX, 2014. 281-288.
- [7] Rauf U, Schütt M, Eckel H. Model predictive control for space vector modulation of a three-level 3L-ANPC inverter for efficient loss distribution and neutral point balancing [A]. 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe) [C]. Genova, Italy, 2019. 1-10.
- [8] 胡存刚, 马大俊, 王群京, 等 (Hu Cungang, Ma Dajun, Wang Qunjing, et al.). 三电平有源中点钳位逆变器损耗分布平衡控制策略 (Loss distribution balance control strategy of three-level active midpoint clamp inverter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (1): 129-138 (in Chinese).
- [9] 谭国俊, 景巍 (Tan Guojun, Jing Wei). 有源钳位三电平变频器及其结温平衡控制 (Active neutral point clamped three-level inverter and its junction temperature balancing control) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2012, 27 (2): 97-102.
- [10] 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.
- [11] Andler D, Hauk E, Álvarez R, et al. New junction temperature balancing method for a three level active NPC converter [A]. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications [C]. Birmingham, 2011. 1-9.
- [12] Andler D, Perez M, Rodríguez J, et al. Predictive control of three-level active NPC converter with evenly energy losses distribution [A]. The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA- [C] Sapporo. 2010. 754-759.
- [13] Deng Y, Li J, Shin K H, et al. Improved modulation scheme for loss balancing of three-level active NPC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (4): 2521-2532.
- [14] 李锦, 刘进军 (Li Jin, Liu Jinjun). 有源中点钳位三电平零电流转换软开关变流器 (Three-level active neutral-pointclamped zero-current-transition inverter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2013, 28 (3): 196-201.
- [15] Floricau D, Floricau E, Parvulescu L, et al. Loss balancing for active-NPC and active-stacked-NPC multilevel converters [A]. 2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment [C]. Basov, 2010. 625-630.
- [16] Jiao Yang, Lu Sizhao, Lee F C. Switching performance optimization of a high power high frequency three-level active neutral point clamped phase leg [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (7): 3255-3267.
- [17] 毛鹏, 谢少军, 许泽刚 (Mao Peng, Xie Shaojun, Xu Zegang). IGBT 模块的开关暂态模型及损耗分析 (Switching transients model and loss analysis of IGBT module) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2010, 30 (15): 40-47.
- [18] 胡建辉, 李锦庚, 邹继斌, 等 (Hu Jianhui, Li Jingeng, Zou Jibin, et al.). 变频器中 IGBT 模块损耗计算及散热系统设计 (Loss calculation of IGBT module in inverter and design of heat dissipation system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2009, 24 (3): 159-163.
- [19] 陈权, 王群京, 姜卫东, 等 (Chen Quan, Wang Qunjing, Jiang Weidong, et al.). 二极管钳位型三电平变频器开关损耗分析 (Switching loss analysis of diode-clamped three-level converter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2008, 23 (2): 68-75.

Loss balance modulation method of switching device for active neutral-point-clamped three-level inverter

LUO Long^{1,2}, LI Yao-hua^{1,2}, LI Zi-xin^{1,2}, ZHAO Cong^{1,2}, ZHANG Hang^{1,2}

- (1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Institute of Electrical Engineering,
Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Three-Level Active Neutral-Point-Clamped (3L-ANPC) inverters are used to overcome the problem of unbalanced losses of the internal and external switching devices of the traditional three-level inverter, but its loss equilibrium control method generally requires online calculation of device temperature for direct control, or real-time acquisition of device temperature for feedback control, and the control method is more complicated. In order to reduce the complexity of the controller under the premise of achieving the loss balance, this paper proposes a switching device loss balance modulation strategy that selects the zero-level switching state according to the power frequency cycle, and analyzes the commutations and loss characteristics. The simulation results on a single-phase 3L-ANPC inverter show that the method proposed in this paper can effectively reduce the loss of switching devices and is easy to implement.

Key words: active neutral-point-clamped; three-level inverter; loss balance; modulation method