

三电平 ANPC 逆变器改进 SVPWM 控制策略

韩建定¹, 俞铭宏², 曾家齐², 高光辉²

(1. 空军工程大学航空工程学院, 西安, 710038; 2. 空军工程大学研究生院, 西安, 710038)

摘要 针对三电平有源中点钳位逆变器(ANPC)中点电压不平衡问题,提出一种改进的 SVPWM 控制策略。首先,分析了 ANPC 逆变器中点电压不平衡的原因,利用空间矢量合成方法分析了各矢量形成的中点电流,从而提出了一种利用大矢量合成中矢量的改进调制算法,并且分析了 SVPWM 调制模式下中点电压的偏移情况,并提出了解决方案;在此基础上,对所提出的改进 SVPWM 控制策略和 NVSVM 控制策略进行了仿真对比,分析了改进算法的优势;最后,通过搭建实验平台对提出的算法进行了实验验证,实验结果表明:提出的控制策略能有效平衡中点电压,同时能及时地校正中点电压的偏移,中点电压波动小。

关键词 有源钳位; 电压平衡; SVPWM; 矢量合成

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2020.04.007

中图分类号 TM464 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2020)04-0043-06

An Optimized SVPWM Control Strategy for Midpoint Voltage Balance in Three-Level ANPC Inverter

HAN Jianding¹, YU Minghong², ZENG Jiaqi², GAO Guanghui²

(1. Aeronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;

2. Graduate School, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract Aimed at the problem that midpoint voltage is out of balance in three-level active midpoint clamp inverter (ANPC), an improved SVPWM control strategy is proposed. Firstly, the reasons of the point voltage imbalance in the ANPC inverter are analyzed, the midpoint current formed by each vector is analyzed by the space vector synthesis method, and an improved modulation algorithm is proposed by using vector in large vector synthesis. The offset of midpoint voltage in SVPWM modulation mode is analyzed, and a solution is given. On the basis of this, the modified SVPWM control strategy and the traditional SVPWM control strategy are simulated and compared with others, and the advantages of the improved algorithm are analyzed. Finally, the results are verified by the experimental platform. The results show that the modified SVPWM control strategy can effectively balance with the midpoint voltage, and can correct offset to be the midpoint voltage in time, and can make the midpoint voltage weak in fluctuation.

Key words active clamp; voltage balance; SVPWM; vector synthesis

随着飞机电气系统的不断完善,机载用电设备 越来越复杂,对供电质量的要求不断提高^[1]。AN-

收稿日期: 2020-01-03

作者简介: 韩建定(1971—),男,浙江余姚人,副教授,主要从事航空电气工程研究。E-mail:hanjianding1971@aliyun.com

通信作者: 俞铭宏(1996—),男,四川三台人,硕士生,主要从事航空电气工程研究。E-mail:1521211541@qq.com

引用格式: 韩建定,俞铭宏,曾家齐,等.三电平 ANPC 逆变器改进 SVPWM 控制策略[J].空军工程大学学报(自然科学版),2020,21(4):43-48. HAN Jianding, YU Minghong, ZENG Jiaqi, et al. An Optimized SVPWM Control Strategy for Midpoint Voltage Balance in Three-Level ANPC Inverter[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2020, 21(4): 43-48.

PC 作为三电平逆变器,具有输出电压跳变小,输出电压谐波含量较少的特点,在航空应用中是一种不错的选择。但 ANPC 难以维持中点电压平衡,这也是制约其航空应用的主要因素。

直流侧中点电压的平衡问题是中性点钳位变换器研究的一个关键问题。在中性点钳位三电平逆变器中,输出电平为直流侧 2 个电容两端的电压,因此,若上下电容两端电压不相等,中点电压不平衡,就会引起输出电平不平衡,增大输出谐波,严重时将会导致波形畸变。SVPWM 是多电平 NPC 变换器最常用的调制策略,它具有独特的对称性:在空间上相位差 180° 、大小相等的 2 个空间电压矢量作用下的中点电流在理想状态下大小相等,方向相反,因此,在一个周期内,流过中性点的电流之和为 0,即具有一定的自平衡能力。但在不同的负载功率因数下,受负载性质的影响,SVPWM 控制并不能完全达到平衡。近年来,国内外针对中点电压平衡问题展开了许多研究,提出了许多改进的控制策略。文献[2]通过分析中点电压不平衡条件下空间矢量的偏移,提出了一种动态空间矢量方法,该方法在满足输出电压矢量的前提下可对电容电压进行调节。即便在中点电压不平衡的情况下,该控制策略也能根据偏移情况进行调节,但该方法调节中点电压的速度慢,不能迅速校正中点电压的偏移。文献[3~5]在 ANPC 电路中引入零序电压,通过注入零序电压使中点电压得到调节,但这种方法受调制制度的影响,不能对所有状态都进行有效控制;文献[6]提出了一种基于 SHEPWM 控制策略的电压自平衡策略,这种控制策略理论复杂,计算量大,中点电压波动较大;文献[7~8]采用最近三矢量(2 个小矢量、1 个中矢量)合成虚拟矢量,通过调节虚拟矢量中各矢量所占比例,从而达到中点电压平衡的作用,在输出电流稳定的情况下,理论上能实现中点电压平衡,但在实际应用中不能保证在一个开关周期内三相电流的稳定,因此在实际应用中存在一定的缺陷。

本文提出了一种新的合成虚拟矢量的方法,用相邻的 2 个大矢量合成 2 个大矢量之间的中矢量,新合成的中矢量不会引起中性点电流,从而可以从理论上保证中点电压的平衡。在实际应用中,需要考虑负载功率因数、器件参数、电流变化等非理想因素对中点电压的影响,对中点电压进行实时测量,并根据测量结果对各矢量的作用时间进行微调,使得中点电压在发生偏离时能迅速回归平衡状态。

1 三电平 ANPC 及其 SVPWM

三电平 ANPC 逆变器拓扑如图 1 所示。

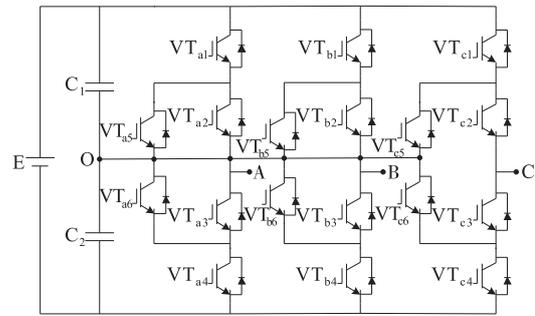


图 1 ANPC 逆变器

每相各 6 个功率器件,每相功率管的开关组合共有 26 种组合,去除非安全导通路径,剩下 6 组开关状态:1 组高电平 P,1 组低电平 N,4 组零状态 O^[9]。ANPC 变换器一相各开关状态对应的输出电压如表 1 所示。

表 1 ANPC 逆变器开关状态

电平	VT ₁	VT ₂	VT ₃	VT ₄	VT ₅	VT ₆	V _o
P	1	1	0	0	0	1	V _{dc} /2
OU1	0	1	0	0	1	0	0
OU2	0	1	0	1	1	0	0
OL1	0	0	1	0	0	1	0
OL2	1	0	1	0	0	1	0
N	0	0	1	1	1	0	-V _{dc} /2

在图 2 所示的三电平电压矢量图中,各矢量引起的中性点电流为:

$$i_o = -(|S_a| i_a + |S_b| i_b + |S_c| i_c) \quad (1)$$

式中: S_x 表示 x 相($x=a, b, c$)输出电平状态,当输出电平为 P 时, $S_x=1$;输出电平为 O 时, $S_x=0$;输出电平为 N 时, $S_x=-1$ 。通过式(1)可以计算得到图 2 中每个矢量在中性点处引起的电流。各矢量对应的中性点电流已标注在图 2 中。

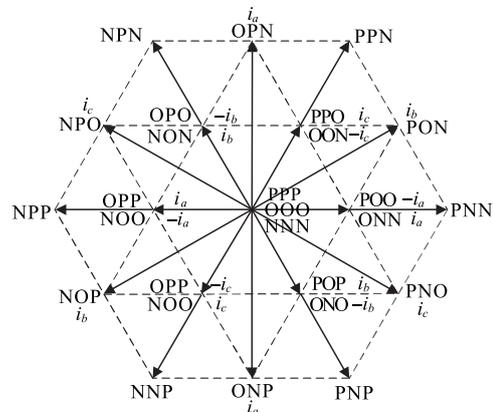


图 2 三相三电平空间矢量图

通过上述计算分析可以看出,零矢量、大矢量在中性点处不形成中点电流,因此对中点电压不产生影响;成对的小矢量在中性点处产生的电流是相反的,一个使中点电压上升,另一个则使中点电压下降^[10];中矢量会在中性点处产生一个电流,此时中

点电压的变化情况和此时电流的正负有关^[11]。分析可得在一个控制周期内,小矢量可以通过正负作用抵消,使得中点电压保持平衡,而中矢量的存在会使得中点电压发生偏移^[12]。

针对中矢量引起的不平衡问题,文献[13]提出了 NVSVM 方法,它采用最近三矢量合成虚拟矢量,新的中矢量与原中矢量相比幅值和相位发生了变化,并将大区分成 5 个小区。以 A 大区为例,其矢量合成式为:

$$\mathbf{V}_{V_{M0}} = k_0 \mathbf{V}_{ONN} + k_1 \mathbf{V}_{PON} + k_2 \mathbf{V}_{PPO} \quad (2)$$

式中: $k_0 + k_1 + k_2 = 1$ 。NVSVM 下,A 大区空间矢量图如图 3 所示。

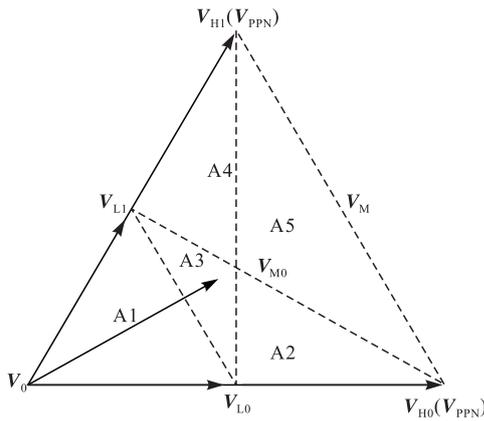


图 3 NVSVM 中矢量合成示意图

在 NVSVM 策略下,新的虚拟中矢量仍然包含原中矢量,引起的中性点电流为:

$$i_o = k_0 i_a + k_1 i_b + k_2 i_c \quad (3)$$

当 k_0, k_1, k_2 不相等时,矢量 \mathbf{V}_{M0} 引起的中性点电流不为零,仍会引起中点电压波动。同时,新的分区大小不均衡,新的小区也不再是正三角形,因此,判断参考矢量分区、计算矢量作用时间更为复杂。

2 提出的改进 SVPWM 控制策略

新的控制策略采用相邻的 2 个大矢量合成它们之间的中矢量。与 NVSVM 合成方法不同,NVSVM 需要由原中矢量和相邻的 2 对小矢量合成,改进的调制策略只选用了 2 个相邻的大矢量用于合成中矢量。相比于 NVSVM 策略,提出的中矢量合成方法参与合成的矢量更少,减小了计算量;同时,新的中矢量在理论上不会引起中点电压的变化。

下面以 A 大区为例,新的虚拟中矢量由与其相邻的 2 个大矢量构成。新的虚拟中矢量可表示为:

$$\mathbf{V}'_M = \frac{1}{2} \mathbf{V}_{H0} + \frac{1}{2} \mathbf{V}_{H1} = \frac{1}{2} (\mathbf{V}_{PNN} + \mathbf{V}_{PPN}) \quad (4)$$

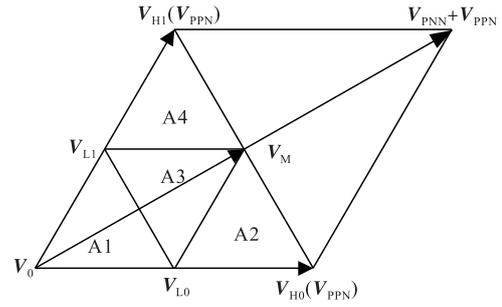


图 4 A 大区中矢量合成示意图

从图 4 可以看出,新的中矢量幅值和相位与原中矢量保持一致,分区也同原始分区保持一致。因此,确定分区和计算矢量作用时间的方法同 SVPWM 一样。

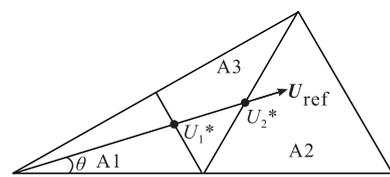
2.1 矢量作用时间

在三电平空间电压矢量图中,参考矢量 \mathbf{U}_{ref} 是以角速度 ω 旋转的一个圆形轨迹^[14]。对于任何一个 \mathbf{U}_{ref} ,只需知道 \mathbf{U}_{ref} 的幅值和相角,就能判断出 \mathbf{U}_{ref} 处于哪个区域,然后选择离参考电压矢量最近的 3 个电压矢量即所谓的“最近三矢量”进行合成。

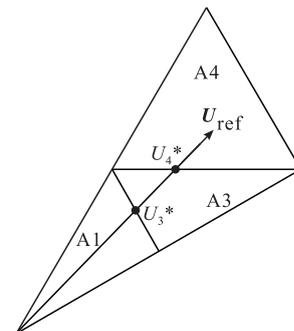
2.1.1 矢量分区方法

在空间矢量图中,根据参考矢量的幅值 $|\mathbf{U}_{ref}|$ 和参考矢量与 α 轴的夹角 θ 的大小就可以判断出参考电压矢量位于哪个小区。

以图 2 中的 A 大区为例,首先将 A 大区平分,如图 5 所示。



(a) $\theta = 0^\circ \sim 30^\circ$



(b) $\theta = 30^\circ \sim 60^\circ$

图 5 利用 θ 和 $|\mathbf{U}_{ref}|$ 判断 \mathbf{U}_{ref} 所在区域

当 $\theta = 0^\circ \sim 30^\circ$ 时,如图 5(a) 所示,应用正弦定理可得:

$$\begin{cases} \frac{|U_1^*|}{\sin \frac{\pi}{3}} = \frac{U_{dc}}{3 \sin(\frac{2\pi}{3} - \theta)} \\ \frac{|U_2^*|}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{U_{dc}}{3 \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可求出2个交点处的长度 $|U_1^*|$ 和 $|U_2^*|$ 。当 $|U_{ref}| < |U_1^*|$ 时,位于A1小区;当 $|U_1^*| < |U_{ref}| < |U_2^*|$ 时,位于A3小区;当 $|U_{ref}| > |U_2^*|$ 时,位于A2小区。同理,当 $\theta = 30^\circ \sim 60^\circ$ 时,如图5(b)所示,也可以应用正弦定理计算出 $|U_3^*|$ 和 $|U_4^*|$,从而区分A1、A2、A4小区。

2.1.2 矢量作用时间

以A大区为例,图6中参考矢量位于A2小区,距离最近的3个空间矢量为 V_{L0} (V_{POO} 、 V_{ONN})、 V_{H0} (V_{PNN})、 V_M ($0.5V_{PPN} + 0.5V_{PNN}$),通过伏秒平衡原则可以计算得到一个控制周期内3个矢量的作用时间 T_1 、 T_2 、 T_3 ,即:

$$\begin{cases} V_{L0} \cdot T_1 + V_{H0} \cdot T_2 + V_M \cdot T_3 = U_{ref} \cdot T_s \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \end{cases} \quad (6)$$

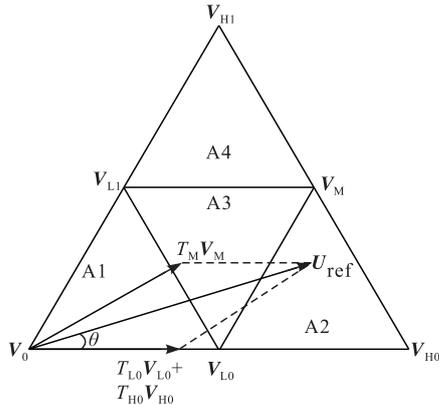


图6 A大区空间矢量图

以A2区为例,在图6中显示了A2区参考矢量的合成图,根据正弦定理可以列出以下方程:

$$\begin{cases} \frac{U_{ref}}{\sin(\frac{5\pi}{6})} = \frac{T_M \cdot V_M}{\sin \theta} = \frac{T_{L0} \cdot V_{L0} + T_{H0} \cdot V_{H0}}{\sin(\frac{\pi}{6} - \theta)} \\ T_{L0} + T_M + T_{H0} = T_s \end{cases} \quad (7)$$

求解式(7),得到A2区各矢量作用时间分别为(同理可以求解得到其他区域矢量作用时间):

$$\begin{cases} T_{L0} = 2 \left[1 - m \sin(\frac{\pi}{3} + \theta) \right] T_s \\ T_M = 2m \sin \theta T_s \\ T_{H0} = \left[2m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) - 1 \right] T_s \end{cases} \quad (8)$$

式中: m 为空间矢量调制比。

$$m = \frac{\sqrt{3} |U_{ref}|}{U_{dc}} \quad (9)$$

2.2 中点电压偏差校准

即便是在一个控制周期内,一相的电流并不是恒定的,因此成对的正负小矢量在一个控制周期内作用相同时间的情况下,可能会造成流出和流入的电荷数不同,从而引起上下电容电压的不平衡。为了校正由非理想因素引起的中点电压差,提出的新的调制策略通过实时测量上下电容的差值,在每个控制周期内引入调节系数 k ,调节成对小矢量中的一个作用时间为 $(1+k)T$,另一个小矢量的作用时间为 $(1-k)T$,通过调节小矢量作用时间,控制电流流入和流出的时间,从而达到调整中点电位的目的。

以流过中性点电流为正为例。当直流侧上下电容差为 ΔU 时,若为正,表明上电容电压高于下电容电压,此时需要使上电容放电路径导通时间延长,或缩短下电容放电时间才能使其恢复平衡;若 ΔU 为负,则缩短上电容导通时间,延长下电容导通时间。根据电容电荷与电压电流的关系,可以得到:

$$\Delta Q = \Delta UC \quad (10)$$

式中: ΔQ 为上下电容电荷量的差。要使中点电压平衡,需要让电荷量大的电容放电时间延长或充电时间缩短,延长(或缩短)时间为:

$$\Delta t = \frac{\Delta Q}{2i} = \frac{\Delta UC}{2i} \quad (11)$$

调节系数 k 为 Δt 与某矢量导通时间的比值,可以得出:

$$k = \frac{C\Delta U}{2iT} \quad (12)$$

式中: T 为根据前文计算得到的小矢量的作用时间; i 为该小矢量作用时中性点的电流大小。

3 仿真与实验验证

为了验证上述方法的可行性,利用MATLAB搭建ANPC逆变器仿真模型。仿真参数如表2所示。

表2 仿真参数设置

参数	数值
直流侧电源电压/V	270
直流侧电容/ μF	4 700
负载	$R=200 \Omega$; $L=1 \text{ mH}$
输出参考电压	$162 \times \sin(800\pi \times t)$

三相ANPC逆变器输出三相电压仿真波形如图7所示,输出电压频率为400 Hz,幅值约为162 V,与参考电压一致。图8为中点电压的波形,图中中点电压在0.03 s左右达到平衡,电容电压平

衡后一直稳定在 135 V,由此可以看出改进 SVPWM 控制策略能有效抑制电压偏移。

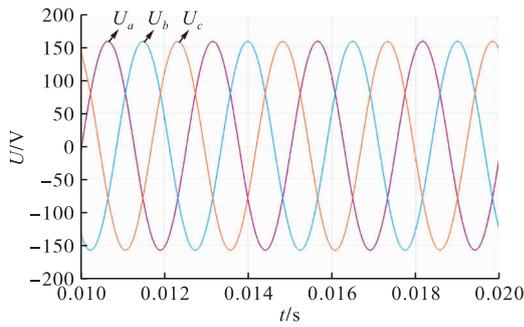


图 7 三相 ANPC 逆变器输出电压

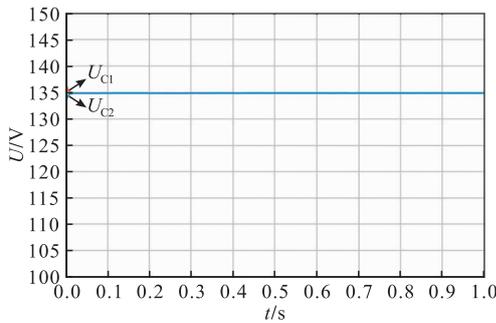
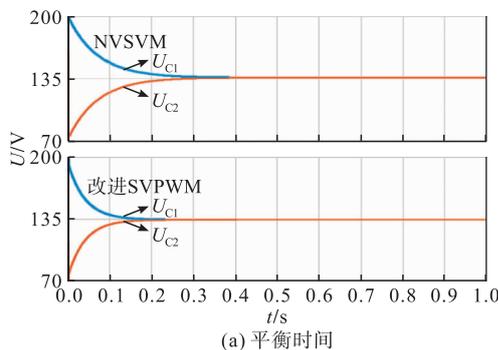
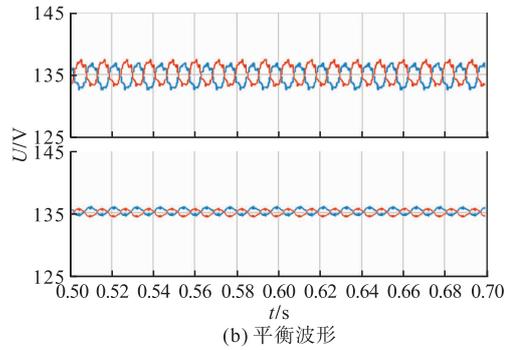


图 8 改进调制算法下电容电压仿真波形

为了验证文章提出的控制方法的优化性能,将改进调制策略与 NVSVM 控制策略进行对比。为了验证改进控制方法对中性点电压的平衡控制的快速性,设置 2 种控制策略下直流侧上下电容的初始电压分别为 $U_{C1} = 200 \text{ V}$, $U_{C2} = 70 \text{ V}$ 。仿真结果如图 9 所示。图 9(a)为 NVSVM 控制策略与改进 SVPWM 控制策略下,电容电压由不平衡到平衡所需时间的对比;图 9(b)为电容电压达到平衡后的电压纹波大小对比。仿真结果表明: NVSVM 控制策略下,上下电容的电压从不平衡到平衡状态所需时间为 0.35 s,平衡后中性点电压纹波约为 6.9 V;改进 SVPWM 控制策略下,上下电容从不平衡状态到平衡状态所需时间约为 0.2 s,平衡后电容电压纹波约为 2.0 V。由此可见提出的改进 SVPWM 控制策略能有效控制 ANPC,同时在对中性点电压的平衡控制上更具优越性。



(a) 平衡时间



(b) 平衡波形

图 9 2 种调制策略下电容电压仿真波形对比

为进一步验证改进 SVPWM 控制策略的实际应用性能,采用 TMS320F28035 DSP 为控制板制作了一台试验样机,如图 10 所示。实验样机直流供电电压为 270 V,电容选择 $4\ 700 \mu\text{F}/400 \text{ V}$;输出参考电压 115 V/400 Hz。



图 10 三电平 ANPC 逆变器

图 11 为输出三相电压波形,图 12 为中性点电压波形。从示波器观测结果可以看出,三相电压满足幅值、相位、频率要求;中性点电压一直稳定在 135 V,波动小,与预期一致。

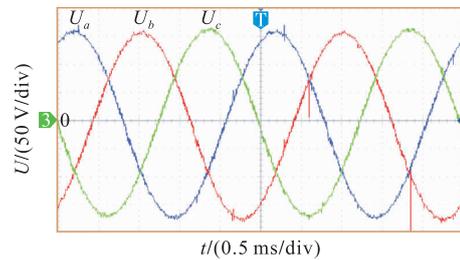


图 11 输出电压实验波形

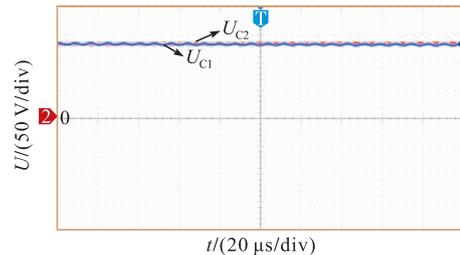


图 12 电容电压实验波形

4 结语

文章针对 ANPC 逆变器中性点电压偏移的问题

展开研究,对 SVPWM 控制策略进行了改进,改进算法包含虚拟中矢量合成和中点电压校正两步。与 NVSVM 相比,改进 SVPWM 算法计算量更小,且虚拟中矢量仅由 2 个大矢量合成,因此对中点电压的影响更小,达到平衡状态的时间更短。同时,改进 SVPWM 控制算法引入了调节系数 k ,可对中点电压的波动进行快速调节,因而能够解决传统虚拟矢量合成 SVPWM 所不能解决的系统非线性因素影响。

参考文献

- [1] 吴家梁,樊波,刘嘉,等. 三相 SVPWM 逆变电源输出波形优化控制策略[J]. 空军工程大学学报(自然科学版),2013,14(4):91-94.
- [2] 曾江,杨林,黄骏翹,等. 基于动态空间矢量的三电平逆变器不连续调制策略[J]. 电工技术学报,2019,34(2):377-386.
- [3] 姜卫东,杨柏旺,黄静,等. 不同零序电压注入的 NPC 三电平逆变器中点电位平衡算法的比较[J]. 中国电机工程学报,2013(33):17-25.
- [4] VIDET A, LE MOIGNE P, IDIR N, et al. A New Carrier-Based PWM Providing Common-Mode-Current Reduction and DC-Bus Balancing for Three-Level Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6):3001-3011.
- [5] MONGE S B, SOMAVILLA S, BORDONAU J, et al. Capacitor Voltage Balance for the Neutral-Point-Clamped Converter Using the Virtual Space Vector Concept with Optimized Spectral Performance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4):1128-1135.
- [6] PULIKANTI S R, DAHIDAH M S A, AGELIDIS V G. Voltage Balancing Control of Three-Level Active NPC Converter Using SHE-PWM[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1):258-267.
- [7] 范波,赵伟刚,刘刚,等. 基于优化虚拟矢量的三电平逆变器中点电位平衡闭环控制[J]. 电工技术学报,2015,30(4):179-186.
- [8] 胡存刚,王群京,李国丽,等. 基于虚拟空间矢量的三电平 NPC 逆变器中点电压平衡控制方法[J]. 电工技术学报,2009,24(5):100-107.
- [9] 桂石翁,吴芳,万山明,等. 变虚拟空间矢量的三电平 NPC 变换器中点电位平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报,2015,35(19):5013-5021.
- [10] 郭俊. 三电平光伏逆变器控制策略研究[D]. 武汉:武汉理工大学,2018.
- [11] 胡存刚,马大俊,王群京,等. 三电平有源中点钳位逆变器损耗分布平衡控制策略[J]. 电工技术学报,2017,32(1):129-138.
- [12] 何湘宁. 多电平变换器的理论和应用技术[M]. 北京:机械工业出版社,2006.
- [13] 马大俊,胡存刚,王群京,等. 三电平 ANPC 逆变器中点电压平衡的 VSVPWM 控制策略[J]. 电气传动,2017,47(9):29-34,39.
- [14] 董蕾. 三电平光伏并网逆变器控制方式及效率分析研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2012.

(编辑:徐楠楠)