# 基于分离源的高增益矩阵变换器特性分析

程启明1,张 昕1,程尹曼2,赖宇生1,沈章平1

(1. 上海电力大学 自动化工程学院,上海 200090;2. 国网上海市电力公司 市北供电分公司,上海 200041)

摘要:针对矩阵变换器(MC)存在的电压传输比限制以及现有升压型MC结构元件多、调制复杂的问题,提出 了一种新型的分离源型矩阵变换器(SS-MC)。该结构采用电感、电容和3个二极管替代了双级MC中间的直 流链路部件,从而构成分离源升压网络,避免了配置额外的直通占空比。对SS-MC的拓扑结构和分离源网络 升压的工作原理进行了分析,阐述了其采用的空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略,并针对SVPWM的缺点提出 了基于充电预测的模型预测控制(CPB-MPC)策略。仿真和实验结果表明:所提出的SS-MC结构使用常规的 SVPWM即可达到较高的电压传输比,但无源元件会存在较大的纹波;使用 CPB-MPC策略可以有效抑制纹 波,提高MC的输出电能质量。

**关键词:**矩阵变换器;电压传输比;分离源;空间矢量脉宽调制;模型预测控制 中图分类号:TM46 **文献标志码**:A

DOI:10.16081/j.epae.202307006

# 0 引言

矩阵变换器(matrix converter, MC)是一种直接 AC-AC型变换器,因具有输入输出正弦、能量双向流 动、输入功率因数可调、无中间直流环节、可靠性高 等优点<sup>[1]</sup>,被称为"绿色变换器"。近年来,研究者们 对 MC 应用到各种现代工业进行了研究, 如分布式 发电系统[2]、多驱动系统[3]、变速驱动系统[4]、风力发 电系统<sup>[5]</sup>、统一潮流控制器<sup>[6]</sup>等。但由于自身结构 特性,MC的输出电压基波幅值与输入电压幅值之比 (简称电压传输比(voltage transfer ratio, VTR))一般 只有0.866,限制了其应用场景,也成为其最大的缺 点。对此,研究者们进行了大量研究,如改进调制 策略。文献[7]最先基于数学推导提出脉宽调制 (pulse width modulation, PWM)算法,该方法输出电 压可控,输入功率可调,最大的VTR为0.5。文献[8] 提出了空间矢量调制(space vector modulation,SVM) 技术,在保留 PWM 方法优点的同时将 VTR 提高至 0.866。文献[9]提出了一种过调制方法将 VTR 提高 至1.05,且降低了输出电压低频谐波分量。

随着阻抗网络研究的兴起,Y源/准Y源<sup>[10-12]</sup>、Z 源/准Z源<sup>[13-15]</sup>等升压网络及其变种被广泛研究并 应用至各种变换器中。文献[16]将Y源网络与MC 结合,在空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation,SVPWM)或SVM中插入直通占空比,可

收稿日期:2022-09-29;修回日期:2023-03-16

在线出版日期:2023-07-06

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61905139);上海市 电站自动化技术重点实验室资助项目(13DZ2273800)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(61905139) and Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology(13DZ2273800) 灵活调节 VTR。文献[17]分析了4种 Z 源超稀疏 MC的拓扑,提出了不影响 VTR 条件下减少共模电 压的调制技术。文献[18]将准Z源网络放置在MC 前,使MC输入电流连续的同时节省了额外的输入 滤波器。文献[19]提出高增益准Z源网络MC,分别 在MC的输入侧和中间直流侧加入准Z源网络,将 VTR 提升至3倍以上。相比于调制技术的改进,阻 抗网络的升压效果更加显著,文献[16-19]中,虽然 结构各不相同,但升压的原理基本相似,都是在 SVPWM中插入直通占空比,这就意味着需要更多开 关状态,增加了调制的复杂度。而且,它们的增益曲 线在高VTR的区间非常陡峭,VTR越高,对系统分 辨率要求和噪声敏感程度就越高,所以尽管理论上 有着无限的VTR,但实际可实现的增益并不高。此 外,上述网络都需要多个电感和电容,增加了成本和 器件体积,系统可靠性也受影响。

为了提升MC的VTR,同时降低成本和调制的复杂度,本文提出分离源型矩阵变换器(split sourcematrix converter,SS-MC),该变换器结构简单、元件 少、成本低,可直接使用SVPWM技术,而且有着较 高的VTR。首先,本文阐述了SS-MC的拓扑结构与 工作原理;其次,给出了SVPWM策略;然后,为了提 高SS-MC的输出电流质量及降低元件上的应力,提 出基于充电预测的模型预测控制(charging predictbased model predictive control,CPB-MPC)策略;最 后,通过软件仿真与硬件实验结果验证了所提SS-MC及其调制控制的有效性和优越性。

# 1 SS-MC拓扑与工作原理

#### 1.1 SS-MC电路的拓扑结构

本文提出的SS-MC电路拓扑如图1所示。由图 可见,其结构类似传统的双级MC,它包括输入侧的



图 1 SS-MC电路的拓扑结构 Fig.1 Topology of SS-MC circuit

整流级、中间直流升压级、输出侧的逆变级,其中输入侧电源 $u_s$ 经RLC滤波器连接至SS-MC,输出侧用 感性负载表示。将双级MC中间的直流链路部件用 分离源升压网络(由电感L、电容C和3个二极管构 成)替代,相比于中间升压网络采用多个电感、电容 元件的Z源/Y源MC,此结构大幅减少了升压器件 体积和成本,并降低了升压元件损坏而出现故障的 风险。图中: $L_r$ 、 $C_r$ 和 $R_r$ 分别为输入滤波器的电感、电 容和电阻; $L_L$ 和 $R_L$ 分别为负载电感和负载电阻; $u_{sa}$ 、  $u_{sb},u_{sc}$ 为三相电源电压; $u_{oa}, u_{ob}, u_{oc}$ 为三相输出电压。

1.2 SS-MC的工作原理

除了更少的无源元件这一优势以外,SS-MC的 升压过程中也无需额外的直通矢量开关状态,而这 在采用Z源/Y源等中间阻抗网络的升压型MC中 是必不可少的,因此它们的调制更复杂。

SS-MC 整流级开关状态对应空间矢量 $I_1 - I_8$ 和 逆变级开关状态对应空间矢量 $V_1 - V_8$ 分别见附录A 表 A1、A2。输入侧的整流级经过 SVPWM 后,产生 直流链路电压 $u_{dc}$ ,再经过中间的分离源升压即可使 电压得到提升。整个升压过程不需要像Z源/Y源 升压网络那样插入额外的直通矢量,而是将输出侧 的逆变级原有的8个开关状态分为2类:L充电状态 (对应空间矢量 $V_1 - V_7$ )和L放电状态(对应空间矢 量 $V_8$ )。附录A图A1为以 $V_1$ 和 $V_8$ 为例的2种空间矢 量对应开关状态的电路。由图可知:当开关状态对 应空间矢量为 $V_1$ 时,直流链路为电感L充电( $V_2 - V_7$ 类似),电容C放电;当开关状态对应空间矢量为 $V_8$ 时,电感L放电,电容C充电。因此不需要额外的开 关状态为无源元件充放电就可以实现增压效果。

# 2 SS-MC的调制策略分析

# 2.1 SS-MC 整流级的 SVPWM

为了获得最大的电压利用率,整流级采用无零 矢量的SVPWM,只选择前6种有效矢量( $I_1 - I_6$ )对 应的开关状态。图2为整流级的SVPWM原理图。 其中:图2(a)为 $I_1 - I_6$ 的分布图,当参考输入电流矢 量旋转至某一扇区内时,用该扇区所在的2个有效 矢量 $I_{\alpha}$ 、 $I_{\beta}$ 合成所需的输入电流矢量;以扇区I为例, 矢量合成如图2(b)所示,扇区I所在的2组有效矢 量为 $I_1$ 、 $I_6$ ,此时参考输入电流矢量 $I_{iref}$ 在扇区 [内的 夹角为 $\theta_i$ 。



图 2 整流级的 SVPWM 原理图 Fig.2 Principle diagram of SVPWM for rectifier stage

根据空间矢量合成原理,
$$I_6$$
、 $I_1$ 的占空比为:  

$$\begin{cases} d_{\alpha} = m_i \sin(\pi/3 - \theta_i) \\ d_e = m_i \sin \theta_i \end{cases}$$
(1)

式中: $d_{\alpha}$ 和 $d_{\beta}$ 分别为 $I_{6}$ 、 $I_{1}$ 的占空比; $m_{i}$ 为整流级的调制系数。当 $m_{i}$ <1时, $d_{\alpha}$ + $d_{\beta}$ <1,一般用零矢量填满整 个周期,然而为了获得最大的电压利用率,同时降低 开关损耗,本文去掉零矢量状态,将有效矢量的占空 比等比放大为图2(b)中的 $d'_{\alpha}$ 和 $d'_{b}$ ,其表达式为:

$$\begin{cases} d'_{\alpha} = d_{\alpha} / (d_{\alpha} + d_{\beta}) \\ d'_{\beta} = d_{\beta} / (d_{\alpha} + d_{\beta}) \end{cases}$$
(2)

放大后则不再需要零矢量,一个开关周期内的 直流链路平均电压u<sub>deave</sub>为:

$$u_{\rm dc.avg} = \frac{3U_{\rm im}}{2\left|\cos\theta_{\rm max}\right|} \tag{3}$$

式中:cos θ<sub>max</sub>为输入三相电压相位角余弦中的最大值;U<sub>im</sub>为输入电压幅值。

2.2 SS-MC 逆变级的 SVPWM

逆变级采用常规的SVPWM,其原理如图3所示。

输出参考电压矢量 $u_{\text{oref}}$ 可以由扇区内的基本矢量 $V_{\mu}$ 、 $V_{\nu}(\mu,\nu=1,2,\dots,6)$ 和零矢量 $V_{0}$ (即图3中的 $V_{7}$ 或 $V_{s}$ )来合成,相应的占空比为:

$$\begin{cases} d_{\mu} = m_{o} \sin(\pi/3 - \theta_{o}) \\ d_{\nu} = m_{o} \sin \theta_{o} \\ d_{0} = 1 - d_{\mu} - d_{\nu} \end{cases}$$
(4)

式中: $d_{\mu}$ 、 $d_{\nu}$ 和 $d_{0}$ 分别为 $V_{\mu}$ 、 $V_{\nu}$ 和 $V_{0}$ 的占空比; $m_{0}$ 为逆



变级调制系数:θ.为输出电压矢量在扇区内的夹角。

等效调制波与载波信号见附录A图A2,其中下 图为上图的局部放大图。当调制波全部大于载波时, 电感放电,电容充电,开关状态对应空间矢量为 $V_{s}$ , 持续时间记为t;其余时刻电感充电,电容放电,持 续时间记为t<sub>v</sub>。电感充电、电容放电的占空比D为:

$$D = t_y / (t_x + t_y) \tag{5}$$

D与m。的关系为:

$$D = \lfloor 1 - m_0 \sin(\omega t - 2\pi/3) \rfloor / 2 \tag{6}$$

$$D_{\rm min} = 1/2 + \sqrt{3} \ m_{\rm o}/4 \tag{7}$$

$$D_{\rm max} = 1/2 + m_{\rm o}/2 \tag{8}$$

式中: ω为参考电压的角频率; Dmin和Dmax分别为电感 充电占空比的最小值和最大值。

电感充电、电容放电的平均占空比Dave为:

$$D_{\rm avg} = \frac{1}{2} + \frac{3m_{\rm o}}{2\pi}$$
(9)

基于电感的磁链平衡和电容的电荷平衡,逆变 级平均输出电压 unave 与直流链路平均电压 underver 的关 系为:

$$\frac{u_{\text{o.avg}}}{u_{\text{dc.avg}}} = \frac{1}{1 - D_{\text{avg}}} \tag{10}$$

将式(9)代入式(10)可得:

и

$$\frac{u_{\text{o.avg}}}{u_{\text{dc.avg}}} = \frac{2\pi}{\pi - 3m_{\text{o}}} \tag{11}$$

$$\frac{u_{\Phi 1}}{u_{\rm dc.avg}} = \frac{2\pi m_{\rm o}}{\sqrt{3} \pi - 3\sqrt{3} m_{\rm o}}$$
(12)

将式(3)代入式(12)可得所提SS-MC的VTR为:

$$\frac{u_{\Phi 1}}{U_{\rm im}} = \frac{3\pi m_{\rm o}}{\left(\sqrt{3}\pi - 3\sqrt{3}m_{\rm o}\right)\left|\cos\theta_{\rm max}\right|}$$
(13)

由式(13)可见,通过改变逆变级调制系数m,可 以灵活调节VTR。

# 2.3 SS-MC开关序列

为了将整流级的2个矢量( $I_{a}$ , $I_{b}$ )和逆变级的3 个矢量 $(V_{\mu}, V_{\nu}, V_{0})$ 精确组合,需要协同分配开关时 间和顺序,相应开关序列的占空比为:

$$\begin{cases} d_{\alpha\mu} = d'_{\alpha}d_{\mu}, \quad d_{\alpha\nu} = d'_{\alpha}d_{\nu}, \quad d_{\alpha0} = d'_{\alpha}d_{0} \\ d_{\beta\mu} = d'_{\beta}d_{\mu}, \quad d_{\beta\nu} = d'_{\beta}d_{\nu}, \quad d_{\beta0} = d'_{\beta}d_{0} \end{cases}$$
(14)

式中: $d_{au}$ 、 $d_{av}$ 、 $d_{a0}$ 、 $d_{bu}$ 、 $d_{bv}$ 、 $d_{b0}$ 为整流级和逆变级空 间矢量两两组合的占空比,且满足 $d_{\alpha\mu}+d_{\alpha\nu}+d_{\beta\mu$  $d_{\beta\nu} + d_{\beta 0} = 1_{\circ}$ 

分配完开关时间后,逆变级开关序列分配采用 七段式调制,如附录A图A3所示。

#### 3 改进模型预测控制策略

在传统阻抗升压网络的参数选择问题上,要考 虑电感、电容充放电过程中允许的纹波大小。以电 感电流为例,根据基尔霍夫定律可得:

$$L \operatorname{d} i_L / \operatorname{d} t = u_{\operatorname{dc}} - u_{\operatorname{o}}' \tag{15}$$

式中:i<sub>u</sub>为分离源的电感电流;u'<sub>a</sub>为SS-MC输出电压 和其他元件分压之和。

假设允许的电感电流纹波为 $\Delta i_i < h\% i_i(h)$ 为常 数),结合式(15)可得电感大小的选择依据为:

$$\begin{cases} L > \frac{(u_{dc} - u'_{o})t_{x}}{h\% i_{L}} \\ L > \frac{(u_{dc} - u'_{o})t_{y}}{h\% i_{L}} \end{cases}$$
(16)

由于本文所提出的SS-MC并不需要插入固定占 空比的直通矢量,因此SVPWM不需要额外的开关 状态,比较简单。但是电感、电容充放电时间t,和t, 以及u<sub>4</sub>-u'都不是固定值,所以电感电流波动的幅 度和范围也是变化的。与之成对偶关系的电容电 压,其波动幅度和范围也在不断变化。由式(16)可 知,可以通过增大电感的参数来减小波动,但是会影 响系统的升压,而且在实际中受器件成本、体积等因 素影响,无源元件的参数大小受到限制。

因此,一方面,波动造成的应力变化可能会使元 件应力超过其允许的最大范围而造成元件损坏;另 一方面,缺乏对无源元件和输出电流的控制,MC输 出的电能质量会受影响。

针对以上问题,本文提出改进模型预测控制 (model predictive control, MPC)策略。在整流级使 用无零矢量的SVPWM最大化输入电压的利用率, 同时根据分离源网络和逆变级的数学模型,对电感 电流、电容电压和输出电流分别进行预测,选取合适 的开关状态以减小电感电流、电容电压波动,同时提 高输出电能质量。

#### 3.1 数学模型建立

通过前文分析可知,影响分离源升压网络充放 电的是附录A表A2所示的8个开关状态及对应空 间矢量,它们可以分为L充电、C放电状态(对应空间 矢量 $V_1 - V_2$ )和L放电、C充电状态(对应空间矢量  $V_{\circ}$ ),分别对它们建立数学模型。

当电感放电、电容充电时,只有1种开关状态

(对应空间矢量 $V_8$ ),由附录A图A1可知:

 $L \,\mathrm{d}i_L/\mathrm{d}t = u_{\mathrm{dc}} - u_C \tag{17}$ 

式中:uc为电容电压。

假设采样周期为*T<sub>s</sub>*,*u<sub>c</sub>*和*u<sub>de</sub>*在一个采样周期内 保持恒定,则电感放电状态下电感电流*i<sub>LD</sub>*预测值可 以表示为:

$$i_{L_D}(k+1) = (u_{dc} - u_c)T_s/L + i_L(k)$$
 (18)  
式中: $k,k+1$ 分别表示第 $k,k+1$ 个采样周期。

同理,由图A1可知电感充电状态下电感电流 $i_{LC}$ 的预测值可以表示为:

$$i_{L,c}(k+1) = T_{c}u_{dc}/L + i_{L}(k)$$
(19)

此时有7种开关状态(对应空间矢量 $V_1 - V_7$ ), 各自对应的输出电压矢量 $V_1$ 可以统一表示为:

$$V_{o} = 2u_{c} (S_{A} + aS_{B} + a^{2}S_{C})/3$$
 (20)

式中: $a = \exp(j2\pi/3); S_A, S_B, S_C$ 为三相桥臂状态,取值为1时表示逆变级的上桥臂导通,取值为0时表示逆变级的下桥臂导通。

V。和输出电流矢量i。的关系可以表示为:

$$\boldsymbol{V}_{o}(k) = \boldsymbol{R}_{L} \boldsymbol{i}_{o}(k) + \boldsymbol{L}_{L} \mathrm{d} \boldsymbol{i}_{o}(k) / \mathrm{d} t \qquad (21)$$

由此可推出输出电流矢量预测值*i*。(k+1)为:

$$\mathbf{i}_{o}(k+1) = \frac{T_{s}V_{o}(k) + L_{L}\mathbf{i}_{o}(k)}{L_{L} + R_{L}T_{s}}$$
(22)

通过 $i_{a}(k+1)$ 以及3个桥臂的导通状态 $S_{A}$ 、 $S_{B}$ 、  $S_{c}$ ,可知电容电流的预测值 $i_{c}(k+1)$ 为:

$$i_{c}(k+1) = \begin{bmatrix} 2S_{A} - 1 \\ 2S_{B} - 1 \\ 2S_{C} - 1 \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} i_{oA}(k+1) \\ i_{oB}(k+1) \\ i_{oC}(k+1) \end{bmatrix}$$
(23)

电容电压uc和电容电流ic的关系为:

$$C\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} = -i_c \tag{24}$$

将式(23)代入式(24)可得电容电压的预测值 u<sub>c</sub>(k+1)为:

$$u_c(k+1) = (-T_s/C)i_c(k+1) + u_c(k)$$
(25)

#### 3.2 CPB-MPC策略

在不影响性能的前提下,可以通过减少计算量 和简化成本函数的方法来改进 MPC算法。目前 MC 逆变级采用的 MPC算法是把所有的8个开关状态逐 一进行计算,而本文并不直接计算这8个开关状态。 经过前面的分析和式(19)可知,电感充电、电容放电 时,7个不同开关状态(对应空间矢量 $V_1 - V_7$ )的电 感电流数值大小相同,因此在本文所提算法中,电感 电流大小是判断是否应该充放电的关键因素。只需 要计算电感放电时的电流预测值(式(18))、电感充 电时的电流预测值(式(19)),并分别与允许的电感 电流做差,选择误差小的输出即可。

经过上述充放电判断后,若判断为电感放电状

态,则不需要其他计算,直接让SS-MC输出 $V_8$ 对应的 开关状态;如果判断为电感充电状态,再根据式 (20)、(22)、(25)计算充电的7个状态(对应空间矢 量 $V_1 - V_7$ )的输出电流和电容电压,经过成本函数 计算后选择最优的输出。

成本函数g定义为:

$$g = \left| i_{\text{oref}\_\alpha} - i_{o\_\alpha}(k+1) \right| + \left| i_{\text{oref}\_\beta} - i_{o\_\beta}(k+1) \right| + f \left| u_{\text{Cref}} - u_{\text{C}}(k+1) \right|$$
(26)

式中: $i_{\text{oref},\alpha}$ 、 $i_{\text{oref},\beta}$ 分别为输出参考电流矢量 $i_{\text{oref}}$ 在 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴上的分量; $i_{o,\alpha}(k+1)$ 、 $i_{o,\beta}(k+1)$ 分别为 $i_{o}$ 在 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴上的预测值; $u_{\text{Cref}}$ 为电容电压参考值;f为权重系数。

本文所提 CPB-MPC 算法的流程图如附录 A 图 A4 所示。由于电感充放电过程往复交替进行,而放 电过程相比充电过程的计算量少得多,故本文所提 CPB-MPC 算法相比传统 MPC 算法可以有效减少计 算负担,同时解决了 SVPWM 存在的电感电流、电容 电压纹波较大和缺少输出电能质量控制的问题。 SS-MC整体控制策略框图如附录 A 图 A5 所示。

#### 4 仿真与实验分析

本文所提SS-MC可以突破传统MC的最大VTR (0.866),输出更高电压等级的交流电。该变换器相 比于传统Z源/Y源MC也有着显著优势,具体对比 见附录A表A3。为了验证所提出的变换器结构及 调制控制策略的可行性和有效性,搭建了SS-MC实 验平台,并给出了使用SVPWM和CPB-MPC的案例。 SS-MC的输入电压/频率为50V/50Hz,SS-MC的 输出频率为25Hz,具体的实验参数见附录A表A4。

# 4.1 软件仿真验证

4.1.1 基于SVPWM的SS-MC

为了验证本文所提SS-MC的可行性和优越性, 本案例将同样使用SVPWM的Z源+MC(Z-source MC,ZS-MC)与本文的SS-MC相比,调制系数m。都取 0.6。由于ZS-MC需要插入直通矢量,其占空比大小 同时影响升压能力和输出电能质量,为了兼顾升压 和质量,这里取直通矢量占空比为0.35。

ZS-MC和SS-MC在上述条件下的输出线电压 u<sub>AB</sub>波形、线电压频谱分析分别如图4、附录A图A6 所示。由图4可知,在相同的调制系数下,ZS-MC输 出线电压瞬时峰值波动大于SS-MC。由图A6可知, ZS-MC、SS-MC的输出线电压基波幅值分别为167.5、 217 V,SS-MC的输出线电压基波幅值更高且总谐波 畸变率更低。根据式(13),m。=0.6时,SS-MC的VTR 略大于2.43,理论输出线电压基波幅值略大于210 V, 由图A6可知,实际值为217 V,符合公式推导。

理论上,ZS-MC的直通占空比越大则升压能力 越强,但是升压能力同时也与调制系数成正比,再加



图4 输出线电压波形

Fig.4 Waveform of output line voltage

上其增益曲线在高直通占空比时非常陡峭,实际中 无法达到较高的VTR。相比之下,SS-MC的VTR更 高,元件数量更少,而且不需要考虑插入直通矢量占 空比大小这一复杂问题。

4.1.2 SS-MC无源元件的应力

第2章阐述了SS-MC使用SVPWM时简单易实现,经过仿真验证了其可行性,但在第3章也分析了 其不固定的充放电时间将导致电感电流和电容电压 纹波大、元件应力大的问题。本节以表A4中分离源 电容、电感的参数为参考,另选用2组不同的分离源 电容、电感参数作为对照,分析它们的应力以及输出 波形。参数组1:C=75 μF,L=2.2 mH。参数组2:C= 150 μF,L=4.4 mH。参数组3:C=37.5 μF,L=1.1 mH。

1)在参数组1下分析。

在参数组1下SS-MC的电容电压、电感电流、输出电流及频谱分析如图5所示。图中:THD表示总 谐波畸变率。





Fig.5 Response of SS-MC with parameter group 1

由图5可知:在SVPWM下取参数组1时,SS-MC 的电容电压峰值高达517 V,经过40 ms后稳定,但 仍有30 V的电压波动;电感电流峰值高达52 A,经 过40 ms后稳定,但仍有9 A的电流波动。 2)在参数组2下分析。

在参数组2下SS-MC的电容电压、电感电流、输 出电流及频谱分析如附录A图A7所示。由图可知, 在SVPWM下取参数组2时,稳定后的SS-MC电容电 压和电感电流波动分别为13V和5.5A,相较于参数 组1都有所下降,输出电流的总谐波畸变率也更低, 但是峰值电压、电流分别上升至540V和62A,且达 到稳定的时间也增加至80ms。

3)在参数组3下分析。

在参数组3下SS-MC的电容电压、电感电流、输 出电流及频谱分析如附录A图A8所示。由图可知, 在SVPWM下取参数组3时,SS-MC的电容电压、电 感电流峰值分别为504 V和49A,相比于参数组1有 所降低,且调节时间缩短至15 ms,但是电容电压、电 感电流波动幅度较大,分别为80 V和22A,输出电 流畸变严重。

由上述不同参数下的系统响应可知,增大电容 和电感可以减小电容电压和电感电流纹波,减小元 件应力,提高输出电能质量,但同时也会增加系统的 调节时间,增大元件上的峰值应力。各个指标相互 之间很难达到一个完美的平衡。

#### 4.1.3 基于CPB-MPC的SS-MC

为了验证本文所提 CPB-MPC 策略能解决元件 应力高、纹波大、输出质量差、响应速度慢等问题,本 案例选用参数组1,电容电压、电感电流、输出电流 及频谱分析如附录A图A9所示。与SVPWM下的系 统响应数据对比如表1所示。结合图A9可知,电感 电流在2ms内迅速达到稳定,且波动范围只有0.3A。 这是因为CPB-MPC最先预测的就是电感电流,并基 于电感电流预测值做出充放电的判断。当判断为电 感充电时,再对输出电流和电容电压进行预测,因此 电容电压的稳定时间也缩短至15ms,波动幅度降 至11V,输出电流谐波含量为2.14%,低于相同参 数下SVPWM策略中的3.39%,而且由于电容电压和 电感电流峰值与稳定值相差不大,不会出现因元件 承受应力过大而损坏元件的情况。

表 1	系统响应对比	,

Table 1 Comparison of system response

<i>全 </i>	数	(值
参奴	SVPWM	CPB-MPC
调节时间 / ms	40	15
电容电压峰值 / V	517	366
电容电压波动幅度 / V	30	11
电感电流峰值 / A	52	27.5
电感电流波动幅度 / A	9	0.3
输出电流总谐波畸变率 / %	3.39	2.14

设置 SVPWM 策略的初始调制系数为 0.55,在 0.15 s 时阶跃为 0.6,SS-MC 的电容电压、电感电流、输出 A 相电压、输出电流波形如附录 A 图 A10 所示。

由图可见,采用 SVPWM 的 SS-MC 在系统运行初始 阶段和调制系数改变的时刻,电容电压和电感电流 都会产生明显的振荡。电容电压的波动和振荡导致 了输出相电压瞬时值的波动和振荡;电感电流的波 动和振荡导致输出电流谐波含量高、正弦度较低。

采用CPB-MPC的SS-MC系统响应波形如图6所示。由图可见,电容电压、电感电流响应迅速且稳定 追踪给定值,这就使得输出相电压峰值稳定,输出电 流谐波少、正弦度高。





综上,SS-MC采用 CPB-MPC 相比 SVPWM 有着 更小的电容电压和电感电流波动、更优的输出电能 质量、更快的响应速度以及更小的器件应力。

#### 4.2 硬件实验验证

为了进一步验证本文 SS-MC采用 CPB-MPC策略的有效性,制作了如附录 A图 A11 所示的硬件实验平台。SS-MC 的双向开关型号为 SK60GM123,开关功率器件的驱动模块型号为 6SD106EI,用于产生开关信号的 FPGA 模块、DSP 模块的型号分别为SPARTEN 3A、XC3S1800A。实验条件与仿真条件基本一致。在 SS-MC硬件实验平台上对 SVPWM 和CPB-MPC策略进行测试,各实验参数见附录 A表 A4。

采用 SVPWM 的 SS-MC 电容电压、电感电流、输出 A 相电压、输出电流的实验波形见附录 A 图 A12。 由图可见,电感电流纹波在 13 A 左右,电容电压纹波在 35 V 左右。纹波的存在导致 SS-MC 输出电流畸变、正弦度较低。实验结论果与仿真结果基本一致。

采用CPB-MPC的SS-MC系统实验波形如图7所示。由图可见,CPB-MPC下的电感电流被控制在0.5 A左右,电感电压纹波相比于SVPWM也有显著降低。在相同的系统参数下,CPB-MPC不仅有效减小了元件上的应力,同时可以稳定输出,改善电能质量。实验结论果与仿真结果也基本一致。



#### 5 结论

本文提出了一种新型电力电子变换器,即SS-MC,研究了其拓扑、升压原理、SVPWM策略,并针对 其存在的电容电压和电感电流波动较大、元件参数 影响性能等问题提出改进的MPC策略,最后通过仿 真与实验可以得出如下结论:

with CPB-MPC

1)SS-MC相比与传统的ZS-MC,所需的元件数 量更少,成本更低,调制策略更简单,VTR更高;

2)CPB-MPC策略可以有效解决SVPWM下电容 电压、电感电流波动较大的问题,同时使得元件应力 更小、输出电能质量更高、响应速度更快,并且相比 于传统MPC,其计算量更少。

本文所提新型SS-MC为需要高VTR的MC应用 场合提供了一种方案。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

#### 参考文献:

- [1] 程启明,陈路,程尹曼,等. 基于动态转矩滞环的 TLDMC-PMSM 直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报,2019,39(5): 1488-1498.
  CHENG Qiming, CHEN Lu, CHENG Yinman, et al. Direct torque control of three-level direct matrix converter-fed PMSM based on dynamic torque hysteresis [J]. Proceedings of the CSEE,2019,39(5):1488-1498.
- [2] ZHANG J, LI L, DORRELL D G, et al. Predictive voltage control of direct matrix converters with improved output voltage for renewable distributed generation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019,7 (1):296-308.

- [3] NGUYEN T D, LEE H. Dual three-phase indirect matrix converter with carrier-based PWM method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2):569-581.
- [4] SEBTAHMADI S S, PIRASTEH H, AGHAY KABOLI S H, et al. A 12-sector space vector switching scheme for performance improvement of matrix-converter-based DTC of IM drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (7):3804-3817.
- [5] HOJABRI H, MOKHTARI H, CHANG L. Reactive power control of permanent-magnet synchronous wind generator with matrix converter [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013,28(2):575-584.
- [6] MONTEIRO J, SILVA J F, PINTO S F, et al. Matrix converter-based unified power-flow controllers: advanced direct power control method [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 420-430.
- [7] ALESINA A, VENTURINI M B. Solid-state power conversion:
   a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis [J]. IEEE Transations on Circuits System, 1981, 28 (4):319-330.
- [8] HUBER L, BOROJEVIC D. Space vector modulated threephase to three-phase matrix converter with input power factor correction [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995,31(6):1234-1246.
- [9] LI S, CHEN W, YAN Y, et al. A multimode space vector overmodulation strategy for ultrasparse matrix converter with improved fundamental voltage transfer ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8):6782-6793.
- [10] NIKBAHAR A, MONFARED M. Smooth DC-link Y-source inverters: suppression of shoot-through current and avoiding DC magnetism [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022,37(10):12357-12369.
- [11] 马建伟,刘鸿鹏,孔庆朝,等. 一族具有直流链电压箝位的高升 压比Y源逆变器[J]. 电力自动化设备,2023,43(4):46-53.
  MA Jianwei,LIU Hongpeng,KONG Qingchao, et al. Family of high step-up Y-source inverters with DC-link voltage clamping techniques[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023,43(4):46-53.
- [12] 刘鸿鹏,卢壮. 实现输入电流连续的优化型Y源逆变器[J]. 电 力自动化设备,2022,42(4):86-91,98.
  - LIU Hongpeng, LU Zhuang. Optimized Y-source inverter for

continuous input current[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(4):86-91, 98.

- [13] OLUWASOGO E S, CHA H. A quadratic quasi-Z-source fullbridge isolated DC-DC converter with high reliability for wide input applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10):10090-10100.
- [14] DUAN X, KANG L, ZHOU H, et al. Multi-vector model predictive power control with low computational burden for grid-tied quasi-Z-source inverter without weighting factors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10):11739-11748.
- [15] AHMAD A, REZA M M, BEIG A R, et al. High voltage gain switched-Z-source bidirectional DC-DC converter [J]. IEEE Access, 2022, 10;53560-53577.
- [16] WANG R,ZHAO P,WANG J,et al. Y-source two-stage matrix converter and its modulation strategy[J]. IEEE Access, 2020, 8:214282-214292.
- [17] BOZORGI A M, HAKEMI A, FARASAT M, et al. Modulation techniques for common-mode voltage reduction in the Z-source ultra sparse matrix converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1):958-970.
- [18] LIU S, GE B, JIANG X, et al. Comparative evaluation of three Z-source / quasi-Z-source indirect matrix converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2):692-701.
- [19] 王固萍,叶培乐,程启明,等.高增益准Z源网络间接矩阵变换器的结构研究[J].电机与控制学报,2021,25(12):127-138.
  WANG Guping, YE Pele, CHENG Qiming, et al. Research on structure of high gain indirect matrix converter with quasi-Z source networks[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25 (12):127-138.

作者简介:

程启明(1965—),男,教授,博士,主要研究方向为电力 系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用等(E-mail: chengqiming@sina.com);

张 昕(1995—),男,硕士研究生,通信作者,主要研究 方向为新能源发电控制、电力电子控制等(E-mail:jzzhangxin@qq. com)。

(编辑 李莉)

# Characteristic analysis of high gain matrix converter based on split source

CHENG Qiming<sup>1</sup>, ZHANG Xin<sup>1</sup>, CHENG Yinman<sup>2</sup>, LAI Yusheng<sup>1</sup>, SHEN Zhangping<sup>1</sup>

- (1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;
- 2. North Power Supply Branch, State Grid Shanghai Electric Power Company, Shanghai 200041, China)

**Abstract**: A new type of split source-matrix converter(SS-MC) is proposed to address the voltage transfer ratio (VTR) limitations and the complexity of existing boost-type matrix converter (MC) structures due to the use of multiple components and complex modulation. The structure uses inductors, capacitors and three diodes to replace the DC link components in the two-stage MC, thereby forming a split source network that eliminates the need for additional direct-pass duty cycle. The topology and operation principles of the SS-MC are analyzed, and the space vector pulse width modulation(SVPWM) strategy is described, with the proposed charging prediction-based model predictive control(CPB-MPC) strategy to overcome the drawbacks of SVPWM strategy. Simulative and experimental results show that the proposed SS-MC structure can achieve a high VTR using conventional SVPWM, but the passive components exist large ripples. The use of the CPB-MPC strategy can effectively suppress the ripples and improve the output power quality of MC.

Key words: matrix converter; voltage transfer ratio; split source; space vector pulse width modulation; model predictive control

# 附录 A

	Table A1	Switching states	and correspond	ling space	vectors of rect	ifier stage
$S_{r1}$	$S_{r2}$	$S_{r3}$	$S_{\rm r4}$	$S_{r5}$	$S_{ m r6}$	空间矢量
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	<b>I</b> 5
1	0	0	0	1	0	$I_6$
1	0	0	1	0	0	<b>I</b> 7
0	1	0	0	1	0	$I_8$
0	0	1	0	0	1	<b>I</b> 9

表 A1 整流级开关状态及对应空间矢量

注: *S*<sub>r1</sub>—*S*<sub>r6</sub> 和 *S*<sub>i1</sub>—*S*<sub>i6</sub> 分别表示整流级开关 *S*<sub>r1</sub>—*S*<sub>r6</sub> 和逆变级开关 *S*<sub>i1</sub>—*S*<sub>i6</sub> 的状态, 为1时表示导通,为0时表示断开。

夜A2 近支级月天从芯及对应主向大重	表 A2	逆变级开关状态及对应空间矢量
--------------------	------	----------------

Tał	ole A2 Swit	ching states a	nd correspor	nding space v	ectors of inv	erter stage
$S_{i1}$	$S_{i2}$	$S_{i3}$	$S_{ m i4}$	$S_{i5}$	$S_{ m i6}$	空间矢量
1	0	0	0	1	1	$V_1$
1	1	0	0	0	1	$V_2$
0	1	0	1	0	1	$V_3$
0	1	1	1	0	0	$V_4$
0	0	1	1	1	0	$V_5$
1	0	1	0	1	0	$V_6$
1	1	1	0	0	0	$V_7$
0	0	0	1	1	1	$V_8$



#### (a) V1 对应的开关状态



# (b) V<sub>8</sub>对应的开关状态



Fig.A1 Circuit structure under switch states corresponding to  $V_1$  and  $V_8$ 







		a		I	в	
$d_{\alpha}$				$d_{\beta}$		
$V_0$	$V_{\mu}$	$V_v$	$V_0$	$V_v$	$V_{\mu}$	$V_0$
$d_{\alpha 0}/2$	$d_{\alpha\mu}$	$d_{\alpha\nu}$	$(d_{\alpha 0}+d_{\beta 0})/2$	$d_{\beta\nu}$	$d_{\beta\mu}$	$d_{\beta 0}/2$



Fig.A3 Switching sequence of SS-MC



图 A4 CPB-MPC 算法流程图 Fig.A4 Flowchart of CPB-MPC algorithm



# 图 A5 SS-MC 整体控制策略框图

Fig.A5 Block diagram of SS-MC overall control strategy

表 A3 不同 MCs 对比

ruble rub comparison of amerent mes	Table A3	Comparison of different MCs
-------------------------------------	----------	-----------------------------

对象	Z 源型 MC	准 Z 源型 MC	Y 源型 MC	分离源型 MC
储能元件(电感、电容)			10(6个用于滤波,4个用8	(6个用于滤波,2个用
数量	9(滤波、升压共用)	12(滤波、升压共用)	于升压)	于升压)
调制特点	需插入直通矢量	需插入直通矢量	需插入直通矢量	无需插入直通矢量
打厅会教人教	2(调制系数和直通矢量占	2(调制系数和直通矢量	量4(3个线圈匝数和直通矢	1 ()田生山石 粉~)
丌压穸奴个奴	空比)	占空比)	量占空比)	1 ( 响前 杀 数 )

#### 表 A4 系统实验参数

Table A4   Experimental parameters of system					
参数	数值	参数	数值		
电源 us/V	50	负载电感 L <sub>L</sub> /mH	5		
电源频率 fs/Hz	50	负载电阻 R <sub>L</sub> /Ω	13.5		
分离源电容 C/μF	75	输出频率 f_/Hz	25		
分离源电感 L/mH	2.2	开关频率 f』/kHz	10		
滤波电容 Cf/µF	50	采样周期 T <sub>s</sub> /μs	10		
滤波电感 L <sub>f</sub> /mH	1	权重系数 f	0.025		
阻尼电阻 R <sub>f</sub> /Ω	8				





Fig.A6 Spectrum analysis of line voltage













Fig.A12 Experimental waveforms of SS-MC with SVPWM