

双电压合成调制和空间矢量调制的一致性

栗梅, 孙尧, 陈睿, 桂卫华

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南省长沙市 410083)

Consistency of Double Line-to-line Voltage Synthesis and Space-vector Modulation Strategies

SU Mei, SUN Yao, CHEN Rui, GUI Wei-hua

(School of Information Science & Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China)

ABSTRACT: Based on the in-depth analysis of the basic principles of the matrix converter double line-to-line voltage syntheses (DLLVS) and the space vector modulation (SVM), the consistency of duty ratio calculation of the two modulation strategies have been proved from the mathematical point of view. Then, the consistency is revealed from the respects of switching sequence, the concepts of the “origin switch”, power factor and common mode voltage. Inspired by the method using opposite active vector to control the common mode voltage in the space vector modulation, this paper proposed a new method about the double line-to-line voltage, which effectively reduces the common-mode voltage. Simulation results verified the accuracy and feasibility of the proposed method, and as a result, the inherent consistency of SVM and DLLVS is demonstrated.

KEY WORDS: matrix converter; double line-to-line voltage syntheses; space vector modulation; consistency; common mode voltage

摘要: 在深入分析矩阵变换器双电压合成调制和空间矢量调制策略基本原理的基础上,从数学的角度证明了2种调制策略占空比的计算表达式是一致的,说明2种调制策略宏观上是统一的。从开关序列安排、原点开关的基本概念以及功率因数控制等方面揭示了2种调制策略的一致性。受空间矢量调制中利用相反的有效矢量抑制共模电压的方法的启发,提出一种减少共模电压的双电压合成方法,仿真结果验证了该方法的正确性和可行性,进一步证实了空间矢量调制和双电压合成调制的内在一致性。

关键词: 矩阵变换器; 双电压合成; 空间矢量调制; 一致性; 共模电压

基金项目: 国家自然科学基金项目(60674065, 60804014)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (60674065, 60804014).

0 引言

矩阵变换器是一种交交直接变换型绿色电力变换装置,具有能量双向流动、正弦输入输出电流、输入功率因数可控、结构紧凑,体积小等优点。自1976年矩阵变换器的拓扑结构提出以来,多种调制策略被相继提出,主要分为开关函数法^[1]、空间矢量调制法^[2-3]和双电压合成法^[4-12],其中空间矢量调制方法几乎成为矩阵变换器调制的标准方法,取得了广泛应用。双电压合成技术始于日本学者Ishiguro A提出的输入电压瞬时值法^[4],其主要特点是能自动抑制输入电压的不平衡扰动、实现单位功率因数以及最大线性电压传输比。双电压合成技术在国内取得了丰硕的成果,文献[5]提出了“原点开关”的概念,方便了调制策略的具体实现;文献[6]实现了功率因数可调,突破了功率因数为1的限制;文献[7-9]则通过对该调制策略下共模电压的研究,给出了抑制共模电压的换相策略。

本文从基本合成原理、开关序列和原点开关的基本概念、功率因数控制以及共模电压抑制等方面深入分析了空间矢量调制和双电压合成调制,发现这2种方法有着极大的相似之处,在一定开关序列之下,二者实际上是同一种方法。所不同的是双电压合成技术是从标量角度研究的,而空间矢量调制是从矢量的角度研究问题。在讨论完一致性后,文章给出一种减少共模电压的双电压合成方法。

1 基本合成原理

1.1 空间矢量合成原理

典型的三相交交矩阵变换器拓扑如图1所示,其中开关 $S_{ij}(i \in \{A, B, C\}, j \in \{a, b, c\})$ 为双向开关。

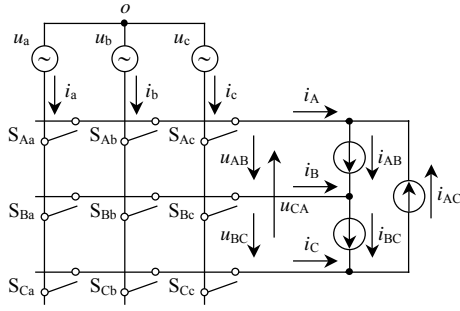


图1 矩阵变换器交-交拓扑结构示意图
Fig.1 Topology of matrix converter

设三相输入相电压为

$$\begin{cases} u_a = U_{im} \cos(\theta) \\ u_b = U_{im} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ u_c = U_{im} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

期望的三相输出线电压为

$$\begin{cases} u_{AB}^* = U_{om} \cos(\beta) \\ u_{BC}^* = U_{om} \cos(\beta - 2\pi/3) \\ u_{CA}^* = U_{om} \cos(\beta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

矩阵变换器空间矢量调制的基本原理，是将矩阵变换器视为由中间虚拟直流电压连接的整流级调制和逆变级调制两部分组成，这样即可将成熟的整流和逆变的空间矢量调制策略应用到矩阵变换器的调制中，以满足矩阵变换器输入输出正弦波形的调制要求。

1) 输入电流空间矢量合成。

设参考输入电流矢量在图2(a)的扇区I，根据空间矢量合成原理，虚拟整流级^[2]有

$$\begin{cases} d_{i1} = m_c \sin(\pi/6 - \theta) \\ d_{i2} = m_c \sin(\pi/6 + \theta) \end{cases} \quad (3)$$

式中： m_c 为整流级调制系数； d_{i1} 、 d_{i2} 为占空比； θ 以每扇区角平分线为参考，取值范围 $[-\pi/6, \pi/6]$ ，下文的 β 角有相似的定义。本文为了最大化直流利用率，进行了归一化处理，得

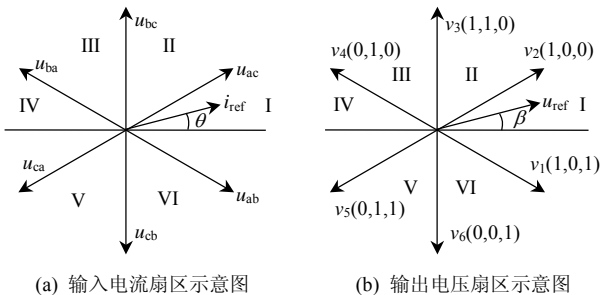


图2 输入电流、输出电压扇区示意图

Fig.2 Sector partition of input and output voltage

$$\begin{cases} d'_{i1} = d_{i1}(d_{i1} + d_{i2}) = -u_b/u_a \\ d'_{i2} = d_{i2}(d_{i1} + d_{i2}) = -u_c/u_a \end{cases} \quad (4)$$

式(4)和文献[13-14]一致。

虚拟中间直流平均电压可写成

$$u_{dc} = u_{ab}d'_{i1} + u_{ac}d'_{i2} = 1.5u_m^2/u_a \quad (5)$$

2) 输出电压空间矢量合成。

设参考输出线电压在图2(b)的扇区I，根据空间矢量合成原理，虚拟逆变级有

$$\begin{cases} d_{o1} = U_{om} \sin(\pi/6 - \beta)/u_{dc} \\ d_{o2} = U_{om} \sin(\pi/6 + \beta)/u_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

式中： d_{o1} 为矢量 $V_1(1,0,1)$ 的占空比； d_{o2} 为矢量 $V_2(1,1,0)$ 的占空比。使用 V_1 矢量时，有 $u_{AB} = u_{dc}$ ， $u_{AC} = 0$ ；使用 V_2 矢量时，有 $u_{AB} = u_{dc}$ ， $u_{AC} = u_{dc}$ 。故输出局部平均电压可表示为

$$\begin{cases} \bar{u}_{AB} = u_{ab}d'_{i1}d_{o1} + u_{ac}d'_{i2}d_{o1} \\ \bar{u}_{AC} = u_{ab}d'_{i1}d_{o2} + u_{ac}d'_{i2}d_{o2} \end{cases} \quad (7)$$

根据式(2)和(6)简化得

$$\begin{cases} d_{o1} = u_{AB}^*/u_{dc} \\ d_{o2} = u_{AC}^*/u_{dc} \\ d_{o0} = 1 - d_{o1} - d_{o2} \end{cases} \quad (8)$$

将式(8)、(4)和(5)代入式(7)得

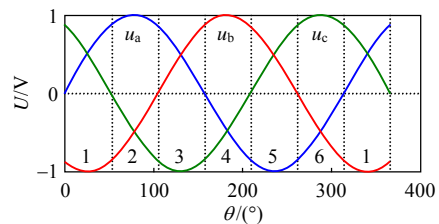
$$\begin{cases} \bar{u}_{AB} = u_{ab}d'_{i1} + u_{ac}d'_{i2} \\ \bar{u}_{AC} = u_{ab}d'_{i2} + u_{ac}d'_{i1} \end{cases} \quad (9)$$

式中： $d_{i1} = -k \cdot u_{AB}^* \cdot u_b$ ； $d_{i2} = -k \cdot u_{AB}^* \cdot u_c$ ； $d_{o1} = -k \cdot u_{AC}^* \cdot u_b$ ； $d_{o2} = -k \cdot u_{AC}^* \cdot u_c$ ； $k = 1/1.5U_{im}^2$ 。

1.2 双电压合成原理

双电压合成调制^[4]是根据输入线电压及期望输出线电压的瞬时值确定其占空比系数，通过对9个双向开关的控制，选择2个合适的输入线电压合成期望输出线电压。假设输入电压在图3(a)的扇区1，也即图2(a)的扇区I，而输出电压在图3(b)的扇区1，也即图2(b)的扇区I。根据其基本原理，有下式成立：

$$\begin{cases} u_{AB}^* = u_{ab}d'_{i1} + u_{ac}d'_{i2} \\ u_{AC}^* = u_{ab}d'_{i2} + u_{ac}d'_{i1} \end{cases} \quad (10)$$



(a) 输入相电压的扇区划分

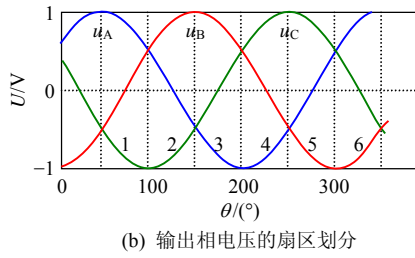


图 3 输入输出电压的扇区划分

Fig. 3 Sectors of the phase voltage

式中，占空比 d'_{11} 、 d'_{12} 、 d'_{21} 、 d'_{22} 满足约束式(11)。

$$\begin{cases} 0 \leq d'_{11}, d'_{12} \leq 1, 0 \leq d'_{21}, d'_{22} \leq 1 \\ 0 \leq d'_{11} + d'_{12} \leq 1, 0 \leq d'_{21} + d'_{22} \leq 1 \end{cases} \quad (11)$$

根据文献[4]的构造方法，得

$$\begin{cases} d'_{11} = -k \cdot u_{AB}^* \cdot u_b \\ d'_{12} = -k \cdot u_{AB}^* \cdot u_c \\ d'_{21} = -k \cdot u_{AC}^* \cdot u_b \\ d'_{22} = -k \cdot u_{AC}^* \cdot u_c \end{cases} \quad (12)$$

式中 k 的表述如下：

$$k = \frac{3}{u_{ab}^2 + u_{ca}^2 + u_{bc}^2} \quad (13)$$

三相对称情况下，式(13)可简化为

$$k = \frac{1}{1.5U_{im}^2} \quad (14)$$

其余时间由零电压分量 d'_{10} 、 d'_{20} 补充：

$$\begin{cases} d'_{10} = 1 - d'_{11} - d'_{12} \\ d'_{20} = 1 - d'_{21} - d'_{22} \end{cases} \quad (15)$$

d'_{10} 、 d'_{20} 对应的线电压均为线电压 $u_{aa} = 0$ 。

对比式(12)和式(9)可得

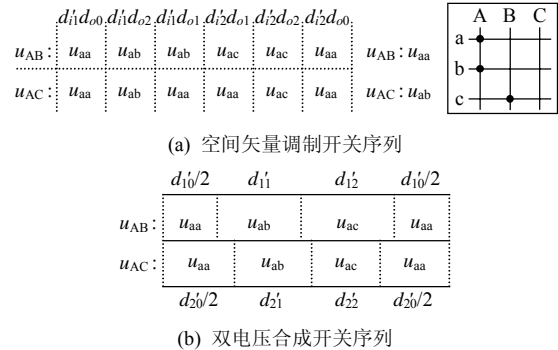
$$\begin{cases} d'_{11} = d_{11}, d'_{12} = d_{12} \\ d'_{21} = d_{21}, d'_{22} = d_{22} \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可知，矩阵变换器双电压合成技术和空间矢量调制策略的占空比计算表达式相同，即在一个开关周期内输出电压平均值是等价的。至于文献[4]所述的双电压有自动抑制电网不平衡的能力，其实对于空间矢量调制而言，只要式(5)中没有三相电网对称的假设，即空间矢量调制时，占空比的计算同时考虑了输入电压瞬时值，文中所述的空间矢量调制同样具备自动抑制电网不平衡的能力。

2 开关序列

为了有效地减少输入输出波形的谐波畸变，空间矢量调制的开关序列一般是按双边对称进行安排的，本文的开关顺序按照图 4(a)进行安排，一个调制周期内开关动作 7 次。双电压合成调制开关序

列安排如图 4(b)所示，一个调制周期内开关动作 6 次，根据某些性能(如损耗、波形质量)的要求不同，双电压合成调制开关序列的安排具有很大的自由度。图 4(a)是图 4(b)的子集。图 4(a)所示的开关序列更体现了双电压的概念，而图 4(b)却难以在任何时刻体现这一概念，因为可能存在对角线上三开关接通的情形。



(a) 空间矢量调制开关序列

(b) 双电压合成开关序列

图 4 开关序列安排

Fig. 4 Switch sequence arrangement

3 原点开关

为了简化双电压合成技术的实现过程，文献[5]提出了原点开关的概念，所谓原点开关，即连接输入电压出现极值的那一相和输出电压不变号的那一相的开关，该开关能在一个采样周期内无需动作。在空间矢量调制策略中同样存在这种概念。在整流级空间矢量调制中，根据输入扇区的划分方法，总是有输入三相电源中的绝对值最大的那相电压始终连接在虚拟直流环节的正极或负极；而在逆变级空间矢量调制中，根据输出扇区的划分方法，所利用的相邻的 2 个空间矢量的开关状态中仅有一个开关状态不同，鉴于这一特征，辅以 2 个零矢量的适当选择，定能保证在任意时刻某输入相与某输出相直通，这一连接开关就是原点开关。若从原理上讨论，实质上就是空间矢量调制策略中的所谓零矢量选择问题。

4 功率因数控制

传统的空间矢量调制策略在输入电压平衡对称的情况下能保证单位功率因数。随着对矩阵变换器研究的深入，矩阵变换器将在双馈感应电机发电系统和统一潮流控制器等领域具有较大的应用前景，而在这 2 个领域中，不仅需要满足矩阵变换器输入输出性能的要求，同时需要满足整流级的无功功率控制的需求，因此，实现功率因数可控对于矩阵变换器的实际应用具有相当重要的意义。假设参

考输入电流与下式同相:

$$\begin{cases} u'_a = U_{im} \cos(\theta') \\ u'_b = U_{im} \cos(\theta' - 2\pi/3) \\ u'_c = U_{im} \cos(\theta' + 2\pi/3) \end{cases} \quad (17)$$

即期望的参考输入电流矢量相位为 θ' , 如果 $\theta \neq \theta'$, 则存在一个相位差角, 令此相位差角为 $\gamma = \theta' - \theta$, 不妨假设 θ' 在第I扇区。按照空间矢量调制原理, 采用最大化直流利用率的方法, 可得新的输入电压的占空比如式(18)所示。

$$\begin{cases} d'_{11} = d_1 / (d_1 + d_2) = -u'_b / u'_a \\ d'_{12} = d_2 / (d_1 + d_2) = -u'_c / u'_a \end{cases} \quad (18)$$

则平均直流电压为

$$u_{dc} = u_{ab} d'_{11} + u_{ac} d'_{12} = 1.5 U_{im}^2 \cos(\gamma) / u'_a$$

由于逆变端的情况不变, 则有

$$\begin{cases} d_{11} = d'_1 d_{o1} = -u'_a u_{AB}^* / 1.5 U_{im}^2 \cos(\gamma) \\ d_{12} = d'_2 d_{o1} = -u'_b u_{AB}^* / 1.5 U_{im}^2 \cos(\gamma) \\ d_{21} = d'_1 d_{o2} = -u'_a u_{AC}^* / 1.5 U_{im}^2 \cos(\gamma) \\ d_{22} = d'_2 d_{o2} = -u'_b u_{AC}^* / 1.5 U_{im}^2 \cos(\gamma) \end{cases} \quad (19)$$

假设输入相电压与期望输出线电压如式(1)和(2), 参考输入电流与式(17)同相位, 按照文献[4]双电压合成中占空比的计算方法, 用 k' 替换式(12)中 k , u'_b 替换 u_b , u'_c 替换 u_c , 则新的占空比计算公式为

$$\begin{cases} d'_{11} = -k' \cdot u_{AB}^* \cdot u'_b \\ d'_{12} = -k' \cdot u_{AB}^* \cdot u'_c \\ d'_{21} = -k' \cdot u_{AC}^* \cdot u'_b \\ d'_{22} = -k' \cdot u_{AC}^* \cdot u'_c \end{cases} \quad (20)$$

将式(20)和代入到式(10)中, 可得 $k' = k / \cos \gamma$ 。再将新的 k' 代入式(20)中, 则式(20)变为

$$\begin{cases} d'_{11} = -k \cdot u_{AB}^* \cdot u'_b / \cos \gamma \\ d'_{12} = -k \cdot u_{AB}^* \cdot u'_c / \cos \gamma \\ d'_{21} = -k \cdot u_{AC}^* \cdot u'_b / \cos \gamma \\ d'_{22} = -k \cdot u_{AC}^* \cdot u'_c / \cos \gamma \end{cases} \quad (21)$$

当输入三相对称时, 则 k 可用式(14)表示。显然, 式(21)与式(19)是完全等价的, 这不仅说明2种调制策略都具有功率因数可调的特点, 而且在对功角的控制上, 二者实质上是完全相同的。

5 共模电压

共模电压^[15]的表达式为 $u_{com} = (u_A + u_B + u_C) / 3$, 表征的是在输出端口的每一导体与所规定的参照点之间(往往是大地或机架)的电压瞬时值的平均值。共模电压对三相电机会产生有害影响, 现今主

要有2类方法可以消除或减轻共模电压, 一类是外加辅助设备, 另外一类是改变调制策略。矩阵变换器较之逆变器采用了更多开关, 具有更大的自由度, 可以方便地通过改变调制策略来抑制共模电压。

矩阵变换器的21种开关组合, 可以分为有效开关状态和零开关状态2种类型。以图2所示的输入电流、输出线电压在第一区间的情况为例, 在有效开关状态下, 共模电压为 $u_{com} \in \{u_{bc}/3, u_{ac}/3, u_{cb}/3, u_{ab}/3, u_{ca}/3, u_{ba}/3\}$, 则 $|u_{com}| \leq \sqrt{3}/3 U_{im}$ 。零矢量状态下对应的共模电压为 $u_{com} \in \{u_a, u_b, u_c\}$, 可以选择三相输入电压瞬时值的最小值来优化零矢量状态下对应的共模电压, 即按 $u_{com} = \min(u_a, u_b, u_c)$ 选择零矢量, 如图5所示, 故有 $|u_{com}| \leq 0.5 U_{im}$ 。

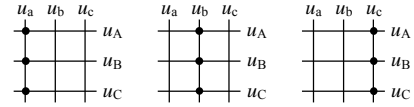


图5 双电压合成的零矢量
Fig. 5 Zero vector

如果避免利用零电压矢量, 零矢量所占用的这部分时间, 可用一对方向相反的有效矢量分别作用相等的时间占用, 这样就有效地降低了共模电压。设参考输出线电压在图2(b)的扇区I, 采用空间矢量调制策略, 在一个开关周期内, 令矢量 V_1, V_2, V_4 的占空比分别为

$$\begin{cases} d'_{o1} = d_{o1} + d_{o0} / 2 \\ d'_{o2} = d_{o2} \\ d'_{o3} = d_{o0} / 2 \end{cases} \quad (22)$$

式中 d_{o1}, d_{o2}, d_{o0} 和式(8)中的相同, 则原零矢量产生的共模电压被相反的矢量 V_1 和 V_4 所抵消, 有效地降低了输出共模电压。

采用上述思路, 在双电压合成技术中, 可按下式合成输出线电压:

$$\begin{cases} \bar{U}_{AB} = u_{ab} d''_{11} + u_{ac} d''_{12} + u_{ba} d''_{13} + u_{ca} d''_{14} \\ \bar{U}_{AC} = u_{ab} d''_{21} + u_{ac} d''_{22} + u_{aa} d''_{23} + u_{bb} t_0 / 2 \end{cases} \quad (23)$$

式中

$$\begin{cases} d''_{11} = d'_{11} (d'_{o1} + d'_{o2}) \\ d''_{12} = d'_{12} (d'_{o1} + d'_{o2}) \\ d''_{13} = d'_{11} d'_{o0} / 2 \\ d''_{14} = d'_{12} d'_{o0} / 2 \\ d''_{21} = d'_{11} d'_{o2} \\ d''_{22} = d'_{12} d'_{o2} \\ d''_{23} = 1 - d''_{21} - d''_{22} - d'_{o0} / 2 \end{cases}$$

考虑到尽可能减少开关次数, 开关序列如图6所示安排。

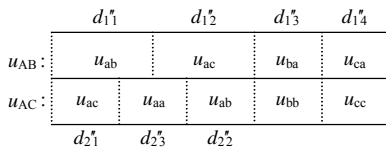


图 6 相反有效矢量下的双电压合成开关序列的安排
Fig. 6 Switch sequence of DLLVS by choosing a pair of adverse vectors

利用 Matlab 软件对双电压合成调制的共模电压进行了仿真。仿真条件为：输入相电压幅值为 $U_{im} = 220\sqrt{2} \text{ V}$ ，输入频率为 $f_i = 50 \text{ Hz}$ ，输出频率为 $f_o = 30 \text{ Hz}$ ，电压传输比为 0.5，开关频率为 5 kHz，负载为 $Z = 1 + j0.3 \Omega$ 。

图 7(a)为传统双电压合成下的共模电压输出仿真结果，最大共模电压瞬时值为 311 V；图 7(b)为最小相电压零矢量选择下的共模电压输出仿真结果，最大共模电压瞬时值为约 180 V；图 7(c)为采用相反有效矢量下的共模电压输出仿真结果，最大共模电压瞬时值同为 180 V。由以上结果可知，采用相反有效矢量方案下的双电压合成调制能够明显改善共模电压输出，尤其是波形的平滑度得到了改善，这意味着 dU/dt 所带来的电磁干扰会显著减小。仿真结果表明采用空间矢量调制中利用相反有效矢量抑制共模电压的思路在双电压合成调制中

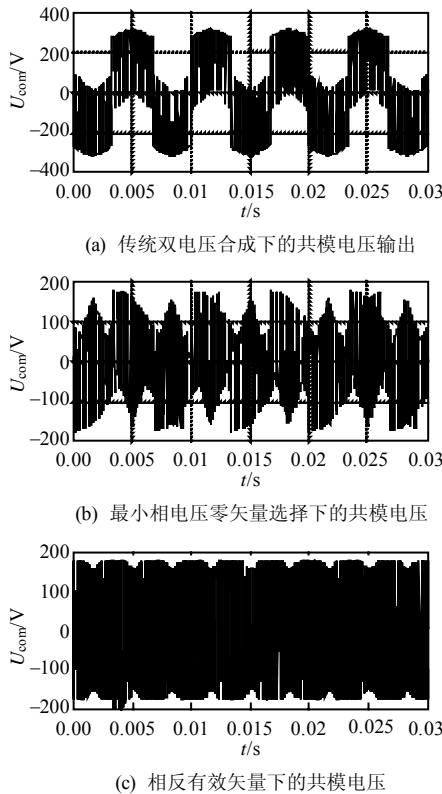


图 7 共模电压输出的比较

Fig. 7 Comparisons about the common mode voltage

可以取得同样的效果。

6 结论

本文从基本合成原理、开关序列和原点开关的基本概念、功率因数控制以及共模电压抑制等方面论证了空间矢量调制和双电压合成技术本质上的 consistency。这一认识论层面的比较分析对矩阵变换器调制理论和应用技术的发展有一定的指导意义，2 种调制策略可以互相借鉴。在本文中，受空间矢量调制中利用相反的有效矢量抑制共模电压的方法的启发，提出了一种新的减少共模电压的双电压合成方法，仿真结果验证了该方法的正确性和可行性。

参考文献

- [1] Alesina A, Venturini M. Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronic, 1989, 4(1): 101-112.
- [2] Huber L, Borojevic D. Space vector modulator for forced commutated cycloconverters[C]. Conference Record IEEE-IAS Annul Meeting, San Diego, 1989.
- [3] Casadei D, Serra G, Tani A, et al. Matrix converter modulation strategies : a new general approach based on space-vector representation of the switch state[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 370-381.
- [4] Ishiguro A, Furuhashi T, Okuma S. A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1991, 38(3): 166-172.
- [5] 穆新华, 庄心复, 陈怀亚. 双电压控制的矩阵变换器的开关状态与仿真分析[J]. 电工技术学报, 1998, 13(1): 46-50, 54. Mu Xinhua, Zhuang Xinfu, Chen Huaiya. The switch state analysis and simulation of matrix converter using double line-to-line voltages control technique[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1998, 13(1): 46-50, 54(in Chinese).
- [6] 陈希有, 陈学允. 双电压合成矩阵变换器无功功率的控制与输入电流消谐[J]. 电气传动, 2001(1): 11-15. Chen Xiyou, Chen Xueyun. The control of reactive power and the harmonic elimination of input current for matrix converter based on double line-to-line voltage synthesis[J]. Electric Drive, 2001(1): 11-15(in Chinese).
- [7] 刘洪臣, 陈希有, 冯勇, 等. 双电压合成矩阵变换器共模电压的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(12): 182-186. Liu Hongchen, Chen Xiyou, Feng Yong, et al. A research on common-mode voltage for matrix Converter based on two line voltage synthesis[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(12): 182-186(in Chinese).
- [8] 刘洪臣, 陈希有, 沈涛, 等. 用于抑制矩阵变换器共模电压的零输出换相策略[J]. 中国电机工程学报. 2005. 25(3): 29-32. Liu Hongchen, Chen Xiyou, Shen Tao, et al. The zero-output commutation strategy for reducing common-mode voltage of matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(3): 29-32(in Chinese).

- Chinese).
- [9] 方永丽, 冯宇, 唐轶. 可有效降低共模电压的矩阵变换器调制方法研究[J]. 电气传动, 2007(3): 22-25.
Fang Yongli, Feng Yu, Tang Yi. Research on modulation strategy of matrix converter to reduce common-mode voltage[J]. Electric Drive, 2007(3): 22-25(in Chinese).
- [10] 陈希有, 丛树久, 陈学允. 双电压合成矩阵变换器特性与电压扇区的关系分析[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(9): 63-67.
Chen Xiyou, Cong Shujiu, Chen Xueyun. The analysis of the relationship between the voltage sectors and performances of matrix converter based on two-voltage synthesis[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(9): 63-67(in Chinese).
- [11] 杨苹, 陶以彬, 钟国基, 等. 非平衡输入状态下矩阵式变换器的双电压控制策略与仿真[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(1): 159-162
Yang Ping, Tao Yibin, Zhong Guoji, et al. A double line-to-line voltage control strategy for matrix converters under unbalanced input [J]. Control Theory & Applications, 2008, 25(1): 159-162(in Chinese).
- [12] 郭有贵. 矩阵变换器双电压合成定理及其自动调节能力研究[J]. 中国电机工程学报. 2006. 26(21): 71-75.
Guo Yougui. Research on double input line-to-line voltages composition theorem and its self-adjustability[J]. Proceedings of the CSEE, 2006. 26(21): 71-75(in Chinese).
- [13] Wei L, Lipo T A, A novel matrix converter topology with simple commutation[C]. IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, Chicago, 2001.
- [14] Kolar J W, Baumann M. Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter[C]. Proceedings of 17th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, 2002.
- [15] Han J C, Enjeti P N. An approach to reduce common-mode voltage in matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1151-1159.



栗梅

收稿日期: 2009-03-12。

作者简介:

栗梅(1967—), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 从事电力系统自动化、电力电子及电力传动方面的研究, sumeicsu@yahoo.com.cn;

孙尧(1981—), 男, 博士研究生, 从事非线性控制在电力电子方面的应用研究;

陈睿(1986—), 男, 本科生, 从事电力电子建模与控制等研究;

桂卫华(1950—), 男, 教授, 博士生导师, 从事复杂工业过程建模与优化控制等研究。

(编辑 吕鲜艳)