

一种有效降低分离源矩阵变换器共模电压的 DSVPWM 策略

张有鑫¹, 刘 斌¹, 潘 强¹, 李健强¹, 孙仕宇¹, 程启明^{2*}

(1. 国网浙江省电力有限公司 景宁县供电公司, 浙江 丽水
323599;

2. 上海电力大学 人工智能学部, 上海 200090)

A DSVPWM Strategy for Effectively Reducing Common-Mode Voltage in Split-Source Matrix Converter

Zhang Youxin¹, Liu Bin¹, Pan Qiang¹, Li Jianqiang¹, Sun Shiyu¹, Cheng Qiming^{2*}

(1. Jingning County Power Supply Company, State Grid Zhejiang Electric Power Company,
Lishui 323599, China;

2. Faculty of Artificial Intelligence, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: [**Objective**] Among existing modulation strategies, sinusoidal pulse width modulation (SPWM), third harmonic injection pulse width modulation (THIPWM), and space vector pulse width modulation (SVPWM) can realize basic voltage control, but their common-mode voltage (CMV) suppression capabilities are limited, along with issues such as constrained output voltage peak and high switching losses. Although SVPWM further enhances voltage utilization by optimizing switching sequences, its continuous modulation characteristics still results in increased CMV and voltage stress. While CMV can be suppressed by adjusting the distribution of zero vectors, nevertheless, it remains a pressing challenge to reduce voltage stress while maintaining the voltage-boosting capability. [**Methods**] To address the aforementioned issues, this paper proposed a discontinuous SVPWM (DSVPWM) strategy based on zero sequence signal injection on the basis of the conventional SVPWM method. The proposed strategy reconstructed the switching sequences by eliminating one zero vector state during the charging mode and featured a variable duty ratio. The DSVPWM strategy was applied to the inverter stage of the split-source matrix converter (SSMC). Meanwhile, the rectifier stage of the

SSMC adopted the conventional SVPWM strategy to achieve the maximum voltage utilization. [**Results**] Simulation analyses were performed on the Matlab/Simulink platform. The simulation results demonstrated that the THIPWM strategy produced the highest CMV with a peak value of 533.8 V. The SPWM and SVPWM strategies delivered similar CMV, with peak values of 532.9 V and 532.4 V, respectively. In contrast, the proposed DSVPWM strategy effectively suppressed CMV, reducing its peak value to 289.7 V. In terms of output current quality, the SPWM strategy had the maximum total harmonic distortion (THD) of output current at 4.38%, while the proposed DSVPWM strategy achieved the lowest THD of only 0.44%. The experimental waveforms obtained from the hardware platform were highly consistent with the simulation results, which further verified the effectiveness of the proposed strategy. [**Conclusion**] Compared with the SPWM, THIPWM and SVPWM strategies, the SSMC CMV can be better suppressed under the DSVPWM strategy proposed in this paper, with lower THD of output current and smaller voltage stress, yet a slight drop in voltage gain.

Key words: common-mode voltage; split-source matrix converter; zero sequence signal; discontinuous space vector pulse width modulation

基金项目: 国家自然科学基金(62473247); 国家电网公司科技项目(SGZJLS00DKJS2400361)

National Natural Science Foundation of China (62473247);
Science and Technology Project of State Grid Corporation of China
(SGZJLS00DKJS2400361)

摘 要: [**目的**] 在现有调制策略中, 正弦脉宽调制 (SPWM)、三次谐波注入脉宽调制 (THIPWM) 以及空间矢

量脉宽调制(SVPWM)均可实现基本电压控制,但其抑制共模电压(CMV)能力有限,同时存在输出电压峰值受限、开关损耗较大等问题。尽管 SVPWM 通过优化开关序列进一步提升了电压利用率,但其连续调制特性仍会造成 CMV 与电压应力升高。虽然可通过调整零矢量分布抑制 CMV,但如何在保持升压能力的同时降低电压应力,仍是亟待解决的难题。【方法】针对上述问题,本文在 SVPWM 策略的基础上,提出一种基于零序信号注入的不连续空间矢量脉宽调制(DSVPWM)策略。该策略通过消除充电状态下的 1 个零矢量状态,重构开关序列,并且具有可变占空比。将 DSVPWM 策略应用于分离源矩阵变换器(SSMC)的逆变级;为获得最大电压利用率,SSMC 的整流级采用传统的 SVPWM 策略。【结果】基于 Matlab/Simulink 平台进行仿真分析。结果表明,THIPWM 策略的 CMV 最大,峰值为 533.8 V;SPWM 与 SVPWM 策略的 CMV 相近,峰值分别为 532.9 V 和 532.4 V;相比之下,本文所提 DSVPWM 策略可有效抑制 CMV,将其峰值降至 289.7 V。在输出电流方面,SPWM 策略的输出电流总谐波失真(THD)最大,为 4.38%,而本文所提 DSVPWM 策略的输出电流 THD 仅为 0.44%,谐波含量最低。基于硬件平台的试验波形与仿真波形高度吻合,进一步验证了所提策略的有效性。【结论】相较于 SPWM、THIPWM 和 SVPWM 策略,在本文所提 DSVPWM 策略下,SSMC 的 CMV 能够得到更好抑制,输出电流 THD 更小,电压应力较小,但电压增益略有下降。

关键词: 共模电压;分离源矩阵变换器;零序信号;不连续空间矢量脉宽调制

0 引言

随着电力电子技术的快速发展,矩阵变换器因其能量双向传输、高功率密度和无需储能元件等优势,在新能源发电、电机驱动等领域得到广泛应用^[1]。然而,分离源矩阵变换器(Split-Source Matrix Converter, SSMC)^[2]在实际运行中会产生共模电压(Common-Mode Voltage, CMV)^[3],CMV 通过寄生电容耦合引发电磁干扰、电机轴承电流等问题,严重威胁系统的可靠性与安全性。因此,如何有效抑制 SSMC 的 CMV 成为当前研究的热点之一^[4-6]。

在现有调制策略中,正弦脉宽调制(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)^[7]、三次谐波注入脉宽调制(Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation, THIPWM)^[8]和空间矢量

脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)^[9-10]虽能实现基本电压控制,但其对 CMV 的抑制能力有限,且存在输出电压峰值受限、开关损耗较高等问题。SVPWM 通过优化开关序列提升了电压利用率,但其连续调制特性可能导致较高的 CMV 和电压应力。尽管已有研究尝试通过调整零矢量分布来抑制 CMV,但如何在保证升压能力的同时降低电压应力,仍是亟待解决的难题^[11]。

文献[12]直接判断整流级参考电流的所处区域,然后巧妙地筛选零矢量,通过所选零矢量和其余有效矢量得到所需要的输出电压。该方法将 CMV 的峰值降低 14.4%,对 CMV 的降低并非十分显著,且会提升系统开关频率,从而增加调制计算量。文献[13]去除了逆变级调制中的零矢量,采用两个相反的有效矢量取代原有的零矢量。此方案将系统的 CMV 幅值削减至原来的 57.7%,但这一改进措施同样导致了系统开关频率的提升,进而加剧整体的能量损耗。文献[14]在整流级作用的矢量中只选取 2 个有效矢量和 1 个零矢量,逆变级则只依赖有效矢量进行作用。这种调制策略同样能实现 CMV 约 57.7%的抑制效果,但该策略不仅提升了整流级的开关频率,还迫使整流级摒弃零电流换流技术,转而采用更为复杂的换流策略,增加了调制复杂度。文献[15]提出了一种创新的调制方法,该方法在整流级的每个象限内挑选 2 个不同的有效矢量和 1 个零矢量进行工作,逆变级的调制是通过观察参考输入电流所处区域的差异,选择两两间隔的有效矢量组合得到期望电压。该方法将间接矩阵变换器系统的 CMV 降低到原有幅值的一半,但其适用性受限于电压传输比低于 0.5 的矩阵变换器。

针对上述问题,本文提出一种基于零序信号(Zero Sequence Signal, ZSS)注入的不连续空间矢量脉宽调制(Discontinuous SVPWM, DSVPWM)策略。该策略通过消除充电状态下的 1 个零矢量状态,重构逆变级开关序列,并结合整流级传统 SVPWM 策略,组合成新的调制策略,有效降低了 CMV 幅值。最后,通过软件仿真和硬件试验验证了所提 DSVPWM 策略在抑制 CMV、减小电压应力及改善输出电流质量方面的优势。

1 SSMC CMV 原理

SSMC 电路拓扑结构如图 1 所示。图中, R_f 、 L_f 和 C_f 分别为输入滤波器的电阻、电感和电容; L_L 和 R_L 分别为负载电感和负载电阻; S_{ap} 、 S_{bp} 、 S_{cp} 和 S_{an} 、 S_{bn} 、 S_{cn} 分别为整流级 a、b、c 相上桥臂和下桥臂开关管的开关状态; S_{Ap} 、 S_{Bp} 、 S_{Cp} 和 S_{An} 、 S_{Bn} 、 S_{Cn} 分别为逆变级 A、B、C 相上桥臂和下桥臂开关管的开关状态; u_{sa} 、 u_{sb} 和 u_{sc} 为三相交流源; u_{dc} 为直流母线电压, u_{sa} 、 u_{sb} 和 u_{sc} 经过整流级整流得到 u_{dc} , u_{dc} 再经过分离源升压网络进行升压; u_L 、 u_C 分别为分离源升压网络中电感、电容两端被施加的电压, u_{oA} 、 u_{oB} 、 u_{oC} 分别为逆变级 A、B、C 三相输出端对负载中性点(o点)的相电压瞬时值。

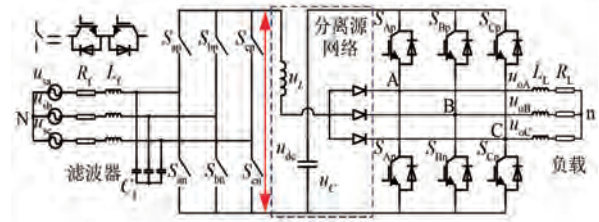


图 1 SSMC 电路的拓扑结构

Fig. 1 Topology of SSMC circuit

为了便于分析,对 SSMC 进行简化。简化的 SSMC 拓扑的可行开关状态如图 2 和图 3 所示,其中红线为专用于电感充电和放电的路径。图中,开关状态 P、N 用来描述逆变级每一相桥臂当前状态,分别代表该相输出端通过上、下桥臂的开关管连接到了直流母线的正极(+)、负极(-)。

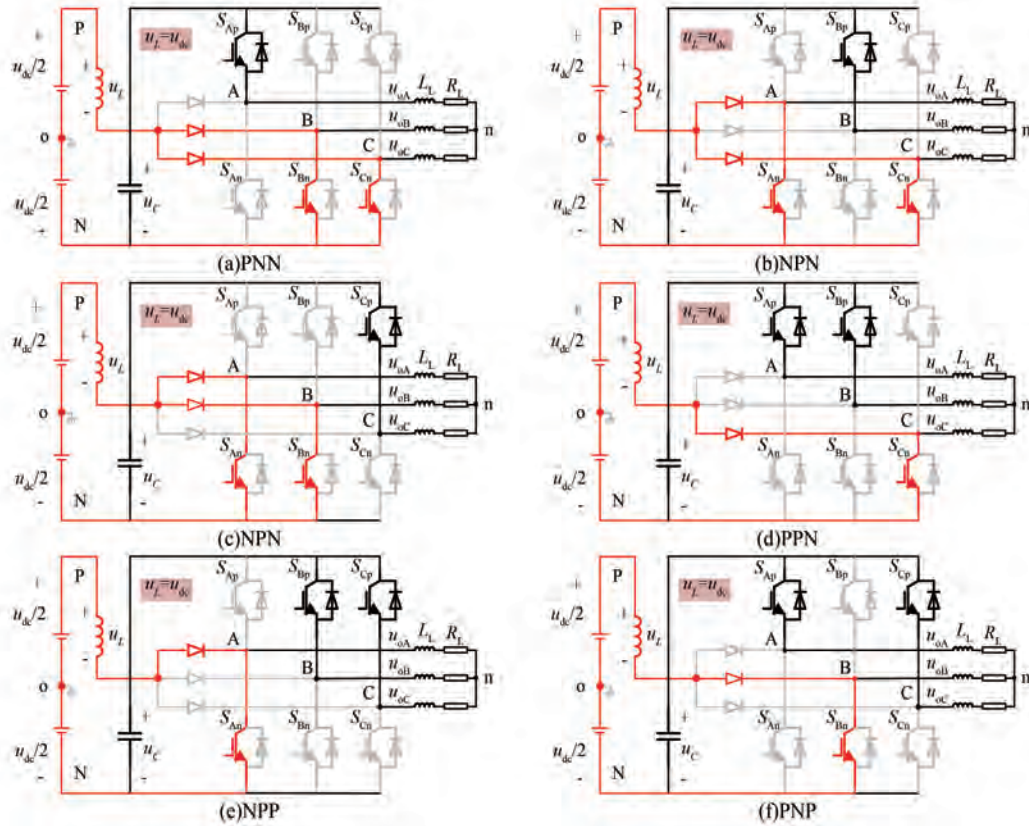


图 2 SSMC 有源状态等效电路图

Fig. 2 SSMC active state equivalent circuit diagrams

定义 u_{cm} 为三相输出电压的平均值^[16], 如式 (1) 所示:

$$u_{cm} = (u_{oA} + u_{oB} + u_{oC}) / 3 \quad (1)$$

表 1 给出了 SSMC 不同开关状态生成的

CMV。其中, u_{AB} 、 u_{BC} 和 u_{CA} 为线电压。

由表 1 可知,电感在开关状态 PPP 期间放电,在其余 7 个开关状态期间充电。在 SSMC 中,对于图 3 中所示的开关状态,不可能去除正零状

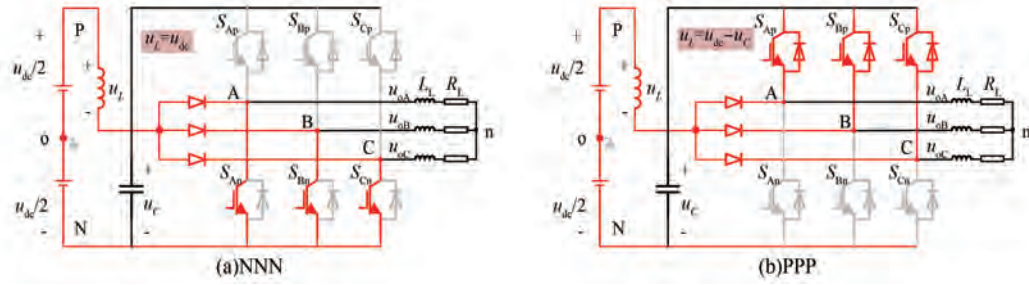


图3 SSMC 零状态等效电路图

Fig. 3 SSMC zero-state equivalent circuit diagrams

态(即唯一的电感放电状态 PPP)。此外, PNN、NPN 和 NNP 开关状态具有相同的 CMV 电平; PPN、NPP 和 PNP 开关状态具有相同的 CMV 电平, 零状态 NNN 和 PPP 分别具有最低和最高的 CMV 电平^[17]。

表1 SSMC 不同开关状态及其 CMV

Tab. 1 SSMC different switch states and their CMV

开关状态	u_L	电感状态	u_{AB}	u_{BC}	u_{CA}	u_{cm}
NNN	u_{dc}	充电	0	0	0	$-u_{dc}/2$
PNN	u_{dc}	充电	u_c	0	u_c	$(2u_c - 3u_{dc})/6$
PPN	u_{dc}	充电	0	u_c	u_c	$(4u_c - 3u_{dc})/6$
NPN	u_{dc}	充电	$-u_c$	u_c	0	$(2u_c - 3u_{dc})/6$
NPP	u_{dc}	充电	$-u_c$	0	u_c	$(4u_c - 3u_{dc})/6$
NNP	u_{dc}	充电	0	u_c	u_c	$(2u_c - 3u_{dc})/6$
PNP	u_{dc}	充电	u_c	u_c	0	$(4u_c - 3u_{dc})/6$
PPP	$u_{dc} - u_c$	放电	0	0	0	$(u_c - u_{dc})/2$

2 SSMC 不同调制策略分析

2.1 SPWM 策略

在 $0 < \omega t \leq 2\pi$ 的完整基波周期内, SPWM 方案的调制信号如图 4 所示, 其表达式为^[18]

$$\begin{bmatrix} u_a^*(\omega t) \\ u_b^*(\omega t) \\ u_c^*(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_o \sin(\omega t) \\ m_o \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ m_o \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_a^* 、 u_b^* 和 u_c^* 为归一化三相正弦参考调制信号; m_o 为逆变级空间矢量的调制系数。

基于在 SSMC 中实施的调制策略, SSMC 电感以可变占空比充电。在 SPWM 策略中, 升压动作阶段的可变占空比 $D_{al}(\omega t)$ 由式(3)确定^[18]:

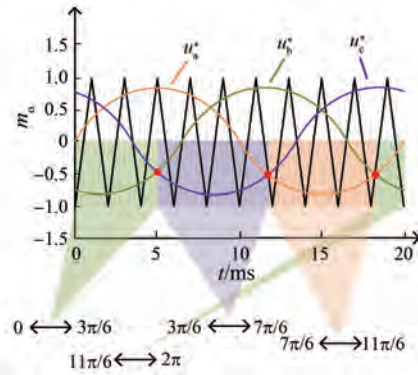


图4 SPWM 载波与调制波示意图

Fig. 4 Schematic diagram of carrier wave and modulation wave for SPWM

$$D_{al}(\omega t) = \frac{1}{2} [1 - m_o \sin(\omega t)], \quad \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \quad (3)$$

CMV 取决于电容电压, 因此必须考虑平均电容电压。电容电压主要取决于占空比, 占空比在基波周期内随时间变化。平均电容电压 $\bar{u}_c$ 由式(4)计算得到:

$$\bar{u}_c = \frac{4\pi u_{dc}}{2\pi - 3\sqrt{3}m_o} \quad (4)$$

$\bar{u}_c$ 和 CMV 上限之间的差值为 $u_{dc}/2$ 。根据表 1 中 CMV 电平列可知, CMV 有 4 个不同的电平, 每个开关周期包括 6 个转换。

2.2 THIPWM 策略

SPWM 策略的一个相当大的限制是输出电压峰值有限。连续 PWM 和载波方案的设计, 可以通过将三次谐波分量注入到参考调制信号中, 从而控制零状态分布。经典 THIPWM 方案的调制信号如图 5 所示, 与 SPWM 方案中的单位调制指数相比, THIPWM 方案具有更高的调制指数 1.15, 其表达式为^[19]

$$\begin{bmatrix} u_a^*(\omega t) \\ u_b^*(\omega t) \\ u_c^*(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2m_o}{\sqrt{3}} [\sin(\omega t) + K\sin(3\omega t)] \\ \frac{2m_o}{\sqrt{3}} \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + K\sin(3\omega t - 2\pi) \right] \\ \frac{2m_o}{\sqrt{3}} \left[\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + K\sin(3\omega t + 2\pi) \right] \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $K=1/6$, 用于最大化直流链路电压的利用率并获得更高的基波电压。

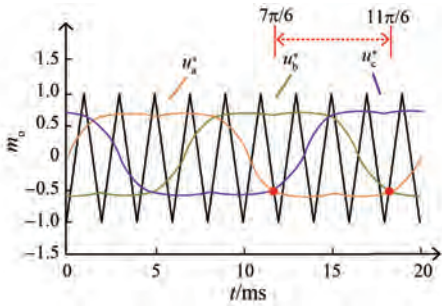


图 5 THIPWM 载波与调制波示意图

Fig. 5 Schematic diagram of carrier wave and modulation wave for THIPWM

与 SPWM 方案类似, 用于电感充电状态下的开关占空比、平均电容电压以及直流侧的平均占空比的表达式分别为

$$D_{al}(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{m_o}{\sqrt{3}} \left[\sin(\omega t) + \frac{\sin(3\omega t)}{6} \right], \quad \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \quad (6)$$

$$\bar{u}_c = \frac{2\pi u_{dc}}{\pi - 3m_o} \quad (7)$$

$$\bar{D}_{al} = \frac{1}{2} + \frac{3m_o}{2\pi}, \quad \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \quad (8)$$

2.3 SVPWM 策略

SVPWM 开关脉冲产生的一种方法是通过数字方式来实现; 另一种方式是使用基于载波的等效调制, 可以将 ZSS 分量添加到参考调制信号中, 以进一步增强 SPWM 方案的电压线性范围。ZSS 对 SSMC 的开关损耗有实质性影响, 其表达式为^[20]

$$u_{zss}(\omega t) = \frac{1}{2} [(1 - u_{\max}^*) - (1 + u_{\min}^*)] \quad (9)$$

式中: u_{zss} 为零序信号, 是一个独立于三相电压代数之和的共模分量; $u_{\max}^*$ 、 $u_{\min}^*$ 分别为最大、最小瞬时参考波形, 其表达式为^[20]

$$\begin{cases} u_{\min}^* = \min(u_a, u_b, u_c) \\ u_{\max}^* = \max(u_a, u_b, u_c) \end{cases} \quad (10)$$

注入参考调制信号以获得 SVPWM 调制信号的 ZSS 的形式, 如式(8)所示^[20]:

$$u_{zss}(\omega t) =$$

$$\begin{cases} -\frac{m_o}{\sqrt{3}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right), & \frac{\pi}{6} < \omega t < \frac{\pi}{2} \cup \frac{7\pi}{6} < \omega t < \frac{3\pi}{2} \\ -\frac{m_o}{\sqrt{3}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right), & \frac{\pi}{2} < \omega t < \frac{5\pi}{6} \cup \frac{3\pi}{2} < \omega t < \frac{11\pi}{6} \\ \frac{m_o}{\sqrt{3}} \sin(\omega t), & \frac{5\pi}{6} < \omega t < \frac{7\pi}{6} \cup \frac{11\pi}{6} < \omega t < \frac{13\pi}{6} \end{cases} \quad (11)$$

SVPWM 策略的调制信号如图 6 所示。

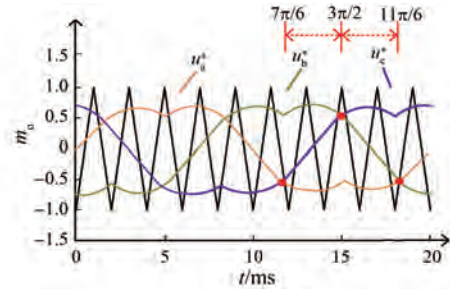


图 6 SVPWM 载波与调制波示意图

Fig. 6 Schematic diagram of carrier wave and modulation wave for SVPWM

与 SPWM 方案类似, 用于电感充电状态下的开关占空比、平均电容电压以及直流侧的平均占空比表达式分别为

$$D_{al}(\omega t) =$$

$$\begin{cases} \frac{1}{2} - \frac{m_o}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right), & \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2} \\ \frac{1}{2} + \frac{m_o}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right), & \frac{3\pi}{2} \leq \omega t < \frac{11\pi}{6} \end{cases} \quad (12)$$

$$\bar{u}_c = \frac{2\pi u_{dc}}{\pi - 3m_o} \quad (13)$$

$$\bar{D}_{al} = \frac{1}{2} + \frac{3m_o}{2\pi}, \quad \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \quad (14)$$

3 DSVPWM 策略

3.1 逆变级 DSVPWM

DSVPWM 广泛用于电压源逆变器以控制零矢量状态分布。DSVPWM 的核心思想是在一个开关周期内,强制某一相桥臂的开关状态保持不

变(即钳位),从而减少开关动作次数,降低开关损耗,其平均开关频率仅为传统 SVPWM 的 3/2。根据钳位区间和极性的不同,常见的 DSVPWM 方案可分为 DPWM0、DPWM1、DPWM2、DPWM3、DPWMMAX 和 DPWMMIN 6 种,如图 7 所示。这些方案被广泛应用于电机驱动的各种场合^[21]。

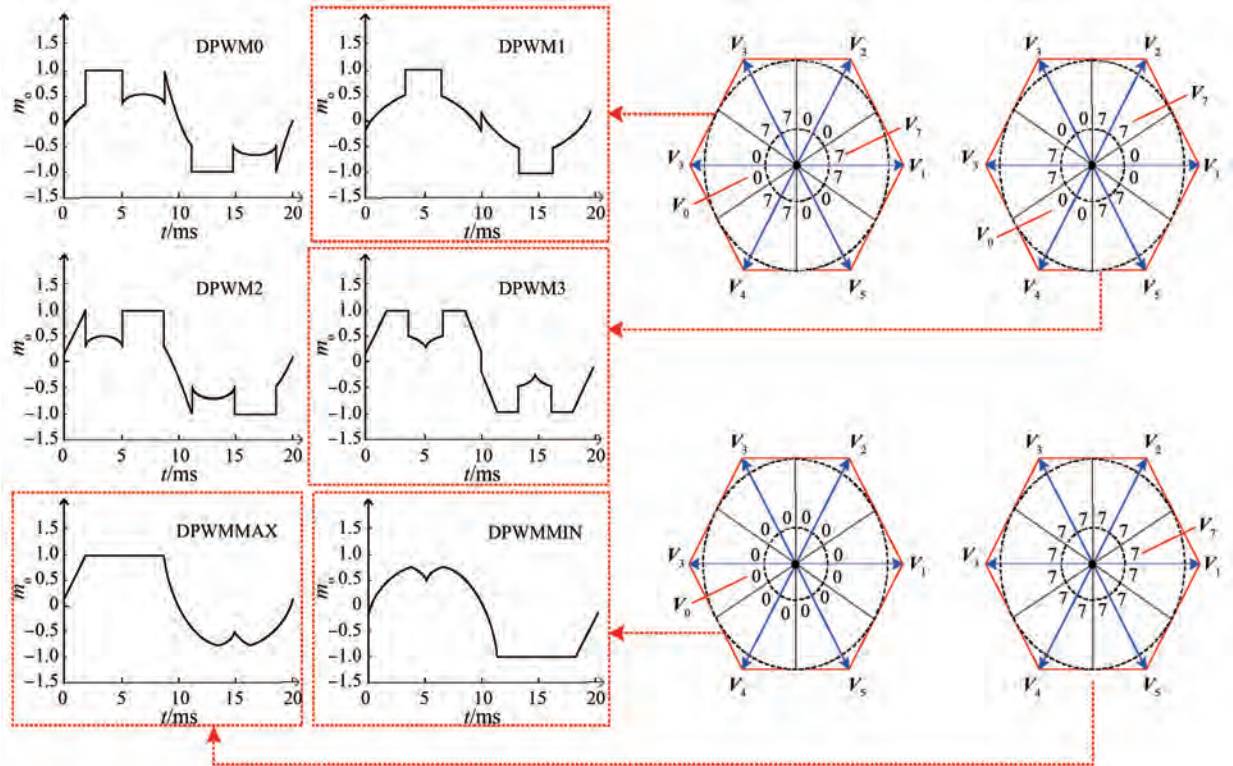


图 7 DSVPWM 方案

Fig. 7 DSVPWM schemes

6 种方案的主要区别在于钳位区间的分布位置与宽度不同。其中,DPWM1 在每个基波周期的每半个 60° 区间内,交替将某一相钳位至直流母线的正极或负极;DPWM0 和 DPWM2 则是在 DPWM1 的基础上,分别将相位偏移 -30° 和 $+30^\circ$;DPWM3 的钳位模式为:在每个 90° 区间内,每隔 30° 锁定一次直流母线正极或负极;而 DPWMMAX 和 DPWMMIN 的钳位区间更长,前者在每个相脚的基波正半周内,将其与正直流母线持续连接 120° (即基波周期的 1/3),后者则在负半周内,将其与负直流母线连接相同的时间。

值得指出的是,DPWMMAX 和 DPWMMIN 虽然能有效降低开关频率,但会造成功率器件应力分布不均衡。在 DPWMMAX 中,上桥臂器件的导通损耗通常高于下桥臂;而 DPWMMIN 则恰好相

反^[22]。这两种方案均能在一个基波周期内完全消除两个零状态(PPP 或 NNN)中的一个,从而显著抑制 CMV。

对于本文所研究的 SSMC 而言,由于其升压过程依赖于电感放电状态,而 PPP 是唯一能够实现电感放电的零状态,故该状态必须保留。因此,在 SSMC 拓扑下,只能选择消除另一个零状态——即 NNN,以保证直流侧正常充放电。

本文逆变级采用 DPWMMAX,通过消除 2 个零开关状态中的 1 个来抑制 CMV。DPWMMAX 具有与文献[23]中介绍的改进空间矢量脉宽调制(Modified SVPWM, MSVPWM)相反的包络形状,如图 8 所示。MSVPWM 信号可以看作是对图 7 所示的 DPWMMAX 的一种纵向位移,由于缺少电感放电所需的 PPP 零状态,因此无法满足

SSMC 的升压要求。此外,本文所提 DSVPWM 策略还具有可变占空比,这是 MSVPWM 策略所不具备的。

根据 DSVPWM 方案和矢量图,可推导出 SSMC 逆变级不同调制策略所对应的开关序列,如表 2 所示。

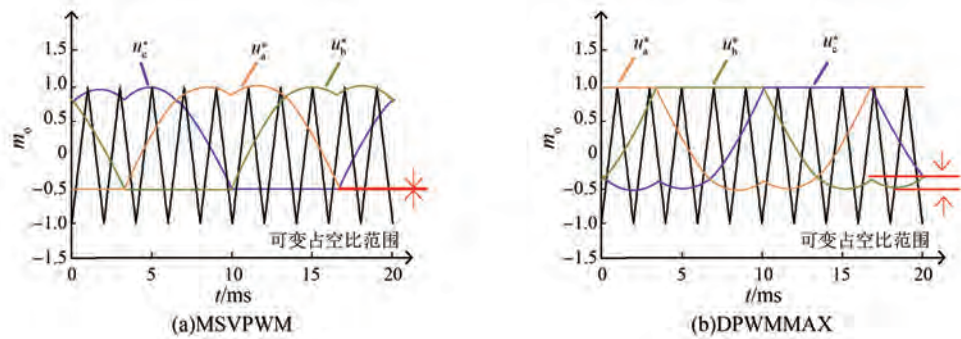


图 8 MSVPWM 和 DPWMMAX 的载波与调制波对比

Fig. 8 Comparison of carrier wave and modulation wave for MSVPWM and DPWMMAX

表 2 SSMC 逆变级不同调制策略对应的开关切换序列

Tab. 2 Switching sequences corresponding to different modulation strategies for SSMC inverter stage

扇区划分	开关切换序列				
	SVPWM	DPWM1	DPWM3	DPWMMAX	DPWMMIN
0°~30° (V)	0567-7650	056-650	765-567	756-657	056-650
30°~60° (VI)	7610-0167	016-610	761-167	761-167	016-610
60°~90° (VI)	7610-0167	761-167	016-610	761-167	016-610
90°~120° (I)	0127-7210	721-127	012-210	721-127	012-210
120°~150° (I)	0127-7210	012-210	721-127	721-127	012-210
150°~180° (II)	7230-0327	032-230	723-327	723-327	032-230
180°~210° (II)	7230-0327	732-237	032-230	723-327	032-230
210°~240° (III)	0347-7430	734-437	034-430	743-347	034-430
240°~270° (III)	0347-7430	034-430	743-347	743-347	034-430
270°~300° (IV)	7450-0547	054-450	745-547	754-457	054-450
300°~330° (IV)	7450-0547	754-457	054-450	754-457	054-450
330°~360° (V)	0567-7650	756-657	056-650	756-657	056-650

在三相对称系统中,考虑到调制系数电压范围的扩大,调制正弦信号可定义为

$$\begin{bmatrix} u_a(\omega t) \\ u_b(\omega t) \\ u_c(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2m_o}{\sqrt{3}}\sin(\omega t) \\ \frac{2m_o}{\sqrt{3}}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{2m_o}{\sqrt{3}}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (15)$$

如图 8(b) 所示,假定每个相脚在 1/3 基波周

期内连续钳位在正直流轨道上,则 DPWMMAX 的归一化参考调制信号可表示为

$$u_a^*(\omega t) = \begin{cases} 1, & \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \\ 1 + 2m_o\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right), & \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} \\ 1 - 2m_o\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right), & \frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{13\pi}{6} \end{cases} \quad (16)$$

$$u_b^*(\omega t) = \begin{cases} 1 - 2m_o \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right), & \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \\ 1, & \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} \\ 1 - 2m_o \cos(\omega t), & \frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{13\pi}{6} \end{cases} \quad (17)$$

$$u_c^*(\omega t) = \begin{cases} 1 + 2m_o \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right), & \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \\ 1 + 2m_o \cos(\omega t), & \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} \\ 1, & \frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{13\pi}{6} \end{cases} \quad (18)$$

ZSS 分量使得钳位相脚与高频载波之间无交集,避免三相同步时连接到负直流轨道上,从而消除 NNN 零状态。

ZSS 分量表达式为

$$u_{zss}(\omega t) = \begin{cases} 1 - \frac{2m_o}{\sqrt{3}} \sin(\omega t), & \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \\ 1 + \frac{2m_o}{\sqrt{3}} \sin(\omega t) + m_o \cos(\omega t), & \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} \\ 1 - \frac{2m_o}{\sqrt{3}} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), & \frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{13\pi}{6} \end{cases} \quad (19)$$

直流链路的占空比可由式(20)~(21)确定:

$$D_{al}^*(\omega t) = \begin{cases} -m_o \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right), & \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} \\ m_o \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right), & \frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \end{cases} \quad (20)$$

$$D_{bl}^*(\omega t) = \begin{cases} m_o \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right), & \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \\ m_o \cos(\omega t), & \frac{11\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{13\pi}{6} \end{cases} \quad (21)$$

$$D_{cl}^*(\omega t) = \begin{cases} -m_o \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right), & \frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \\ -m_o \cos(\omega t), & \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6} \end{cases} \quad (22)$$

平均电容电压可由式(23)估算:

$$\bar{u}_c = \frac{\pi u_{dc}}{\pi - 3m_o} \quad (23)$$

综上,可计算出 DPWMMAX 方案的直流侧的平均占空比为

$$\bar{D}_{al} = \frac{3m_o}{\pi}, \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \quad (24)$$

占空比的最大值和最小值分别为 m_o 和 $\sqrt{3}m_o/2$ 。

DPWMMAX 方案载波与调制波如图 9 所示,根据载波与调制波划分 6 个区域,如式(25)所示:

$$\begin{cases} u_c^* < u_b^* < u_a^*, & Z = 1 \\ u_c^* < u_a^* < u_b^*, & Z = 2 \\ u_a^* < u_c^* < u_b^*, & Z = 3 \\ u_a^* < u_b^* < u_c^*, & Z = 4 \\ u_b^* < u_a^* < u_c^*, & Z = 5 \\ u_b^* < u_c^* < u_a^*, & Z = 6 \end{cases} \quad (25)$$

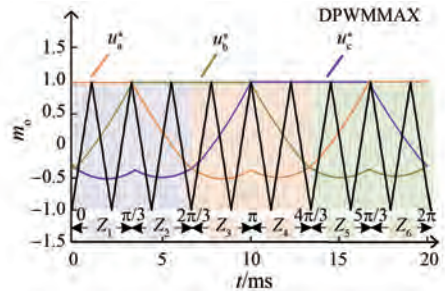


图 9 DPWMMAX 的载波与调制波示意图

Fig.9 Schematic diagram of carrier wave and modulating wave for DPWMMAX

表 3 为 DPWMMAX 方案 6 个区域内的开关序列,每个采样周期仅采用 3 个开关矢量。以 $Z=1$ 区域为例,由于三相中的一相持续钳位在正直流母线上,因此减少了开关动作的次数,从而影响了开关功率损耗以及每个区域的开关顺序。 $Z=1$ 时 2 个开关周期内的 CMV 曲线如图 10 所示。

期望电压矢量合成原理图如图 11 所示。图中, θ_o 为输出电压矢量在扇区内的夹角。由图 11 可知,六边形扇区被均匀分成 6 份,其中, $V_1 \sim V_6$ 为有效矢量; V_0, V_7 为零矢量,分别对应开关状态 NNN、PPP。

判断期望参考电压 U_{oref} 所处的扇区, 由该扇区的有效矢量 V_v 、 V_u 和其中一个零矢量(本文在 DSVPM 策略中选择保留 V_7 、舍弃 V_0)合成 U_{oref} 。两个基本矢量和零矢量的占空比 d_u 、 d_v 和 d_0 的表达式为^[24]

$$\begin{cases} d_u = m_o \sin(60^\circ - \theta_o) \\ d_v = m_o \sin \theta_o \\ d_0 = 1 - d_u - d_v \end{cases} \quad (26)$$

表 3 DPWMMAX 方案的开关序列

Tab. 3 Switching sequence of DPWMMAX scheme

区域	开关序列
Z=1	PPP-PPN-PNN-PPN-PPP
Z=2	PPP-PPN-NPN-PPN-PPP
Z=3	PPP-NPP-NPN-NPP-PPP
Z=4	PPP-NPP-NNP-NPP-PPP
Z=5	PPP-PNP-NNP-PNP-PPP
Z=6	PPP-PNP-PNN-PNP-PPP

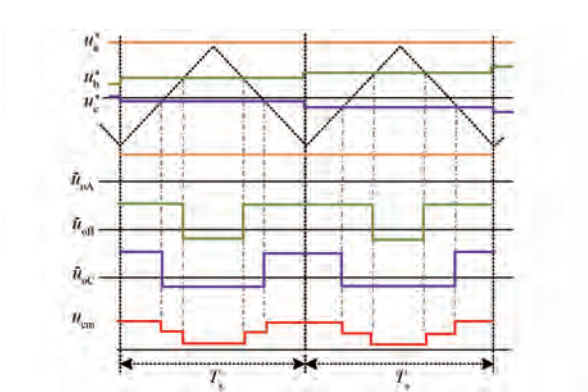


图 10 Z=1 时 2 个开关周期内的 CMV 曲线
Fig. 10 CMV curves within two switching cycles when Z=1

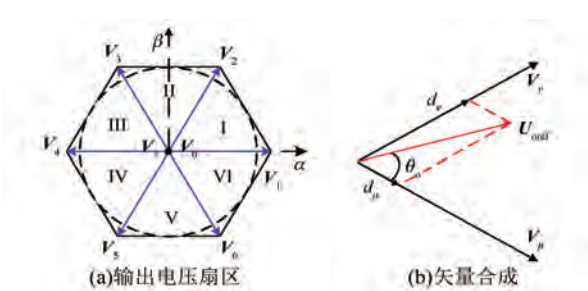


图 11 期望电压矢量合成原理图
Fig. 11 Schematic diagram of expected voltage vector synthesis

3.2 整流级 SVPWM

SSMC 的整流级开关器件的开关状态如表 4

所示。其中,1 表示导通;0 表示关断。

表 4 整流级开关状态

Tab. 4 Rectification stage switch status

开关状态						电流矢量
S_{ap}	S_{bp}	S_{cp}	S_{an}	S_{bn}	S_{cn}	
1	0	0	0	0	1	I_1
0	1	0	0	0	1	I_2
0	1	0	1	0	0	I_3
0	0	1	1	0	0	I_4
0	0	1	0	1	0	I_5
1	0	0	0	1	0	I_6
1	0	0	1	0	0	I_7
0	1	0	0	1	0	I_8
0	0	1	0	0	1	I_9

图 12 为期望电流矢量合成原理图。图中, θ_i 为输入电流矢量 I_{iref} 在扇区内夹角。由图 12 可知, 六边形扇区被均匀分成 6 份, 其中, $I_1 \sim I_6$ 为有效矢量; $I_7 \sim I_9$ 为零矢量。

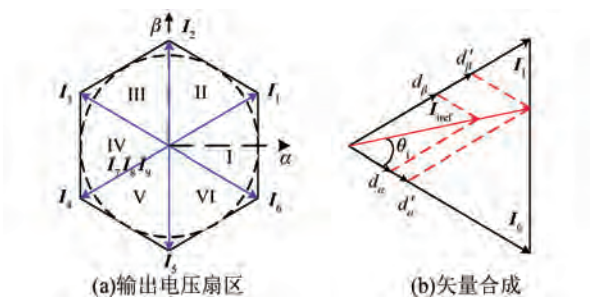


图 12 期望电流矢量合成原理图
Fig. 12 Schematic diagram of expected current vector synthesis

为了最大化直流母线电压利用率, 在调制过程中舍弃零矢量 I_7 、 I_8 和 I_9 , 仅利用该扇区边界上的两个有效电流矢量来合成期望的输入电流。为便于建立适用于所有扇区的统一数学表达式, 本文定义 I_α 和 I_β 为当前参考矢量所在扇区的两个边界有效矢量(例如在扇区 I 中, $I_\alpha = I_1$, $I_\beta = I_6$), 两者分别对应的占空比为^[25]

$$\begin{cases} d_\alpha = m_i \sin(60^\circ - \theta_i) \\ d_\beta = m_i \sin \theta_i \end{cases} \quad (27)$$

式中: m_i 为整流级空间矢量的调制系数, $m_i < 1$ 时, $d_\alpha + d_\beta < 1$ 。

在传统调制中, 零矢量也会作用于期望电流矢量的合成, 但零矢量的存在会增加开关管的开关次数。为了最大化直流母线电压利用率, 本文

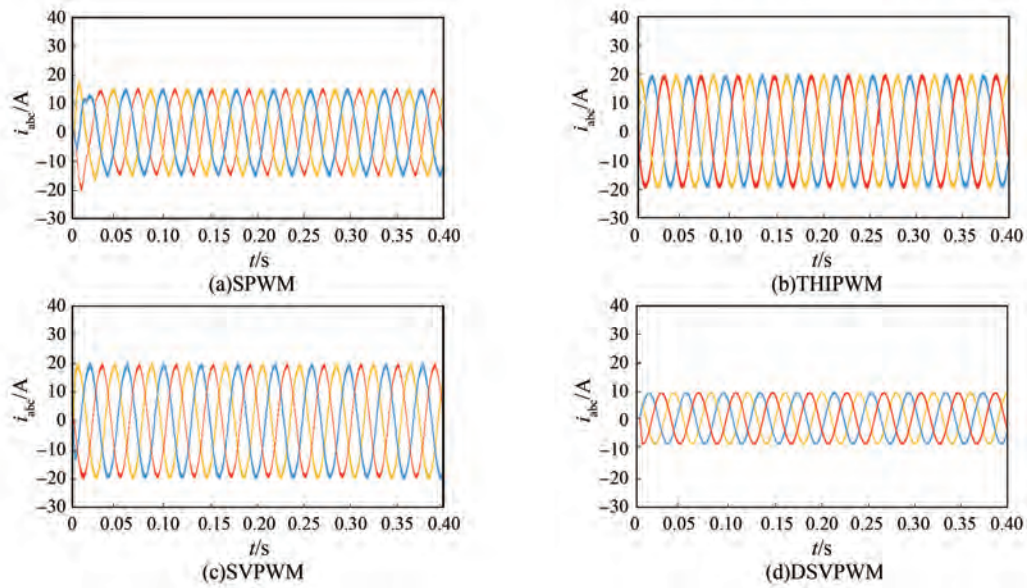


图 15 4 种调制策略下 SSMC 的输出线电流仿真波形

Fig. 15 Simulation waveforms of output line current of SSMC under four modulation strategies

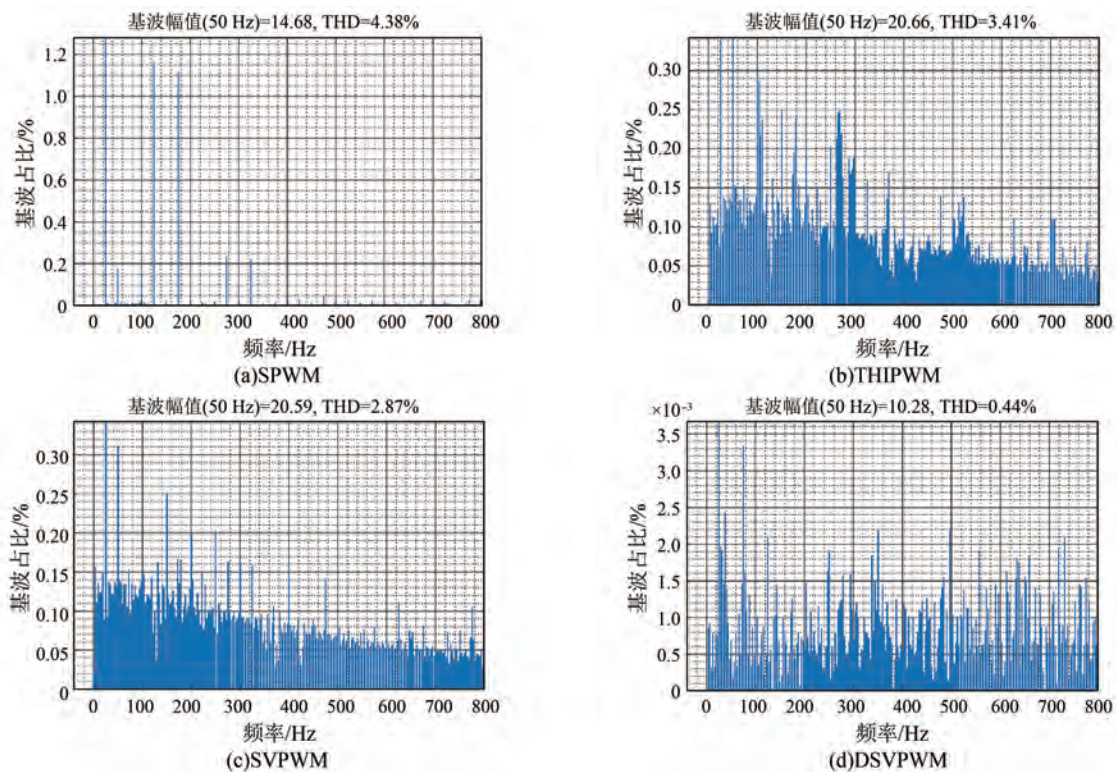


图 16 4 种调制策略下 SSMC 的输出线电流谐波分析

Fig. 16 Harmonic analysis of output line current of SSMC under four modulation strategies

由图 14 和表 6 可知, THIPWM 策略下的 CMV 最大, 峰值为 533.8 V; SPWM 和 SVPWM 策略下的 CMV 大小相当, 峰值分别为 532.9 V 和 532.4 V; DSVPWM 策略下的 CMV 最小, 峰值为

289.7 V。

本文所提 DSVPWM 策略(即 DPWMMAX 方案)通过在每个相脚的 1/3 基波周期内将其连续钳位在正直流轨道上, 消除了零开关状态 NNN。

根据表 1 可知,NNN 状态的 CMV 为 $-u_{dc}/2$,PPP 状态的 CMV 为 $u_c - u_{dc}$ 。由于 SSMC 拓扑中电感放电需要 PPP 状态,因此无法消除 PPP 状态,但可以消除 NNN 状态。通过注入 ZSS 分量实现钳位效果,使得钳位相脚与高频载波之间无交集,避免三相同步连接到负直流轨道上,从而消除产生较高 CMV 的 NNN 状态。因此,DSVPWM 策略能够将 CMV 峰值显著降低至 289.7 V,有效抑制 SSMC 的 CMV。

表 6 4 种调制策略下的 CMV 峰值和输出线

电流 THD 对比

Tab. 6 Comparison of CMV peak values and output line current THD under four modulation strategies

调制策略	CMV 峰值/V	输出线电流 THD/%
SPWM	532.9	4.38
THIPWM	533.8	3.41
SVPWM	532.4	2.87
DSVPWM	289.7	0.44

由图 15 可知,对于输出线电流而言,THIPWM 策略的输出线电流峰值最大,SPWM 次之,SVPWM 再次之,而本文所提 DSV PWM 策略的输出线电流峰值最小。根据电流谐波分析可知,SPWM 策略的输出线电流谐波较大,THD 为 4.38%;而 DSV PWM 策略的输出线电流谐波最小,THD 为 0.44%。这是因为 DSV PWM 每个采样周期仅采用 3 个开关矢量,且在每个区域中三相中的一相持续钳位在正直流母线上,显著减少了开关动作次数。开关频率的降低意味着更少的高频谐波注入,从而使得输出线电流波形更加正弦化。综上所述,在 DSV PWM 策略下,SSMC 的 CMV 得到有效抑制,且输出线电流 THD 更小,验证了本文所提 DSV PWM 策略的正确性和有效性。

4.2 4 种调制策略下 SSMC 的升压能力、电压应力和占空比对比分析

4 种调制策略下,归一化输出峰值相电压 $u_{\phi 1}/u_{dc}$ 与调制系数 m_o 的关系如图 17 所示。由于 SSMC 拓扑结构的独特性,占空比会根据参考调制信号而变化。4 种调制策略下,归一化逆变级电压 $\bar{u}_c/u_{dc}$ 和占空比变化 ΔD 与归一化输出峰值相电压 $u_{\phi 1}/u_{dc}$ 的关系分别如图 18、19 所示。各项参数汇总如表 7 所示。

由图 17 可知,就电压增益而言,在同一调制

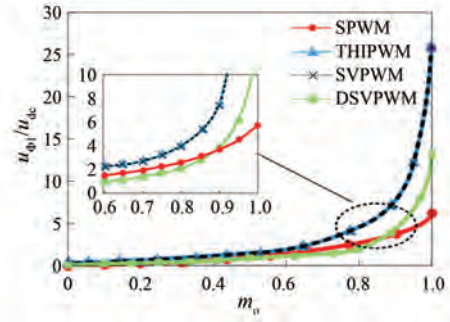


图 17 4 种调制策略下归一化输出峰值相电压与调制系数的关系

Fig. 17 The relationship between the normalized output peak phase voltage and the modulation index under four modulation strategies

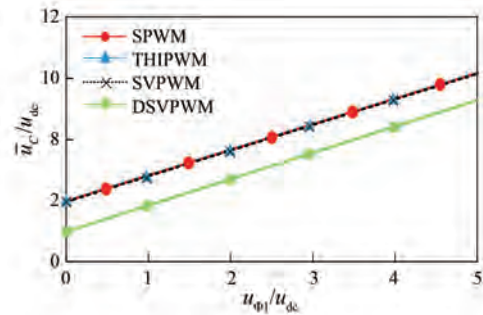


图 18 4 种调制策略下归一化逆变级电压与归一化输出峰值相电压的关系

Fig. 18 The relationship between the normalized inverter stage voltage and the normalized output peak phase voltage under four modulation strategies

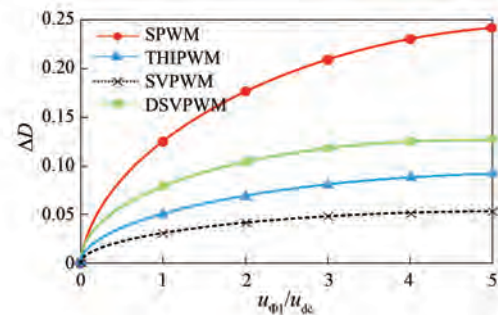


图 19 4 种调制策略下占空比变化与归一化输出峰值相电压的关系

Fig. 19 The relationship between duty cycle variation and normalized output peak phase voltage under four modulation strategies

系数下,THIPWM 策略的增益比更高。由表 7 可知,在 $m_o = 1$ 时,THIPWM 策略和 SVPWM 策略的最大电压增益理论上可达到直流链路电压的

25.62 倍;SPWM 策略的电压增益最低,仅为直流链路电压的 5.78 倍。另外,与 THIPWM 和 SVPWM 策略相比,本文所提 DSVPWM 策略的电压增益略有下降。这是因为 DSVPWM 策略为消除 NNN 零状态而注入的 ZSS 分量改变了调制信号的分布,使得占空比的调节范围受到一定限制。

表 7 4 种调制策略下的各项参数对比

Tab. 7 Comparison of various parameters under four modulation strategies

调制策略	$\bar{u}_C/u_{dc}$	$u_{\Phi 1}/u_{dc}$	最小占空比 D_{min}	最大占空比 D_{max}	ΔD
SPWM	$4\pi/(2\pi-3\sqrt{3}m_o)$	$2\pi m_o/(2\pi-3\sqrt{3}m_o)$	$1/2+m_o/4$	$1/2+m_o/2$	$m_o/4$
THIPWM	$2\pi/(\pi-3m_o)$	$2\pi m_o/(\pi\sqrt{3}-3\sqrt{3}m_o)$	$1/2+2m_o/3\sqrt{3}$	$1/2+m_o/2$	$(3\sqrt{3}-4)m_o/6\sqrt{3}$
SVPWM	$2\pi/(\pi-3m_o)$	$2\pi m_o/(\pi\sqrt{3}-3\sqrt{3}m_o)$	$1/2+\sqrt{3}m_o/4$	$1/2+m_o/2$	$(2-\sqrt{3})m_o/4$
DSVPWM	$\pi/(\pi-3m_o)$	$\pi m_o/(\pi\sqrt{3}-3\sqrt{3}m_o)$	$\sqrt{3}m_o/2$	m_o	$(2-\sqrt{3})m_o/2$

由图 18 可知,与 SPWM、THIPWM 和 SVPWM 策略相比,本文所提 DSVPWM 策略的电压应力较低。对于永磁同步电机而言,低电压应力下,功率器件的发热量降低,散热需求减少,器件的工作温度更稳定,降低因过热导致的故障风险,有助于延长器件寿命。电力电子器件的低电压应力可以充分利用直流母线电压,输出更高质量的正弦波电压,减少电机转矩脉动和电流谐波,改善电机的动态性能。

5 试验验证

为了验证本文所提 DSVPWM 策略的有效性,

从表 7 和图 19 可知,DSVPWM 策略的占空比变化范围与 SVPWM 策略不同,其最小占空比为 $\sqrt{3}m_o/2$,最大占空比为 m_o 。两者均与 m_o 成正比,表明当 m_o 增大时,电感充电的最小和最大占空比同步抬升,但有效调节范围 ΔD 反而收窄,这正是电压增益略有下降的直接原因。

在保证试验参数与仿真参数一致的情况下搭建硬件实物平台,进行试验验证。硬件实物平台如图 20 所示。其中,SSMC 的绝缘栅双极型晶体管采用 SK60GM123 型号;驱动模块采用 6SD106EI;数字信号处理器模块和现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)模块分别采用 XC3S1800A-4CSG484LI、Spartan-3A。

5.1 4 种调制策略下 SSMC CMV 试验波形

4 种调制策略下,SSMC 电容电压和 CMV 试验波形如图 21 所示。可见,THIPWM 策略下的 CMV 最大;SPWM 和 SVPWM 策略下的 CMV 大小相当。试验波形与仿真波形几乎一致。

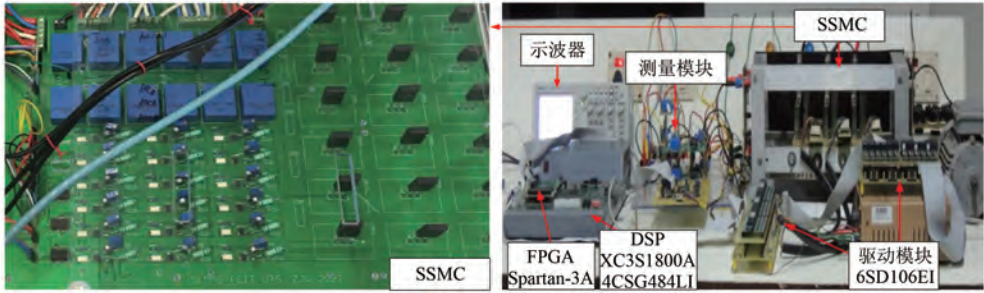


图 20 硬件实物平台

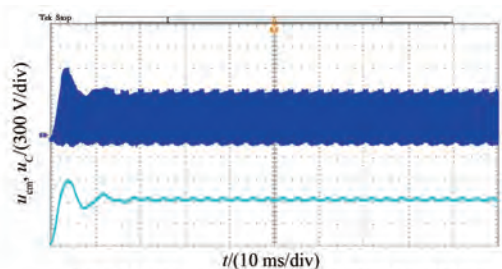
Fig. 20 Hardware physical platform

5.2 4 种调制下 SSMC 输出线电流试验波形

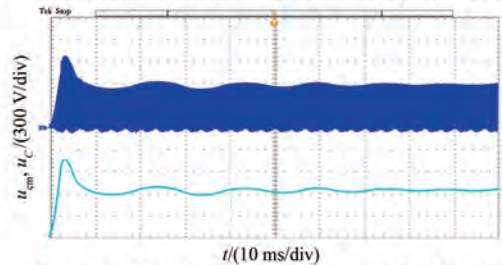
4 种调制策略下,SSMC 输出线电流试验波形如图 22 所示。可见,SVPWM 和 THIPWM 策略下,SSMC 输出线电流峰值更大,SPWM 策略次之,SVPWM 策略最小。试验波形与仿真波形几乎一致。

6 结语

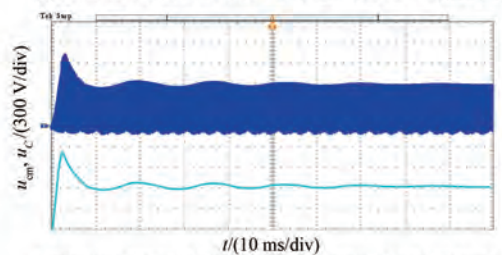
本文将一种基于 ZSS 分量注入的 DSVPWM 策略应用于 SSMC 的逆变级;为获得最大电压利用率,SSMC 的整流级采用传统的 SVPWM 策略。并基于 Matlab/Simulink 进行仿真分析,基于硬件



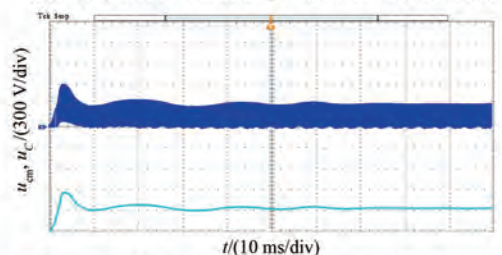
(a)SPWM策略下SSMC电容电压和CMV试验波形



(b)THIPWM策略下SSMC电容电压和CMV试验波形



(c)SVPWM策略下SSMC电容电压和CMV试验波形



(d)DSVPM策略下SSMC电容电压和CMV试验波形

图 21 4 种调制策略下 SSMC 电容电压和 CMV 试验波形

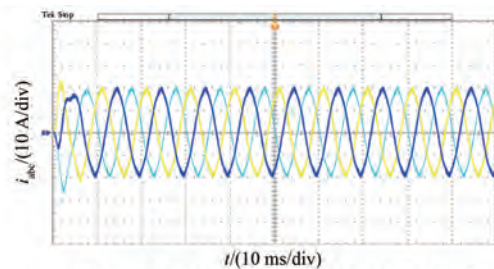
Fig. 21 Experimental waveforms of capacitor voltage and CMV of SSMC under four modulation strategies

平台进行试验验证。结果表明,相较于 SPWM、THIPWM 和 SVPWM 策略,在本文所提 DSVPM 策略下,SSMC 的 CMV 能够得到更好的抑制,输出电流 THD 更小,电压应力较小,但电压增益略有下降。

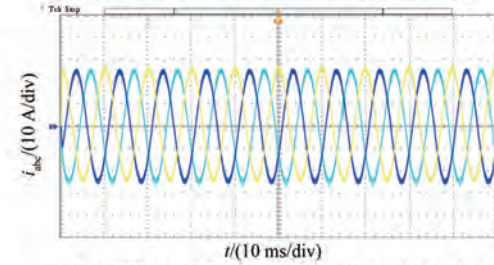
利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

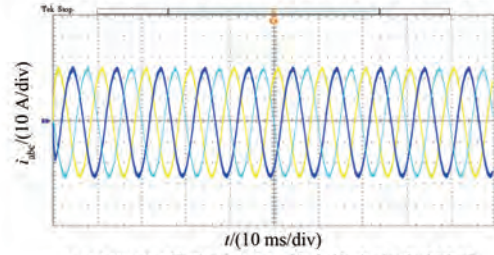
All authors disclose no relevant conflict of interests.



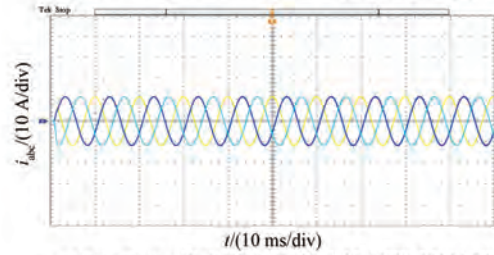
(a)SPWM策略下SSMC输出线电流试验波形



(b)THIPWM策略下SSMC输出线电流试验波形



(c)SVPWM策略下SSMC输出线电流试验波形



(d)DSVPM策略下SSMC输出线电流试验波形

图 22 4 种调制策略下 SSMC 输出线电流试验波形

Fig. 22 Experimental waveforms of output line current of SSMC under four modulation strategies

作者贡献

张有鑫进行了调制算法研究、试验研究、内容总结与论文撰写,刘斌、潘强、李健强和孙仕宇参与了硬件制作、软件编程和试验研究,程启明进行了方案设计、论文审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The modulation algorithm research, experimental study, content summary and paper writing were conducted by Zhang Youxin. The hardware fabrication, software programming and experimental

study were conducted by Liu Bin, Pan Qiang, Li Jianqiang and Sun Shiyu. The scheme design, paper review and revision were performed by Cheng Qiming. All authors have read the last version of paper and consented for submission.

参考文献

- [1] 王晶, 耿伟伟, 刘东旭, 等. 电动汽车用新型模块化聚磁转子永磁电机设计及其对比分析[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(3): 1184-1194.
Wang J, Geng W W, Liu X D, et al. Design and comparative of permanent magnet machine with modular flux-concentrating rotor for electric vehicle [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(3): 1184-1194.
- [2] 程启明, 罗力琿, 沈治超, 等. 基于多目标成本函数的单相分离源逆变器有限控制集滑模控制策略[J]. 南方电网技术, 2026, 20(1): 68-78.
Cheng Q M, Luo L H, Shen Z C, et al. Finite control set-sliding mode control strategy for single-phase split-source inverter based on multi-objective cost function [J]. Southern Power System Technology, 2026, 20(1): 68-78.
- [3] 朱小全, 叶开文, 金科, 等. 单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(9): 3679-3691.
Zhu X Q, Ye K W, Jin K, et al. Single-phase single-stage coupled inductor split-source boost inverter [J]. Proceedings of the CESS, 2024, 44(9): 3679-3691.
- [4] 程启明, 王为涛, 沈治超, 等. Z 源超稀疏矩阵变换器共模电压和电感电流波动减少的调制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(5): 1891-1902.
Cheng Q M, Wang W T, Shen Z C, et al. Study of modulation strategies based on the reduction of common mode voltage and inductor current fluctuations in Z-source ultra-sparse matrix converters [J]. Proceedings of the CESS, 2025, 45(5): 1891-1902.
- [5] 罗力琿. 分离源矩阵式变换器的控制策略及应用研究[D]. 上海: 上海电力大学, 2025.
Luo L H. Research on control strategy and application of split-source matrix converter [D]. Shanghai: Shanghai University of Electric Power, 2025.
- [6] 程启明, 罗力琿, 沈治超, 等. 基于分离源矩阵变换器的 PMSM 无源复叠螺旋滑模控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(9): 3624-3637.
Cheng Q M, Luo L H, Shen Z C, et al. PBC-CSSMC control strategies of for PMSMs based on split source matrix converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(9): 3624-3637.
- [7] 权建洲, 吴保芳, 孙容磊, 等. 基于前馈补偿的 SPWM 矩阵变换器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 88-94.
Quan J Z, Wu B F, Sun R L, et al. A compensation method for SPWM matrix converter based on feed-forward control [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 88-94.
- [8] 陆程佳. 三次谐波注入双级矩阵变换器的电源电流扇区切换畸变抑制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2023.
Lu C J. Sector-switching distortion suppression for mains current of third-harmonic injection two-stage matrix converter [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2023.
- [9] 程启明, 张昕, 程尹曼, 等. 基于分离源的高增益矩阵变换器特性分析[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(4): 67-73.
Cheng Q M, Zhang X, Cheng Y M, et al. Characterization of high gain matrix converters based on separated sources [J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(4): 67-73.
- [10] 张昕. 新型矩阵式变换器的调制及控制策略研究[D]. 上海: 上海电力大学, 2023.
Zhang X. Research on modulation and control strategies of new matrix converter [D]. Shanghai: Shanghai University of Electric Power, 2023.
- [11] 马星河, 康志鹏, 赵军营, 等. 抑制间接矩阵变换器共模电压的调制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 1-10.
Ma X H, Kang Z P, Zhao J Y, et al. Modulation strategy for suppressing the common-mode voltage of an indirect matrix converter [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 1-10.
- [12] 张兴, 童诚, 杨淑英, 等. 基于双空间矢量调制的双级矩阵变换器共模电压抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 33-38.
Zhang X, Tong C, Yang S Y, et al. Restraining common-mode voltage for two-stage matrix converter based on double space vector modulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 33-38.
- [13] Nguyen T D, Lee H H. Modulation strategies to

- reduce common-mode voltage for indirect matrix converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 59(1): 129-140.
- [14] 栗梅, 张关关, 孙尧, 等. 减少间接矩阵变换器共模电压的改进空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 4015-4021.
- Su M, Zhang G G, Sun Y, et al. Improved space vector modulation to reduce the common mode voltage for indirect matrix converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24): 4015-4021.
- [15] 李珊瑚, 操孙鹏, 金昭阳, 等. 一种将共模电压抑制 50% 的间接矩阵变换器新型空间矢量调制方法[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(1): 77-85.
- Li S H, Cao S P, Jin S Y, et al. Improved space vector modulation strategy with 50% common-mode voltage reduction for indirect matrix converter [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(1): 77-85.
- [16] 李珊瑚, 黄林峰, 王文圣, 等. 零电压矢量作用时间对间接矩阵变换器输出电压共模分量与谐波分量的影响分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(21): 7943-7955.
- Li S H, Huang L F, Wang W S, et al. Effect of two zero voltage vectors action time on common-mode and harmonic components of output voltage for indirect matrix converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(21): 7943-7955.
- [17] Hassan M S, Shoyama M. Common-mode voltage investigation and reduction of split-source inverter [C]//2018 International Conference on Smart Grid, Nagasaki, Japan, 2018: 118-122.
- [18] Chaves D B, Grigoletto F B. Space vector modulation techniques for common-mode voltage reduction in three-phase transformerless split-source inverters [J]. Eletrônica De Potência, 2020, 25(1): 30-40.
- [19] Hassan M S, Abdelhakim A, Shoyama M, et al. Three-phase split-source inverter fed PV systems: Analysis and mitigation of common-mode voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9824-9838.
- [20] Zhao D, Hari V S, Narayanan G, et al. Space-vector-based hybrid pulse width modulation techniques for reduced harmonic distortion and switching loss [J]. IEEE transactions on power electronics, 2009, 25(3): 760-774.
- [21] Chai J, Wang W S, Liu T. Discontinuous PWM-based common-mode voltage suppression method for three-phase inverter [J]. Journal of Power Electronics, 2025, 25(2): 250-259.
- [22] Liu F, Xin K, Liu Y. An adaptive discontinuous pulse width modulation (DPWM) method for three phase inverter [C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Tampa, FL, United States, 2017: 1467-1472.
- [23] Abdelhakin A, Mattavelli P, Spiazzi G. Three-phase three-level flying capacitors split-source inverters: Analysis and modulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(6): 4571-4580.
- [24] 程启明, 王为涛, 沈治超, 等. Z 源超稀疏矩阵变换器的新型调制方法[J]. 南方电网技术, 2025, 19(10): 121-132.
- Cheng Q M, Wang W T, Shen Z C, et al. New modulation method of Z-source ultra-sparse matrix converter [J]. Southern Power System Technology, 2025, 19(10): 121-132.
- [25] 程启明, 陈路, 程尹曼, 等. 三电平直接矩阵变换器的 SVPWM 策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(6): 39-46.
- Cheng Q M, Chen L, Chen Y M, et al. SVPWM strategy of three-level direct matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(6): 39-46.
- [26] 胡亮灯, 郭城, 韩婧, 等. 基于 SVPWM 的三电平变频器窄脉冲抑制策略[J]. 高电压技术, 2024, 50(12): 5495-5504.
- Hu L D, Guo C, Han J, et al. Narrow pulse suppression method for three-level inverter based on SVPWM [J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(12): 5495-5504.

收稿日期:2026-06-03

收到修改稿日期:2026-06-29

作者简介:

张有鑫(1988—),男,学士,高级工程师,研究方向为电力系统自动化、电力电子控制等,lionalzhang@qq.com;

* 通信作者:程启明(1965—),男,博士,教授,研究方向为新型发电过程控制、电力电子控制等,chengqiming@sina.com。