交直流混合微电网 TNPC 变换器的 死区电压矢量偏差及修正

周熙炜1,赵祥模1,刘卫国2,汪贵平1,李登峰1

(1. 长安大学 电子与控制工程学院,陕西 西安 710064;2. 西北工业大学 自动化学院,陕西 西安 710072)

摘要:对T型中点箝位型双向变换器在矢量空间中的死区电压矢量偏差进行分析,总结其发生规律,并根据 参考电压矢量的位置和幅值得到提前修正的指令电压矢量。从线性调制空间到过调制空间得到相应的伏秒 特性方程的调整办法。同时,考虑到系统在动态扰动下可能引发的欠补偿或过补偿,引入一个补偿深度的调 节因子,实现脉宽调制(PWM)指令电压矢量的自适应修正。该方法可推广到有更多电平的变换器中,避免 了采用传统PWM脉冲宽度整形法时出现的脉冲损失或饱和问题。

0 引言

近年来,T型中点箝位型(TNPC)三电平变换器 得到较多的应用^[1],其可并联在交直流母线之间,工 作在整流或者逆变模式,实现交直流母线之间能量 的双向流动,并且可在离网运行时为交直流混合微 电网系统提供稳定的电压和频率支撑,有助于维持 微电网系统的稳定运行。TNPC三电平变换器亦能 显著提高系统能量变换的效率,减少谐波含量,降低 散热器和滤波器的设计难度^[2]。对于这类多电平变 换器而言,输出电压畸变的非线性问题比两电平变 换器更为复杂,其非线性效应主要源于中点电位、开 关损耗、寄生电容和死区时间等,给交直流混合微电 网系统带来较大的影响。

目前,有多种修正方法用于改善这些问题^[3-18], 文献[5]研究了T型三电平逆变器的非线性问题,在 逆变器的参考电压上增加适当的偏置电压,提出了 一种AOVPWM策略实现中点电压平衡,但仍需要更 深入地研究其暂态性能;文献[6]针对中点电位不平 衡问题,研究了一种改进的虚拟空间矢量脉宽调制 (VSVPWM)算法,以实现中点电压全范围的平衡;文 献[7-8]在中点电位平衡的基础上,研究了减小开关 损耗的脉宽调制(PWM)策略。有更多的文献立足

收稿日期:2019-01-19;修回日期:2019-07-05

基金项目:中国博士后科学基金资助项目(2016M600756); 陕西省重点研发计划项目(2018GY-065,2018ZDCXL-GY-05-07-02);西安市科技计划项目(2017088CG/RC051(CAD-X004))

Project supported by China Postdoctoral Science Foundation Program(2016M600756), the Key Research and Development Program of Shaanxi Province(2018GY-065,2018ZDCXL-GY-05-07-02) and Xi'an Science and Technology Program (2017088CG/RC051(CADX004)) 于解决死区的非线性补偿问题,文献[9]针对死区的 非线性补偿问题,考虑了寄生电容对补偿精度的影 响。常用的死区补偿方法是采用PWM的脉冲宽度 整形策略,一般是用电压补偿法或时间补偿法实现 PWM宽度的调节。但是这类方法有着明显的缺陷: 电压补偿法具有补偿的滞后性,时间补偿法使PWM 波形不再对称于开关周期的中心,且在实际应用中, 对于极窄脉冲和较宽的脉冲,在经过宽度调节后,易 出现脉冲的损失或饱和,影响系统的性能。

在优化的PWM的整形方法中,文献[10]提出了 一种基于可变开关频率的PWM策略,然而,时变的 开关频率会给 EMI 滤波器的设计带来不便,并引入 了附加的电流谐波;文献[11-12]针对微电网光伏系 统中的三电平逆变器,考虑了独立直流环节电压波 动的非线性问题,结合最大功率点跟踪(MPPT)算法 提出了一种可调脉宽的不对称PWM策略;文献[13] 较为详细地研究了一种基于PWM指令电压矢量预 修正的方法,但是该方法没有考虑系统的动态扰动 与补偿深度的关系。另一类方法是引入新的优化控 制策略,如文献[14]针对永磁同步电动机的驱动控 制应用,研究了一种基于矢量扰动估计的策略以优 化PWM的脉冲整形;文献[15]研究了一种基于电流 纹波扰动估计的死区补偿策略;文献[16]将死区时 间和开关压降的扰动作为抑制目标,基于功率变换 器的详细物理模型,提出了一种多元线性回归的优 化方法,并在永磁同步电动机的驱动系统中进行验 证;文献[17]针对过窄的脉冲,提出了一种基于零序 电压注入的抑制技术。然而,上述这些脉冲整形的 优化方法大多涉及更为复杂的实时计算,比较难 实现。

本文针对交直流混合微电网系统中的TNPC双 向变换器,提出了一种PWM指令电压矢量修正的新 方法,以解决器件死区时的非线性问题。该方法首 先对死区时矢量空间内的电压矢量偏差进行分析, 得到了6种负载工况下的误差矢量计算规律;其次 在指令参考空间电压矢量旋转的步长内,根据参考 空间电压矢量的位置和幅值,得到新的提前修正的 指令电压矢量;然后从线性调制空间到过调制空间, 得到了相应的伏秒特性方程的调整办法;最后,考虑 到系统在扰动下可能引发的欠补偿或过补偿,引入 了一个补偿深度的调节因子,实现了空间电压矢量 的自适应修正。该方法不仅可以有效避免指令脉冲 的损失或饱和问题,对于各类PWM宽度整形方法, 也有优化的意义。该方法的修正规则可通过算式完 成,方法便捷,易于用编程软件实现,其思路亦可推 广到有更多电平的变换器中。

1 交直流混合微电网的TNPC双向变换器

交直流混合微电网中TNPC双向变换器的电路 拓扑如图1所示。该TNPC三电平双向变流器在稳 态工作时有3种开关模式,分别为P模式、O模式和N 模式,工作模式如表1所示,表中1表示IGBT器件的 开通,0表示关断。根据负载电流方向,其又可分为 6种电流通路的工作模式。为了保证每次输出状态 变化时动作的开关器件最少,损耗最小,严禁其在P 模式和N模式之间直接切换,而是通过O模式过渡。 A 相电位变化时,开关管器件的工作状态如表 2 所示。

实际控制中,对于单相桥臂而言,为了防止桥臂 出现贯穿短路,开关器件T_{A1}和T_{A2}不能同时导通; T_{A1}和T_{A4}、T_{A2}和T_{A3}的驱动信号互补,其他桥臂类似。 对于驱动信号互补的开关器件,在切换过程中必须 加入死区时间。

表1 TNPC 三电平变换器的工作模式

Table 1 Operation modes of TNPC three-level converter

开关模式	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A1}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A3}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A2}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A4}}}$	输出电压
Р	1	1	0	0	$U_{\rm dc}$ / 2
0	0	1	0	1	0
Ν	0	0	1	1	$-U_{da}/2$

表2 桥臂电位与开关状态的关系

Table 2 Relationship between bridge-potential

and switch state

A相电位		变换	與前			变把	色后	
变化情况	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A1}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A2}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A3}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A4}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A1}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A2}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A3}}}$	$S_{\mathrm{T}_{\mathrm{A4}}}$
O→P	0	0	1	1	1	0	1	0
P→O	1	0	1	0	0	0	1	1
O→N	0	0	1	1	0	1	0	1
N→O	0	1	0	1	0	0	1	1

2 TNPC的死区电压偏差

对参考电位从 $O \rightarrow N \rightarrow O$ 的变换过程期间,器件 死区时的电路模态进行分析,如图2所示。可见在 $O \rightarrow N \pm i_A < 0$ 的模态 I 时,若 T_{A2} 关断,则由 D_3 续流,电路沿线路 1 工作, U 点电位为 0,产生电压正向畸变 脉冲 $U_{de} / 2$;在 $N \rightarrow O \pm i_A > 0$ 时的模态 II 时,若 T_{A3} 关断,则由 D_2 续流,电路沿线路 4 工作, U 点被箝位 于 $-U_{de} / 2$,产生电压负向畸变脉冲 $-U_{de} / 2$ 。死区 期间在不同的电平变换时, A 相输出电压与偏差电 压的时序图见图 3,偏差电压的宽度都为死区的设 置时间 t_{do} 图中, U_{ref} 为参考电压; U_{A0} 为 A 相实际电 压; U_{ef} 为整体的参考电压与实际电压的偏差。

在不同的负载电流条件下,桥臂电位、电路开关 模态与死区电压偏差方向之间的关系见表3。表 中,电压偏差为:

$$V = \Delta dU_{\rm dc}/2 \tag{1}$$

其中, $\Delta d = t_d/T_s$, T_s 为IGBT器件的开关周期。

 Δ





Fig.1 Circuit topology of TNPC bi-directional converter in AC-DC hybrid microgrid



图2 O→N→O电平变换过程死区期间的单相电路模态







Fig.3 Time sequence diagram in dead-time of output voltage of phase A and deviation voltage at different potential transmission processes

表3 桥臂电位、电路开关模态与电压偏差的关系 Table 3 Relationship of bridge-potential, circuit

switch state and voltage deviation

长辟山台亦化桂阳	由收工半档太	电压偏差		
价值电位文化用优	电始开大快芯	<i>i</i> _x <0	$i_x > 0$	
O→N	$S_{x3} = 0 \rightarrow S_{x2} = 1$	ΔV	0	
N→O	$S_{x2} = 0 \rightarrow S_{x3} = 1$	0	$-\Delta V$	
O→P	$S_{x4} = 0 \rightarrow S_{x1} = 1$	0	$-\Delta V$	
P→O	$S_{x1} = 0 \rightarrow S_{x4} = 1$	ΔV	0	

在考虑功率因数角 φ 的情况下,将图3中等效的死区效应的电压偏差 U_{ef} 进行傅里叶级数分解,可得 U_{ef} 的基波分量幅值为:

$$U_{\rm ef,1} = \frac{2U_{\rm dc} f_{\rm s} t_{\rm d}}{\pi} \sin(-\omega t)$$
 (2)

其中,*f*_s为器件的开关频率;ω为参考电压矢量旋转的角频率。死区效应对于变流器输出基波电压的影响与死区时间、载波频率和负载功率因数有关。由于死区使 PWM 波形不再对称于中心,因此死区不仅影响输出电压幅值,还影响其相位。死区时间的增加,将引起变流器输出电流波形的交越失真,给损耗和稳定性带来较大的影响。

3 新型PWM电压矢量修正方法

3.1 三相电流方向判断

在同步旋转的dq坐标系下,可求得指令参考空间电压矢量与电流矢量的夹角 δ ,并可进一步判断得到电流矢量 I^* 在三相空间坐标系中的矢量角 θ ,最终可判断出三相的电流方向。dq旋转变换坐标系下的电流矢量见图4。



Fig.4 Current vector in dq rotating frame coordinate system

在图4中用3条辅助直线将空间划分为6个角度 区域:I — Ⅵ。三相电流方向判断结果见表4。表 中,"+"表示电流为正方向,"-"表示电流为负方向。

表4 三相电流方向判断

相别 —	电流方向						
	Ι	II	Ш	IV	V	VI	
А	+	+	-	-	-	+	
В	-	+	+	+	-	-	
С	_	-	-	+	+	+	

3.2 电压偏差矢量

在TNPC变换器的电压矢量空间中,在不同的 区域内,可对给定的指令参考空间电压矢量进行分 解,确定死区电压偏差矢量,并进一步确定指令参考 矢量与预补偿矢量的换算关系。

图5为在TNPC变换器空间矢量六边形的第一

个 1/6 的三角形区域内,针对初始的 PWM 指令参考 空间电压矢量 V_{ref} ,死区补偿后的空间电压矢量 V_{refl} 和修正后的电压矢量 V_{refl} 之间的空间关系。设置 ΔV^* 为三相合成的偏差电压矢量、 V^{e} 为死区补偿矢量,则有:

$$\boldsymbol{V}_{\rm ref2} = \boldsymbol{V}_{\rm ref} + \boldsymbol{V}^{\rm c} \tag{3}$$



图5 死区补偿后的修正电压矢量的合成图

Fig.5 Composite diagram of modified voltage vector after dead-time compensation

当空间电压矢量位于图5所示的区域内,且假 定三相电流的方向为+、-、-(工况 I),即 $i_A > 0$ 、 $i_B < 0$ 、 $i_c < 0$ 时,查表3可知三相偏差电压分别为 - ΔV 、 ΔV 、 ΔV ,则此位置的三相合成偏差电压矢量 ΔV^* 见图6。





Fig.6 Three-phase deviation voltage vector composition in dead-time under Condition I

3.3 PWM指令电压矢量修正

分别对三相偏差电压 ΔV_{A} 、 ΔV_{B} 、 ΔV_{C} 在 $\alpha\beta$ 正交 坐标系中进行分解:

$$\begin{cases} \Delta V_{A\alpha} = -\Delta V \\ \Delta V_{A\beta} = 0 \end{cases}$$
(5)

$$\begin{cases} \Delta V_{B\alpha} = -\Delta V \cos 60^{\circ} \\ \Delta V_{B\alpha} = \Delta V \sin 60^{\circ} \end{cases}$$
(6)

$$\begin{cases} \Delta V_{c\alpha} = -\Delta V \sin 30^{\circ} \\ \Delta V_{c\alpha} = -\Delta V \cos 30^{\circ} \end{cases}$$
(7)

可得三相合成偏差电压矢量Δ*V**,并进一步对 式(3)进行分解,可得死区预补偿的修正空间电压矢 量*V*_{ref2}为:

$$\begin{cases} V_{\text{ref}2\alpha} = V_{\text{ref}\alpha} + 2\Delta V \\ V_{\text{ref}2\beta} = V_{\text{ref}\beta} \end{cases}$$
(8)

在死区期间,若三相负载电流的方向发生变化, 可得到各种工况下的三相合成偏差电压矢量图 见图7。



图7 不同工况下死区偏差电压矢量图

Fig.7 Deviation voltage vector under different conditions

各种工况下的指令电压的修正矢量算式见表 5。其中,工况II下的计算关系式见附录A。

表5 各种工况下的算式

Table 5 Formulas under various working conditions

工况	修正矢量 V _{ref2}	工况	修正矢量 V _{ref2}
Ι	$\begin{cases} V_{\mathrm{ref}2\alpha} = V_{\mathrm{ref}\alpha} + 2\Delta V \\ V_{\mathrm{ref}2\beta} = V_{\mathrm{ref}\beta} \end{cases}$	IV	$\begin{cases} V_{\rm ref2\alpha} = V_{\rm ref\alpha} - 2\Delta V \\ V_{\rm ref2\beta} = V_{\rm ref\beta} \end{cases}$
Ш	$\begin{cases} V_{\text{ref}2\alpha} = V_{\text{ref}\alpha} + \Delta V \\ V_{\text{ref}2\beta} = V_{\text{ref}\beta} + \sqrt{3} \Delta V \end{cases}$	v	$\begin{cases} V_{\text{ref}2\alpha} = V_{\text{ref}\alpha} - \Delta V \\ V_{\text{ref}2\beta} = V_{\text{ref}\beta} + \sqrt{3} \ \Delta V \end{cases}$
Ш	$\begin{cases} V_{\text{ref}2\alpha} = V_{\text{ref}\alpha} + \Delta V \\ V_{\text{ref}2\beta} = V_{\text{ref}\beta} - \sqrt{3} \Delta V \end{cases}$	VI	$\begin{cases} V_{\text{ref}2\alpha} = V_{\text{ref}\alpha} - \Delta V \\ V_{\text{ref}2\beta} = V_{\text{ref}\beta} - \sqrt{3} \ \Delta V \end{cases}$

而修正空间电压矢量的幅值为:

$$\left| \boldsymbol{V}_{\text{ref2}} \right| = \sqrt{V_{\text{ref2}\alpha}^2 + V_{\text{ref2}\beta}^2} \tag{9}$$

针对不同的指令参考空间合成电压矢量的位置,根据三相电流的方向,可以得到新修正的PWM 空间电压矢量指令。

3.4 过调制空间的矢量合成

针对上文得出的修正电压矢量 V_x ,可以绘制出 其在矢量空间中的轨迹,见图8中不规则近似圆形 的虚线。在死区条件下,线性调制度的最大矢量是 V_{refeff} ,其调制度为:

$$m_{1,\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times (-2\Delta d) \tag{10}$$



图 8 修正后的指令电压矢量

Fig.8 Modified instruction voltage vector

由于*V*_{*}的部分轨迹已经处于非线性过调制区 域,采用传统的脉冲宽度整形无法在一个开关周期 内完成,即会出现脉冲饱和。

可通过平均的方法对电压矢量 *V*_x做进一步调整得到 *V*^{*}_{re2}:

$$\boldsymbol{V}_{\text{ref2}}^{*} = \frac{U_{\text{dc}}}{2} \frac{1}{2\pi\omega} \int_{0}^{2\pi} \left| \boldsymbol{V}_{\text{ref2}} \right| \mathrm{d}\boldsymbol{\theta}$$
(11)

对于调整后的指令电压矢量 V_{rel2}^* ,若其幅值的 部分轨迹仍然位于过调制区,如图9所示,则在第一 个扇区其矢量轨迹与六边形的边界产生A、B、C、D这4个交点,可分为三部分圆弧 \widehat{AB} 、 \widehat{BC} 和 \widehat{CD} 。其 中,有意义的是线段 \overline{BC} 。将 V_{rel2}^* 增大到 V_{rel2m}^* ,则其轨 迹与六边形的边界产生E、F、H、L这4个交点。



图9 指令电压矢量轨迹的分段

Fig.9 Segment of instruction voltage vector trajectory

图9中的θ可通过式(12)确定。

$$\theta = \frac{\pi}{6} - \cos\frac{2}{\sqrt{3}m_x} \tag{12}$$

其中, m_x 为指令矢量 V_{ref2}^* 相对于 U_{de} /2的调制度。

因此,指令参考电压矢量可以分别按*EF*、*FH*和 *II*.这3段来合成,不同的区域用于合成的伏秒方程 不同。

(1)直线段($\theta \leq \omega t \leq \pi/3 - \theta$)。

该区域的指令参考电压矢量可以由 PNN 和 PPN 2个基本开关矢量合成,其伏秒方程的作用时间为:

$$d_{2} = 1 - d_{1}$$
(13)
$$d_{1} = \frac{\sqrt{3} - \tan \theta}{\sqrt{3} + \tan \theta}$$

(2)圆弧段($0 \le \omega t \le \theta$ 和 $\pi/3 - \theta \le \omega t \le \pi/3$)。

在该区域,为了弥补 *BC*的损失,实际上使用了 圆弧段*EF*和*HL*适当地提高矢量的幅值。且可通过 引入一个补偿因子λ增加基本矢量的作用时间来 实现:

$$\lambda = \frac{m_x - 1.15}{1.209 - 1.15} \tag{14}$$

其中,λ处于[0,1]的范围中;1.15为线性调制区域 的最大调制度;1.209为六边形顶点的调制度。在圆 弧段,伏秒方程的作用时间为:

$$d_{0\rm m} = 1 - d_{1\rm m} - d_{2\rm m} \tag{15}$$

其中, $d_{1m} = d_1 + 0.5\lambda d_0; d_{2m} = d_2 + 0.5\lambda d_0$ 。

其他的扇区运算类似。则在全过调制区域都可 完成PWM指令电压矢量的修正操作,有效避免了采 用传统脉冲宽度整形方法可能出现的脉冲饱和 问题。

3.5 矢量修正的调节因子

三电平 TNPC 双向变流器接入交直流混合微电 网后,功率器件的开通或关断延迟、开关频率的变化 等带来的 Δ*d* 的波动以及负荷电流变化引发的管压 降改变带来的 U_{de}变化,可能会使实际修正后的补偿 与给定不符,引发欠补偿或过补偿。

为了解决这一问题,可以引入矢量修正的一个 调节因子 σ ,将式(1)改写为式(16),对修正的电压 误差 ΔV 进行计算。

$$\Delta V' = \sigma \Delta d \, \frac{U_{\rm dc}}{\lambda} \tag{16}$$

其中, $\lambda = N - 1$,N为变换器的电平数; $\sigma \in (0,1]$ 。因此,亦可以得到有更多电平的变换器在开关死区时的电压偏差。

实际上, σ 决定着死区补偿的深度, σ =1时为全补偿。 σ 的取值过程如下:在上一个调制波的周期内,计算式(16)中 U_{dc} 和 Δd 波动的标幺值,若波动增大,则减小下一个调制波的 σ 值,反之增大 σ 值。表 3中各算式中的 ΔV 都由 ΔV 替代。

4 仿真与实验分析

为了验证本文所提 PWM 指令电压矢量自适应 修正算法的有效性,在 MATLAB 软件中进行仿真, TNPC 变换器采用 Simulink 模块搭建,算法采用 M 文 件实现,负载采用三相对称的阻感负载。模型的详 细参数如下:开关频率为10 kHz,死区时间为4 μs, 调制系数为1.18,直流侧电压为1000 V,基波频率为50 Hz。

采用有补偿深度调节因子的 PWM 电压矢量指 令预修正法进行仿真,当 U_{de} 的纹波系数为 10%、补 偿深度调节因子 $\sigma = 0.8$ 时, TNPC 变换器输出电流 的频谱见图 10。



通过仿真分析对比可知,无死区补偿时,电流的 总谐波畸变率(THD)为17.2%;采用没有补偿深度 调节因子的PWM电压矢量指令预修正法后,电流的 THD为9.23%,且相电流在20kHz的开关频率倍数 的边频带处产生了谐波;采用有补偿深度调节因子 的方法后,电流THD降低为6.17%。

对 TNPC 变换器进行实验测试,在系统中使用 大功率的可调制动电阻箱为交流负荷。设置 TNPC 变换器的死区为4 μs、开关频率为2 kHz,调制度 m_x= 1.18,直流母线电压为高压1 kV。采用本文提出的 电压矢量指令修正法,且设定死区调节因子σ=1、输 出频率为100 Hz,TNPC变换器的输出相电压及线电 压的实验波形见附录 B 中图 B1。

TNPC 变换器采用 PWM 电压矢量指令预修正策略。设定调节因子 $\sigma=0$,即补偿修正全关闭,输出 电流的波形如图 11 所示,可见波形质量较差;与仿 真相对应,设定 U_{de} 有 10%的向上波动,使 $\sigma=1$,即 没有使用补偿深度调节因子,可见 TNPC 变换器的 输出电流波形仅有部分改善;加入补偿深度调节因 子 σ 后,并令 $\sigma=0.8$,可见输出电流波形在峰点和过 零点处的非线性交越失真问题得到改善。



图 11 输出频率为 100 Hz 的相电流

Fig.11 Phase current when output frequency is 100 Hz

5 结论

本文主要研究了交直流混合微电网中用于连接

交流母线和直流母线的TNPC 三电平双向变换器的 PWM 电压矢量偏差及其指令修正策略,提出了一种 基于补偿深度调整的 PWM 指令电压矢量的自适应 修正算法。该方法避免了传统 PWM 脉冲宽度整形 法所可能导致的脉冲损失或饱和的非线性问题,可 以保证变换器在系统离网时为交流母线提供稳定的 电压波形。该方法的优点如下:

(1)在指令参考空间电压矢量旋转的步长内,根 据指令参考空间电压矢量的位置和幅值,在不同工 况下,从线性调制区到过调制区,计算出新的修正的 PWM指令电压矢量,其主要规则可通过算式完成, 方法便捷,易用编程软件实现;

(2)考虑到系统在扰动下可能引发的过补偿,引 入补偿深度的调节因子,得到了一种PWM指令电压 矢量的自适应修正,并可推广至有更多电平的变换 器中,提高交直流混合微电网系统中的波形质量。

针对上述基于补偿深度调整的PWM指令电压 矢量的自适应修正算法,笔者未来的研究工作会进 一步分析调节因子与系统各种扰动变量之间的变化 规律,以增加该算法的自适应性能。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1] 邢相洋,陈阿莲,张子成,等. 基于改进型零序环流抑制方法的 T型三电平并联并网系统[J]. 中国电机工程学报,2017,37 (14):4165-4174.

XING Xiangyang, CHEN Alian, ZHANG Zicheng, et al. An improved zero-sequence circulating current suppression based method in parallel three-level T-type grid-connected inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(14):4165-4174.

- [2] 王建华,骆芳芳,季振东,等.T型三电平变换器的通用PWM 平均模型[J].中国电机工程学报,2018,38(2):573-581.
 WANG Jianhua,LUO Fangfang,JI Zhendong, et al. A unified PWM averaged model for T-type three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(2):573-581.
- [3] 程启明,陈路,程尹曼,等. 三电平直接矩阵变换器的 SVP-WAM策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(6):39-46. CHENG Qiming,CHEN Lu,CHENG Yinman,et al. SVPWAM strategy of three-level direct matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(6):39-46.
- [4]肖华锋,谢少军,杨晨.高可靠型非隔离三电平光伏并网逆变器[J].电力自动化设备,2013,33(8):114-119.
 XIAO Huafeng,XIE Shaojun,YANG Chen. Transformerless three-level PV grid-connected inverter with high reliability[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(8):114-119.
- [5] KIM H S,KWON Y C,CHEE S J,et al. Analysis and compensation of inverter nonlinearity for three-level T-type inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4970-4980.
- [6]李敏裕,马晓军,魏曙光,等.T型逆变器中点电压全范围精确 平衡研究[J].电工技术学报,2018,33(8):1814-1826.
 LI Minyu, MA Xiaojun, WEI Shuguang, et al. Research on full range accurate balance of neutral point voltage for T-type inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2018, 33(8):1814-1826.

[7] JIAO Y,LEE F C,LU S. Space vector modulation for three-level NPC converter with neutral point voltage balance and switching loss reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10):5579-5591.

38

- [8] XING X,ZHANG C,CHEN A,et al. Space-vector-modulated method for boosting and neutral voltage balancing in Z-source three-level T-type inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1621-1631.
- [9] ZHANG Z, XU L. Dead-time compensation of inverters considering snubber and parasitic capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 3179-3187.
- [10] OLIVEIRA A, JACOBINA C, LIMA A. Improved dead-time compensation for sinusoidal PWM inverters at high switching frequencies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4):2295-2304.
- [11] HERRAN M,FISCHER J,GONZALEZ S,et al. Adaptive deadtime compensation for grid-connected PWM inverters of singlestage PV systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(6):2816-2825.
- PARK Y,SUL S K,LIM C H,et al. Asymmetric control of DClink voltages for separate MPPTs in three-level inverters [J].
 IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2760-2769.
- [13] LI X,AKIN B,RAJASHEKARA K. Vector-based dead-time compensation for three-level T-type converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1597-1607.
- [14] KIM S,LEE W,RHO M,et al. Effective dead-time compensation using a simple vectorial disturbance estimator in PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010,

57(5):1609-1614.

- [15] MANNEN T,FUJITA H. Dead-time compensation method based on current ripple estimation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7):4016-4024.
- [16] BEDETTI N, CALLIGARO S, PETRELLA R. Self-commissioning of inverter dead-time compensation by multiple linear regression based on a physical model [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(5): 3954-3964.
- [17] GUAN B, WANG C. A narrow pulse compensation method for neutral point-clamped three-level converters considering neutral-point balance [C] //ICPE 2015-ECCE Asia, 9th International Conference on Power Electronics. Seoul, Korea:[s.n.], 2015:2770-2775.
- [18] 吕佃顺,许洪华. 二极管箝位三电平逆变器共模电压抑制技术
 [J]. 电力自动化设备,2018,38(1):66-73.
 LÜ Dianshun, XU Honghua. Common-mode voltage mitigation of diode clamped three-level inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(1):66-73.

作者简介:



周熙炜(1975—),男,陕西西安人,副教 授,博士,主要研究方向为电力电子及电力 传动技术(E-mail:seekclue@sina.com)。

Dead-time voltage vector deviation and correction of TNPC converter in AC-DC hybrid microgrid

ZHOU Xiwei¹, ZHAO Xiangmo¹, LIU Weiguo², WANG Guiping¹, LI Dengfeng¹

(1. School of Electronic and Control Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, China;

2. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: The dead-time voltage vector deviation in the vector space for TNPC(T-type Neutral-Point-Clamped) converter is analyzed, and its occurrence rules are summarized. The pre-corrected instruction voltage vector is obtained according to the position and amplitude of the reference voltage vector. From the linear modulation space to the over-modulation space, the corresponding adjustment approach of the voltagesecond characteristic equation is obtained. In addition, considering the fact that dynamic disturbance of parameters might result in over-compensation or under-compensation, the correction factor is introduced to provide an adaptive correction of PWM(Pulse Width Modulation) instruction voltage vector, which can also be used in multi-level converters. The proposed approach avoids the issue of pulse loss or saturation that suffered by traditional PWM pulse width shaping approaches.

Key words: AC-DC hybrid microgrid; TNPC; three-level converter; space voltage vector deviation; instruction; correction

附 录

附录 A

工况II时,三相负载电流的方向是+、+、-,即 $i_A > 0$ 、 $i_B > 0$ 、 $i_C < 0$,查表3可知三相偏差电压分别为 - ΔV 、- ΔV 、+ ΔV ,其三相合成偏差电压矢量 ΔV^* 的位置如图7(b)所示。此状态下, ΔV_A 和 ΔV_C 在 $\alpha\beta$ 正交坐标系下的分解为:

$$\begin{cases} \Delta V_{A\alpha} = -\Delta V \\ \Delta V_{A\beta} = 0 \end{cases}, \begin{cases} \Delta V_{B\alpha} = -\Delta V \cos 60^{\circ} \\ \Delta V_{B\beta} = \Delta V \sin 60^{\circ} \end{cases}, \begin{cases} \Delta V_{C\alpha} = -\Delta V \sin 30^{\circ} \\ \Delta V_{C\beta} = -\Delta V \cos 30^{\circ} \end{cases}$$

推出: $\begin{cases} \Delta V_{\alpha}^* = -\Delta V \\ \Delta V_{\beta}^* = -\sqrt{3}\Delta V \end{cases}$ 。因此,由式(3)可得死区预补偿的修正空间电压矢量 V_{ref2} 为:

$$\begin{cases} V_{\text{ref}2\alpha} = V_{\text{ref}\alpha} + \Delta V \\ V_{\text{ref}2\beta} = V_{\text{ref}\beta} + \sqrt{3}\Delta V \end{cases}$$

附录 B





Fig.B1 Voltage waveforms when output frequency is 100 Hz