DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.274　　**中图分类号**：TM351　　**文献标志码**：A

ANPC 三电平多模式同步空间矢量脉宽调制切换策略

苑国锋[1](中国电源学会会员)，郭钒汐[1]，胡　骢[2]，李春宇[2]
(1.北方工业大学变频技术北京市工程研究中心，北京 100144；2.北京精密机电控制设备研究所航天伺服驱动与传动技术实验室，北京 100076)

摘要：有源中点钳位型 ANPC(active neutral-point-clamped)三电平结构可以优化开关器件的损耗分布，在大功率电机驱动系统应用中更具优势。为提高低开关频率运行条件下驱动系统的性能，研究了多模式同步空间矢量脉宽调制 SSVPWM(synchronous space vector PWM)切换策略，针对不同同步空间脉宽调制模式之间切换时产生的电流与转矩冲击问题，提出 1 种基于脉冲插入的 ANPC 三电平逆变器的多模式 SSVPWM 切换策略。通过对电机输出的定子磁链进行重构，在线计算切换处的定子磁链偏差，并在切换时刻结合 ANPC 冗余零状态选择，以插入电压脉冲方式对其进行补偿，实现了不同模式之间的平稳过渡。仿真和实验验证了所提策略的正确性和有效性。

关键词：三电平；有源中点钳位；同步空间矢量脉宽调制；在线补偿

ANPC Three-level Multi-mode SSVPWM Switching Strategy

YUAN Guofeng[1], *Member*, *CPSS*, GUO Fanxi[1], HU Cong[2], LI Chunyu[2]
(1. Inverier Technology Engineering Research Center of Beijing, North China University of Technology, Beijing 100144, China; 2. Laboratory of Aerospace Servo Actuation and Transmission, Beijing Institute of Precision Electromechanical Control Equipment, Beijing 100076, China)

Abstract: The active neutral-point-clamped (ANPC) three-level structure is more advantageous in high-power motor drive systems because it can optimize the loss distribution in switching devices. To improve the performance of a drive system under operation conditions with a low switching frequency, a multi-mode synchronous space vector pulse width modulation (SSVPWM) switching strategy is studied in this paper. Aimed at the problem of current and torque impact caused by the switching between different modes, a multi-mode SSVPWM switching strategy based on pulse insertion is proposed for ANPC three-level inverters. By reconfiguring the stator flux linkage from the motor, the stator flux linkage deviation at the switching position is calculated online, the selection of ANPC redundant zero-state is combined at the switching moment, and the smooth switching between multiple modes is achieved with compensation by inserting the voltage pulse. The correctness and effectiveness of the proposed strategy were verified through simulation and experimental results.

Keywords: Three-level; active neutral-point-clamped (ANPC); synchronous space vector pulse width modulation (SSVPWM); on-line compensation

有源中点钳位型 ANPC(active neutral-point-clamped)三电平逆变器因加入可控钳位开关器件具备更加灵活的开关切换选择，通过合理选择冗余开关状态可以改变拓扑中开关器件之间的损耗分布，在大功率电机驱动系统中应用更具优势[1-2]。脉宽调制PWM(pulse width modulation)策略是三电平电机驱动领域的研究热点，ANPC 三电平的调制策略主要有异步调制和同步调制 2 大类，其中：异步调制包括载波脉宽调制、异步空间矢量脉宽调制、双极性载波正弦调制波分解调制等；同步调制主要有同步空

收稿日期：2023-03-22；**修回日期**：2023-05-21，2023-07-31；
录用日期：2023-09-25；**网络首发日期**：2023-12-20
基金项目：国家自然科学基金委员会-中国国家铁路集团有限公司铁路基础研究联合基金资助项目(U2368205)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China-China State Railway Group Co., Ltd. Railway Basic Research Joint Fund under the grant U2368205

间矢量脉宽调制[3]SSVPWM(synchronous space vector PWM)、特定谐波消除调制 SHEPWM(selective harmonic elimination PWM)和电流谐波最小调制 CHMPWM (current harmonic minimum PWM)。SSVPWM 计算简便且更易于在线实现，在大功率电机驱动系统中应用更广泛[4]。目前，三电平 SSVPWM 算法的研究多基于在二极管中点钳位型 NPC(neutral-point-clamped)拓扑的序列选择上，SSVPWM 在 ANPC 上的应用研究还鲜见报道。文献[5]概述了低开关频率不同采样点数下三电平的开关序列；文献[6]在传统 SSVPWM 开关序列基础上增加了基础矢量切换的冗余性，通过对序列的完备集以加权总谐波畸变 WTHD(weighted total harmonic distortion)，为指标进行筛选得出部分脉冲数下最优序列；文献[7]以 1/4 周期对称为非必要条件对 SSVPWM 策略的开关序列做进一步扩展，并以 WTHD 为指标进行了对比；文献[8]提出了一种实现同步调制策略的脉冲发生比较值计算方法。

受散热系统的制约，大功率电机驱动系统的开关频率会限制在几百 Hz，为减小低开关频率下电机的电流谐波通常采用多模式混合调制策略[9]。低速区由于其载波比较高，使用异步调制策略；中高速区采用不同脉冲数的同步调制方式。不同脉冲数的 SSVPWM 策略采样点数会发生变化，进而引起电流和转矩的冲击，因此需要设计合适的切换策略。目前已有切换方法中，文献[9]使用了一种在 2 种不同模式的磁链轨迹相近采样点切换的方法，但该方法较难实现且切换时刻受限于磁链轨迹；文献[10]提出了通过修正开关时刻精确补偿磁链偏差的方法，首先离线计算磁链矢量偏差，然后计算修改开关时刻，以保证前后磁链连续性，但三电平电压矢量繁多导致开关时刻修正实现繁琐；文献[11]提出了脉冲插入概念，该方法通过插入能够补偿磁链偏差的电压脉冲实现了平滑过渡的目的，但此方法分类较为复杂且未对载波比不同情况进行分析说明；文献[12]针对多模式 SSVPWM 算法的切换，提出了一种基于开关角的切换方法，通过引入同步调制开关角至 SSVPWM 算法，重新规划不同模式下的载波比，保证了切换前后载波比相同，但在低脉冲数情况下反而提高了载波比的大小，限制了开关频率降低。

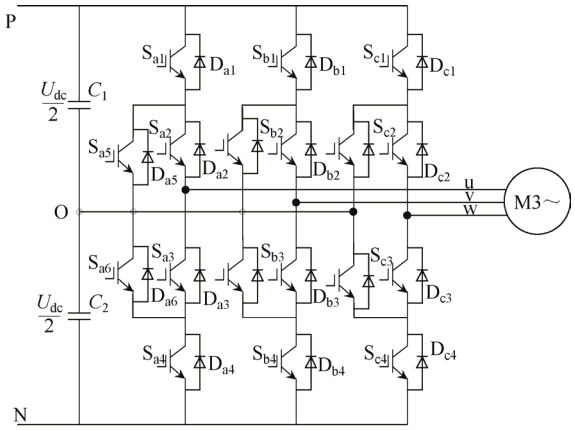
为解决 ANPC 三电平电机驱动系统的多模式 SSVPWM 策略切换过程中受采样点个数及分布影响导致的切换冲击问题，本文分析不同模式间的采样点数变化产生冲击的原因，通过在线计算不同 SSVPWM 模式的电机定子磁链偏差，基于磁链连续[13]思想，通过开关状态插入并选择对应冗余零矢量状态的方法对其进行补偿，实现 ANPC 三电平电机驱动系统多模式 SSVPWM 策略平稳过渡的目的，该方法快速有效且不受限于采样位置。对本文所提多模式 SSVPWM 切换策略进行仿真和实验，验证所提方法的正确性和有效性。

1　ANPC 三电平 SSVPWM 策略

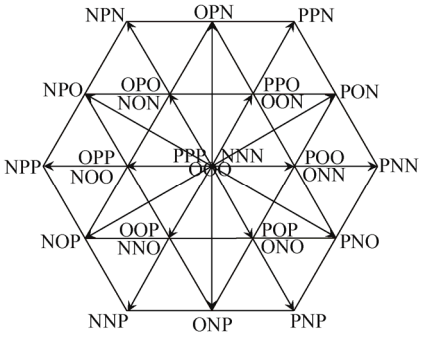
1.1　ANPC 三电平 SSVPWM 开关序列

ANPC 三电平逆变器如图 1 所示。图 1(a)为有源中点钳位型三电平拓扑，该拓扑增加了三电平变换器在输出零状态时的电流通路，使通过合理选择零电平开关状态，实现开关管之间损耗平衡成为可能。图 1(b)为 ANPC 三电平逆变器 SSVPWM 基本空间电压矢量的平面分布原理。

以 A 相开关管为例，表 1 为 ANPC 三电平拓扑中可实现状态的开通与关断的情况，其中 S_{a1}~S_{a6} 为 A 相 6 个开关管，P、N 分别为正、负电平，OU1、OU2、OL1、OL2 分别为 4 种冗余零电平。



(a) ANPC三电平逆变器拓扑



(b) ANPC三电平逆变器基本电压空间矢量分布

图 1 ANPC 三电平逆变器

Fig. 1 ANPC three-level inverter

表 1 ANPC 三电平逆变器开关状态

Tab. 1 Switching states of ANPC three-level inverter

电平	开关状态						输出电压/V
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	
P	1	1	0	0	0	1	$+U_{dc}/2$
OU2	0	1	0	0	1	0	0
OU1	0	1	0	1	1	0	0
OL1	1	0	1	0	0	1	0
OL2	0	0	1	0	0	1	0
N	0	0	1	1	1	0	$-U_{dc}/2$

逆变器中开关管之间管压降不平衡会影响开关状态切换损耗的平衡性。ANPC 三电平逆变器中 OU1 与 OL1 状态由于开通对称外管，相比于其余 2 种冗余状态，各管之间的电压均衡度更高。由表 1 的开关状态可得到不同切换下的损耗分布情况：若将 S_{a1} 与 S_{a4}、S_{a2} 与 S_{a3}、S_{a5} 与 S_{a6} 依次分为 3 对开关管组模块，选择 P 与 OU1、N 与 OL1 时的损耗主要分布在第 I 组模块，P 与 OL1、N 与 OU1 的损耗主要分布在第 II、III 组模块[14]。因此可通过在不同周期内选择不同的切换方式以实现均衡损耗的目的，即若上周期内选择 P 与 OU1、N 与 OL1 的换流方式，下周期应轮换至 P 与 OL1、N 与 OU1 的换流方式。

文献[6]中提出了 SSVPWM 在 NPC 型三电平逆变器下的优化序列，本文在此基础上进一步考虑 ANPC 三电平拓扑的零电平换流策略，实现在不影响原有序列优势下的损耗均衡。以第 I 大扇区内选择 P 切 OU1(P-OU1)、N 切 OL1(N-OL1)换流情况为例，加入损耗均衡策略后的具体开关序列情况见表 2，其中调制度 m=0.65，P 为脉冲数，N_c 为采样点数。同理可得其他扇区内序列选择。

表 2 ANPC 三电平逆变器扇区 I 开关序列

Tab. 2 Switching sequences in sector I of ANPC three-level inverter

P/个	N_c/个	开关序列
7	5	(OU1)N(OU1),PN(OU1),P(OL1) (OU1)—P(OL1) (OU1),PN(OU1), (OU1)N(OU1)—PN(OU1),PNN,PN(OL1),P(OL1) (OL1)—P(OL1) (OL1),P(OL1)N,PNN,P(OL1)N—P(OL1)N, (OU1) (OL1)N,P(OL1)N,P(OL1) (OL1)
5	5	P(OL1)(OU1),PN(OU1), (OU1)N(OU1)—(OU1)N(OU1),PN(OU1),P(OL1) (OU1)—P(OL1) (OL1),PN(OL1),PNN—PNN,P(OL1)N,P(OL1) (OL1)—P(OL1) (OL1),P(OL1)N, (OU1) (OL1)N
3	3	P(OL1) (OU1),PN(OU1), (OU1)N(OU1)—(OU1)N(OU1),PN(OU1),P(OL1) (OU1)—P(OL1) (OU1),P(OL1)N, (OU1) (OL1)N
2	2	PN(OU1), (OU1)N(OU1), (OU1)NN—(OU1)NN, (OU1) (OL1)N,P(OL1)N

基于ANPC三电平逆变器下的多模式SSVPWM算法，本文设计如下：低速运行时基波频率较小，载波比较大，采用异步 SVPWM 策略；随着基波频率逐渐升高，载波比逐渐下降，切换至多模式 SSVPWM 策略。所采用的多模式调制策略如图 2 所示。

1.2 切换磁链轨迹分析

ANPC 三电平逆变器多模式 SSVPWM 算法的实现关键在于不同脉冲数之间能否平滑过渡。不同脉冲模式之间采样点分布及个数不尽相同是切换

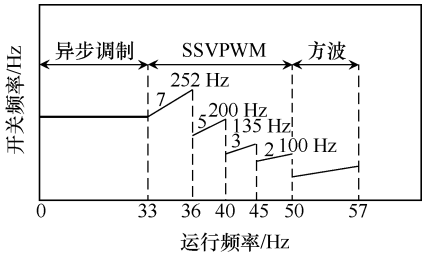


图 2 三电平全速域范围调制策略

Fig. 2 Modulation strategy in whole speed range for three-level

冲击产生的主要原因。以 ANPC 三电平 SSVPWM 的 5 脉冲模式(简称“SSVPWM_5”，N_c=30)切换至 SSVPWM 的 3 脉冲模式(简称“SSVPWM_3”，N_c=18)为例，说明模式切换对冲击的影响。

1 个基波周期内，调制模式下的电压矢量相角变化受采样点数限制。采样点数变化导致前后 2 种调制模式下采样时间 T_s 与电压矢量角度步长 $\Delta\theta$ 均产生变化，但在切换指令发出的瞬间，载波周期与角度步长无法同步更新[15]，进而在 2 个采样点之间存在电压矢量偏差。

已知电压矢量与磁链的关系为

$$\boldsymbol{\psi}_s = \int(\boldsymbol{u}_s - R_s\boldsymbol{i}_s)\mathrm{d}t \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{u}_s$ 为定子电压矢量；$\boldsymbol{i}_s$ 为定子电流矢量；$\boldsymbol{\psi}_s$ 为定子磁链矢量；R_s 为定子电阻，即电压矢量偏差最终会反映在磁链轨迹上。

因此，若能在 ANPC 三电平逆变器多模式 SSVPWM 算法的切换时刻通过插入电压脉冲矢量补偿前后磁链偏差，可保证前后定子磁链的连续性，则能达到平滑切换的目的[15]。为精确补偿磁链偏差，应根据 SSVPWM 特性在线计算磁链信息。SSVPWM 方法从理想圆形磁链角度出发，所有采样点均位于基波定子磁链轨迹上，多模式 PWM 切换在中高速运行区域，定子电阻压降可以忽略，此时可直接使用当前控制算法指令值，通过当前相电压峰值 U_m 与当前电机频率 f 计算得到当前磁链幅值 ψ_s，磁链矢量与电压矢量相垂直，可表示为

$$U_m = \frac{mU_{dc}}{\sqrt{3}} \tag{2}$$

$$\psi_s = \frac{U_m}{2\pi f} \tag{3}$$

式中，U_{dc} 为直流母线电压。

已知 k 时刻切换时当前磁链信息为理想磁链 $\boldsymbol{\psi}_k$，k+1时刻的采样点磁链信息为 $\boldsymbol{\psi}_{k+1}$，计算得到 2 种调制模式下磁链矢量偏差 $\Delta\boldsymbol{\psi}$ 为

$$\Delta\boldsymbol{\psi} = \boldsymbol{\psi}_k - \boldsymbol{\psi}_{k+1} \tag{4}$$

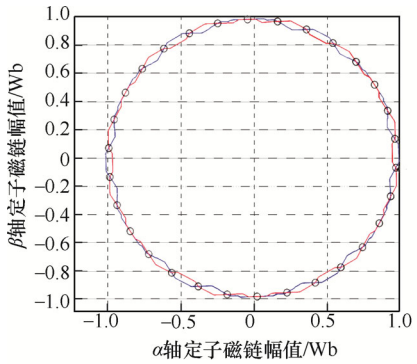
为方便分析，不同模式下切换前后的定子磁链轨迹可以重构[11]为

$$\boldsymbol{\psi}_s(t) = \boldsymbol{\psi}_s(0) + \int_0^t \boldsymbol{u}_s(t)\mathrm{d}t - \boldsymbol{\psi}_{err} \tag{5}$$

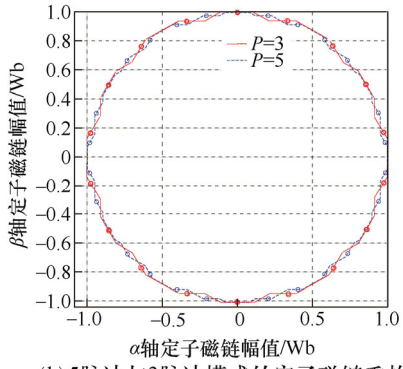
式中：$\boldsymbol{\psi}_s(0)$ 为定子磁链矢量初值；$\boldsymbol{\psi}_{err}$ 为定子磁链轨迹重构的校正量。下面分别针对相同采样点及不同采样点的不同脉冲数切换进行分析。

1.2.1　相同采样点数下切换

ANPC 三电平拓扑下的零状态不会对磁链矢量产生影响，因此可忽略不同零状态之间的切换。不同模式下的定子磁链重构如图 3 所示。以 SSVPWM 的 7 脉冲模式(简称“SSVPWM_7”)与 SSVPWM_5 之间切换为例，此时采样点数同为 30，根据式(5)重构 2 种调制模式的磁链，所有采样点均处于基波定子理想磁链圆上且分布一致，在采样点时刻磁链完全重合，如图 3(a)所示。虽然相邻采样点之间磁链轨迹不同，由于每个采样点处磁链都重合，其谐波磁链为 0，此时在任意采样点处切换均不会产生明显冲击问题。



(a) 7脉冲与5脉冲模式的定子磁链重构



(b) 5脉冲与3脉冲模式的定子磁链重构

图 3　不同模式下的定子磁链重构

Fig. 3 Reconstruction of stator flux linkage in different modes

1.2.2　不同采样点数下切换

以采样点数 30 的 SSVPWM_5 模式和采样点数 18 的 SSVPWM_3 模式为例。根据式(5)对 2 种

模式下的磁链进行重构，如图 3(b)所示，两者的采样点分布及磁链轨迹差异较大。

若 k 时刻切换，5 脉冲与 3 脉冲切换时刻的磁链轨迹偏差如图 4 所示，其中实线为 SSVPWM_3 模式磁链轨迹，点划线为 SSVPWM_5 模式磁链轨迹。磁链轨迹由原本 k 时刻 SSVPWM_5 定子磁链矢量 $\boldsymbol{\psi}_k^5$ 运行至 k+1 时刻 SSVPWM_5 定子磁链矢量 $\boldsymbol{\psi}_{k+1}^5$，变为由 $\boldsymbol{\psi}_k^5$ 运行至 k+1 时刻 SSVPWM_3 定子磁链矢量 $\boldsymbol{\psi}_{k+1}^3$，此时即使在采样点重合时刻切换，但由于采样周期与角度步长变化不一致，同样会产生明显冲击问题。

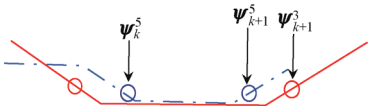


图 4 5 脉冲与 3 脉冲切换时刻磁链轨迹偏差

Fig. 4 Flux linkage trajectory deviation at moment of switching between 5-pulse and 3-pulse

1.3 多模式 SSVPWM 切换策略

如果在切换时刻直接切换，定子磁链轨迹会与理想磁链偏离，这会产生很大的电流与转矩冲击，需要经过多个基波周期才能恢复。因此若能在调制模式设计前已知 2 种调制模式之间的磁链偏差，预先对切换时定子磁链轨迹进行干涉，使其在下一个采样周期内运行至切换后的理想磁链上，保证磁链连续性，就能消除冲击实现调制模式平滑切换。下面以 SSVPWM_5 模式与 SSVPWM_3 模式切换为例对本文提出的在线补偿方法进行说明。

将 2 种模式下磁链信息代入式(4)，计算得到磁链矢量偏差为

$$\Delta\boldsymbol{\psi}=\boldsymbol{\psi}_k^5-\boldsymbol{\psi}_{k+1}^3 \tag{6}$$

得到目标磁链矢量后，若能在 k 时刻通过插入电压矢量并令其作用在合适采样时间下就能使目标磁链轨迹从 SSVPWM_5 模式 k 时刻采样点跳转至 SSVPWM_3 模式 k+1 时刻采样点，将前后磁链补偿至连续，减少冲击问题。则电压矢量偏差表示为

$$\Delta U=\frac{\Delta\psi_{\mathrm{s}}}{T_{\mathrm{s}}} \tag{7}$$

式中：ΔU 为电压矢量偏差幅值；T_{s} 为采样周期；$\Delta\psi_{\mathrm{s}}$ 为磁链偏差幅值。

式(7)说明了在 SSVPWM 方法中磁链矢量偏差幅值 $\Delta\psi_{\mathrm{s}}$ 与 T_{s} 的关系，由此可以确定需要插入的电压矢量幅值，插入电压矢量角度与磁链矢量偏差 $\Delta\boldsymbol{\psi}$ 角度相同。

SSVPWM 策略下电压矢量插入主要由开关状态决定。SSVPWM 方法对插入电压矢量的底层原理为调整基础电压矢量合成个数或时间，因此插入的开关状态应满足：①避免引入额外的磁链偏差；②避免两相开关同时动作。

SSVPWM_5 与 SSVPWM_3 这 2 种模式下扇区 I 内的具体开关状态见表 3。

表 3 SSVPWM_5 与 SSVPWM_3 模式下扇区 I 开关序列(m=0.807)

Tab. 3 Switching sequences in sector I in modes of SSVPWM_5 and SSVPWM_3(m=0.807)

模式	开关序列
SSVPWM_5	(POO-PNO-ONO)-(ONO-PNO-POO)-(POO-PNO-PNN)-(PNN-PON-POO)-(POO-PON-OON)
SSVPWM_3	(ONO-PNO-POO)-(POO-PNO-PNN)-(PNN-PON-POO)

以在第 1 个采样点处切换为例，当前采样点开关状态为(POO-PNO-ONO)，此刻作为插入脉冲的开关状态，为避免前后开关状态两相同时动作，且 SSVPWM_3 脉冲调制下的 k+1 时刻采样点开关状态为(POO-PNO-PNN)，因此应选择 POP 状态，故切换时刻下一个采样周期的基本电压矢量作用顺序为(POP-POO-PNO-PNN)。由于开关状态 POP 的插入，需要对插入后的 POO 状态中 C 相零电平状态进行选择。根据上文对零状态的筛选，共有 P 切 OU1 和 P 切 OL1 这 2 种情况，具体根据上一周期的选择情况决定。当上一周期选择 OU1 时，此时应选择 OL1，反之取 OU1。

图 5 为规划后的磁链轨迹，切换点前跟随 SSVPWM_5 脉冲模式下磁链轨迹，经过规划后能够从 $\boldsymbol{\psi}_k^5$ 平稳过渡至 $\boldsymbol{\psi}_{k+1}^3$ 采样点，可以看到此时通过插入开关状态及改变 T_{s} 完成了磁链偏差补偿。2

个采样点间存在 4 种开关状态，其中首发矢量为插入开关状态矢量，通过合理选择后为尾矢量对称小矢量，之后平稳跟随 SSVPWM_3 模式磁链轨迹，实现模式间过渡。

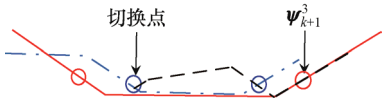


图 5　开关状态插入时磁链轨迹

Fig. 5 Flux linkage trajectory during insertion of switching state

因此，此方法能同时调整电压矢量偏差，完成磁链偏差补偿，并可直接规划 T_s，所提方法充分利用了 SSVPWM 的磁链原理完成快速在线补偿。

2　仿真和实验结果

为了验证ANPC三电平逆变器多模式SSVPWM策略以及不同调制模式之间切换策略的正确性和可行性，本文进行了仿真和实验研究。仿真和实验的电机参数见表 4。当电机频率低于 33.3 Hz 时采用异步调制，之后切换至同步调制，SSVPWM 的最高开关频率为 252 Hz；电机频率处于 50 Hz 以上时采用方波调制。电机控制方式采用 V/F 开环控制，母线电压为 100 V。

表 4　仿真及实验电机参数

Tab. 4 Motor parameters used in simulation and experiment

参数	数值
额定电压/V	220
额定电流/A	1.3
额定功率/kW	0.12
额定转速/(r/min)	600
定子电阻/Ω	2.756
转子电阻/Ω	1.537
定/转子漏感/H	0.164 6
互感/H	0.159 8

2.1　仿真结果

当在载波比相同情况下切换时会直接避免冲击问题，因此异步调制向同步调制的切换点通常设置在两者载波比相同或相近处，根据本文设计，频率切换指令为 33.3 Hz 时开启异步切换同步调制。

ANPC 三电平逆变器采样点数相同下的同步调制之间切换，以 SSVPWM_7 模式与 SSVPWM_5 模式为例，对 SSVPWM 下相同采样点数的切换进行仿真验证。仿真结果如图 6 所示，此时切换前后电流与转矩均没有产生明显冲击。

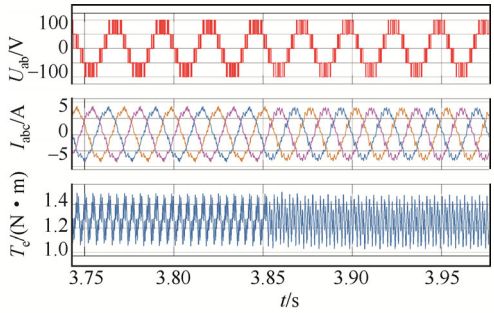
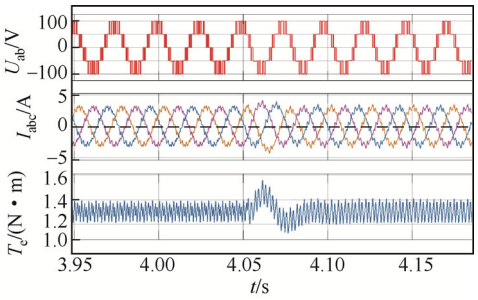


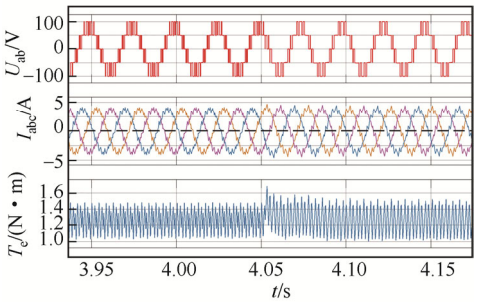
图 6　SSVPWM_7 切换至 SSVPWM_5 模式的仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms of switching from mode SSVPWM_7 to SSVPWM_5

SSVPWM_3 模式切换至 SSVPWM_2 模式与 SSVPWM_5 模式切换至 SSVPWM_3 模式的原理相同，本文以模式 SSVPWM_5 与 SSVPWM_3 的切换为例，对采样点数不同情况下的切换进行仿真验证，仿真结果如图 7 所示。



(a) 同步5脉冲直接切换同步3脉冲



(b) 同步5脉冲带补偿切换同步3脉冲

图 7　SSVPWM_5 切换至 SSVPWM_3 模式的仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms of switching from mode SSVPWM_5 to SVPWM_3

未施加切换策略如图 7(a)所示，此时，从仿真图中可以看出，电流与转矩发生明显冲击。电流冲击大小为 1.276 A，转矩冲击大小为 0.452 6 N·m。采用开关状态插入的切换策略切换时，效果如图 7(b)所示，此时电流无明显冲击，转矩冲击为 0.14 N·m，和未施加切换策略时相比，冲击显著减小。

上述仿真结果表明，在多模式 SSVPWM 策略的不同采样点数之间切换时，开关状态插入的方法具有良好的性能。

2.2 实验结果

本文所采用的实验平台为基于 DSP28377 的 ANPC 三电平逆变器平台，如图 8 所示，实验条件与仿真相同。受实验台的条件限制，无法直接测量转矩的波动，因此实验结果仅给出电压和电流波形。

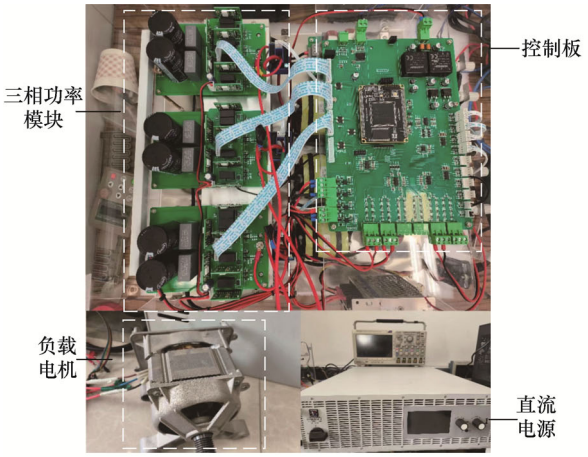


图 8 实验平台

Fig. 8 Experimental platform

首先，进行采样点数相同时切换的实验。实验结果如图 9 所示。图中从上至下依次为电机线电压 U_{ab} 与 A、B 两相电流 I_{ab}。从图 9 中可以看出，此时电流波形前后平稳，实验结果和仿真结果吻合，切换前后并无明显冲击。

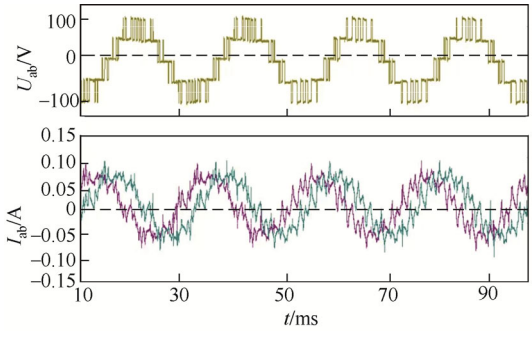
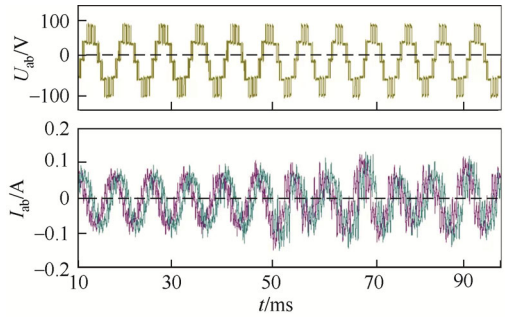


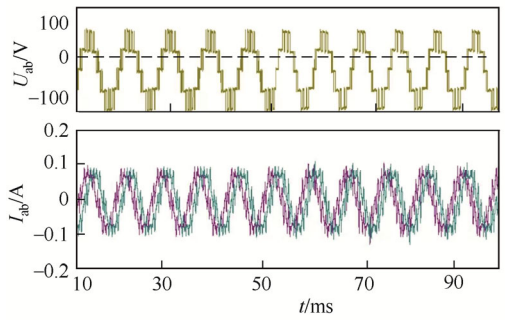
图 9 SSVPWM_7 切换至 SSVPWM_5 模式的实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms of switching from mode SSVPWM_7 to SSVPWM_5

然后，进行采样点数不同时 SSVPWM 之间切换的实验。当电机转速逐渐提高时，调制方法由 SSVPWM_5 模式向 SSVPWM_3 模式切换，仿真结果如图 10 所示。未加入补偿算法时的实验结果如图 10(a)所示，此时电流发生明显冲击且持续了多个基波周期。使用开关状态插入切换算法后波形如图 10(b)所示，实验结果表明电流冲击得到明显抑制，可实现平稳过渡，说明开关状态插入切换算法对 ANPC 三电平逆变器多模式 SSVPWM 策略中采样点数不同时切换工况的有效性。



(a) 同步5脉冲直接切换同步3脉冲



(b) 同步5脉冲带补偿切换同步3脉冲

图 10 SSVPWM_5 切换至 SSVPWM_3 模式的实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of switching from mode SSVPWM_5 to SSVPWM_3

上述仿真和实验结果验证了在 ANPC 三电平逆变器多模式 SSVPWM 策略下，开关状态插入算法在不同采样点数之间切换时对时间与磁链偏差补偿的有效性，此策略不受限于切换点与采样点位置，大大减小了切换冲击，实现了平稳过渡的目的。

3　结语

ANPC 三电平逆变器通过可控器件钳位改善了开关损耗不均的问题，本文设计了 ANPC 三电平多模式 SSVPWM 切换策略。将 ANPC 拓扑下冗余零状态的选择加入多模式 SSVPWM 策略的开关序列设计中，并针对多模式 SSVPWM 策略在传动系统中存在的由于采样点数不同而导致不同模式之间切换时出现的切换冲击问题，采用开关状态插入的切换策略对切换点处存在的时间与磁链偏差进行补偿，并通过分析与计算不同 SSVPWM 模式下的磁链偏差、电压矢量偏差及采样周期的关系，提出一种在线快速计算补偿方法。仿真和实验结果表明，开关状态插入方法在多模式 SSVPWM 策略采样点数不同时的切换情况下具有良好的切换补偿效果。

参考文献：

[1] Woldegiorgis D, Wu Yuheng, Wei Yuqi, et al. A high efficiency and low cost ANPC inverter using hybrid Si/SiC switches [J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2021, 2: 154-167.

[2] Feng Zhijian, Zhang Xing, Wang Jianing, et al. A high-efficiency three-level ANPC inverter based on hybrid SiC and Si devices [J]. Energies, 2020, 13(5): 1159.

[3] 张佳波, 张新宇, 孙伟, 等. 分段同步空间矢量脉宽调制策略及切换方法研究. 电源学报, 2025, 23(7): 238-246.
Zhang Jiabo, Zhang Xinyu, Sun Wei, et al. Research on ubsection synchronous space vector pulse width modulation strategy and switching method [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 238-246. (in Chinese)

[4] 孙海卫. NPC 型三电平逆变器同步空间矢量调制策略研究[D]. 天津: 天津大学, 2016.
Sun Haiwei. NPC-type three-level inverter synchronization space vector modulation strategy research [D]. Tianjin: Tianjin University, 2016. (in Chinese)

[5] Beig A R, Narayanan G, Ranganathan V T. Modified SVPWM algorithm for three level VSI with synchronized and symmetrical waveforms [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 486-494.

[6] 张国政, 陈炜, 谷鑫, 等. 三电平牵引变流器改进同步空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(18): 3908-3916.
Zhang Guozheng, Chen Wei, Gu Xin, et al. An improve synchronized space vector modulation strategy for three-level inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(18): 3908-3916. (in Chinese)

[7] 葛兴来, 张晓华, 岳岩. 低载波比下三电平 NPC 逆变器同步 SVPWM 算法[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(9): 24-32.
Ge Xinglai, Zhang Xiaohua, Yue Yan. Comparative study on synchronized space vector PWM for three level neutral point clamped VSI under low carrier ratio [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(9): 24-32. (in Chinese)

[8] 李洁, 张文涛, 陈思宇. 矢量型控制系统的 SVPWM 同步调制策略研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(5): 118-121.
Li Jie, Zhang Wentao, Chen Siyu. Research on SVPWM synchronous modulation strategy based on vector control system [J]. Power Electronics, 2019, 53(5): 118-121. (in Chinese)

[9] 苑国锋, 陈栋, 郑春雨. 电力机车牵引传动系统的多模式调制策略及切换方法研究[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(1): 126-135.
Yuan Guofeng, Chen Dong, Zheng Chunyu. Multi-mode modulation strategy and switching method of electric locomotive traction drive system [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(1): 126-135. (in Chinese)

[10] 苑国锋, 沈阳. 基于开关时刻修正的多模式调制切换策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(5): 1171-1180.
Yuan Guofeng, Shen Yang. Multi-mode modulation switching strategy based on switch time correction [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(5): 1171-1180. (in Chinese)

[11] 苑国锋, 张贵, 沈阳, 等. 基于脉冲插入方法的多模式调制切换策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(8): 2969-2979.
Yuan Guofeng, Zhang Gui, Shen Yang, et al. Multi-mode

modulation switching strategy based on pulse insertion method [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(8): 2969-2979. (in Chinese)

[12] 朱龙胜, 方晓春, 林飞, 等. 一种基于计算开关角的SVPWM 同步调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3930-3938, 4035.
Zhu Longsheng, Fang Xiaochun, Lin Fei, et al. A synchronized SVPWM strategy based on calculating switching angles [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(13): 3930-3938, 4035. (in Chinese)

[13] Holtz J. Advanced PWM and predictive control: an overview [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3837-3844.

[14] Zhong Zhaowen, Du Chunshui, Xing Xiangyang, et al. An improved DPWM method for single-phase five-level ANPC converters with switching loss reduction and capacitor voltage balance [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(4): 4482-4495.

[15] Oikonomou N, Holtz J. Stator flux trajectory tracking control for high-performance drives [C]//Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting. Tampa, FL, USA, 2006: 1268-1275.



苑国锋

作者简介：

苑国锋(1979—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，研究员。研究方向：机车牵引控制和风电电气控制。E-mail：ygf@ncut.edu.cn。

郭钒汐(1997—)，女，硕士。研究方向：电机及其控制。E-mail：fxguo22@163.com。

胡骢(1991—)，男，硕士。研究方向：电机及其控制。E-mail：1184999018@qq.com。

李春宇(1986—)，男，硕士。研究方向：电机及其控制。E-mail：328852456@qq.com。

(责任编辑：陈国珍)



公益广告来源：重庆市人民政府网