

Z 源超稀疏矩阵变换器的新型调制方法

程启明, 王为涛, 沈治超, 罗力琿, 张梁, 王海伦

(上海市电站自动化技术重点实验室(上海电力大学自动化工程学院), 上海 200090)

摘要: 目前 Z 源网络被应用于矩阵变换器(matrix converter, MC)中, 以克服 MC 电压传输比(voltage transfer ratio, VTR)低的问题。提出了将超稀疏矩阵变换器与 Z 源网络结合而成的新型结构—Z 源超稀疏矩阵变换器(Z-source ultra-sparse MC, ZSUSMC)的调制方法, 该结构在超稀疏矩阵变换器的整流级和逆变级之间插入 Z 源网络, 分析比较了在整流侧中改进型有零、无零矢量的两种空间矢量调制(space vector modulation, SVM)方法, 并给出了两种调制方法的优缺点。此外, 为了降低输出谐波含量和开关状态变化次数, 提出了一种新型的开关切换模式, 以确保在整个开关周期内开关状态的变化为最小。最后, 通过软件仿真与硬件实验对 ZSUSMC 调制方法进行分析, 结果表明 ZSUSMC 可以提高电压传输比, 其两种调制方法各有其特点, 且新型的开关切换模式可以提高输出电能质量。

关键词: 超稀疏矩阵变换器; Z 源网络; 空间矢量调制; 开关切换模式; 有零矢量; 无零矢量

New Modulation Method of Z-Source Ultra-Sparse Matrix Converter

CHENG Qiming, WANG Weitao, SHEN Zhichao, LUO Lihui, ZHANG Liang, WANG Hailun

(Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology Laboratory, College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: Currently, the Z-source network is applied in matrix converters (MCs) to address the low voltage transfer ratio (VTR) issue of MCs. A novel structure of the Z-source ultra-sparse matrix converter (ZSUSMC) is proposed by integrating the Z-source network with the ultra-sparse matrix converter. This structure inserts the Z-source network between the rectification stage and the inversion stage of the ultra-sparse matrix converter. Additionally, two space vector modulation (SVM) methods which is improved zero-vector and non-zero-vector are analyzed and compared in the rectification stage, along with their respective advantages and disadvantages. Furthermore, to reduce output harmonic content and the number of switching state transitions, a new switching transition mode is proposed to minimize switching state changes throughout the entire switching cycle. Finally, the ZSUSMC modulation method is analyzed through software simulation and hardware experiments. The results demonstrate that the ZSUSMC can improve the voltage transfer ratio, with each modulation method having its own characteristics. Moreover, the new switching transition mode enhances the output power quality.

Key words: ultra-sparse matrix converter; Z-source network; space vector modulation; switching transition mode; vector with zero; vector without zero

0 引言

矩阵变换器(matrix converter, MC)是一种直接交-交(AC-AC)型变换器, 由于其具有输入输出正

弦、能量双向流动、输入功率因数可调、可靠性高等优点近年来受到广泛关注^[1-6]。MC 可以分为直接矩阵变换器(direct MC, DMC)和间接矩阵变换器(indirect MC, IMC)。相较于 DMC, IMC 的调制控制算法更容易实现。但是 DMC 和 IMC 均存在电压传输比(voltage transfer ratio, VTR)低(VTR 值=0.866)和开关器件多(18 个开关器件和 18 个二极管)的缺点, 这些限制了其应用场景。

针对这些缺点, 许多研究人员提出了新的拓扑

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项目(13DZ2273800)。

Foundation item: Supported by the National Natural Science Foundation of China (61905139); the Project of Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology Laboratory (13DZ2273800).

结构和调制策略。文献 [7] 中 Alesina 和 Venturini 最先基于数学推导提出的脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 算法, 该方法输出电压可控, 输入功率可调, 但最大 VTR 值仅为 0.5。文献 [8] 中 Huber 和 Borojevic 提出了空间矢量调制 (space vector modulation, SVM) 技术, 在保留 PWM 方法优点的同时将最大的电压传输比升至 0.866。文献 [9] 中 Kolar J W 等提出了超稀疏矩阵变换器 (ultra-sparse MC, USMC), 其特点为开关器件减少到 9 个且采用更为简单的零电流换流技术, 但由于功率器件的减少, 其能量只能单向流动。文献 [10] 采用遗传算法 (genetic algorithm, GA), 以最小化 DMC 的开关次数和提高输出电压质量为目标, 提出了基于空间矢量调制的最优开关模式, 但其实现过程较为复杂。文献 [11] 针对 USMC 的控制策略进行了研究, 并将 SVM 调制策略用于 USMC, 但没有将 Z 源网络与 USMC 相结合, 限制了其应用场景。

为了提高矩阵变换器 (MC) 的电压传输比, 一些学者提出了改进方案^[12-17]。文献 [18] 将 Y 源网络与 MC 结合, 在调制中插入直通占空比, 可灵活调节 VTR, 但 Y 源数学分析较为复杂并且系统的体积较大。文献 [19] 针对传统 USMC 的电压增益率低和共模电压高的问题, 将准 Z 源网络插入直流链路中并采用新型调制策略, 提高了电压传输比且减小共模电压, 但其输出电压质量明显下降。文献 [20] 采用过调制方法将电压传输比提高到 1.05, 但其输入电流和输出电压存在低次谐波成分。文献 [21] 提出含 Boost 升压电路的新型 USMC 拓扑结构, 该结构能将电压传输比提高到 1.0 以上, 但是其输出电流质量一般。文献 [22] 将 Z 源网络插入到 IMC 之前形成 Z 源 IMC (Z-source IMC, ZSIMC) 这种新型拓扑结构可提高电压增益率, 但是由于增加了开关器件, 从而增加了系统的成本和不确定性。文献 [23] 将 Z 源置于 IMC 的整流级和逆变级之间, 提出了一种使开关次数最小的开关模式, 这种拓扑结构中没有额外的开关器件, 但其调制方法复杂。文献 [24] 将 Z 源网络插入到间接矩阵变换器 (IMC) 形成 Z 源 IMC (Z-source IMC, ZSIMC), 但没有对 ZSIMC 的调制策略总结出全面公式, 且其开关切换策略存在开关状态变化大问题。

近年来, 超稀疏矩阵变换器的应用扩展到可再

生能源领域、电机驱动领域等。文献 [25] 将准 Z 源嵌入 USMC 中形成 QZUSMC 系统并利用该系统连接风能发电机和电网, 在此基础上提出了一种空间矢量调制方法, 实现了高兼容性和最小开关损耗的矩阵变换器。文献 [26] 将 ZSUSMC 应用到电机驱动领域中, 并针对 ZSUSMC 共模电压高的问题提出了一种新型的调制方法, 该调制方法在不影响升压能力的前提下可以有效降低共模电压。

本文将以 Z 源网络加在超稀疏矩阵变换器的整流侧和逆变侧之间的 ZSUSMC 为研究对象, 在文献 [24] 的基础上研究分析与比较了 ZSUSMC 改进型两种调制方式和新型开关切换模式。首先, 本文介绍 ZSUSMC 的拓扑结构和 SVM 原理; 其次, 分析比较改进型有零、无零矢量两种调制方式, 并分析其输入侧电流和输出侧电压; 再次, 为了减少一个开关周期内开关状态变化的次数, 提出了一种新型的开关切换模式; 最后, 通过软件仿真和硬件实验分析了 ZSUSMC 的两种调制方式的特点、升压能力以及新型开关切换模式作用。

1 Z 源超稀疏矩阵变换器的拓扑结构和空间矢量调制

1.1 ZSUSMC 电路的拓扑结构

本文采用的 Z 源超稀疏矩阵变换器 (ZSUSMC) 电路拓扑如图 1 所示^[27]。由图 1 可见, 在超稀疏矩阵的整流侧和逆变侧之间插入了 1 个 Z 源网络, USMC 整流侧每相仅由 1 个开关器件和 4 个二极管组成。

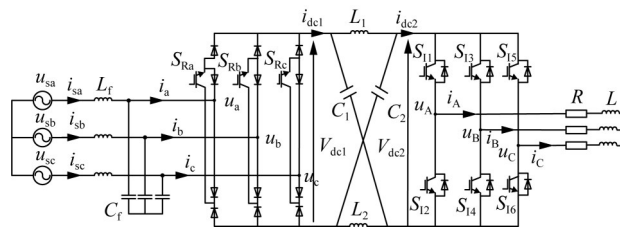


图 1 Z 源超稀疏矩阵变换器的拓扑

Fig. 1 Topology of ZSUSMC

传统 ZSIMC 电路拓扑如图 2 所示, 其整流侧每相由 4 个开关器件和 4 个二极管组成。ZSUSMC 与 ZSIMC 相比, 在逆变侧两者结构相同, 但在整流侧两者结构不同, 超稀疏矩阵变换器 (USMC) 相较于传统间接矩阵变换器 (IMC) 的开关器件大为减少,

从而减小了体积和成本。

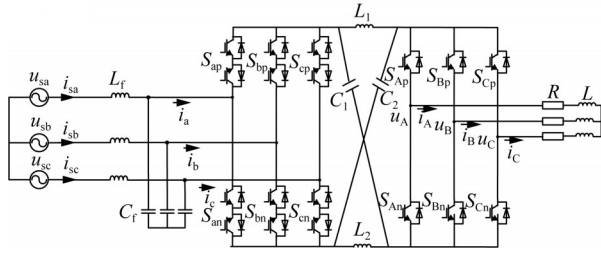


图2 Z源间接矩阵变换器的拓扑

Fig. 2 Topology of ZSIMC

ZSUSMC工作状态分为直通、非直通两种状态^[23]。当ZSUSMC逆变侧处于非直通状态时，Z源网络的输出部分可以等效为1个电流源（采用有效矢量）或开路（采用零矢量）；当ZSUSMC逆变侧处于直通状态时（即逆变侧开关器件上下同时导通），此时Z源网络的输出短路，导致Z源网络的输入电压（ V_{dc1} ）高于电源输入电压，整流侧二极管反向偏置，因此Z源网络与输入电压源隔离开来。同时由于USMC开关器件的减少，其能量只可以单向流动，因此调制过程中必须保证 $I_L \geq 0$ （ I_L 为Z源电感的平均电流），故将三相输入电压分为6个扇区，每个扇区的宽度都为 $\pi/3$ 。以第1区间（ $-\pi/6 \sim \pi/6$ ）为例，根据当前时刻电压状态，Z源输入电压的值为 $v_{dc1} = v_{ab} (=v_a - v_b)$ 、 v_{ac} 或0V。

1.2 ZSUSMC的空间矢量调制

本文中ZSUSMC的空间矢量调制(SVM)方法如图3所示^[9]，它传统的间接矩阵变换器(IMC)类似。整流侧和逆变侧任意时刻的输出矢量可由2个相邻的有效矢量和1个零矢量合成，其中整流侧采用零矢量时只导通一相开关器件。令三相输入电压表达式为：

$$\mathbf{u}_s = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中： V_{im} 为输入相电压的幅值； ω_i 为输入频率。

为了实现整流侧输出平均电压值最大，在每个宽度为 $\pi/3$ 的区间内，三相输入电压绝对值最大的一相开关将一直保持导通状态，另两相开关根据调制占空比分别导通。表1为一个输入电压周期内整流侧开关状态和直流电压。

根据整流侧SVM调制原理，整流侧有效电流矢量分布如图3(a)所示，矢量合成图如图3(b)所示

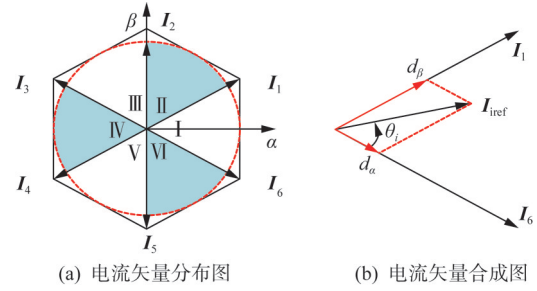


图3 整流级的SVM调制方法

Fig. 3 SVM modulation method of rectifier stage

表1 整流侧开关状态和直流电压

Tab. 1 Switching states and DC-link voltages of rectifier stage

区间	θ_i	常通开关 S_{on}	调制开关		直流电压(v_{dc1})	
			S_{i1}	S_{i2}	v_{i1}	v_{i2}
1	$(-\pi/6, \pi/6]$	S_{Ra}	S_{Rb}	S_{Rc}	v_{ab}	v_{ac}
2	$(\pi/6, \pi/2]$	S_{Rc}	S_{Ra}	S_{Rb}	v_{ac}	v_{bc}
3	$(\pi/2, 5\pi/6]$	S_{Rb}	S_{Rc}	S_{Ra}	v_{bc}	v_{ba}
4	$(5\pi/6, 7\pi/6]$	S_{Ra}	S_{Rb}	S_{Rc}	v_{ba}	v_{ca}
5	$(7\pi/6, 3\pi/2]$	S_{Rc}	S_{Ra}	S_{Rb}	v_{ca}	v_{cb}
6	$(3\pi/2, 11\pi/6]$	S_{Rb}	S_{Rc}	S_{Ra}	v_{cb}	v_{ab}

(以 I 扇区为例)。由图3可见，参考电流输入矢量可以由两组有效矢量 I_6 和 I_1 以及零矢量合成。根据伏秒平衡原理和正弦定理，其作用的占空比分别为：

$$\begin{cases} d_\alpha = m_i \sin(\pi/3 - \theta_i) \\ d_\beta = m_i \sin \theta_i \\ d_{i0} = 1 - d_\alpha - d_\beta \end{cases} \quad (2)$$

式中： d_α 、 d_β 、 d_{i0} 分别为整流侧两组基本有效矢量和零矢量对应的占空比； m_i 为整流侧调制系数， $0 \leq m_i \leq 1$ ； θ_i 为输入参考电流矢量 I_{ref} 在扇区内夹角。

令三相输出电流表达式为：

$$\mathbf{i}_o = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o - 120^\circ) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中： I_{om} 为输出电流的幅值； φ_o 为输出电压与电流之间的相位差； ω_o 为输出频率。

逆变侧同样采用SVM调制方法，其开关状态见表2，表中开关状态S为1时开关导通，为0时开关关闭。

逆变侧SVM原理如图4所示，参考电压矢量可由基本矢量 V_μ 、 V_ν 和零矢量(图中为 V_7 或 V_8)合成。相应占空比为：

$$\begin{cases} d_\mu = m_o \sin(\pi/3 - \theta_o) \\ d_\nu = m_o \sin \theta_o \\ d_{o0} = 1 - d_\mu - d_\nu \end{cases} \quad (4)$$

式中: d_μ 、 d_ν 、 d_{o0} 分别为逆变侧两组基本有效矢量和零矢量对应的占空比; m_o 为逆变侧调制系数, $0 \leq m_o \leq 1$; θ_o 为输出参考电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{oref}}$ 在扇区内夹角。

表 2 逆变侧开关状态

Tab. 2 Switch states of inverter stage

S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	S_{15}	S_{16}	开关状态
1	0	0	0	1	1	$\mathbf{V}_1$
1	1	0	0	0	1	$\mathbf{V}_2$
0	1	0	1	0	1	$\mathbf{V}_3$
0	1	1	1	0	0	$\mathbf{V}_4$
0	0	1	1	1	0	$\mathbf{V}_5$
1	0	1	0	1	0	$\mathbf{V}_6$
1	1	1	0	0	0	$\mathbf{V}_7$
0	0	0	1	1	1	$\mathbf{V}_8$

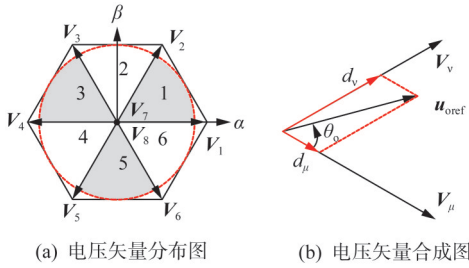


图 4 逆变侧的 SVM 调制方法

Fig. 4 SVM modulation method of inverter stage

通过式(2)、式(4)可算出整流侧、逆变侧的占空比,将所得占空比进行交叉相乘即可得到 USMC 的开关时间。此外,为了在 ZSUSMC 中得到期望的高升压比,逆变侧中需要合理地插入直通矢量(占空比为 d_{st})。

在一个传统的开关周期内共有 12 个子持续时间,并且在切换过程中开关状态大量改变,这种开关模式会导致较高的开关器件损耗和输入输出波形的高频谐波含量。为此,本文将在第 2 节提出采用一种新型的开关模式。

本文下面将根据整流侧是否采用零矢量以及逆变侧输入电压和整流侧输出电流是否为直流进行分析。为了得到正弦的输出电压和输入电流,整流侧和逆变侧的调制系数都要进行相应修改。

2 ZSUSMC 的整流侧改进型两种调制方式分析

下面分别讨论整流侧改进型有零、无零两种改进的空间矢量调制方式,并提出一种新型的整流侧有零矢量切换模式。

2.1 ZSUSMC 整流侧改进型有零矢量调制方式分析

ZSUSMC 整流侧采用有零矢量的调制方式,以参考输入电流矢量和输出电压矢量都在第 1 扇区为例,此时图 1 中, Z 源网络的输入端电压 $V_{dc1} = v_{ab}$ 、 v_{ac} 或 0 V, Z 源网络的输出端电流 $i_{dc2} = i_A$ 、 $-i_C$ 或 0 A。

当逆变侧工作在直通状态时, Z 源网络的两端电压分别为 $V_{dc1} = 2V_c$ 、 $V_{dc2} = 0$ (其中 V_c 为一个开关周期内 Z 源中电容电压的平均值)。此时 V_{dc1} 高于输入电压,整流侧二极管反向偏置, Z 源网络与输入电压源隔离开来。因此,一个开关周期内 V_{dc1} 的平均值 V_{dc1} 为^[23]:

$$V_{dc1} = V_{dc2} = V_c = 3/2 m_i V_{im} (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) \quad (5)$$

由式(5)可知, V_{dc2} 的值为常量,该调制方式可以实现正弦波的输出电压。输出相电压幅值 V_{om} 为:

$$V_{om} = V_{dc2} / \sqrt{3} = \sqrt{3} / 2 m_i V_{im} (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) \quad (6)$$

由此可算出 ZSUSMC 的电压升压 B (VTR) 为:

$$B = V_{om} / V_{im} = \sqrt{3} / 2 (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) \quad (7)$$

若令 $d_{st} = 0$, 则 $B = 0.866$, 与传统的矩阵变换器 (MC) 的最大电压传输比一致。

与上述计算方法类似,由于电容的平均电流 $I_c = 0$, 直流链路的电流为:

$$I_L = I_{dc1} = I_{dc2} = \sqrt{3} / 2 m_o I_o \cos(\varphi_o) / (1 - 2d_{st}) \quad (8)$$

将整流侧和逆变侧的调制系数均设为最大值 ($m_i = 1$, $m_o = 1 - d_{st}$), 则式(5)和式(8)分别化为:

$$V_{dc1} = V_{dc2} = V_c = 3/2 V_{im} (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) \quad (9)$$

$$I_L = I_{dc1} = I_{dc2} = \sqrt{3} / 2 I_o \cos(\varphi_o) (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) \quad (10)$$

输入电流的幅值 I_{im} 可表示为:

$$I_{im} = m_i I_{dc1} = \sqrt{3} / 2 I_o \cos(\varphi_o) (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) \quad (11)$$

由前文可知, I_{im} 和 V_{dc2} 的值均为常量, SVM 调制后可以得到正弦的整流侧输入电流和逆变侧输出电压。

2.2 ZSUSMC 整流侧改进型无零矢量调制方式分析

由上节可知, ZSUSMC 整流侧采用有零状态矢量可以得到正弦的输入电流, 而一个开关周期内的切换次数达到了 12 次, 这无疑增加了开关器件的损耗。此外, 在高开关频率下零状态矢量脉冲宽度变窄, 影响输入输出特性。若 ZSUSMC 整流侧不采用零状态矢量可使一个开关周期内切换次数由 12 次减少到 8 次, 这将有效解决上述问题。

整流侧不使用零矢量需要对占空比进行调整, 根据 $d_\alpha + d_\beta = 1 (d_{i0} = 0)$, 对式(2)归一化处理后为:

$$\begin{cases} d_\alpha = \sin(\pi/3 - \theta_i) / \cos(\theta_i - \pi/6) \\ d_\beta = \sin \theta_i / \cos(\theta_i - \pi/6) \end{cases} \quad (12)$$

当式(2)中 $m_i = 1 / \cos(\theta_i - \pi/6)$ 时, 式(2)与式(12)式相等。将式(12)代入式(6)可得:

$$V_{dc1} = 3/2 V_{im} (1 - d_{st}) / \cos(\theta_i - \pi/6) + 2d_{st} V_C \quad (13)$$

把上式通过傅里叶分析可知, V_{dc1} 中包含 1 个常量和 1 个 $6\omega_i$ 的脉动。此时 $V_{dc1} = V_{dc2}$ 的关系不再成立, 但在输入电压的 $1/6$ 周期内, Z 源电感的平均电压为 0。因此, 这段时间内 V_{dc1} 、 V_{dc2} 平均值 ($\bar{V}_{dc1}$ 、 $\bar{V}_{dc2}$) 相等, 若不考虑电容电压的细微波动, 则可得到:

$$V_C = \bar{V}_{dc1} = \bar{V}_{dc2} = (1 - d_{st}) \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \frac{3V_{im}}{2\cos(\theta_i')} d(\theta_i') + 2d_{st} V_C \quad (14)$$

式中: $\theta_i' = \theta_i - \pi/6$ 。经过计算 V_C 和 V_{dc2} 分别为:

$$\begin{aligned} V_C &= 9\ln(3) / (2\pi) V_{im} (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) \\ &\approx \pi/2 V_{im} (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} V_{dc2} &= 2V_C - V_{dc1} \approx (1 - d_{st}) (\pi V_{im} \frac{(1 - d_{st})}{(1 - 2d_{st})} - \frac{3V_{im}}{2\cos(\theta_i')}) \end{aligned} \quad (16)$$

式中 V_{dc2} 为逆变侧输入电压的平均值。

由式(16)可见, V_{dc2} 值不是一个常量, 若再用第 1 节计算的逆变侧调制系数将无法获得正弦的输出电压。为了得到正弦的输出电压, 逆变侧占空比归一化处理后为:

$$\begin{cases} d_\mu = m_o \sin(\pi/3 - \theta_o) / [(1 - d_{st}) (\pi \frac{(1 - d_{st})}{(1 - 2d_{st})} - \frac{3}{2\cos(\theta_i')})] \\ d_\nu = m_o \sin(\theta_o) / [(1 - d_{st}) (\pi \frac{(1 - d_{st})}{(1 - 2d_{st})} - \frac{3}{2\cos(\theta_i')})] \end{cases} \quad (17)$$

由于 $d_\mu + d_\nu + d_{st} \leq 1$, 逆变侧调制系数 m_o 需要满足下列限制:

$$m_o \leq [(1 - d_{st})^2 (\pi \frac{(1 - d_{st})}{(1 - 2d_{st})} - \frac{3}{2\cos(\theta_i')})] / \cos(\theta_o - \pi/6) \quad (18)$$

式(18)的最小值需用在式(20)中, 式(1)最小即分子取最小值(如 $\cos(\theta_i') = \sqrt{3}/2$); 而分母取最大值(如 $\cos(\theta_o - \pi/6) = 1$), 此时 m_o 为:

$$m_o = (1 - d_{st})^2 (\pi (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) - \sqrt{3}) \quad (19)$$

将式(20)代入(10)计算可得 I_{dc2} 为:

$$I_{dc2} = \frac{\sqrt{3} m_o I_o \cos(\varphi_o)}{2(1 - d_{st}) (\pi (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) - 3 / (2\cos(\theta_i')))} + 2d_{st} I_L \quad (20)$$

与计算电感电压过程类似, Z 源网络电感电流的平均值 I_L 为:

$$\begin{aligned} I_L &= \bar{I}_{dc1} = \bar{I}_{dc2} \\ &= \frac{6\sqrt{3} m_o I_o \cos(\varphi_o)}{2(1 - 2d_{st})(1 - d_{st})\pi} (a_1 + a_2 \arctan(\tan(\pi/12)/a_3)/a_3) \end{aligned} \quad (21)$$

其中,

$$\begin{cases} a_1 = (1 - 2d_{st}) / [6(1 - d_{st})] \\ a_2 = \frac{12(1 - 2d_{st})^2}{[(2\pi(1 - d_{st}))((2\pi + 3) - (2\pi + 6)d_{st})]} \\ a_3 = \sqrt{\frac{[(2\pi - 3) - (2\pi - 6)d_{st}]}{[(2\pi + 3) - (2\pi + 6)d_{st}]}} \end{cases} \quad (22)$$

因此, 输入电流的幅值 I_{im} 为:

$$\begin{aligned} I_{im} &= I_{dc1} m_i = I_{dc1} / \cos(\theta_i') = (2I_L - I_{dc2}) / \cos(\theta_i') \\ &= \frac{1}{\cos(\theta_i')} \times [2(1 - d_{st}) I_L - \sqrt{3}/2 \frac{m_o I_o \cos(\varphi_o)}{(1 - d_{st}) (\pi (1 - d_{st}) / (1 - 2d_{st}) - 3 / (2\cos(\theta_i')))}] \end{aligned} \quad (23)$$

通过式(23)可见, 整流侧输入电流的形式主要取决于直通矢量的占空比(d_{st}), 只要 I_L 为常量, 在低的电压传输比(即 d_{st} 接近于 0)情况下, 通过傅里叶变换分析可知其输入测电流包含 5 次和 7 次谐波并不显著, 输入电流可以认为是正弦波。然而随着 d_{st} 的增加, 输入电流的谐波含量增加, 电流品质下降。

2.3 ZSUSMC 整流侧的新型开关切换模式

如 1.2 节中所述, 传统 ZSUSMC 开关序列过程中开关状态大量改变, 从而导致较高的开关器件损耗。因此本文提出了一种新型的整流侧有零矢量切换模式, 如图 5 所示。若采用无零矢量调制则仅需考虑前 8 个状态(d_α 和 d_β 下的开关序列)。

为了降低输出谐波含量和开关状态变化次数, 本文开关序列在下一个开关周期中反向, 从而形成双侧开关序列。这种开关序列的好处是每次开关动作时逆变侧只有一相桥臂发生变化, 大幅度减少了开关状态变化次数。此外, 根据输出参考电压所在扇区(S_{v0})的不同, 每个开关周期内子持续时间的排序也要做出相应的调整。例如, 输出参考电压矢量(u_{oref})在第 1 扇区($S_{v0}=1$)时, 逆变侧开关次序为 d_{o0} (111)、 d_v (110)、 d_μ (100)、 d_{st} (222)、 d_{st} (222)、 d_μ (100)、 d_v (110)和 d_{o0} (111), 满足每次只有 1 项桥臂发生变化; 若 $S_{v0}=2$ 时采用该开关序列, 则每次切换时不止 1 项桥臂发生变化, 因此对开关序列调整为 d_{o0} (111)、 d_μ (110)、 d_v (010)、 d_{st} (222)、 d_{st} (222)、 d_v (010)、 d_μ (110)和 d_{o0} (111)。本文中为了最小化开关状态变化次数, 所有 d_{o0} 均使用 V_7 (111)零矢量, 其中 1 表示上桥臂导通, 0 表示下桥臂导通, 2 表示上下桥臂均导通。

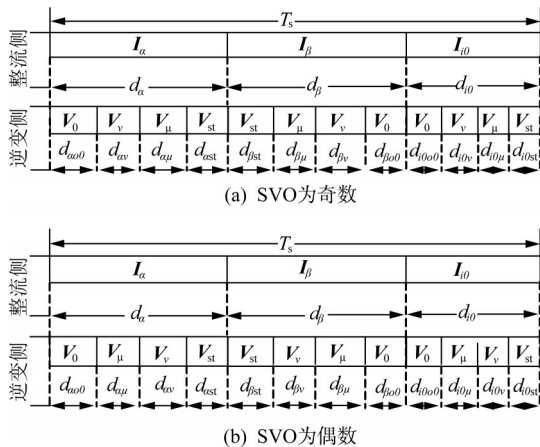


图 5 ZSUSMC 的改进开关切换模式

Fig. 5 Improved switch switching mode for ZSUSMC

3 仿真验证

为了验证上面的 ZSUSMC 两种调制方式的特性和开关序列的性能, 下面在 MATLAB/Simulink 软件上将分别对 ZSUSMC 采用新型开关切换序列

的有零、无零矢量调制方式以及采用传统开关序列的无零矢量调制方式共 3 种调制方式进行仿真分析。ZSUSMC 系统的仿真参数如表 3 所示。两种调制方式的性能对比如表 4 所示。

表 3 系统仿真参数

Tab. 3 System simulation parameters

参数名称	数值
输入电压 u_i/V	220
输入频率 f_s/Hz	50
输入滤波器电感/mH	3
输入滤波器电容/ μF	35
Z 源电感/mH	15
Z 源电容/ μF	200
负载电感 L/mH	10
负载电阻 R/Ω	10
输出频率 f_o/Hz	25
开关频率/kHz	10

表 4 整流侧有、无零矢量调制方式性能对比

Tab. 4 Comparison of rectifier side performance with and without zero vector modulation

对比项	整流侧有零矢量	整流侧无零矢量
优势	正弦输入电流、输出电压	正弦输出电压、切换次数少、实现简单
劣势	切换次数高, 开关损耗大, 实现较为复杂	非正弦输入电流

3.1 ZSUSMC 整流侧有零矢量仿真情况

为了验证 Z 源的升压能力, 仿真将分别验证 $d_{st}=0$ 和 $d_{st}=0.2$ 两种情况下系统的输入电流、输出电流、Z 源网络的两端电压 V_{dc1} 和 V_{dc2} 。

输入电流和输入电压波形如图 6 所示。由图可见, 输入电压与输入电流保持同相位, ZSUSMC 工作在单位功率因数下, 且升压后输入电流有明显提升。

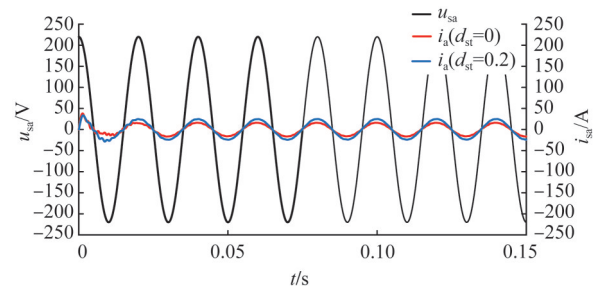


图 6 a 相输入电压 u_{sa} 和电流 i_a 波形

Fig. 6 Waveforms of a-phase input voltage u_{sa} and current i_a

输出电流波形如图 7 所示。当 $d_{st}=0$ 时, 电压传输比 $B=0.866$ 。根据本文所设定的参数, 可得此时 V_{om} 的理论值为:

$$U_A = U_B = U_C = 220 \times 0.866 = 190.52 \text{ V} \quad (24)$$

负载阻抗的大小为:

$$Z_L = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} = \sqrt{10^2 + (50\pi \times 0.01)^2} = 10.122 \Omega \quad (25)$$

由此可得输出电流的理论值为:

$$I_A = I_B = I_C = 190.52/10.12 = 18.826 \text{ A} \quad (26)$$

当 $d_{st}=0.2$ 时, 此时电压传输比 B 的理论值为:

$$B = \frac{V_{om}}{V_{im}} = \frac{\sqrt{3}(1-d_{st})}{2(1-2d_{st})} = \frac{\sqrt{3} \times 0.8}{2 \times 0.6} = 1.15 \quad (27)$$

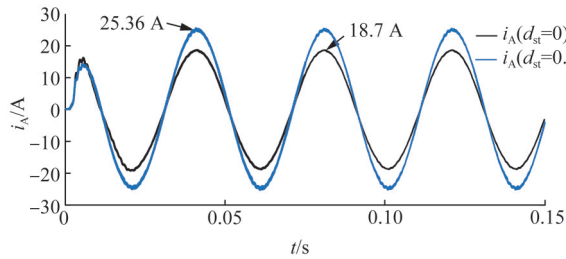


图 7 输出电流 i_A 波形

Fig. 7 Waveform of output current i_A

此时同样可算出升压后输出电流的理论值为:

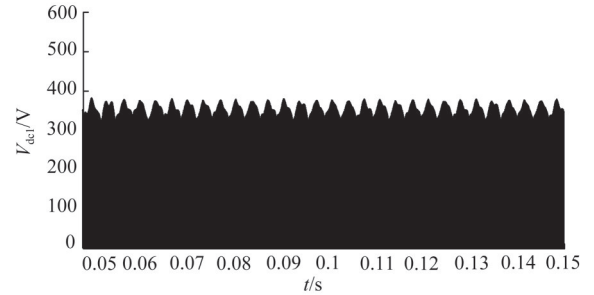
$$I_A = I_B = I_C = 220 \times 1.15/10.122 = 25 \text{ A} \quad (28)$$

通过比较理论值和仿真值可知, 两者之间存在着较小的误差, 能够满足系统准确性的要求。

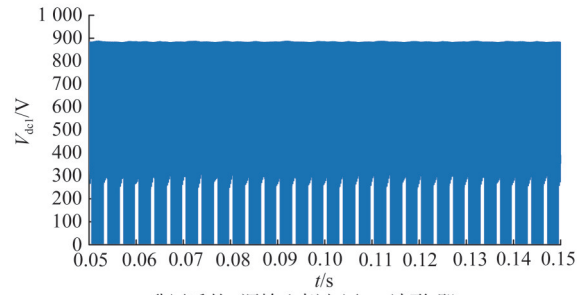
Z源输入侧电压 V_{dc1} 如图 8 所示, Z源输出侧电压 V_{dc2} 如图 9 所示。由于整流侧调制过程中采用零状态矢量, V_{dc1} 会下降到 0; 逆变侧调制过程中采用直通矢量, V_{dc2} 同样会下降到 0, 均符合理论推导。此外, 由图可见, 升压后(即直通时间 $d_{st}=0.2$) Z源网络两侧电压 V_{dc1} 、 V_{dc2} 都得到了较大的提升。

3.2 ZSUSMC 整流侧无零矢量仿真情况

若整流侧不采用零矢量, 输入电流和输入电压波形如图 10 所示, 输出电流波形如图 11 所示。Z源输入电压 V_{dc1} 如图 12 所示, Z源输出侧电压 V_{dc2} 如图 13 所示。由图可见, 整流侧不采用零矢量后 V_{dc1} 不再降为 0。当逆变侧采用直通矢量使 V_{dc2} 强制为 0 时, V_{dc1} 高于电源输入电压, 输入侧二极管反向偏置, Z源网络与输入电压源隔离开来, 印证了前文所提内容。此外, 在输入频率为 50 Hz 的前提下, 周期为 0.02 s, V_{dc1} 的频率为输入频率的 6 倍, 即在



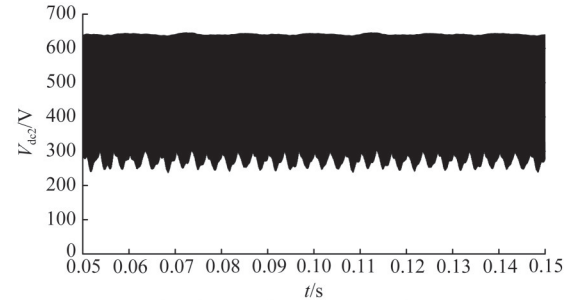
(a) 升压前的 Z 源输入侧电压 V_{dc1} 波形(即 $d_{st}=0$)



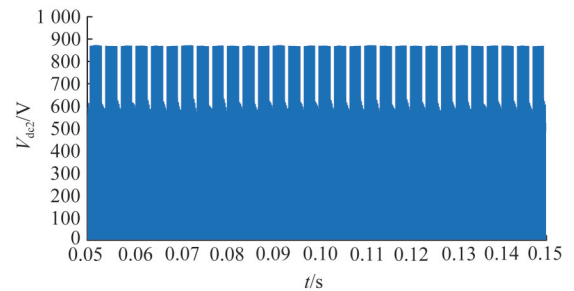
(b) 升压后的 Z 源输入侧电压 V_{dc1} 波形(即 $d_{st}=0.2$)

图 8 $d_{st}=0$ 和 $d_{st}=0.2$ 两种情况下 Z 源输出侧电压 V_{dc1} 波形

Fig. 8 Waveforms of Z-source output-side voltage V_{dc1} at two cases of $d_{st}=0$ and $d_{st}=0.2$



(a) 升压前的 Z 源输出侧电压 V_{dc2} 波形(即 $d_{st}=0$)



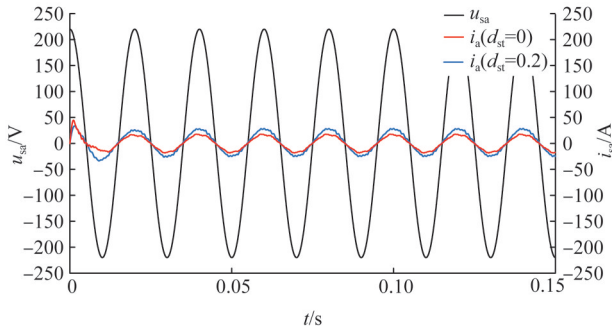
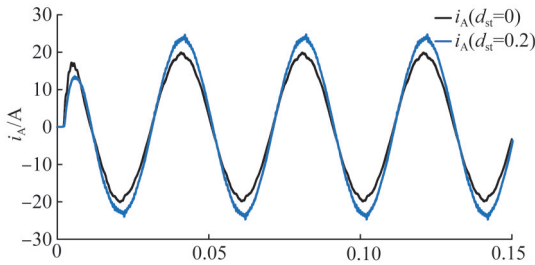
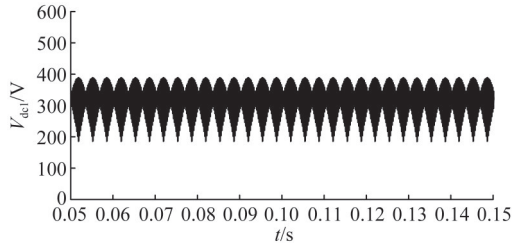
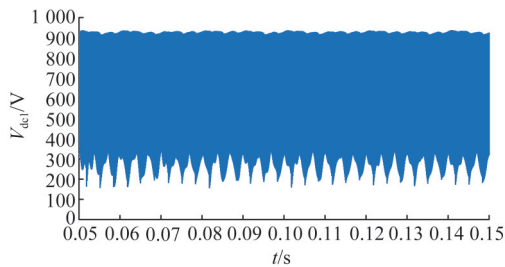
(b) 升压后 Z 源输出侧电压 V_{dc2} 波形(即 $d_{st}=0.2$)

图 9 $d_{st}=0$ 和 $d_{st}=0.2$ 两种情况下 Z 源输出侧电压 V_{dc2} 波形

Fig. 9 Waveforms of Z-source output-side voltage V_{dc2} at two cases of $d_{st}=0$ and $d_{st}=0.2$

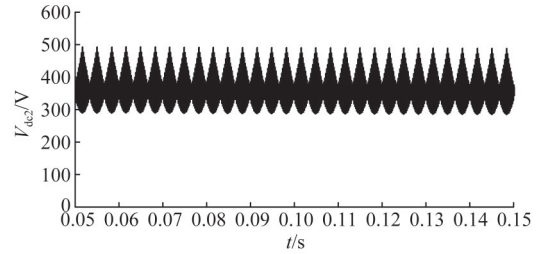
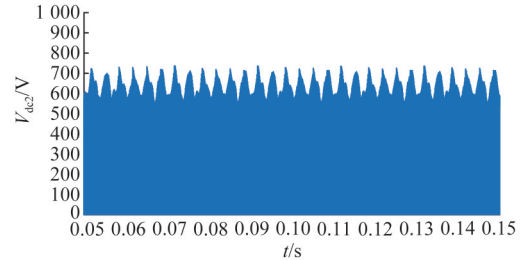
一个周期内有 $6\omega_i$ 的脉动, 证明了理论的正确性。

相较于图 6, 可以看出不采用零矢量的输入侧电流谐波含量明显增加, 电流质量下降。

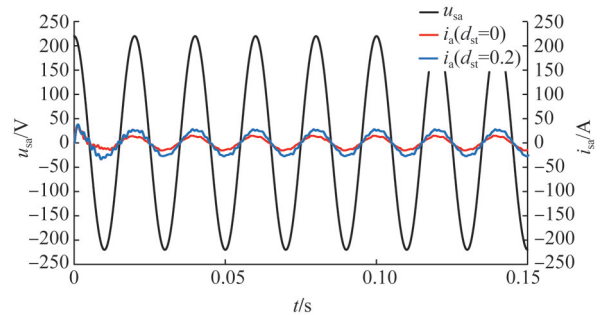
图 10 输入电压 u_{sa} 和电流 i_a 波形Fig. 10 Waveforms of input voltage u_{sa} and current i_a 图 11 输出电流 i_A 波形Fig. 11 Waveform of output current i_A (a) 升压前的Z源输入侧电压 V_{dc1} 波形(即 $d_{st}=0$)(b) 升压后Z源输入侧电压 V_{dc1} 波形(即 $d_{st}=0.2$)图 12 $d_{st}=0$ 和 $d_{st}=0.2$ 两种情况下Z源输出侧电压 V_{dc1} 波形Fig. 12 Waveforms of Z-source output-side voltage V_{dc1} at two cases of $d_{st}=0$ and $d_{st}=0.2$

3.3 ZSUSMC 传统的开关切换模式仿真情况

前面 ZSUSMC 整流侧有零、无零矢量两种仿真情况均采用了新型的开关切换模式,若采用文献 [20] 中的占空比和开关切换模式作为对照,仿真情况如图 14—17 所示。由图可见,文献 [20] 中

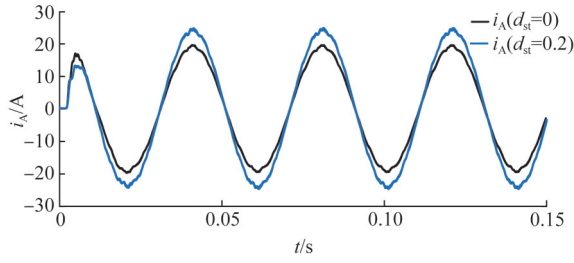
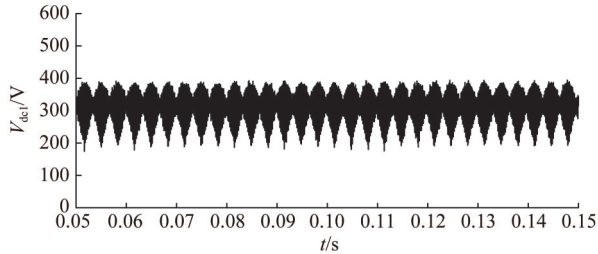
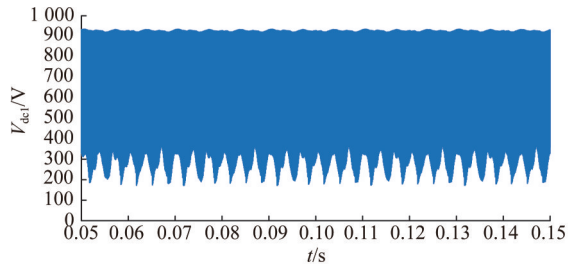
(a) 升压前的Z源输出侧电压 V_{dc2} 波形(即 $d_{st}=0$)(b) 升压后的Z源输出侧电压 V_{dc2} 波形(即 $d_{st}=0.2$)图 13 $d_{st}=0$ 和 $d_{st}=0.2$ 两种情况下Z源输出侧电压 V_{dc2} 波形Fig. 13 Waveforms of Z-source output-side voltage V_{dc2} at two cases of $d_{st}=0$ and $d_{st}=0.2$

整流侧无零矢量调制的输出电流质量明显下降,在高升压比下更为明显。此外,输入侧电流包含较高的低次谐波分量。有、无零矢量调制的输出电流均为正弦波,而输入电流则只有在采用零矢量的调制下为正弦波。在占空比和开关模式的改进后,相较于文献 [20] 的输入输出电流,本文所提出的调制方法提供了更好质量的输入输出电流,并有效降低了开关状态变化次数。

图 14 输入电压 u_{sa} 和电流 i_a 波形Fig. 14 Waveforms of input voltage u_{sa} and current i_a

4 实验分析

为进一步验证 ZSUSMC 3 种调制方式的特点,本文在硬件实验平台上也做了实验分析。ZSUSMC 的双向开关采用西门康 SK60GM123 型号,开关器件的驱动模块采用 6SD106EI, DSP 模块、FPGA 模

图 15 输出电流 i_A 波形Fig. 15 Waveforms of output current i_A (a) 升压前的Z源输入侧电压 V_{dc1} 波形(即 $d_{st}=0$)(b) 升压后Z源输入侧电压 V_{dc1} 波形(即 $d_{st}=0.2$)图 16 $d_{st}=0$ 和 $d_{st}=0.2$ 两种情况下 Z 源输出侧电压 V_{dc1} 波形Fig. 16 Waveforms of Z-source output-side voltage V_{dc1} at two cases of $d_{st}=0$ and $d_{st}=0.2$

块分别采用 XC3S1800A、SPARTEN3A。硬件系统实验与软件系统仿真的参数一致。

图 18 为整流侧采用新型切换模式下有零矢量调制的实验波形, 其中: 图 18(a)、(b) 和 (c) 分别为 a 相输入电流电压、Z 源两侧电压和 A 相输出电流。注意: 实验波形图左、右两侧的直通占空比 (d_{st}) 分别为 0、0.2。

由图 6 可见, 输入电流和电压保持同相位运行; 升压后输入输出电流和 Z 源两侧电压都有明显提升, 其中 v_{dc1} 符合 1 个周期内 6 次脉动的特点; 输出电流 i_A 两种情况下分别在 18 A、25 A 左右波动, 实验结果与仿真结果基本一致。

图 19 为新型切换模式下整流侧无零矢量调制的实验波形。由图 19 可见, 相较于采用有零矢量, 电流质量明显下降, 谐波含量增加。此外, 输入电流的质量随着直通时间的增加而下降。逆变侧占空

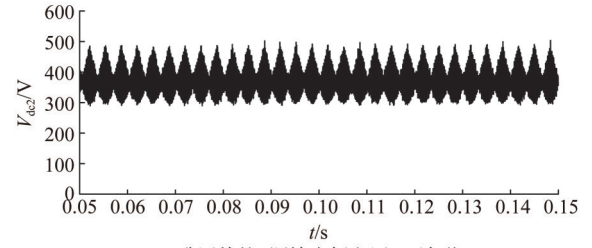
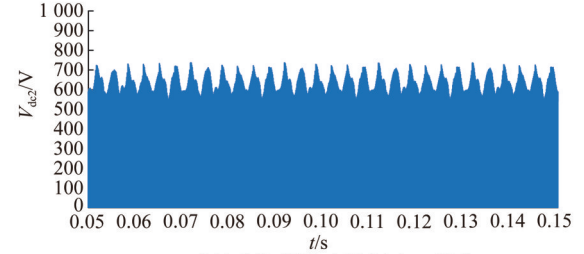
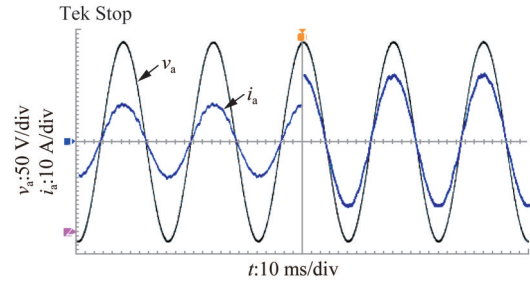
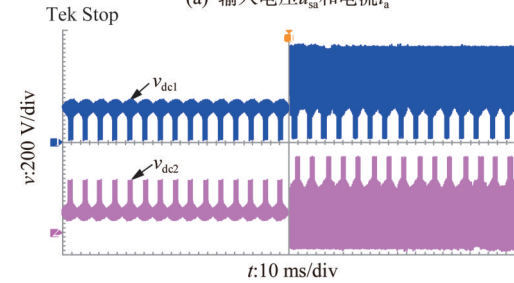
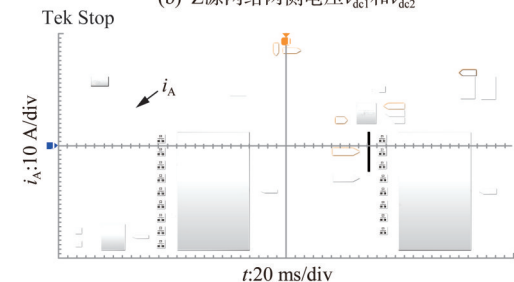
(a) 升压前的Z源输出侧电压 V_{dc2} 波形(b) 升压后的Z源输出侧电压 V_{dc2} 波形图 17 $d_{st}=0$ 和 $d_{st}=0.2$ 两种情况下 Z 源输出侧电压 V_{dc2} 波形Fig. 17 Waveforms of Z-source output-side voltage V_{dc2} at two cases of $d_{st}=0$ and $d_{st}=0.2$ (a) 输入电压 u_{sa} 和电流 i_a (b) Z 源网络两侧电压 V_{dc1} 和 V_{dc2} (c) 输出电流 i_A

图 18 整流侧有零矢量调制实验波形

Fig. 18 Experimental waveforms under modulation with zero vector in rectifier stage

比改进后, 输出电流满足正弦波, 与仿真结果一致。图 20 为整流侧无零矢量且采用传统切换模式的实验波形。由图 20 可见, 输出电流为正弦波且谐波含量增大。

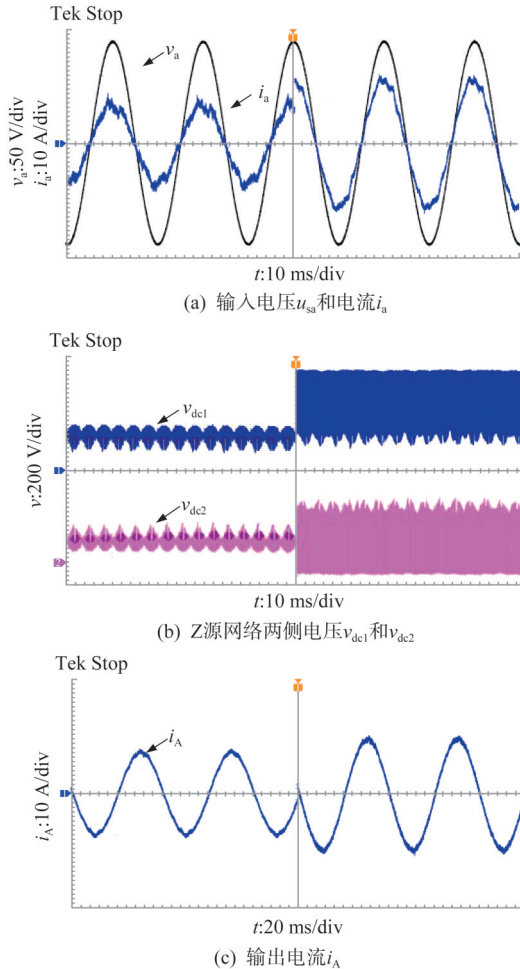


图 19 整流侧无零矢量调制实验波形

Fig. 19 Experimental waveforms under modulation without zero vector in rectifier stage

表 5 为 3 种调制方式输入输出电流 THD 的情况, 其中前两种调制方式均采用新型切换模式, 最后一种采用整流侧无零矢量的传统切换模式。由表 5 可见, 整流侧采用零矢量可以有效降低输入电流的谐波含量; 新型切换方式可以有效降低输出电流谐波含量, 提高输出电流质量, 与仿真结果基本一致。

图 21 为两种调制方式下效率对比。由图可见, 两种调制方式在负载侧 600 W 以内的效率值基本相等。此后, 新型调制方法效率略高于传统调制方式。新型调制方法与传统调制方法在效率上基本相

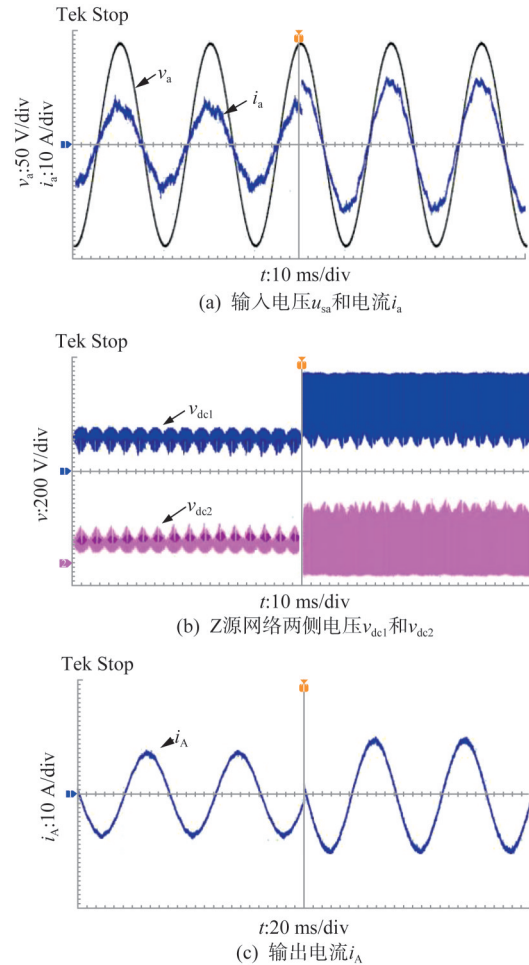


图 20 传统切换模式实验波形

Fig. 20 Experimental waveforms under conventional switching mode

同的原因是两种方法在逆变侧均采用了 2 个有效矢量和 1 个零矢量 (V_1 、 V_2 、 V_7)。在负载侧 700 W 处, 新型调制策略 (无零矢量) 的效率达到最大值 92.32%, 而传统调制策略 (无零矢量) 的效率为 91.63%。

表 5 ZSUSMC 输入输出电流 THD

Tab. 5 ZSUSMC input and output current THD %

对比项	输入电流 THD		输出电流 THD	
	升压前 ($d_{st}=0$)	升压后 ($d_{st}=0.2$)	升压前 ($d_{st}=0$)	升压后 ($d_{st}=0.2$)
整流侧有零矢量	5.34	3.34	2.53	3.42
整流侧无零矢量	11.15	6.34	3.13	3.86
传统切换模式	11.83	6.58	3.87	4.63

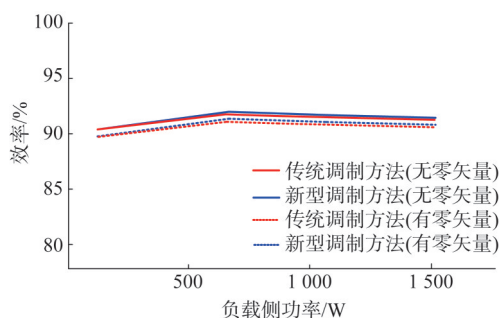


图 21 两种调制方法的效率对比分析

Fig. 21 Comparative analysis of efficiencies between two modulation methods

5 结论

本文针对 Z 源超稀疏矩阵变换器(ZSUSMC)的调制策略进行研究, 先从原理上分别分析了 ZSUSMC 整流侧的改进性有零、无零矢量调制的原理和特点, 计算出它们的调制系数以及占空比, 并提出了新型开关切换模式, 最后通过仿真和实验进行验证。通过本文分析可归纳出结论如下。

1) ZSUSMC 整流侧采用零矢量的调制方案可以产生正弦的输入电流和输出电压, 其缺点为一个周期内开关变化量大, 实现较为复杂且存在较高的开关损耗。

2) ZSUSMC 整流侧采用无零矢量的调制方案更易实现, 逆变侧占空比改进后可以产生正弦的输出电流, 但其输入电流的谐波含量高, 电流质量较差。

3) 本文提出的新型开关切换模式能够有效降低开关状态变化次数, 提高输出电流的质量。

参考文献

- [1] 程启明, 陈路, 程尹曼, 等. 基于动态转矩滞环的 TLMC-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 Yiman, 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] RASAPPAN S K, WILLIAMS R B, MUTHUSAMY S, et al. A novel ultra sparse matrix converter as a power transferring device for gearless wind energy conversion systems based on renewable energy applications [J]. Sustainable Energy Technologies and Assessments, 2022, 50(1): 1 – 11.
- [5] 朱晋, 程启明, 程尹曼. 基于 CNN-GRU 深度学习的模块化多电平矩阵变换器故障诊断[J]. 南方电网技术, 2024, 18(11): 13 – 22.
ZHU Jin, CHENG Qiming, CHENG Yiman. Fault diagnosis of modular multilevel matrix converter based on CNN-GRU deep learning [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(11): 13 – 22.
- [6] 杨昭, 张小平, 钟达棚. 基于频率自适应的 Buck-Boost 矩阵变换器主电路参数优选方法[J]. 太阳能学报, 2025, 46(7): 290 – 297.
YANG Zhao, ZHANG Xiaoping, ZHONG Daxu. Parameter optimization method for main circuit of Buck-Boost matrix converter based on frequency adaptation [J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2025, 46(7): 290 – 297.
- [7] ALESINA A, VENTURINI M B. Solid-state power conversion: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis [J]. IEEE Transactions on Circuits System, 1981, 28(4): 319 – 330.
- [8] HUBER L, BOROJEVIC D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(6): 1234 – 1246.
- [9] KOLAR J W, SCHAFMEISTER F, ROUND S D, et al. Novel three-phase AC-AC sparse matrix converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 1649 – 1661.
- [10] BOZORGI A M, MONFARED M, MASHHADI H R. Optimum switching pattern of matrix converter space vector modulation [C]//2012 2nd International Conference on Computer and Knowledge Engineering (ICCKE), October 18 – 19, 2012, Mashhad, Iran. New York: IEEE, 2012: 89 – 93.
- [11] 徐艳春, 杨昊, 程杉. 超稀疏矩阵变换器的控制策略及其仿真分析[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(3): 70 – 74.
XU Yanchun, YANG Hao, CHENG Shan. Control strategy of ultra-sparse matrix converter and its simulation analysis [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(3): 70 – 74.
- [12] 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.
- [13] 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. A family of high step-up Y-source inverters with DC-link voltage clamping techniques [J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(4): 46 – 53.
- [14] 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.
- [15] OLUWASOGO E S, CHA H. A quadratic quasi-Z-source full-

- bridge isolated DC-DC converter with high reliability for wide input applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10090 – 10100.
- [16] 程启明, 王海伦, 沈治超, 等. 不平衡电网下 Y 源双级矩阵变换器的无源滑模控制策略[J]. 高电压技术, 2024, 50(11): 4789 – 4801.
- CHENG Qiming, WANG Hailun, SHEN Zhichao, et al. Passive sliding mode control strategy for Y-source two-stage matrix converter under unbalanced grid [J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(11): 4789 – 4801.
- [17] 马星河, 康志鹏, 赵军营, 等. T 型三电平间接矩阵变换器拓扑结构和调制策略[J]. 电力电子技术, 2023, 57(7): 113 – 116, 124.
- MA Xinghe, KANG Zhipeng, ZHAO Junying, et al. Topology and modulation strategy of T-type three-level indirect matrix converter[J]. Power Electronics, 2023, 57(7): 113 – 116, 124.
- [18] 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.
- [19] SIVA V, RAGHURAM M, SINGH A, et al. Switching strategy to reduce inductor current ripple and common mode voltage in quasi Z-Source ultra sparse matrix converter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(2): 142 – 153.
- [20] LI S, CHEN W, YAN Y, et al. A multimode space vector over modulation strategy for ultrasparse matrix converter with improved fundamental voltage transfer ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6782 – 6793.
- [21] 李圣清, 张恒, 罗朝旭, 等. 一种含 Boost 电路的新型超稀疏矩阵变换器及其特性研究[J]. 电力科学与技术学报, 2021, 36(3): 111 – 117.
- LI Shengqing, ZHANG Heng, LUO Zhaoxu, et al. A new ultra-sparse matrix converter containing boost circuit and its characterisation [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(3): 111 – 117.
- [22] LIU S, GE B, LIU Y, et al. Modeling, analysis, and parameters design of LC-filter-integrated quasi-Z-source indirect matrix converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7544 – 7555.
- [23] KARAMAN E, FARASAT M, TRZYNADLOWSKI A M. A comparative study of series and cascaded Z-source matrix converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5164 – 5173.
- [24] ELLABBAN O, ABU-RUB H, BAYHAN S. Z-source matrix converter: an overview (Article) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7436 – 7450.
- [25] SENTHILK R, RAJAN B W, SURESH M, et al. A novel ultra sparse matrix converter as a power transferring device for gearless wind energy conversion systems based on renewable energy applications [J]. Sustainable Energy Technologies and Assessments, 2022, 50(3): 820 – 830.
- [26] 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, 2018, 34(1): 958 – 970.
- [27] LIU X, LOH P C, WANG P, et al. Improved modulation schemes for indirect Z-source matrix converter with sinusoidal input and output waveforms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 4039 – 4050.

收稿日期: 2024-02-27; 网络首发日期: 2024-07-27

作者简介:

程启明(1977), 男, 教授, 硕士生导师, 博士, 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, chengqiming@sina.com;

王为涛(1997), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机控制, 1648468498@qq.com;

沈治超(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机控制, 1261531173@qq.com。