DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.238 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

分段同步空间矢量脉宽调制策略及切换方法研究

张佳波，张新宇，孙 伟，林显琦，杨其林
(中车青岛四方车辆研究所有限公司技术中心，青岛 266111)

摘要：大功率牵引逆变器允许开关频率较低，为了提高系统的输出性能，中速区通常采用同步空间矢量脉宽调制SVPWM(space vector pulse width modulation)策略，可根据采样点个数、采样点位置及采样点矢量作用顺序灵活实现4种性能各异的同步调制策略。为此，首先概述了4种同步SVPWM策略的基本原理，重点对不同分频、不同调制策略之间的平滑无冲击切换方法进行了分析。其次，针对边界采样策略与其他调制策略在切换时基波相位无法连续的问题，提出了1种对原始采样扇区进行拆分并重新组合成新扇区的方法，既实现了相位连续，也使得载波比设置更加灵活。最后，通过仿真及实验验证了所提方法的可行性。

关键词：空间矢量脉宽调制；同步调制；牵引逆变器；切换方法；扇区划分

Research on Subsection Synchronous Space Vector Pulse Width Modulation Strategy and Switching Method

ZHANG Jiabo, ZHANG Xinyu, SUN Wei, LIN Xianqi, YANG Qilin
(Technical Center, CRRC Qingdao Sifang Rolling Stock Research Institute Co., Ltd., Qingdao 266111, China)

Abstract: The high-power traction inverter allows for a lower switching frequency. To improve the output performance of a system, synchronous space vector pulse width modulation (SVPWM) strategies are usually used in the medium-speed range, and four synchronous modulation strategies with different performances can be flexibly implemented based on the number and positions of sampling points, as well as the sampling point vector action order. Under this background, the basic principle of four synchronous SVPWM strategies is summarized at first, with a focus on the smooth and shock-free switching method between different frequency-division and different modulation strategies. Second, to address the issue of fundamental phase discontinuity between the boundary sampling strategy and other modulation strategies during the switching, a method is proposed to split the original sampling sector and further reassemble into a new sector, which not only achieves phase continuity but also makes the setting of carrier wave ratio more flexible. Finally, the feasibility of the proposed method was verified by simulation and experimental results.

Keywords: Space vector pulse width modulation (SVPWM); synchronous modulation; traction inverter; switching method; sector division

大功率牵引逆变器工作在大电流、高电压条件下，由于散热能力有限，其最高开关频率仅为几百赫兹[1]。因此，调制策略应充分利用逆变器允许的最高开关频率优化系统的输出电压性能，降低电流谐波畸变。通常在全速度范围内采用多模式调制策略，即低速区间采用传统异步调制，中速区间采用分段同步调制，高速区间则采用方波(单脉冲)调制[1-2]，其中中速区间分段同步调制是整个多模式调制策略的重点。

目前，同步调制策略有中间60°调制、SHEPWM、CHMPWM及同步空间矢量脉宽调制SVPWM(space vector pulse width modulation)等几种方式[2-5]。同步SVPWM作为1种准最优调制策略，其原理是利用基本空间矢量线性合成参考电压矢量，可根据采样

收稿日期：2023-09-05；**修回日期**：2023-10-10；**录用日期**：2023-10-24；**网络首发日期**：2024-01-25

点个数、采样点位置及采样点矢量作用顺序灵活实现多种不同的调制策略，具体为传统空间矢量策略 CSVS(conventional space vector strategy)、基本母线钳位策略 BBCS(basic bus clamping strategy)、不对称零矢量转换策略 AZCS(asymmetric zero-changing strategy)及边界采样策略 BSS(boundary sampling strategy)[6-11]。通过选取合适的调制方式，可降低电流谐波、减小电流尖峰及降低电磁噪声。

因此，同步 SVPWM 仍是目前大功率牵引系统应用的主流之一。由于不同分频在切换前后电压脉冲形式不相同，因此不同分频之间的平滑无冲击切换是重点。首先要保证切换前后基波电压相位及幅值的连续性，其次应尽量减小切换过程中谐波电流的影响[12]。文献[1]和[11]从定子磁链生成角度指出切换的目标是保证切换前后 2 种调制方式对应的磁链轨迹平滑过渡，不产生明显的磁链轨迹跳跃，并以相位(采样点矢量等效角度区间)可连续的几种调制策略为例进行了说明。但对于 BSS，由于边界采样点矢量等效角度区间跨越 2 个扇区，无法满足切换前后相位连续的条件，因此相关文献对于 BSS 如何切换鲜有提及。

本文在以往研究的基础上，对同步 SVPWM 基本原理及 4 种调制策略进行了概述，重点对不同分频、不同调制策略之间的平滑无冲击切换方法进行了研究，提出了 1 种对原始采样扇区进行拆分并重新组合成新扇区的方法，新扇区的基波电压相位可在有效电压矢量处与相邻分频的电压相位连续，且载波比设置更加灵活。最后，对平滑切换方法进行了仿真及实验验证，各分频相互切换过程中无明显的电流冲击，验证了本文所提方法的有效性。

1　同步 SVPWM 原理及策略分类

1.1　同步 SVPWM 基本原理

对于两电平三相牵引逆变器，SVPWM 可产生 2^3=8 个不同的空间电压矢量，包括 2 个零电压矢量和 6 个有效电压矢量[13-14]。为便于叙述，2 个零电压矢量用 0，7 表示，6 个有效电压矢量用 1, 2, …, 6 表示。6 个有效电压矢量将整个复平面分割为 6 个大扇区，每个大扇区 60°，如图 1 所示。

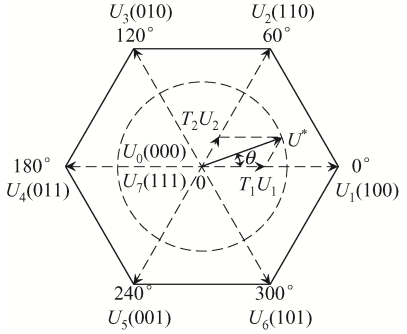


图 1　SVPWM 空间电压矢量分布示意

Fig. 1 Schematic of space voltage vector distribution under SVPWM

SVPWM 是以伏秒平衡原则为理论基础，以第一扇区为例，在每个调制周期 T_s 内，通过电压矢量所在扇区的 2 个有效电压矢量和零矢量的线性组合生成所需的参考电压矢量，每个矢量的作用时间[15-16]为

$$\begin{cases} T_1=\sqrt{2}mT_s\sin(60°-\theta) \\ T_2=\sqrt{2}mT_s\sin\theta \\ T_0=T_s-T_1-T_2 \end{cases} \tag{1}$$

式中：T_1、T_2、T_0 分别为 1、2、0 矢量作用时间；θ 为参考电压矢量与所在扇区第一个有效电压矢量的夹角；m 为调制度，$m=U_m/u_{dc}$，U_m 为电机线电压有效值，u_{dc} 为直流母线电压。

同步 SVPWM 的原理是将复平面每个大扇区平均划分成若干个小扇区，采样点位于小扇区中点。若第一扇区有 i 个采样点，分别为 $\theta_0, \theta_1, \cdots, \theta_i$，则采样点 θ_i 的矢量等效作用角度区间为 $[(\theta_i-30°/i),(\theta_i+30°/i)]$，即所在的整个小扇区。通过合理设置采样点个数、位置和矢量作用顺序，可以产生不同分频的三相 PWM 脉冲，对于奇数分频，脉冲具有半波奇对称、1/4 周期偶对称和三相对称的特点，可降低电流畸变；对于偶数分频，仅具有 1/4 周期偶对称和三相对称，正负半波不完全对称，但当分频数较高时，由于 1 个基波内脉冲数相对较多，因此即使半波不完全对称，也可降低电流畸变。其中，分频数是指每个输出电压基波频率内所含的

脉冲个数。

1.2 同步 SVPWM 策略分类

每个大扇区的采样点个数、采样点位置及采样点处的矢量作用顺序为设计同步 SVPWM 策略时需考虑的 3 个因素。根据这 3 个因素，同步 SVPWM 策略可细分为 4 种同步调制策略：CSVS、BBCS、AZCS 及 BSS。由于所有扇区类似，为便于说明，仅以第一扇区为例进行分析。

CSVS 中，每个采样点的矢量作用序列均采用 4 个电压矢量，即 2 个有效电压矢量和 2 个零电压矢量，且零电压矢量位于有效电压矢量两侧，则矢量作用序列为 0127 或 7210。

BBCS 中，除中间采样点(30°)矢量作用序列采用 4 个电压矢量(0127 或 7210)外，其余所有采样点均采用 3 个电压矢量，包含 2 个有效电压矢量和 1 个零电压矢量，且零电压矢量位于矢量作用序列左侧或右侧，即 012，127 或 721，127。在非中间采样点，由于只有 1 个零矢量，因此在该采样周期内三相桥臂中只有其中两相桥臂动作，另一相桥臂开关状态保持不变，即开关状态不变的桥臂被钳位于正或负直流母线电压，根据高低电平钳位范围，可分为 30° 和 60° 2 种钳位方式，故称为基本母线钳位策略。当起始采样点零矢量选取 0 时，对应 30° 钳位方式；当起始采样点零矢量选取 7 时，对应 60° 钳位方式[10-11]。

AZCS 中，所有采样点均采用 3 个电压矢量，即 012，127 或 721，127。在大扇区的中间 30° 区域(15°~45°)有 2 个采样点，此处采用 2 个采样点(012, 127 或 721, 210)来实现零矢量 0 和 7 之间的转换[10-11]。实质上，AZCS 也是母线钳位策略的一种，为了与 BBCS 区分，故称之为不对称零矢量转换策略。

上述 3 种策略的共同之处为采样点均位于大扇区内，而 BSS 将其中 1 个采样点设置在大扇区的起始边界，其由 1 个有效电压矢量和 1 个零矢量组成，零矢量既可位于两侧也可位于中间，该边界采样点的矢量作用序列为 010 或 101。若零状态矢量 0 和 7 之间的转换采样点仅选用 1 个采样点(0127 或 7210)，则称作 I 型 BSS；若零状态矢量转换采样点选用 2 个采样点(012, 127 或 721, 210)来实现，则称作 II 型 BSS。

4 种调制策略根据采样点位置分布及各采样点矢量作用顺序可生成不同的分频方式，见表 1。其中，—表示无母线钳位；60°*表示相电压在中间 60° 钳位区间存在一小段不连续[11]。

表 1 4 种调制策略生成的多种分频

Tab. 1 Various pulse ratios generated by four modulation strategies

分频数	调制策略	采样点个数	采样点位置/(°)	采样点矢量作用顺序	钳位方式
3	CSVS	1	30	0127	—
	BSS-I	1	0	101	60°
5	AZCS	2	15,45	012,127	30°
	AZCS	2	15,45	721,210	60°
	BSS-I	2	0,30	010,0127	30°
7	BBCS	3	10,30,50	127,7210,012	60°
	BSS-II	3	0,20,40	010,012,127	30°
9	CSVS	3	10,30,50	0127,7210,0127	—
	AZCS	4	7.5,22.5,37.5,52.5	127,721,210,012	60°
	BSS-I	4	0,15,30,45	101,127,7210,012	60°*
11	BBCS	5	6,18,30,42,54	721,127,7210,012,210	60°
	BBCS	5	6,18,30,42,54	012,210,0127,721,127	30°
	BSS-II	5	0,12,24,36,48	101,127,721,210,012	60°*
12	CSVS	4	7.5,22.5,37.5,52.5	0127,7210,0127,7210	—
13	AZCS	6	5,15,25,35,45,55	012,210,012, 127,721,127	30°
	AZCS	6	5,15,25,35,45,55	721,127,721, 210,012,210	60°
	BSS-I	6	0,10,20,30,40,50	010,012,210, 0127,721,127	30°
15	CSVS	5	6,18,30,42,54	0127,7210,0127, 7210,0127	—
	BBCS	7	4.3,12.9,21.4,3 0,38.6,47.1,55.7	127,721,127,7210, 012,210,012	60°
	BSS-II	7	0,8.6,17.1,25.7, 34.3,42.9,51.4	010,012,210,012, 127,721,127	30°

2 不同调制策略之间的切换方法

2.1 相位可连续调制策略切换

不同分频、不同调制策略平滑无冲击切换的基本原则从相电压考虑，不仅需保证分频切换前后电压的幅值及相位连续，还应尽量减小切换过程中的

谐波电流影响。文献[1]和[12]指出，在基波电压峰值处(90°或 270°)切换时，谐波电流全部过零点，可消除谐波电流冲击，但需要三相独立切换，实现较为复杂。根据 SVPWM 原理，U 相电压相位超前于电压矢量相位 90°，即电压矢量相位 0° 对应于 U 相电压相位 90°。三相电压相位相差120°，则在 6 个有效电压矢量处，三相脉冲总有一相位于峰值处。

对于 CSVS、BBCS 及 AZCS 3 种调制策略，若每个大扇区首、尾采样点的矢量等效角度区间边界均位于有效电压矢量处，则在有效电压矢量处可实现电压相位连续。因此，可选择 6 个有效电压矢量处作为切换点，既可满足相位连续，又可尽量减小切换过程中的谐波电流影响。

以 AZCS_5(30°钳位方式)分频与 CSVS_3 分频相互切换为例，AZCS_5 分频的所有采样点为 $15°+(M-1)\cdot 60°$、$45°+(M-1)\cdot 60°$，$M=1,2,\cdots,6$ 为大扇区编号；CSVS_3 分频的采样点为 $M\cdot 60°-30°$。其中，AZCS_5 分频采样点 $45°+(M-1)\cdot 60°$ 矢量等效角度区间结尾边界、采样点 $15°+(M-1)\cdot 60°$ 矢量等效角度区间起始边界与 CSVS_5 分频采样点 $M\cdot 60°-30°$ 矢量等效角度区间首尾边界均在 6 个有效电压矢量处，等效作用角度连续，满足相位连续切换的条件。

当 AZCS_5 分频与 CSVS_3 分频在120°~240°区间进行切换时，从 AZCS_5 分频切换到 CSVS_3 分频时，AZCS_5 分频在该区间具备切换条件的采样点为165°，其矢量等效角度区间为150°~180°，切换到 CSVS_3 分频对应的采样点为210°，矢量等效角度区间为180°~240°，在180° 处连续，U 相处于270° 峰值处，如图 2 所示。从 CSVS_3 分频切换到 AZCS_5 分频时，CSVS_3 分频在该区间具备切换条件的采样点为150°，矢量等效角度区间为120°~180°，切换到 AZCS_5 分频对应的采样点为195°，等效作用角度为180°~210°，在180° 处连续。

2.2 相位不可连续调制策略切换

BSS 的边界采样点矢量等效角度区间跨越 2 个相邻扇区，当相邻分频中存在 BSS 时，所有采样点均不能满足切换条件，无法直接进行切换。

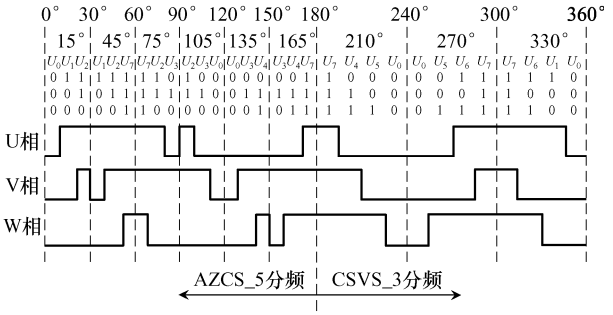


图 2　AZCS_5 分频切 CSVS_3 分频三相脉冲示意

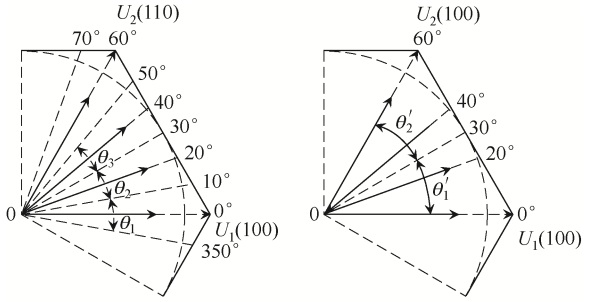
Fig. 2 Schematic of three-phase pulse when AZCS_5 pulse ratio is switched to CSVS_3 pulse ratio

对于边界采样点，以 BSS_7 分频 0° 为例，矢量作用序列为 010 或 101，两侧矢量平均分布于中间矢量两侧，等效角度区间为 350°~10°，均分于第六、第一 2 个扇区。因此，可在中间矢量位置处对矢量序列进行拆分，拆分为 0110 或 1001。其中，第六扇区矢量序列为 01 或 10，等效角度区间为 350°~360°(0°)，对应采样点表示为 $0_1°$；第一扇区矢量序列为 10 或 01，等效角度区间为 0°~10°，对应采样点表示为 $0_2°$。同理，60° 采样点可拆分为 $60_1°$、$60_2°$。

采样点 $0_2°$、中间采样点及 $60_1°$ 所在小扇区可重新组合为 1 个大扇区，即第一扇区，满足相位连续切换条件，与其他调制策略可实现切换，但此时载波比仅为 6。由于开关频率限制，高分频时对应的基波频率较低，基波频率低且载波比小将导致调制延时较大，不利于控制。其中，载波比是指载波频率与输出电压基波频率的比值，载波频率是指调制算法执行的中断频率。

II 型 BSS 的每个扇区都有奇数个采样点，存在矢量等效角度区间首尾边界处在扇区中心位置的采样点，为了增大载波比，可将采样点 $0_2°$ 与一部分中间采样点、另一部分中间采样点与采样点 $60_1°$ 组合成 2 个新扇区，此时载波比为 12。对于 BSS_7 分频，重新划区前后矢量如图 3 所示，其中，划区前有 3 个采样点 θ_1、θ_2、θ_3 (0°、20°、40°)，执行角度区间为 350°～10°、10°～30°、30°～50°。由于 θ_1 为边界采样点，可进行拆分，与 θ_2 重新组合为新扇

区，重新组合后新扇区等效为 2 个采样点θ_1'、θ_2'，表示为$[0_2°,20°]$、$[40°,60_1°]$，等效执行角度区间为 0°～30°、30°～60°。



(a)重新划区前 (b)重新划区后

图 3 BSS_7 分频重新划区前后矢量图

Fig. 3 Vector diagram of BSS_7 pulse ratio before and after redivision sector

BSS_7 分频属于 II 型 BSS，在 0°~180° 区间重新划区前后矢量作用序列及 U 相电压脉冲如图 4 所示。重新划区前，0°~180° 区间内有 9 个采样小扇区，载波比为 18；重新划区后，减小为 6 个小扇区，载波比为 12，且满足相位连续切换的条件。

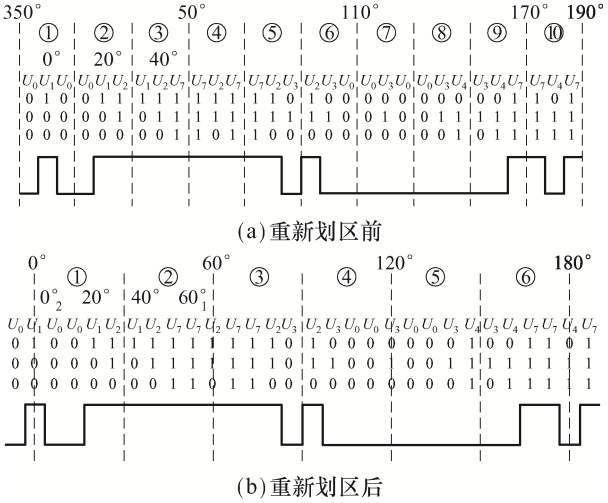


图 4 BSS_7 分频划区前后矢量作用序列及 U 相电压脉冲

Fig. 4 Vector action sequence and U-phase voltage pulse before and after BSS_7 pulse ratio redivision sector

I 型 BSS 每个扇区都有偶数个采样点，存在大扇区中心处采样点(30°，90°，…)，该类采样点矢量等效角度区间跨越大扇区中点，无法直接以 II 型 BSS 形式进行扇区组合。但大扇区中心处采样点矢量作用序列为 0127 或 7210，2 个有效矢量及 2 个零矢量作用时间相同，作用矢量角度相同。因此，可对该类采样点进行拆分，拆分为 01、27 或 72、10，拆分后矢量等效角度区间相等，拆分后的采样点用$30_1°$、$30_2°$表示。将$0_2°$与$30_1°$、$30_2°$与$60_1°$及其中间所有采样点分别组合为 2 个大扇区，按照此种方式拆分组合后载波比为 12。其中，BSS_13 分频在大扇区 1/4、3/4 处也满足扇区划分条件，载波比也可设置为 24。

I 型、II 型 BSS 采样扇区重新划分见表 2，重新划区后 BSS 不同分频之间、与其他调制策略之间均可满足相位连续切换的条件，实现平滑切换。

表 2 BSS 重新划分采样扇区

Tab. 2 BSS repartition sampling sectors

分频数	载波比	采样点位置/(°)	采样点矢量作用顺序
3	12	0_2,60_1	01,27
5	12	[0_2,30_1], [30_2,60_1]	1001,2772
7	12	[0_2,20], [40,60_1]	10012,12772
9	12	[0_2,15,30_1], [30_2,45,60_1]	0112772,1001227
11	12	[0_2,12,24], [36,48,60_1]	01127721,21001227
13	12	[0_2,10,20,30_1], [30_2,40,50,60_1]	1001221001, 2772112772
	24	[0_2,10],[20,30_1],[30_2,40],[50,60_1]	10012,21001, 27721,12772
15	12	[0_2,8.6,17.1,25.7], [34.3,42.9,51.4, 60_1]	10012210012, 12772112772

但对于分频数大于 7 的 BSS，存在以下缺点：载波比仅为 12(13 分频最大可设置为 24)，调制延时较大；相对其他调制策略需要重新划区，实现起来较为复杂；高分频时对应的调制度较小，BSS 整体谐波性能不佳[1]。而低分频时对应调制度较大，相较于其他调制策略，BSS 整体谐波性能好，因此高分频区通常不采用 BSS，只在低分频区采用。

3 仿真及实验结果

3.1 仿真结果

为了验证分段同步 SVPWM 策略切换方法的可行性，采用 MATLAB/Simulink 搭建牵引逆变器仿真模型，仿真及实验相关参数见表 3。

表 3　仿真及实验参数

Tab. 3 Parameters of simulation and experiment

参数	数值
母线电压 u_{dc}/V	1 500
支撑电容 C/F	0.004
电感 L/H	0.005
最高开关频率 f_s/kHz	600
激磁电感 L_m/H	0.021 3
转子电阻 R_r/Ω	0.058 5
定子电阻 R_s/Ω	0.082 3
额定功率 P/kW	190

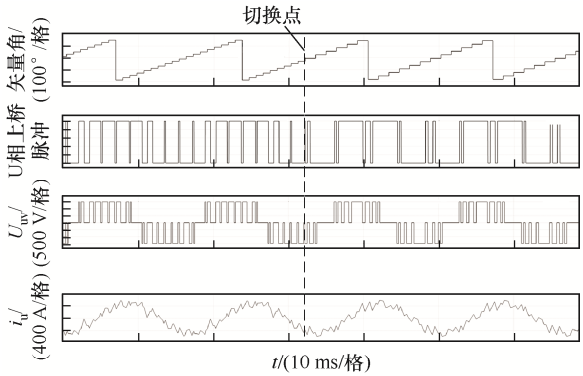
在分段同步 SVPWM 策略中，根据电机满电压点(方波点)位置，充分利用开关频率，全速域区间分段同步 SVPWM 可灵活采用若干个分频进行组合，当满电压点靠前时，分段同步调制区间较小，采用 3~5 个分频即可；当满电压点靠后时，分段同步调制区间较长，可采用 5~7 个分频。同一分频可选择几种不同的调制策略，而不同调制策略在电流谐波及电流尖峰上各有差异，故在实际应用中应选取相对合适的调制策略，依据分频个数，通常采用 2~3 种调制策略。

由于仿真及实验电机在直流 1 500 V 时满电压点为 80 Hz，因此本文分段同步 SVPWM 策略采用了 CSVS_15、CSVS_12、CSVS_9、BSS_7、AZCS_5、CSVS_3 这几种调制方式。其中，CSVS_9 切换 BSS_7、BSS_7 切换 AZCS_5、AZCS_5 切换 CSVS_3 时仿真波形如图 5 所示，其中，U_{uv} 、i_u 分别为线电压及线电流。

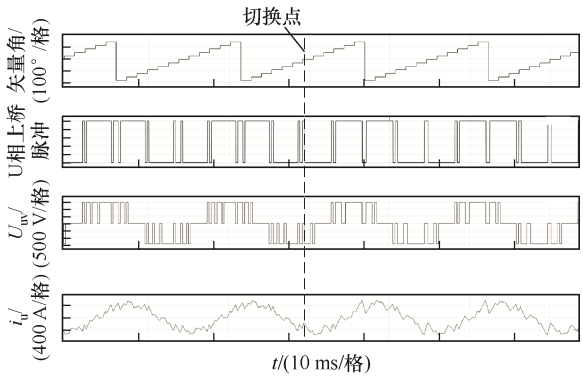
从仿真结果可以看出，几种调制方式在切换前后矢量等效角度区间连续，相电压相位连续，切换点位于矢量角度 180° 位置，对应 U 相电压 270°，符合切换条件，切换过程中电流平滑、冲击小，与上述理论分析一致。

3.2 试验结果

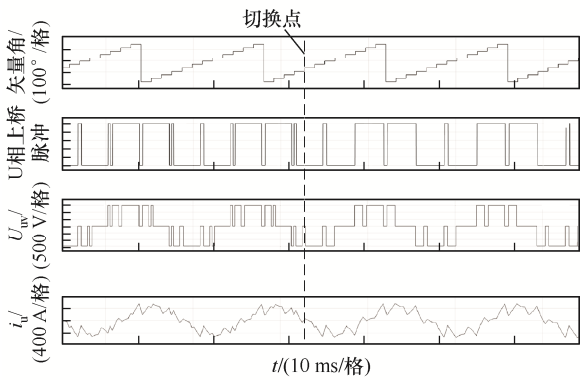
为了验证理论及仿真的有效性，在某型地铁上进行了相关实验验证，其中牵引逆变器采用架控模式，每台逆变器并联 2 台牵引电机，供电线路网压波动范围为直流 1 400~1 900 V。现场实验如图 6 所示，上位机采用基于 LabVIEW 平台开发的监控软件，与下位机 DSP 进行信息交互，既可监控母线电压、母线电流及电机电流等传感器直接采集变量，也可监控励磁、转矩电流及分频计数器等内部控制变量。



(a)CSVS_9切换BSS_7



(b)BSS_7切换AZCS_5



(c)AZCS_5切换CSVS_3

图 5　不同调制模式之间切换的仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms during switching between different modulation modes

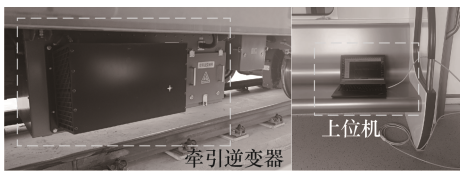


图 6　牵引逆变器实验实物图

Fig. 6 Physical picture of traction inverter experiment

图 7 为 CSVS_9 分频与 BSS_7 分频、BSS_7 分频与 AZCS_5 分频及 AZCS_5 分频与 CSVS_3 分频相互切换的实验波形，几种调制方式在切换过程中电流平滑无冲击，符合预期效果。

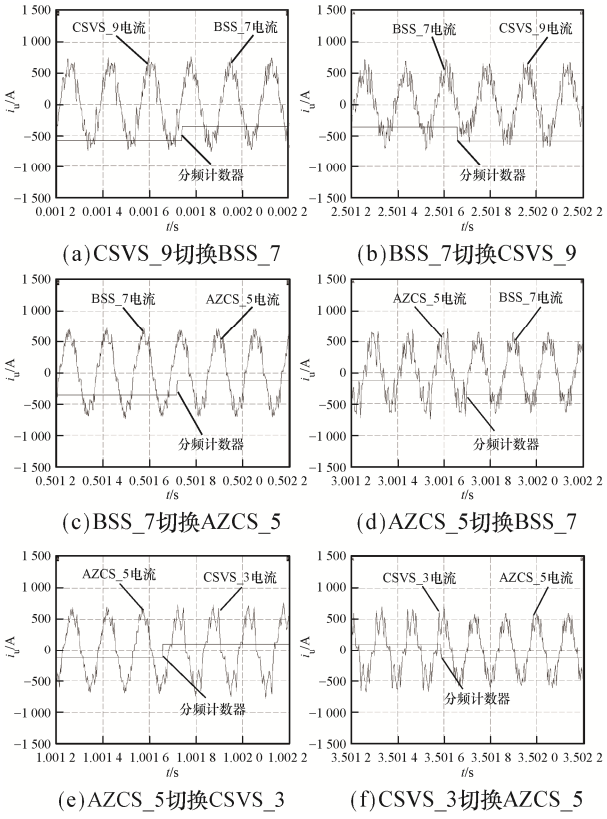


图 7 不同调制模式之间切换的实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms during switching between different modulation modes

图 8 为全速域牵引、制动工况满载扫频过程实验波形，其中，i_{dc} 表示母线电流，i_{d1}、i_{d2} 表示励磁电流给定值、解耦值，i_{q1}、i_{q2} 表示转矩电流给定值、解耦值。

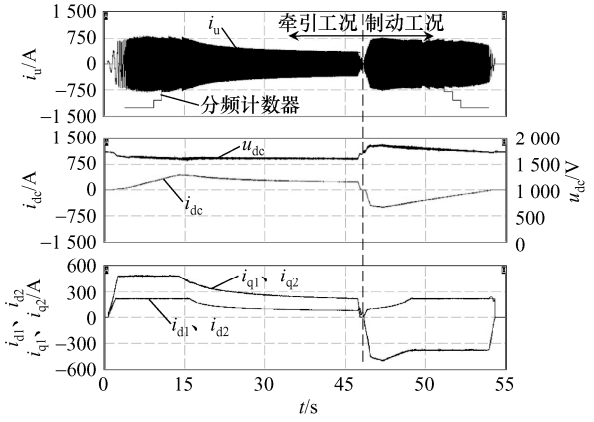


图 8 全速域牵引、制动扫频实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms of traction and braking sweep at full speed

由图 8 可知，全速域牵引加速、制动减速时，各调制模式切换过程中电机电流平滑无冲击，励磁、转矩电流解耦与给定跟随良好。母线电压、母线电流在切频过程中无明显突变，证明了切频过程中输出功率波动较小、输出转矩平稳。

4 结论

本文对大功率牵引逆变器几种同步策略的优缺点进行了简述，详细分析了 4 种同步 SVPWM 策略的基本原理，重点对不同分频、不同调制策略之间的平滑无冲击切换方法进行了研究。针对 BSS 相位无法连续的问题，本文提出了 1 种对采样扇区进行重新划分的方法，重新划区后可满足相位连续，实现了各调制策略间的平滑无冲击切换。最后对相关理论方法进行了仿真及实验验证，仿真及实验效果良好，各分频相互切换过程中电机电流无明显冲击，输出功率波动小。

按照文中的扇区划分方法，几种调制策略均可根据需求重新划分扇区，增大载波比以减小调制延时，利于控制；或减小载波比以降低调制程序执行频率，减小程序占用率。实际应用中可以根据需求选择各分频采用的调制策略，灵活进行扇区划分，可适用于地铁、动车组及电力机车等大功率逆变器的同步调制。

同步 SVPWM 在分频数较小时，实际生成的磁链轨迹与基准磁链圆偏差较大，当忽略电机定子电阻时，磁链和电压呈积分关系，则实际输出电压与目标电压存在偏差，且偏差呈非线性，不同分频偏差不一样，故低分频同步 SVPWM 在切换时存在电压幅值不连续的问题。因此，实际应用时应对低分频的幅值/调制度进行补偿。

参考文献：

[1] 王堃, 游小杰, 王琛琛, 等. 低开关频率下 SVPWM 同步调制策略比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4175-4183.

Wang Kun, You Xiaojie, Wang Chenchen, et al. Research on synchronized SVPWM strategies under low switching frequency [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4175-4183. (in Chinese)

[2] 张济民, 苏辉, 任乔, 等. 轨道交通永磁同步牵引系统发展概况与关键技术综述[J]. 交通运输工程学报, 2021, 21(6): 63-77.
Zhang Jimin, Su Hui, Ren Qiao, et al. Review on development and key technologies of permanent magnet synchronous traction system for rail transit [J]. Journal of Traffic and Transportation Engineering, 2021, 21(6): 63-77. (in Chinese)

[3] 周明磊, 李强, 游小杰, 等. 基于 SHEPWM 的多模式调制切换策略研究[J]. 铁道学报, 2014, 36(1): 34-39.
Zhou Minglei, Li Qiang, You Xiaojie, et al. Research on SHEPWM-based switching strategy of multi-mode modulation [J]. Journal of the China Railway Society, 2014, 36(1): 34-39. (in Chinese)

[4] 李贵彬, 李永东, 郑泽东, 等. 基于 SHEPWM 调制的电力机车全速度运行策略及切换方法研究[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(4): 17-24.
Li Guibin, Li Yongdong, Zheng Zedong, et al. Research on the electric locomotive running and cutover methods using SHEPWM in whole speed range [J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(4): 17-24. (in Chinese)

[5] 周明磊, 王琛琛, 游小杰. 基于交流电机定子磁链的 CHMPWM 切换策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14): 3955-3964.
Zhou Minglei, Wang Chenchen, You Xiaojie. A switching strategy of current harmonic minimum PWM based on the stator flux trajectory of AC traction motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3955-3964. (in Chinese)

[6] Narayanan G, Ranganathan V T. Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part 2: Performance assessment and application to V/f drives [J]. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 1999, 146(3): 276-281.

[7] Narayanan G, Ranganathan V T. Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part 1: Principles of waveform generation [J]. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 1999, 146(3): 267-275.

[8] Narayanan G, Ranganathan V T. Extension of operation of space vector PWM strategies with low switching frequencies using different overmodulation algorithms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 788-798.

[9] Narayanan G, Krishnamurthy H K, Zhao Di, et al. Advanced bus-clamping PWM techniques based on space vector approach [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(4): 974-984.

[10] 何亚屏, 文宇良, 许峻峰, 等. 基于多模式 SVPWM 算法的永磁同步牵引电机弱磁控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 92-99.
He Yaping, Wen Yuliang, Xu Junfeng, et al. High-power permanent magnet fiux-weakening strategy based on multi-mode SVPWM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(3): 92-99. (in Chinese)

[11] 朱龙胜. 基于开关角的牵引逆变器空间矢量同步调制策略[D]. 北京: 北京交通大学, 2017: 14-17.
Zhu Longsheng. Switching angle based synchronized SVPWM strategy used in traction inverter [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2017: 14-17.(in Chinese)

[12] 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)

[13] 董志强, 王琛琛, 周明磊, 等. 基于 SHEPWM 的三电平三相逆变器中点电位主动平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1147-1158.
Dong Zhiqiang, Wang Chenchen, Zhou Minglei, et al. Active neutral-point voltage balance control strategy for three-level three-phase inverter under SHEPWM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1147-1158. (in Chinese)

[14] 夏衍, 孙立鹏, 李军伟, 等. 基于三状态 PWM 的电动汽车电机驱动系统多模式调制策略研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1010-1021.
Xia Yan, Sun Lipeng, Li Junwei, etal. Research on multi-mode modulation strategy of motor drive system based on tri-state PWM in EV [J]. Transactions of China

Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1010-1021. (in Chinese)

[15] 叶少茜, 张希, 朱翀. 兼顾共模电压抑制与中性点电压平衡的 T 型三电平逆变器 DPWM 策略[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 133-142.
Ye Shaoxi, Zhang Xi, Zhu Chong. DPWM strategy for T-type three-level inverter considering common-mode voltage reduction and neutral-point voltage balance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 133-142. (in Chinese)

[16] 江雨昶, 蒋云昊, 袁雷, 等. 一种 VIENNA 整流器空间矢量调制的快速算法[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 290-298.
Jiang Yuchang, Jiang Yunhao, Yuan Lei, et al. Fast algorithm for space vector modulation of VIENNA rectifier [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 290-298. (in Chinese)



张佳波

作者简介：

张佳波(1988—)，男，通信作者，硕士，高级工程师。研究方向：电力牵引传动控制。E-mail：zhangjiabo.ss@crrcgc.cc。

张新宇(1992—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：电力牵引传动控制。E-mail：zhangxinyu.ss@crrcgc.cc。

孙伟(1989—)，男，博士，高级工程师。研究方向：电力牵引传动控制。E-mail：sunwei3.ss@crrcgc.cc。

林显琦(1990—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：电力牵引传动控制。E-mail：linxianqi.ss@crrcgc.cc。

杨其林(1987—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：电力牵引四象限控制。E-mail：yangqilin.ss@crrcgc.cc。

(责任编辑：孙美菊)