

控制与决策

Control and Decision

基于输出协同调制的四端输出矩阵变换器开关组合优化方法

许宇翔, 葛红娟

引用本文:

许宇翔, 葛红娟. 基于输出协同调制的四端输出矩阵变换器开关组合优化方法[J]. *控制与决策*, 2021, 36(12): 2991–2998.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0234>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

参数不确定离散时间系统的有限时间输出反馈预见控制器设计

Design of finite-time output feedback preview controller for discrete-time systems with parameter uncertainty

控制与决策. 2021, 36(9): 2074–2084 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1584>

输入约束不确定系统的点对点迭代学习控制与优化

Point-to-point iterative learning control and optimization for uncertain systems with constrained input

控制与决策. 2021, 36(6): 1435–1441 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0908>

基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制

Disturbance rejection control of Buck converters based on variable rate reaching law

控制与决策. 2021, 36(4): 893–900 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1073>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller

控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller

控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

基于输出协同调制的四端输出矩阵变换器 开关组合优化方法

许宇翔^{1,2†}, 葛红娟²

(1. 湖州师范学院 工学院, 浙江 湖州 313000; 2. 南京航空航天大学 自动化学院, 南京 211106)

摘要: 含补偿单元的四端输出三相-两相矩阵变换器(3-2MC)能有效提升带两相独立负载的矩阵变换器输入性能,在现有的调制方法下,四端输出3-2MC的电压增益较三端拓扑低,且该电压增益是与多个变量有关的表达式.针对上述缺陷,提出一种输出协同调制的开关组合优化方法,该方法在单位调制周期时间内对同极性输出侧和补偿侧进行协同调制,以提高有效矢量利用率.通过理论推导和分析可得,与现有调制方法相比,采用所提出方法能将四端输出3-2MC电压增益提高到常规三端输出3-2MC的水平,同时使得四端输出3-2MC的电压增益是一个只与输出不对称度有关的函数表达式.仿真结果表明,基于输出侧协同调制的开关组合优化方法能够实现输入与输出功率的解耦,有效拓宽四端输出3-2MC的线性调节区间,同时使系统具有良好的输入与输出性能.

关键词: 三相-两相矩阵变换器; 电压增益; 协同调制; 开关组合优化; 有效矢量利用率; 线性调节

中图分类号: TM464

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2020.0234

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 许宇翔,葛红娟.基于输出协同调制的四端输出矩阵变换器开关组合优化方法[J].控制与决策,2021,36(12): 2991-2998.

Switch combination optimization method of four-terminal output matrix converter based on output co-modulation

XU Yu-xiang^{1,2†}, GE Hong-juan²

(1. School of Engineering, Huzhou University, Huzhou 313000, China; 2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: The four-terminal three-phase-two-phase matrix converter(3-2MC) with compensation units can effectively improve the input performance of the matrix converter with two-phase independent load. Under the existing modulation method, the voltage gain of the four-terminal output 3-2MC is lower than that of the three-terminal topology, and the voltage gain is an expression related to multiple variables. In order to solve these problems, the article proposes a switch combination optimization method for cooperative modulation on the output side. This method performs cooperative modulation on the output side and the compensation side of the same polarity in unit modulation cycle time to improve the effective vector utilization. By theoretical derivation and analysis, compared with the existing modulation methods, the proposed method can improve the voltage gain of the four-terminal output 3-2MC to the level of the conventional three-terminal output 3-2 MC, and make the voltage gain of the four-terminal output 3-2MC be a function expression only related to the output asymmetry. The simulation results show that the optimal switch combination method based on the output side cooperative modulation can not only realize the decoupling of input and output power, but also effectively expand the linear regulation range of fore-terminal output 3-2 MC and make the system still have good input and output performance.

Keywords: three-phase-two-phase matrix converter; voltage gain; cooperative modulation; switch combination optimization; effective vector utilization; linear regulation

0 引言

矩阵变换器是一种“绿色柔性变换器”,具有控制自由度大、对电网谐波污染小和电磁兼容性能好

等优点,由于没有大容量储能单元,还具有功率密度大、能量传递效率高和寿命长等特点^[1-2].现有对矩阵变换器的研究除了调制方法^[3]、控制策略^[4]外,还

收稿日期: 2020-03-04; 修回日期: 2020-05-09.

基金项目: 国家自然科学基金项目(U1933115); 浙江省自然科学基金项目(LY19F030002).

†通讯作者. E-mail: keyan_yyx@163.com.

有学者针对工业现场中常见故障提出了诊断与容错方法^[5-6],其理论成果主要应用在电机驱动领域^[7],工业界针对钢铁、造纸等行业加工生产特点推出了相关的矩阵变换器产品^[1].

三相-两相矩阵变换器(3-2MC)主要应用在对称两相交流电机、带主副绕组的单相电机等场合^[2].文献[8]针对三端输出3-2MC的拓扑和调制方法进行了详细的分析;文献[9]针对独立调节两相负载条件下输出功率中脉动量直接耦合到输入进而影响系统性能的不足,提出了含电感补偿的四端输出3-2MC拓扑,并对该拓扑下的调制方法和闭环控制策略进行了研究,所提出的间接控制策略能有效提升输入与输出性能.

矩阵变换器电压增益低是限制其在交-交变换场合使用的主要因素之一,国内外学者从拓扑结构^[10-16]和调制方法^[17-18]这两个方面着手解决该缺陷.基于Z源网络单元的矩阵变换器能实现宽广的电压增益调节范围,但该网络中引入了体积较大的电解电容,削弱了常规矩阵变换器体积小、功率密度高的优点,同时Z源网络中的电容电压应力较高^[10-12].文献[13]用Buck-Boost变换器替代原有的输出侧变换器作为逆变级输出,但拓扑中引入了多个电容与电感,不仅增加了体积和成本,而且使得各电容、电感之间的参数差异对输出性能影响明显.文献[14-15]研究了多模块矩阵变换器,该变换器通过各模块输出端的串联可以获得较高的输出电压,但拓扑需要至少3组隔离变压器和18个双向开关,体积和成本均较高.文献[16]研究了反向功率模式下的矩阵变换器控制策略,由于在该模式下只能实现升压(最小电压增益 $G_{\min} = 1.155$),限制了此类矩阵变换器的适用范围.与前述方法相比,采用过调制方法^[17-18]具有无需增加硬件成本、控制灵活等优点,但也存在着电压增益提升能力有限的缺陷.前期仿真研究显示:过调制方法下的四端输出3-2MC脉动功率解耦不完全,导致输入电流中低频谐波含量仍然较高.

在实现更大的调节范围时,为避免四端输出3-2MC因进入过调制区域导致输入与输出性能下降的不足,本文研究了一种扩大四端输出3-2MC线性调节区间的输出协同调制开关组合优化方法.首先,推导出三端输出独立调节两相负载条件下的3-2MC电压增益,研究结果显示,在现有的调制方法下,三端输出3-2MC的电压增益仅与输出不对称有关,而四端输出3-2MC的电压增益是一个多变量的函数表达式,前者的最大电压增益高于后者,即在更大的调节

区间内四端输出3-2MC较三端输出拓扑更容易进入过调制区间;其次,针对现有调制方法下有效矢量利用率低造成四端输出3-2MC线性调节范围变窄的缺陷,根据3个输出电压调制函数的相互关系,提出一种细化输出扇区划分方式,依据输出扇区特点提出两类协同调制开关组合优化的方法,理论证明所提出调制方法能将含电感补偿的四端输出3-2MC线性调节范围提高到三端输出3-2MC的水平;最后,通过Matlab/Simulink仿真验证了所提出的协同调制方法能有效拓宽四端输出3-2MC线性调节区域,同时使系统在原有的过调制区间内仍然能够抑制输入低频谐波,保持良好的静态与动态性能.

1 独立调节两相负载下三端输出3-2MC系统电压增益分析

独立调节两相负载的三端输出3-2MC拓扑如图1所示,该拓扑包括了9个双向开关 $S_{ij}(i = a, b, c, j = u, v, w)$,输入侧含有用以消除输入电流中高频谐波的LC滤波器.

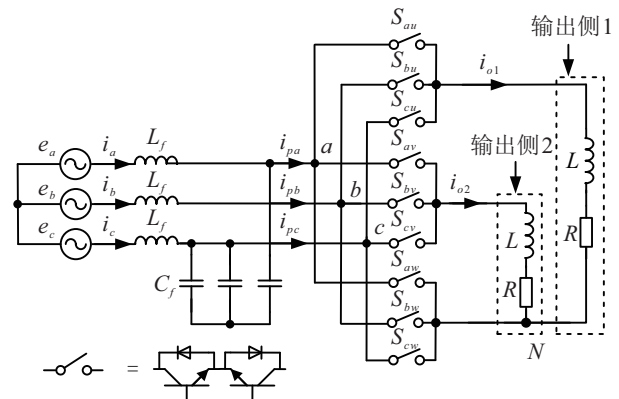


图1 三端输出带两相负载的矩阵变换器拓扑

输出侧1和输出侧2的电压调制函数表达式分别为

$$\begin{cases} \xi_1 = M_1 \sin(\omega_o t + \varphi_1), \\ \xi_2 = M_2 \cos(\omega_o t + \varphi_1) = \varepsilon M_1 \cos(\omega_o t + \varphi_1). \end{cases} \quad (1)$$

其中: M_1 和 M_2 分别为输出侧1和输出侧2电压调制函数的调制系数;输出不对称度 ε 的表达式为 $\varepsilon = U_2/U_1$, U_1 和 U_2 分别为输出侧1和输出侧2的电压幅值,且 $U_2 \leq U_1$,即 $\varepsilon \leq 1$; ω_o 为输出角频率; φ_1 为初始相位,为简化推导过程,初始相位取值 $\varphi_1 = 0$.

矩阵变换器的电压增益定义为输出侧与输入侧基波电压幅值的比值,对于如图1所示的独立调节两相负载电压的三端输出3-2MC而言,输出两相的电压调制函数需要满足如下关系式:

$$|\xi_1| + |\xi_2| = M_1 |\sin(\omega_o t + \varphi_1)| + \varepsilon M_1 |\cos(\omega_o t + \varphi_1)| \leq 1. \quad (2)$$

由式(2)可推导得到调制系数 M_1 的取值范围为

$$M_1 \leq \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}. \quad (3)$$

由式(3)可得如图1所示的三端输出3-2MC电压增益 G_1 的表达式为

$$G_1 = \frac{U_1}{U_i} = \frac{M_1 \times u_{pn}}{U_i} \leq \frac{3}{2} M_{1_max} M_{rec} \cos \gamma = \frac{3}{2\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \in \left[\frac{3}{2\sqrt{2}}, \frac{3}{2} \right). \quad (4)$$

其中: M_{1_max} 为电压调制系数 M_1 的最大值; u_{pn} 为虚拟母线电压, $u_{pn} = 1.5M_{rec}U_i \cos \gamma$; M_{rec} 为虚拟整流侧调制系数, $M_{rec} \leq 1$; $\cos \gamma$ 为输入侧功率因数; U_i 为输入电压的幅值.

由式(4)可知,图1所示的3-2MC在独立调节两相负载条件下的电压增益 G_1 是一个仅与输出不对称度 ε 有关,而与输出频率等负载参数无关的量,同时该电压增益大于传统三相-三相矩阵变换器0.866的线性调节范围. 由式(4)和文献[9]附录中式(A7)可知,独立调节图1中两相负载电压或电流条件下的系统性能参数均是输出不对称度 ε 的函数.

2 输出协同调制开关组合优化方法及实现

2.1 现有调制方法的缺陷

文献[9]研究了一种含电感补偿单元的四端输出3-2MC(拓扑如图2所示),通过合理调节输出侧与补偿侧的调制函数式使得独立调节两相负载情况下的输出脉动功率量仅在输出侧形成环路,没有耦合到输入侧,输入与输出波形中的低频谐波被有效抑制,系统性能得到了较大的提升.

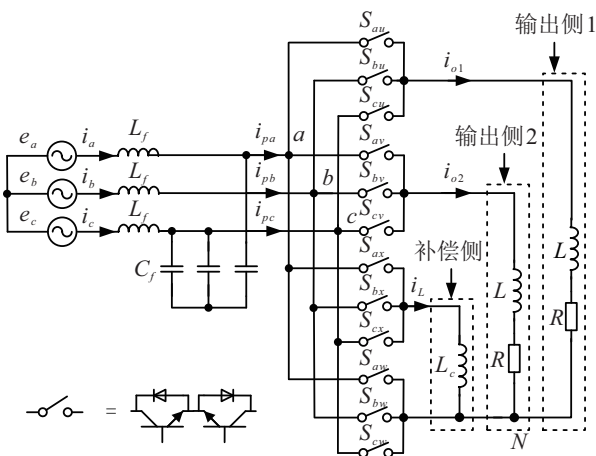


图2 含电感补偿单元的四端输出3-2MC拓扑

文献[9]所提出调制方法(调制方法1)下的四端输出3-2MC电压增益 G 表达如下:

$$\begin{cases} G = \frac{U_1}{U_i} = \frac{M_1 \times U_{dc}}{U_i} \leq \frac{3}{2} M_{1_max} M_{rec} \cos \gamma \leq \\ \frac{3}{2\sqrt{(1+k|\cos(\varphi_2 - \varphi_1)|)^2 + (\varepsilon + k|\sin(\varphi_2 - \varphi_1)|)^2}} < G_1, \\ k = \sqrt{\omega_o L_c(1 - \varepsilon^2) / \sqrt{R^2 + (\omega_o L)^2}}. \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知:调制方法1下的四端输出3-2MC电压增益 G 不仅与输出不对称度 ε 有关,而且受到输出频率等参数的影响,其电压增益较式(4)推导的三端输出3-2MC电压增益小,即方法1无法同时兼顾高电压增益和高输入与输出性能.造成上述缺陷的原因是:调制方法1使得在任意时刻只对输出侧中某一相负载或补偿电感进行充放电控制,导致在一个开关周期 T_s 时间内有效矢量利用率低,影响四端输出3-2MC的电压增益.

2.2 输出协同调制方法下的电压增益分析

四端输出3-2MC的输出侧与补偿侧调制函数 ξ_1 、 ξ_2 和 ξ_L 的表达式分别为

$$\begin{cases} \xi_1 = M_1 \sin(\omega_o t + \varphi_1), \\ \xi_2 = M_2 \cos(\omega_o t + \varphi_1) = \varepsilon M_1 \cos(\omega_o t + \varphi_1), \\ \xi_L = M_L \sin(\omega_o t + \varphi_2) = k M_1 \sin(\omega_o t + \varphi_2). \end{cases} \quad (6)$$

由图2所示补偿侧与输出侧相互关系可知,在任意输出扇区内至少有两端输出电压或电流的极性相同.由文献[9]的式(15)可知:调制方法1使得系统在任意时刻内仅对其中一相负载或补偿电感进行控制,占用了过多的时间片,影响了系统电压增益.针对上述调制方法的不足,本文提出一种开关组合的优化调制方法(调制方法2),该方法通过引入新的开关组合,对同极性输出侧和补偿侧进行协同调制控制,以达到提高单位开关周期时间内有效矢量利用率的目的.

输出协同调制开关组合优化方法下的输出扇区划分为大扇区和小扇区两类,大扇区划分方式仍然以

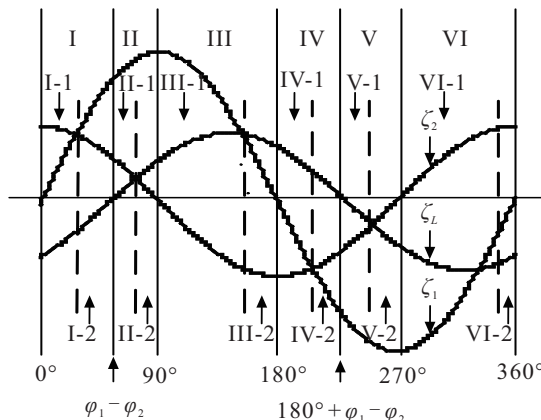


图3 输出扇区划分方式

输出侧与补偿侧调制函数的过零点为依据,有扇区 I~扇区 VI 共 6 个扇区,每个大扇区内的小扇区划分方式以调制函数的交点作为依据,即每个大扇区被划分成两个小扇区,输出扇区划分方式如图 3 所示。

在输出扇区 I 和扇区 IV 中,输出侧与补偿侧 3 个调制函数呈水平坐标轴倒影的关系,即输出扇区 I 与扇区 IV 的情况相同,分析电压增益时只需研究这两个扇区中的一个。当输出矢量处于扇区 I-1 部分,在所提出的调制方法 2 下输出调制函数需要满足如下关系式:

$$|\xi_2| + |\xi_L| = M_2 |\cos(\omega_o t + \varphi_1)| + M_L |\sin(\omega_o t + \varphi_2)| \leq 1. \quad (7)$$

由于函数 $|\xi_2|$ 和函数 $|\xi_L|$ 在 I-1 区间内均是单调递减的,由式(7)可得输出侧 1 的调制系数 M_1 在扇区 I-1 内的取值范围为

$$M_1 \leq \frac{1}{|\varepsilon + k \sin(\varphi_1 - \varphi_2)|}. \quad (8)$$

调制系数 M_1 上限值是不对称度 ε 的函数,且为不对称度 ε 的单调递减函数,在输出扇区 I-1 中的调制系数 M_1 最大值为 $M_{1_max} > 1/\sqrt{1 + \varepsilon^2}$ 。

当输出矢量处于扇区 I-2 部分,在所提出的调制方法 2 下输出调制函数需要满足如下关系式:

$$|\xi_1| + |\xi_L| = M_1 |\sin(\omega_o t + \varphi_1)| + M_L |\sin(\omega_o t + \varphi_2)| \leq 1. \quad (9)$$

由式(9)可得调制系数 M_1 在扇区 I-2 内的取值范围为

$$M_1 \leq \frac{1}{|\sin(\varphi_1 - \varphi_2)|}. \quad (10)$$

由式(10)可知,调制系数 M_1 最大值在输出扇区 I-2 内为 $M_{1_max} > 1$ 。

输出扇区 II 和扇区 V 中,3 个调制函数的极性相同,在分析电压增益时只需分析这两个扇区中的一个。以输出矢量处于扇区 II 为例,由于主输出和补偿输出的电压的极性相同,只需输出幅值最大的相(输出侧 1)所对应的调制函数满足如下关系式:

$$|\xi_1| = M_1 |\sin(\omega_o t + \varphi_1)| \leq 1. \quad (11)$$

由式(11)可得调制系数 M_1 在扇区 II 内的最大值为 $M_{1_max} > 1$ 。

由于输出扇区 III 和扇区 VI 中 3 个调制函数之间呈相对横坐标轴水平倒影的关系,即在分析电压增益时只需分析其中一个扇区中的调制函数。若输出矢量处于扇区 III-1 区间,则在所提出的调制方法下输出侧 1 和输出侧 2 的调制函数需要满足如下关系式:

$$|\xi_1| + |\xi_2| =$$

$$M_1 |\sin(\omega_o t + \varphi_1)| + M_2 |\cos(\omega_o t + \varphi_1)| \leq 1. \quad (12)$$

由式(12)可得主输出调制函数的调制系数 M_1 在扇区 III-1 内的取值范围为

$$\begin{cases} M_1 \leq \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2} |\sin(\omega_o t + \varphi_1 - \Delta)|} < \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}, \\ \Delta = a \tan(\varepsilon) \in (0 \sim 45^\circ). \end{cases} \quad (13)$$

若输出矢量处于扇区 III-2 区间,则此时调制函数 $|\xi_2|$ 与 $|\xi_L|$ 之和小于在扇区 III-1 内的最大值,在 III-2 扇区中实现线性调节,调制系数 M_1 的取值仍满足在式(13)中的取值范围 $M_1 < 1/\sqrt{1 + \varepsilon^2}$ 。

由本节推导结论可知,在所提出的调制方法 2 下,要使独立调节两相负载的四端输出 3-2MC 在 I~VI 的 6 个扇区内均能实现线性调节,需上述 3 组不同输出扇区下的调制系数 M_1 最大值为

$$M_{1_max} = 1/\sqrt{1 + \varepsilon^2},$$

由此可得在调制方法 2 下如图 2 所示 3-2MC 的电压增益 G 的表达式为

$$G = \frac{U_1}{U_i} \leq \frac{3}{2} M_{1_max} M_{rec} \cos(\gamma) = \frac{3}{2\sqrt{1 + \varepsilon^2}}. \quad (14)$$

由式(14)可知,采用优化开关组合的调制方法不仅将四端输出 3-2MC 的电压增益提高到了三端输出 3-2MC 电压增益的水平,同时该电压增益表达式仅与输出电压不对称度 ε 有关,即该调制方法避免了输出频率等负载参数对系统电压增益的影响。若系统参数设置为:负载电阻 $R = 20 \Omega$,负载电感 $L = 7.5 \text{ mH}$,补偿电感 $L_c = 15 \text{ mH}$,输出不对称度 $\varepsilon = 0.75$,输出频率 $f_o = 60 \text{ Hz}$,则采用调制方法 1 下的系统最大电压增益为 $G = 0.942$,调制方法 2 下的系统最大电压增益为 $G = 1.2$,即本文所提出的调制方法 2 扩大了线性调制区间,使得系统在线性调节下的电压增益提高了 27.4%,电压增益的提升效果明显。图 4 为所提出优化开关组合调制方法和文献[9]所提出方法下系统电压增益 G 与输出不对称度 ε 的关系曲线。

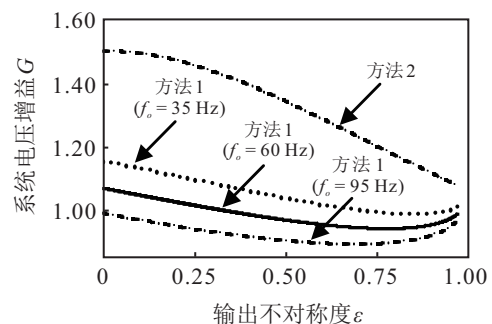


图 4 不同调制方法下 G 与 ε 的关系曲线

2.3 所提出调制方法下有效矢量作用时间计算

当输出矢量处于输出扇区中的I、III、IV和VI中时,任意时刻有且仅有两个输出调制函数同极性(1类输出扇区),而当输出矢量处于输出扇区中的II和V扇区中时,任意时刻3个输出调制函数同极性(2类输出扇区),因此本节分别讨论所提出协同调制方法在这两类输出扇区下的有效矢量占空比与作用时间表达式。

2.3.1 调制方法2在1类输出扇区下的有效矢量作用时间计算

四端输出3-2MC采用间接式双空间矢量调制方法,为便于分析,将输入侧与输出侧等效成虚拟电流源型整流+电压源型逆变的形式.输入侧电流旋转空间矢量如图5所示.当输入空间矢量处于第II扇区时,虚拟整流侧有效矢量占空比表达式为

$$\begin{cases} d_\alpha = M_{\text{rec}} \sin \theta_i, \\ d_\beta = M_{\text{rec}} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i \right), \\ \theta_i = \omega_i t - \frac{\pi}{6}, \omega_i t \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2} \right]. \end{cases}$$

其中: d_α 、 d_β 为两个有效矢量的占空比表达式; θ_i 为矩阵变换器输入端电流 i_{pabc} 基波合成空间矢量 I_{ref} 所在扇区内的夹角, $0 \leq \theta_i \leq \pi/3$.

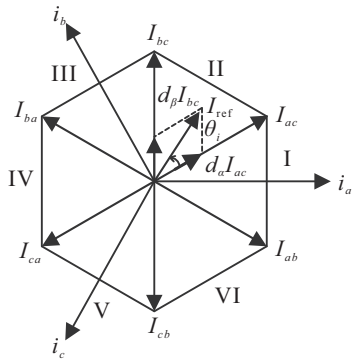


图5 输入侧电流旋转空间矢量

对于任意输出扇区内,其虚拟逆变侧有效矢量占空比设定为

$$\begin{cases} d_u = M_1 |\sin \theta_1|, \\ d_v = M_2 |\cos \theta_1|, \\ d_w = M_L |\sin \theta_2|. \end{cases} \quad (15)$$

其中: θ_1 、 θ_2 分别为输出侧与补偿侧电压空间矢量在扇区内的角度,该值由输出角频率及初始相位决定。

间接式双空间矢量调制方法是将输入侧电流空间矢量与输出侧电压空间矢量的调制过程相结合,以输入矢量处于I扇区、输出矢量处于I-1扇区为例,由式(15)和(16)可得所提出的优化开关组合调制方法

下有效矢量作用时间表达式分别为

$$\begin{cases} T_1 = d_u d_\alpha T_s, \\ T_2 = d_v d_\alpha T_s, \\ T_3 = T_2 + d_w d_\alpha T_s, \\ T_4 = T_3 + d_u d_\beta T_s, \\ T_5 = T_3 + d_v d_\beta T_s, \\ T_6 = T_5 + d_w d_\beta T_s, \\ d_0 = (T_s - T_6)/T_s. \end{cases} \quad (16)$$

其中: $T_1 \sim T_6$ 分别为有效矢量作用时间; T_s 为开关周期; d_0 为零矢量占空比。

图6为输入I扇区~输出I-1扇区下开关组合顺序示意图.由图6可知,在 $0 \sim T_1$ 时间段内(协同调制区间1),由于采用输入线电压 e_{bc} 对输出侧1和补偿侧同时进行充电,与调制方法1相比节省了 $d_u d_\alpha T_s$ 时间段;在 $T_3 \sim T_4$ 时间段内(协同调制区间2),采用输入线电压 e_{ac} 对输出侧1和补偿侧同时进行充电,此时节省了 $d_u d_\beta T_s$ 时间段.由于上述两个时间段内对两相进行协同调制,一个开关周期 T_s 内共节省了 $d_u(d_\alpha + d_\beta)T_s$ 时间段。

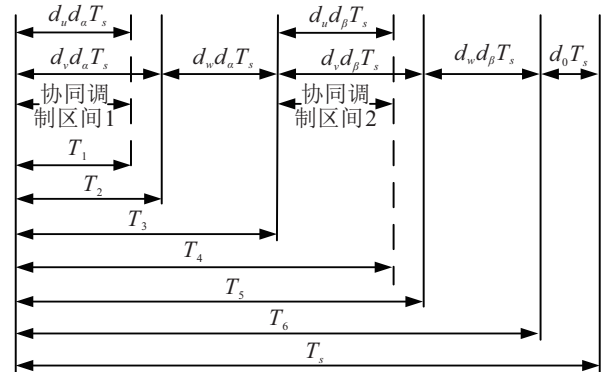


图6 输入I扇区-输出I-1扇区下开关组合顺序

2.3.2 调制方法2在2类输出扇区下的有效矢量作用时间计算

以输入矢量处于I扇区,输出矢量处于II-1扇区为例,由式(15)和(16)可得所提出的优化开关组合调制方法下有效矢量作用时间表达式分别为

$$\begin{cases} T_1 = d_w d_\alpha T_s, \\ T_2 = d_v d_\alpha T_s, \\ T_3 = d_u d_\alpha T_s, \\ T_4 = T_3 + d_w d_\beta T_s, \\ T_5 = T_3 + d_v d_\beta T_s, \\ T_6 = T_3 + d_u d_\beta T_s. \end{cases} \quad (17)$$

图7为输入I扇区-输出II-1扇区下输出开关组合顺序示意图. 由图7可知,在 $0 \sim T_1$ 时间段内(协同调制区间1-1),采用输入线电压 e_{bc} 对输出侧1、输出侧2和补偿侧三者同时进行充电,此时节省了 $2d_w d_\alpha T_s$ 时间段;在 $T_1 \sim T_2$ 时间段内(协同调制区间1-2),对输出侧2和补偿侧两相同时进行充电,此时节省了 $(d_v - d_w) d_\alpha T_s$ 时间段;在 $T_3 \sim T_4$ 时间段内(协同调制区间2-1),采用输入线电压 e_{ac} 对输出侧1、输出侧2和补偿侧三者同时进行充电,此时节省了 $2d_w d_\beta T_s$ 时间段;在 $T_4 \sim T_5$ 时间段内(协同调制区间2-2),对输出侧2和补偿侧两相同时进行充电,此时节省了 $(d_v - d_w) d_\beta T_s$ 时间段. 由于两个时间段内对多相进行协同调制,一个开关周期 T_s 内共节省了 $(d_v + d_w)(d_\alpha + d_\beta) T_s$ 时间段.

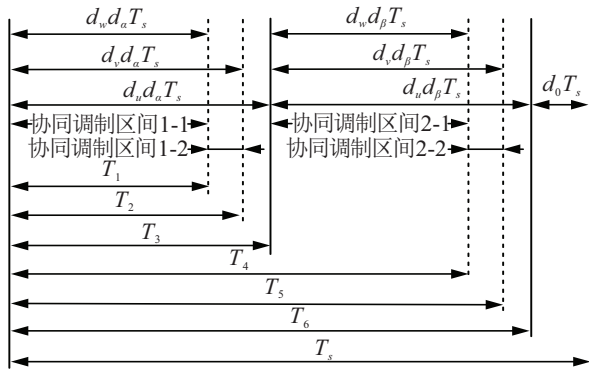


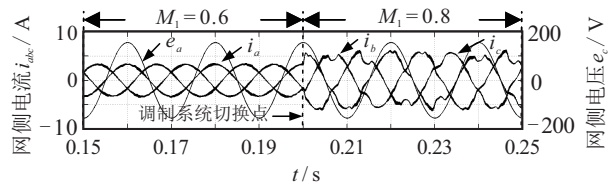
图7 输入I扇区-输出II-1扇区下开关组合顺序

3 仿真与分析

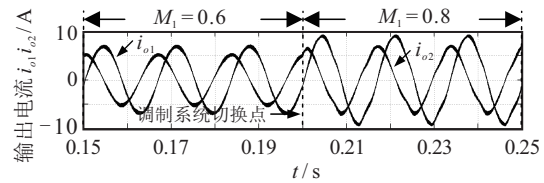
建立仿真模型,采用仿真软件Matlab/Simulink对所提的调制方法2进行验证,并对调制方法1和调制方法2的仿真结果作对比. 系统参数设置如下:输入电压幅值 $U_i = 110\sqrt{2} \text{ V}$,输入频率 $f_i = 50 \text{ Hz}$,输入滤波电感 $L_f = 3 \text{ mH}$,滤波电感等效电阻 $R_f = 0.12 \Omega$,输入滤波电感 L_f 上的并联阻尼电阻 $R_d = 30 \Omega$,输入滤波电容 $C_f = 13.2 \mu\text{F}$,负载电阻 $R = 20 \Omega$,负载电感 $L = 7.5 \text{ mH}$,补偿电感 $L_c = 15 \text{ mH}$,开关频率 $f_s = 10 \text{ kHz}$,调制系数取 $M_1 = 0.6$ 和 $M_1 = 0.8$ 两种情况进行仿真对比分析. 由上述参数可得调制方法1下的线性调节范围内 M_1 的取值为 $M_1 \leq 0.626$,调制方法2下的线性调节范围内 M_1 的取值为 $M_1 \leq 0.8$.

图8为调制方法1下输入与输出电流的动态仿真结果. 由图8可知,在线性调制范围内($M_1 = 0.6$),输入与输出侧稳态性能良好,经Simulink中的FFT模块分析得:输入电流 i_{abc} 的THD分别为3.4%、3.35%和3.4%,负载电流 i_{o1} 和 i_{o2} 的THD分别为1.31%和1.64%. 由图8(a)可知,在0.2s处由线性调制进入到调制方法1的过调制区间($M_1 = 0.8$),输入电流 i_{abc} 畸变明显,由图8(c)所示的FFT分析可知,方法1在过

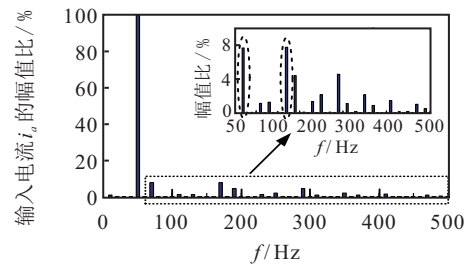
调制区间内使得输入电流 i_a 中含有与输入、输出频率有关的低频谐波,上述低频谐波的频率分别为70 Hz和170 Hz,含量分别为7.6%和7.7%,该频率值与文献[9]中式(A6)的低频谐波分析结果一致. 由上述分析过程可得如下结论:过调制方法无法对图2所示拓扑实现输出脉动功率量的完全解耦,单纯依靠过调制方法提升电压增益仍然会使输入电流中引入一定的低频谐波量,因此扩大线性调节范围的意义明显.



(a) 输入电压 e_a 与输入电流 i_{abc} 动态仿真波形



(b) 两相输出负载电流 i_{o1} 、 i_{o2} 动态仿真波形



(c) 输入电流 i_a 的FFT分析

图8 方法1调节下 M_1 由0.6切换到0.8的动态仿真结果

图9为调制方法2下输入与输出电流的动态仿真结果. 由图9(a)和图9(b)可知,在方法1的过调制区间内,方法2由于对输出侧和补偿侧进行了协同调制,使得系统在方法1下的过调制区间内仍然能获得良好的线性控制性能. 由图9(c)所示的FFT分析可知,输入电流中频率为70 Hz和170 Hz的低频谐波含量分别被抑制到了0.11%和0.66%,即此时采用电感作为补偿单元的3-2MC在方法2下仍然能有效抑制独立调节两相负载时引起输入电流中的低频谐波,同时扩大了线性调节的范围.

表1为方法1和方法2在输出60 Hz条件下的输入与输出性能数据,由表1可知:两种不同调制方法使系统在线性调节区间内($M_1 = 0.6$)的性能相当,输入与输出的电流谐波含量小,实际输出不对称度与设定值 $\varepsilon = 0.75$ 非常接近. 在调制系数 M_1 较大时($M_1 = 0.8$),系统在方法2下仍然能保持良好的稳态性能,原有输入与输出电流中的低频谐波被有效削弱.

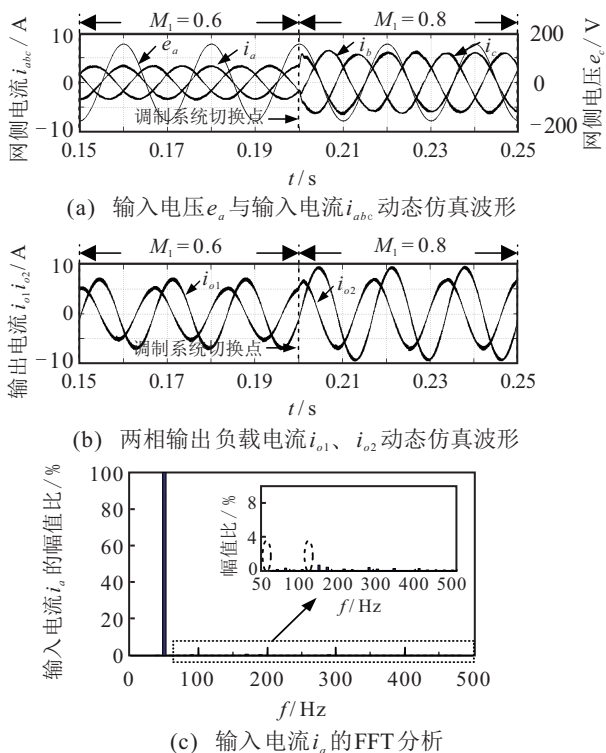


图9 方法2调节下 M_1 由0.6切换到0.8的动态仿真结果

表1 不同调制方法下输入输出性能数据

M_1	调制方法	输出不对称度	输入电流 i_a THD / %	输出电流 THD / %	电压增益
0.6	方法1	0.74	3.4	1.31、1.64	0.895
	方法2	0.742	3.72	1.13、1.46	0.899
0.8	方法1	0.747	4.13	4.93、5.85	1.13
	方法2	0.745	2.52	0.94、1.23	1.19

图10为输出35 Hz、调制系数 $M_1 = 0.8$ 条件下, 采用调制方法2的系统输入与输出稳态仿真结果. 由图10可见, 在方法1的过调制区间内, 所提出调制方法2使得系统输入电流 i_{abc} 呈三相对称, 输出两相负载电流相位差 90° . 经 Simulink 中的 FFT 模块

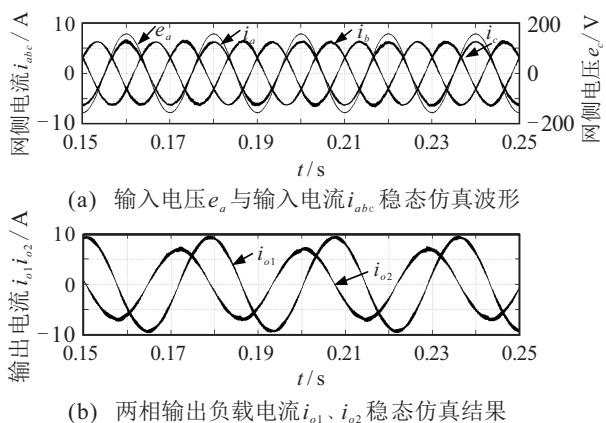


图10 调制方法2下输出为35Hz的稳态仿真结果

分析可得: 35 Hz 输出条件下的三相输入电流 THD 分别为 2.56%、2.54% 和 2.56%, 输出负载电流 THD 分别为 1.1% 和 1.65%, 输出电流不对称度为 0.7443, 与设定值 $\varepsilon = 0.75$ 接近.

4 结论

针对现有调制方法下四端输出 3-2MC 的电压增益受输出频率等参数影响较大, 且最大电压增益较三端输出拓扑小的缺陷, 本文提出了一种扩大线性调节区间的开关组合优化调制方法. 该方法在输出三相调制的重叠时间段内进行协同调制, 以达到提高单位开关周期时间内有效矢量利用率的目的. 由理论推导可知, 采用所提出调制方法能将四端输出 3-2MC 的电压增益提高到三端输出拓扑的水平, 同时使得电压增益是一个仅与输出不对称度有关的量. 仿真结果表明, 基于输出侧协同调制的开关组合优化方法不仅仍然能够实现输入与输出功率的解耦, 而且与现有的调制方法相比, 所提出调制方法使得四端输出 3-2MC 的线性调节区间拓宽了 27.4%, 同时使系统具有良好的输入与输出静态与动态性能.

参考文献 (References)

- [1] 杨喜军, 龚幼民, 叶芃生. 矩阵变换器的理论与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011: 7-8, 12-13. (Yang X J, Gong Y M, Ye P S. The theory and application of matrix converter[M]. Beijing: China Machine Press, 2011: 7-8, 12-13.)
- [2] 孙凯, 周大宁, 梅杨. 矩阵式变换器技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 2. (Sun K, Zhou D N, Mei Y. The technology of matrix converter and its application[M]. Beijing: China Machine Press, 2007: 2.)
- [3] 孙盼, 孙军, 吴旭升, 等. 间接矩阵变换器优化 SVPWM 及其简化的同步控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(10): 2187-2193. (Sun P, Sun J, Wu X S, et al. Optimized space vector pulse width modulation and simplified synchronization control of indirect matrix converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(10): 2187-2193.)
- [4] Siami M, Arab Khaburi D, Rodriguez J. Simplified finite control set-model predictive control for matrix converters-fed PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2438-2446.
- [5] 韩娜, 周波, 秦显慧, 等. 适用于双级矩阵变换器整流级功率开关故障的容错策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(10): 3049-3058. (Han N, Zhou B, Qin X H, et al. Fault-tolerant strategy for power devices failure in rectifier stage of two stage matrix

- converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(10): 3049-3058.)
- [6] 邓文浪, 吴金凤, 盘宏斌, 等. 双级矩阵变换器功率开关开路故障的分析与诊断[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(7): 59-68.
(Deng W L, Wu J F, Pan H B, et al. Analysis and diagnosis of open-circuited switch faults in two-stage matrix converter[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(7): 59-68.)
- [7] 夏长亮. 矩阵变换器-永磁同步电机系统[M]. 北京: 科学出版社, 2016: 3-7.
(Xia C L. Matrix converter-permanent magnet synchronous motor drives[M]. Beijing: China Science Press, 2016: 3-7.)
- [8] Kwak S. Structures and modulation algorithms of direct ac/ac converters with two legs and three legs for two-phase systems[J]. European Transactions on Electrical Power, 2010, 20(4): 422-437.
- [9] 许宇翔, 葛红娟. 四端输出三相-两相矩阵变换器间接控制策略[J]. 控制与决策, 2019, 34(10): 2048-2060.
(Xu Y X, Ge H J. Indirect control strategy of three-phase to two-phase matrix converter under four terminal output[J]. Control and Decision, 2019, 34(10): 2048-2060.)
- [10] 程启明, 魏霖, 程尹曼, 等. 基于准Z源矩阵变换器的永磁同步电机无源控制驱动系统[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(22): 6746-6756.
(Cheng Q M, Wei L, Cheng Y M, et al. Permanent magnet synchronous motor passivity-based control drive system based on quasi-Z source matrix converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6746-6756.)
- [11] Ellabban O, Abu-Rub H, Bayhan S. Z-source matrix converter: An overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7436-7450.
- [12] Hakemi A, Monfared M. Very high gain three-phase indirect matrix converter with two Z-source networks in its structure[J]. IET Renewable Power Generation, 2017, 11(5): 633-641.
- [13] 张小平, 宋文浩, 朱红萍. Buck-Boost矩阵变换器主电路及控制参数多目标优化[J]. 系统仿真学报, 2018, 30(8): 231-238.
(Zhang X P, Song W H, Zhu H P. Multi-objective optimization of the main circuit and control parameters of the buck-boost matrix converter[J]. Journal of System Simulation, 2018, 30(8): 231-238.)
- [14] Wang J L, Wu B, Xu D W, et al. Multimodular matrix converters with sinusoidal input and output waveforms[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 17-26.
- [15] Sun Y, Xiong W, Su M, et al. Modulation strategies based on mathematical construction method for multi-modular matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5423-5434.
- [16] Bak Y, Lee K B. Reverse matrix converter control method for PMSM drives using DPC[J]. International Journal of Electronics, 2018, 105(5): 725-740.
- [17] Xia Y H, Zhang X F, Qiao M Z, et al. Research on a new indirect space vector over-modulation strategy in matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1130-1141.
- [18] Li S H, Chen W, Yan Y, et al. A multi-mode space vector overmodulation strategy for ultra sparse matrix converter with improved fundamental voltage transfer ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6782-6793.

作者简介

许宇翔(1981—), 男, 讲师, 博士生, 从事矩阵变换器及其控制技术的研究, E-mail: keyan_xyx@163.com;

葛红娟(1966—), 女, 教授, 博士生导师, 从事电力电子技术及电机控制等研究, E-mail: allenge@nuaa.edu.cn.

(责任编辑: 郑晓蕾)