

四端输出三相-两相矩阵变换器间接控制策略

许宇翔^{1,2†}, 葛红娟¹

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

摘 要: 针对三相-两相矩阵变换器(3-2MC)拓扑无大容量储能元件,输出不对称影响输入电流质量的问题,提出一类引入脉动功率补偿单元的三端和四端输出3-2MC拓扑. 首先,详细阐述上述所提两种变换器抑制输出脉动功率进而提高输入性能的原理、实现过程和适用范围,推导四端输出3-2MC的电压传输率与系统参数之间的关系式,并基于上述拓扑特点,提出输出扇区划分方式;然后,提出以输出侧与补偿侧三相电流加权量作为间接控制量的级联式控制策略,从理论上对其可行性进行分析,并给出系统控制参数的优化选取方法. 仿真结果表明,基于间接控制策略的四端输出3-2MC拓扑可有效改善输出不对称情况下的输入电流性能,与传统的三端无补偿单元拓扑相比,该方法具有良好的动态性能和更大的输出适用范围.

关键词: 四端输出; 三相-两相矩阵变换器; 间接控制; 输出不对称; 脉动功率; 电流加权量

中图分类号: TM464

文献标志码: A

Indirect control strategy of three-phase to two-phase matrix converter under four terminal output

XU Yu-xiang^{1,2†}, GE Hong-juan¹

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

Abstract: For the three-phase to two-phase matrix converter (3-2MC) without large-capacity energy storage components, the output asymmetry affects the input current quality. To deal with this problem, we present a class of three-terminal and four-terminal output 3-2MC topologies with pulsating power compensation unit. Firstly, the principle, the realization process and the application range of the two kinds of converters to suppress the output pulsating power and improve the input performance are described in detail. The relationship between the voltage transmission rate and the system parameters of the four terminal output 3-2MC is deduced. Based on the characteristics of the topology, the output sector division method is proposed. Then, a cascade control strategy is proposed, taking the output side and the compensation side three-phase current weighting amount as the indirect control quantity, and the feasibility is analyzed theoretically. Furthermore, an optimization method of system control parameters is given. The simulation results show that the four-terminal output 3-2MC topology based on the indirect control strategy can effectively improve the input current performance under asymmetric output. Compared with the traditional three-terminal topology without pulsating power compensation unit, the proposed method has good dynamic performance and more large output range.

Keywords: four terminal output; three-phase to two-phase matrix converter; indirect control; asymmetrical output; pulsating power; current weighting amount

0 引 言

矩阵变换器是一种“绿色变换器”,其具有谐波污染小、输入功率因数可控、能量可双向流动、功率密度大等优点^[1]. 近年来,在工业方面的应用主要集中在电机驱动^[2-3]、风力发电^[4]、新能源汽车充电^[5]等场合,国内外如日本安川、富士及广东易事特等公司

已开发了一系列的产品^[1,3].

三相-两相矩阵变换器是传统 M 相 $\times N$ 相矩阵变换器的一种特殊形式,除了应用在两相交流电机、有主副绕组的单相电机等两相负载场合外^[6],还在感应融炉加热^[7]、电机容错控制^[8]等场合得到推广. 现有对3-2MC的研究主要集中在控制策略和拓扑结构

收稿日期: 2018-02-20; 修回日期: 2018-05-31.

基金项目: 国家自然科学基金项目(U1233127); 浙江省自然科学基金项目(LY19F030002); 湖州市自然科学基金项目(2017YZ09).

责任编辑: 王燕舞.

†通讯作者. E-mail: keyan_xyx@163.com.

方面,文献[6]和文献[8]分别对两端输出共中线和三端输出带独立中线拓扑的调制策略进行了研究.文献[9-10]提出了3-2MC的双电压合成调制策略,与文献[9]相比,文献[10]所研究的拓扑具有较高的电压传输率,即实现了更大的控制自由度.文献[11]提出了3-2MC的滞环控制策略,该方法本质上是一种电流闭环控制,但存在输入电流谐波丰富、频率不固定等不足.文献[12]研究了三端输出3-2MC的双空间矢量调制策略,通过反馈两相对称输出电压实现了幅值闭环.文献[13]提出了一种应用于两相感应电机的3-2MC简化拓扑,该结构具有简单、紧凑等优点.

与常规三相-三相矩阵变换器(3-3MC)类似,3-2MC中间环节无大容量储能元件,输出不对称等异常情况将通过双向开关直接作用在输入侧,引起输入电流的畸变.文献[6]和文献[8]仅实现了两相不对称电流输出,没有研究如何提高3-2MC输入性能的方法.文献[7]采用了一种改进的相角调制方法,为达到抑制不对称输出对输入电流的影响,该方法使得其中一相负载上的输出电压相位和幅值受另外一相负载的限制,从而导致无法任意调节输出幅值和相位,降低了系统的控制自由度.现有对矩阵变换器在不平衡输入、不对称负载等异常情况下的控制策略研究大多集中在3-3MC^[14-18]上.文献[16]提出了采用给定输入电流与输出电流计算占空比的方法来改善不平衡负载下的输入电流质量.文献[17]设计一种基于非线性控制方法实现的直接转矩控制,改善了系统在非正常工况下的性能.文献[18]提出了一种改进型重复控制方法,以实现输出负载在不对称情况下能够兼顾输入输出波形质量与系统稳定性.上述方法并不完全适用于3-2MC,但其思想可以为两相不对称输出下改善输入性能的实现提供启发.

为了实现输出不对称情况下,输入输出均能获得良好的性能,本文首先基于常规三端无脉动功率补偿单元拓扑的3-2MC,在推导不对称输出下的输入电流中谐波含量组成及输入总谐波畸变率(THD)的函数表达式的基础上,提出带脉动功率补偿单元的三端和四端输出的两种3-2MC拓扑,详细分析两种变换器抑制输出脉动功率的原理、实现过程和适用范围,揭示四端输出3-2MC的电压传输率与输出不对称度、输出频率等系统参数的关系式,给出双空间矢量协同调制下的有效矢量占空比表达式,提出简化的输出扇区划分方式,进而减少系统开关组合数量.其次,为实现在不对称输出下仍能获得良好的静态与动态性能,同时避免对两相不对称交流输出量的直接控制而导

致实现方法复杂、占用过多存储空间等不足,基于状态方程建立3-2MC的平均信号模型,提出以输出侧与补偿侧三相电流加权量作为间接控制对象的级联式双闭环控制策略.最后,通过Matlab/Simulink仿真软件验证了带补偿电感的四端输出3-2MC闭环控制策略能有效减少输入电流的低频谐波量,同时使系统具有良好的静态与动态性能.

1 三端输出3-2MC脉动功率补偿拓扑及其局限性

若采用文献[9]和文献[12]所示的三端输出的3-2MC(详见附录图A1),则当输出为两相不对称时,由本文附录推导的式(A7)可知,输入电流中含有与输入、输出频率有关的低频谐波,且该谐波含量与输出不对称度有关.为抑制输出不对称对输入性能的影响,在上述文献拓扑基础上,本文引入电感单元 L_c 以实现输出脉动功率补偿功能,该3-2MC拓扑如图1所示.

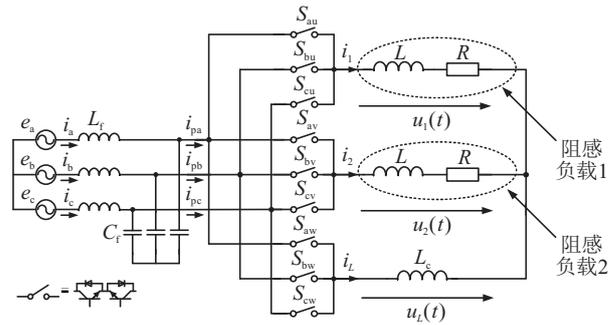


图 1 带脉动功率补偿单元的三端输出3-2MC拓扑

假设输出侧与脉动功率补偿侧三相电压表达式分别为

$$\begin{cases} u_1(t) = U_1 \sin(\omega_o t + \varphi_1), \\ u_2(t) = U_2 \sin(\omega_o t + \varphi_1), \\ u_L(t) = U_L \sin(\omega_o t + \varphi_2). \end{cases} \quad (1)$$

其中: U_1 、 U_2 、 U_L 分别为输出侧阻感负载1、阻感负载2与补偿侧电感 L_c 上基波电压的幅值;假设 $U_1 \geq U_2$,定义 $\varepsilon = U_2/U_1$ 为输出不对称度, ε 的值越大,不对称度越小; ω_o 为输出角频率; φ_1 、 φ_2 为输出侧与补偿侧的初始相位.

由式(1)可得输出三相电流表达式分别为

$$\begin{aligned} i_1(t) &= I_1 \sin(\omega_o t + \varphi_1 - \delta) = \frac{U_1}{\sqrt{(\omega_o L)^2 + R^2}} \sin(\omega_o t + \varphi_1 - \delta), \\ i_2(t) &= I_2 \cos(\omega_o t + \varphi_1 - \delta) = \frac{U_2}{\sqrt{(\omega_o L)^2 + R^2}} \cos(\omega_o t + \varphi_1 - \delta), \end{aligned}$$

$$i_L(t) = -I_L \cos(\omega_0 t + \varphi_2) = -\frac{U_L}{\omega_0 L_c} \cos(\omega_0 t + \varphi_2),$$

$$\delta = a \tan \frac{\omega_0 L}{R}. \quad (2)$$

其中: I_1 、 I_2 、 I_L 分别为输出侧与补偿侧的电流幅值, δ 为输出侧电压与电流的相位差。

由式(1)和(2)可得两相输出侧与脉动功率补偿侧的功率表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} P_1 = \underbrace{\frac{U_1^2}{2\sqrt{(\omega_0 L)^2 + R^2}} \cos \delta}_{\tilde{P}_1} + \underbrace{\frac{-U_1^2}{2\sqrt{(\omega_0 L)^2 + R^2}} \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_1 - \delta)}_{\tilde{P}_1}, \\ P_2 = \underbrace{\frac{U_2^2}{2\sqrt{(\omega_0 L)^2 + R^2}} \cos \delta}_{\tilde{P}_2} + \underbrace{\frac{U_2^2}{2\sqrt{(\omega_0 L)^2 + R^2}} \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_1 - \delta)}_{\tilde{P}_2}, \\ P_c = -\frac{U_L^2}{2\omega_0 L_c} \sin(2\omega_0 t + 2\varphi_2). \end{array} \right. \quad (3)$$

为抑制输出脉动功率对输入电流的影响, 使该脉动功率量仅在输出环节形成闭合回路而不耦合到输入侧, 需要抑制式(3)中的功率 \tilde{P}_1 、 \tilde{P}_2 , 即满足等式 $P_c + \tilde{P}_1 + \tilde{P}_2 = 0$, 则由该约束条件可得如下关系式:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_c = U_1 \sqrt{\frac{(1 - \varepsilon^2)\omega_0 L_c}{\sqrt{(\omega_0 L)^2 + R^2}}}, \\ \varphi_2 = \frac{-\delta}{2} + \frac{\pi}{4} + \varphi_1. \end{array} \right. \quad (4)$$

由于输出为Y型连接方式, 根据基尔霍夫电流定律(KCL), 可得三相输出电流的约束关系为

$$\sum_{j=1,2,L} i_j(t) = I_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_1 - \delta) + I_2 \cos(\omega_0 t + \varphi_1 - \delta) - I_L \cos(\omega_0 t + \varphi_2) = 0. \quad (5)$$

由式(2)和(5)可得输出侧与补偿侧的电压、相位角的另一组关系式为

$$\left\{ \begin{array}{l} U_L = U_1 \frac{\omega_0 L_c \sqrt{1 + \varepsilon^2}}{\sqrt{(\omega_0 L)^2 + R^2}}, \\ \varphi_2 = \varphi_1 - \delta - \Delta, \\ \Delta = a \tan \frac{1}{\varepsilon}. \end{array} \right. \quad (6)$$

若采用设置补偿电感 L_c 的值来匹配输出不对称

下输出两相的脉动功率, 则由式(4)和(6)中电压幅值和相位角约束条件可得如下表达式:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_c = \frac{1 - \varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2} \frac{\sqrt{(\omega_0 L)^2 + R^2}}{\omega_0}, \\ \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2} + \Delta = 0. \end{array} \right. \quad (7)$$

采用设置补偿电感值来匹配输出不对称下输出两相的脉动功率的方法, 在三端输出拓扑结构下只能做到补偿脉动功率与输出两相脉动功率幅值上的匹配, 两个脉动功率的相位差无法达到 180° , 使得该拓扑无法实现完全补偿, 因此, 该拓扑具有明显的局限性, 而该局限性来源于图1所示的三端输出3-2MC除了需要满足式(4)和(5)中脉动功率幅值约束条件外, 还必须满足相位差的约束条件, 而后者的约束条件是无解的. 但上述拓扑中采用补偿电感吸收部分脉动功率的方法可以作进一步的延伸。

2 四端输出3-2MC拓扑

2.1 不对称输出下调制函数表达式及其约束关系

为解除图1所示拓扑中的输出三相电流过约束条件对适用范围的限制, 本文提出带脉动功率补偿功能的四端输出3-2MC拓扑结构(如图2所示). 该拓扑是在图1拓扑结构基础上通过增加一组双向开关 (S_{ax} , S_{bx} , S_{cx}), 输出侧与补偿侧共用1个公共端 N , 该公共端的引入, 使得3-2MC在不对称输出下不再受到式(5)电流约束条件的制约, 实现输出两相幅值与相位的独立调节, 而不受系统参数的影响, 扩大变换器的适用范围。

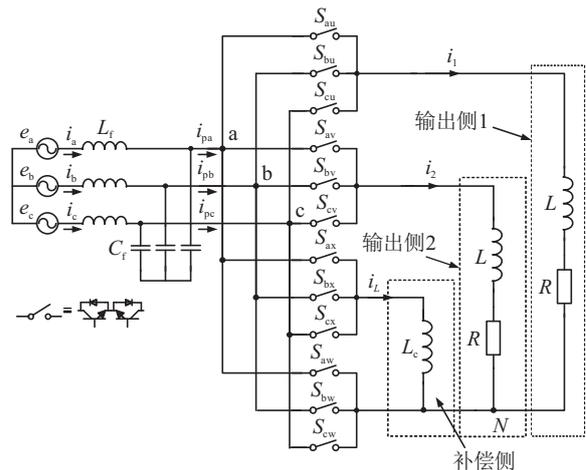


图2 带脉动功率补偿单元的四端输出3-2MC拓扑

设输出侧与补偿侧输出电压调制函数表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} \xi_1 = M_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_1), \\ \xi_2 = M_2 \cos(\omega_0 t + \varphi_1), \\ \xi_L = M_L \sin(\omega_0 t + \varphi_2). \end{array} \right. \quad (8)$$

其中: M_1 、 M_2 、 M_L 分别为输出侧与补偿侧输出电压

调制函数的调制系数,输出侧与补偿侧调制函数的初始相位 φ_1 、 φ_2 的相互关系如式(4)所示。

研究开关调制的具体实现方式需要将图2所示拓扑虚拟成如图3所示的交-直-交等效电路进行分析,忽略虚拟逆变环节中脉动功率补偿电感 L_c 上的电流 i_L 对虚拟直流母线电流 i_{dc} 的影响,根据调制波与三角波交截理论,即输出侧调制波函数 $\xi_1 = M_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_1)$ 、 $\xi_2 = M_2 \cos(\omega_0 t + \varphi_1)$ 和三角载波交截,获得开关管(S_{pu}, S_{nu})和(S_{pv}, S_{nv})的控制信号以调节输出电压 $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 。

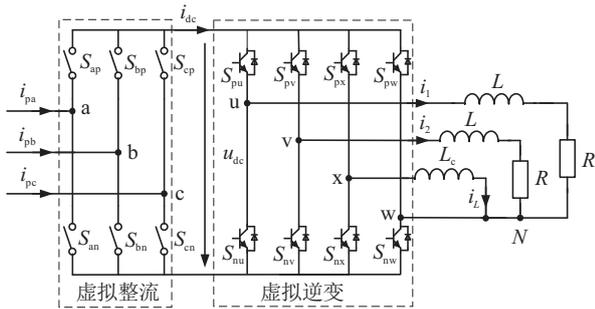


图3 四端输出3-2MC虚拟交-直-交等效电路

当忽略系统损耗时,虚拟母线侧的功率 $P_{dc}(t)$ 与输出侧功率 $P_o(t)$ 也需要满足功率守恒原则,即

$$\begin{cases} P_{dc}(t) = u_{dc} \times i_{dc_12}, \\ P_o(t) = u_1 i_1 + u_2 i_2 = \xi_1 u_{dc} i_1 + \xi_2 u_{dc} i_1, \\ P_{dc}(t) = P_o(t). \end{cases} \quad (9)$$

其中: u_{dc} 为虚拟交-直-交电路中的虚拟母线电压; i_{dc_12} 为仅有两相是阻感负载条件下的虚拟母线电流。由式(9)可得,仅在两相输出电流 $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 作用下的虚拟直流母线上电流的作用量为

$$\begin{aligned} i_{dc_12} = & \underbrace{\frac{U_1 M_1 + U_2 M_2}{2\sqrt{R^2 + (\omega_0 L)^2}} \cos \delta}_{\widetilde{i_{dc_12}}} + \\ & \underbrace{\frac{-U_1 M_1 + U_2 M_2}{2\sqrt{R^2 + (\omega_0 L)^2}} \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_1 - \delta)}_{\widetilde{i_{dc_12}}}. \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可知,此时图3所示的虚拟直流母线上存在二倍输出角频率的低频脉动电流 $\widetilde{i_{dc_12}}$ 。为使虚拟直流母线上的电流在一个开关周期内的平均值始终为恒定量,需要控制补偿电感 L_c 上的电流,使其对母线调制的电流用来抵消式(10)中的低频脉动电流 $\widetilde{i_{dc_12}}$,于是母线电流中只剩下直流量和高频分量。假设开关(S_{px}, S_{nx})调制波函数为 $\xi_L = M_L \sin(\omega_0 t + \varphi_2)$,则脉动功率补偿电感 L_c 上电流 $i_L(t)$ 单独对直流母线上电流的作用量为

$$\begin{aligned} i_{dc_c} = i_L \times \xi_L = & -\frac{M_L}{2} \sqrt{\frac{U_1^2 - U_2^2}{\omega_0 L_c \sqrt{R^2 + (\omega_0 L)^2}}} \sin(2\omega_0 t + 2\varphi_2). \end{aligned} \quad (11)$$

为抑制脉动的母线电流引起输入电流中含有难以消除的低频谐波分量,需要约束式(10)和(11)中的脉动量,由此可得输出侧与补偿侧的调制系数约束关系为

$$M_L = \sqrt{\omega_0 L_c (M_1^2 - M_2^2) / \sqrt{R^2 + (\omega_0 L)^2}}. \quad (12)$$

只要保证控制开关管(S_{pu}, S_{nu})和(S_{pv}, S_{nv})的调制函数系数 M_1 、 M_2 与开关管(S_{px}, S_{nx})的调制系数 M_L 满足式(12)的关系式,就可以保证虚拟直流母线上没有二倍频率的脉动电流分量,而此时脉动功率在一个脉动周期内对电感 L_c 进行充电、放电,构成脉动功率流通环路,则该脉动量将不会通过双向开关耦合到输入侧,影响输入电流的质量。

若输出不对称下的脉动功率完全由补偿电感 L_c 吸收,则此时电感上的瞬时功率应满足如下表达式:

$$P_c(t) = u_L \times i_L = -(\widetilde{P}_1 + \widetilde{P}_2). \quad (13)$$

根据电感上的电流与电压之间的函数关系式,可得电感 L_c 的取值为

$$L_c \geq \frac{U_1^2 (1 - \varepsilon^2)}{I_{c_max}^2 \omega_0 \sqrt{R^2 + (\omega_0 L)^2}}, \quad (14)$$

其中 I_{c_max} 为电感 L_c 上承受的最大电流。

由式(14)可知,脉动功率补偿电感 L_c 的取值与输出功率和输出不对称度 ε 成正比,而与输出角频率 ω_0 成反比。在实际应用中该参数的选择还需考虑电感上耐受的最大电流 I_{c_max} 等工艺要求。

2.2 不对称输出下的电压传输率与系统参数的关系

矩阵变换器的电压传输率取决于输入侧与输出侧调制系数的大小。3-2MC输出侧与脉动功率补偿侧调制函数需要满足如下关系式:

$$\begin{aligned} |\xi_1| + |\xi_2| + |\xi_L| = & M_1 |\sin(\omega_0 t + \varphi_1)| + \\ & M_2 |\cos(\omega_0 t + \varphi_1)| + \\ & M_L |\sin(\omega_0 t + \varphi_2)| \leq 1. \end{aligned} \quad (15)$$

由于补偿侧调制系数 M_L 满足式(12)的函数关系式,当期望输出的两相不对称电压或者电流确定时,不对称度 ε 就已经确定,于是由式(15)可推导出输出侧调制系数 M_1 的取值范围为

$$M_1 \leq \frac{1}{\sqrt{(1 + k' |\cos(\varphi_2 - \varphi_1)|)^2 + (\varepsilon + k' |\sin(\varphi_2 - \varphi_1)|)^2}},$$

$$k' = \sqrt{\omega_o L_c (1 - \varepsilon^2) / \sqrt{R^2 + (\omega_o L)^2}}. \quad (16)$$

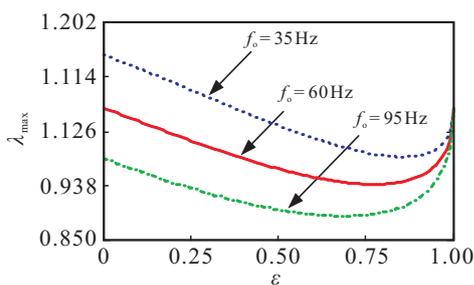
由式(16)可知,当阻感负载、补偿电感等参数设定时,输出侧调制系数 M_1 的取值范围与输出不对称度 ε 和输出角频率 ω_o 有关. 当系统参数设置为: 负载电阻 $R = 20 \Omega$, 负载电感 $L = 5 \text{ mH}$, 补偿电感 $L_c = 15 \text{ mH}$, 输出不对称度 $\varepsilon = 0.5$, 输出角频率 $\omega_o = 376.8 \text{ rad/s}$ 时, 输出侧调制系数 M_1 的最大值为 $M_{1_max} = 0.643$, 由此可得系统的电压传输率为

$$\lambda = \frac{U_1}{U_i} = \frac{M_1 \times U_{dc}}{U_i} \leq \frac{3}{2} M_{1_max} M_{rec} \cos \gamma = 0.9645. \quad (17)$$

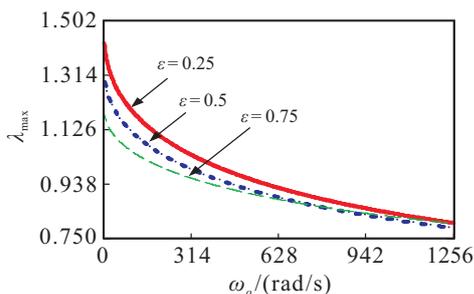
其中: M_{rec} 为虚拟整流侧调制系数, $M_{rec} \leq 1$; $\cos \gamma$ 为输入功率因数.

由式(17)可知,系统最大电压传输率 λ_{max} 表示输入单位功率因数 ($\cos \gamma = 1$) 时的数值. 由于本文采用的是一种输出侧带独立中线的拓扑结构,输出实际上是由输入线电压交替拟合获得的,在上述系统参数条件下的3-2MC电压传输率较传统的3-3MC要高 ($\lambda \leq 0.866$),但该变换器仍是一种降压式变换器.

由式(16)和(17)可绘制出最大电压传输率 λ_{max} 与系统参数的关系曲线(如图4所示),其中 f_o 为输出频率. 由图4(a)可知:当阻感负载、补偿电感等参数确定时,系统的最大电压传输率 λ_{max} 由输出频率 f_o 和输出不对称度 ε 这两个参数决定,同一不对称度下,输出频率较小的3-2MC系统的最大电压传输率大,即具有更大的输出电压、电流调节范围;当输出频率一定时,输出不对称度与最大电压传输率之间并不是



(a) 不对称度 ε 与电压传输率 λ_{max} 的关系曲线



(b) 输出角频率 ω_o 与电压传输率 λ_{max} 的关系曲线

图4 电压传输率 λ_{max} 与系统参数的关系曲线

成简单的比例关系. 由图4(b)可知:当输出不对称度 ε 一定时,随着输出角频率 ω_o 的增加,系统最大电压传输率 λ_{max} 在减小;当 ω_o 一定且处于较低频率时,不对称度 ε 取值较小的3-2MC,其最大电压传输率 λ_{max} 较高.

设输出侧电流与脉动功率补偿侧三相电流加权合成量为

$$i'_{\Sigma} = \sum_{j=1,2,L} \xi_j i_j = \xi_1 i_1 + \xi_2 i_2 + \xi_L i_L = \frac{M_1(1 + \varepsilon^2) \cos \delta}{2} I_1. \quad (18)$$

由式(18)可知,在输出不对称 ε 确定时,由于该表达式中的调制系数 M_1 取值为 M_{1_max} , 系数 $\cos \delta$ 取决于系统本身参数,式(18)所提的输出侧与脉动功率补偿侧电流加权合成量 i'_{Σ} 为一常数,该加权量 i'_{Σ} 的大小仅由输出电流幅值 I_1 决定,同时,还间接地反映了输出功率,即式(18)所示的三相电流加权合成量 i'_{Σ} 是直流量. 因此,本文拟将该加权合成量作为双闭环控制中的一个间接量进行控制.

2.3 扇区划分与有效矢量占空比计算

文献[10]和文献[19]分别提出了两相对称输出下虚拟逆变侧6扇区和4扇区的划分方式. 对于带脉动功率补偿单元的3-2MC,针对输出不对称的情况,以期望输出侧与补偿侧相电压的调制函数过零点来划分输出扇区,理论上输出侧可划分成8个扇区,具体输出侧扇区划分方式如表1所示.

表1 输出侧扇区划分方式

扇区号	划分依据
I	$\xi_1 \geq 0, \xi_2 \geq 0, \xi_L < 0$
II	$\xi_1 \geq 0, \xi_2 \geq 0, \xi_L \geq 0$
III	$\xi_1 \geq 0, \xi_2 < 0, \xi_L \geq 0$
IV	$\xi_1 < 0, \xi_2 < 0, \xi_L \geq 0$
V	$\xi_1 < 0, \xi_2 < 0, \xi_L < 0$
VI	$\xi_1 < 0, \xi_2 \geq 0, \xi_L < 0$
VII	$\xi_1 < 0, \xi_2 \geq 0, \xi_L \geq 0$
VIII	$\xi_1 \geq 0, \xi_2 < 0, \xi_L < 0$

两相输出侧与脉动功率补偿侧的调制函数之间相互关系如式(8)所示. 由图5和图6所示的输出电压空间矢量分布、输出电压时域区间划分可知,实际上表1所示的扇区VII和VIII并不存在,因此,四端输出的3-2MC输出扇区的划分可进一步简化成6扇区.

由图3可知,3-2MC输出侧可等效成电压源型逆变器. 根据图5所示的输出电压旋转空间矢量分布示意,对于任意扇区内,其有效矢量占空比设定为

$$\begin{cases} d_u = M_1 |\sin \theta_1|, \\ d_v = M_2 |\cos \theta_1|, \\ d_w = M_L |\sin \theta_2|, \end{cases} \quad (19)$$

其中 θ_1 、 θ_2 分别为输出侧与补偿侧电压空间矢量所在扇区内的扇区角, 该值由输出电压角频率及初始相位 φ_1 、 φ_2 决定。

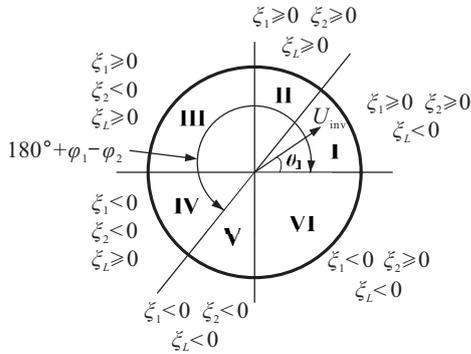


图5 输出电压空间矢量分布

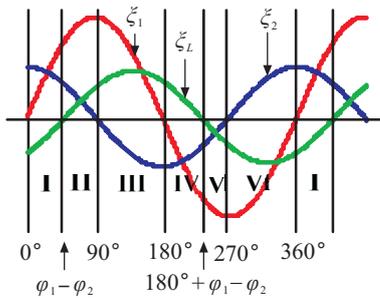


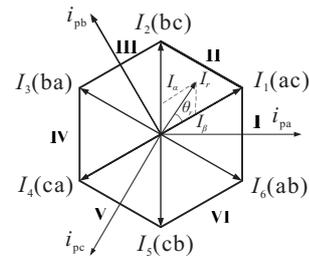
图6 输出电压调制函数时域区间划分示意

3-2MC 输入侧可等效成电流型整流器, 其旋转空间矢量示意如图7所示。输入扇区可划分成6个扇区, 在任意扇区内, 两个有效矢量占空比表达式为

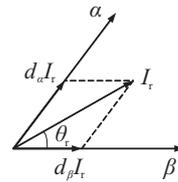
$$\begin{cases} d_\alpha = M_{rec} \sin \theta_r, \\ d_\beta = M_{rec} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_r \right), \\ M_{rec} = \sqrt{(I_{p\alpha}^*)^2 + (I_{p\beta}^*)^2} / I_{dc}, \\ \theta_r = a \tan(I_{p\beta}^* / I_{p\alpha}^*). \end{cases} \quad (20)$$

其中: θ_r 为变换器输入端电流 i_{pa} 、 i_{pb} 、 i_{pc} 的空间矢量 I_r 所在扇区内的夹角; M_{rec} 为虚拟整流侧调制系数; $I_{p\alpha}^*$ 、 $I_{p\beta}^*$ 为虚拟整流侧PI调节后作 $dq/\alpha\beta$ 变换后的量; I_{dc} 为电流内环控制中的虚拟母线电流, 该值取常数。

由输入输出扇区划分方式可知, 带脉动功率补偿单元的3-2MC共有36种开关组合。由于3-2MC无大容量的储能元件, 无法像常规的交-直-交变换器可以分别独立控制输入与输出侧, 同时, 本文采用双空间矢量间接调制方法对该变换器进行控制, 输入输出需要联合协调控制。结合式(19)和(20)可得, 在一个开



(a) 输入电流空间矢量及相区划分示意



(b) 输入电流空间矢量合成示意

图7 输入侧电流旋转空间矢量 I_r 调制示意

关周期 T_s ($T_s = 100 \mu s$) 将被划分成6个有效矢量和1个零矢量, 具体占空比表达式为

$$\begin{cases} d_{\alpha u} = d_\alpha d_u, d_{\alpha v} = d_\alpha d_v, d_{\alpha w} = d_\alpha d_w, \\ d_{\beta u} = d_\beta d_u, d_{\beta v} = d_\beta d_v, d_{\beta w} = d_\beta d_w, \\ d_0 = 1 - d_{\alpha u} - d_{\alpha v} - d_{\alpha w} - d_{\beta u} - d_{\beta v} - d_{\beta w}. \end{cases} \quad (21)$$

其中: $d_{\alpha u} \sim d_{\beta w}$ 为有效矢量占空比; d_0 为零矢量占空比, 零矢量的选择以开关管切换次数最少为依据。

由式(21)可得有效矢量与零矢量的作用时间表表达式分别为

$$\begin{cases} T_1 = d_{\alpha u} T_s, T_2 = T_1 + d_{\alpha v} T_s, \\ T_3 = T_2 + d_{\alpha w} T_s, T_4 = T_3 + d_{\beta u} T_s, \\ T_5 = T_4 + d_{\beta v} T_s, T_6 = T_5 + d_{\beta w} T_s. \end{cases} \quad (22)$$

以输入电流矢量和输出电压矢量均位于第I扇区为例, 一个开关周期 T_s 内, 四端输出3-2MC的有效矢量作用时间与开关组合对应关系如表2所示。

表2 输入-输出I-I扇区对应的有效矢量作用时间与开关组合关系

作用时间	S_{au}	S_{bu}	S_{cu}	S_{av}	S_{bv}	S_{cv}	S_{ax}	S_{bx}	S_{cx}	S_{aw}	S_{bw}	S_{cw}
$0 \sim T_1$	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
$T_1 \sim T_2$	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
$T_2 \sim T_3$	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0
$T_3 \sim T_4$	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1
$T_4 \sim T_5$	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1
$T_5 \sim T_6$	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0
$T_6 \sim T_s$	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0

2.4 系统建模与闭环控制策略

根据KCL和KVL定律, 可得输入电流、电压在abc静止坐标系下的关系式为

$$\begin{cases} L_f \frac{di_i}{dt} + R_f i_i + u_i = e_i, \\ C_f \frac{du_i}{dt} + i_{pi} = i_i, \end{cases} \quad i = a, b, c. \quad (23)$$

其中: e_a, e_b, e_c 为输入电压, i_a, i_b, i_c 为输入电流, u_a, u_b, u_c 为变换器输入端电压, i_{pa}, i_{pb}, i_{pc} 为输入端电流, R_f 为输入滤波电感 L_f 的等效电阻.

根据图3所示,变换器侧输入端电流 i_{pa}, i_{pb}, i_{pc} 可表示为

$$\begin{cases} i_{pa} = i_{dc} S_a = S_a (\xi_1 i_1 + \xi_2 i_2 + \xi_L i_L), \\ i_{pb} = i_{dc} S_b = S_b (\xi_1 i_1 + \xi_2 i_2 + \xi_L i_L), \\ i_{pc} = i_{dc} S_c = S_c (\xi_1 i_1 + \xi_2 i_2 + \xi_L i_L), \end{cases} \quad (24)$$

其中 S_a, S_b, S_c 为虚拟整流侧 abc 静止坐标系下的三相开关函数基波量.

对输出两相和补偿相采用 KVL 定律, 可得

$$\begin{aligned} L \frac{di_1}{dt} &= \xi_1 u_{dc} - i_1 R = \\ &\xi_1 \{ (S_a - S^*) u_a + (S_b - S^*) u_b + \\ &(S_c - S^*) u_c \} - i_1 R, \end{aligned}$$

$$A_{abc} = \begin{bmatrix} -R_f/L_f & 0 & 0 & -1/L_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_f/L_f & 0 & 0 & -1/L_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_f/L_f & 0 & 0 & -1/L_f & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\xi_1 S_a/C_f & -\xi_2 S_a/C_f & -\xi_L S_a/C_f \\ 0 & 1/C_f & 0 & 0 & 0 & 0 & -\xi_1 S_b/C_f & -\xi_2 S_b/C_f & -\xi_L S_b/C_f \\ 0 & 0 & 1/C_f & 0 & 0 & 0 & -\xi_1 S_c/C_f & -\xi_2 S_c/C_f & -\xi_L S_c/C_f \\ 0 & 0 & 0 & \xi_1 (S_a - S^*)/L & \xi_1 (S_b - S^*)/L & \xi_1 (S_c - S^*)/L & -R/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \xi_2 (S_a - S^*)/L & \xi_2 (S_b - S^*)/L & \xi_2 (S_c - S^*)/L & 0 & -R/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \xi_L (S_a - S^*)/L & \xi_L (S_b - S^*)/L & \xi_L (S_c - S^*)/L & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix}.$$

对式(26)作 abc-dq 变换, 可得在 dq 坐标系下的状态方程为

$$\dot{X}_{dq} = A_{dq} X_{dq} + B_{dq} U_{dq}. \quad (27)$$

其中: X_{dq} 为 dq 坐标系下的状态变量, U_{dq} 为 dq 坐标系下的输入向量, A_{dq}, B_{dq} 分别为 dq 坐标系下的状

$$A_{dq} = \begin{bmatrix} -R_f/L_f & \omega_i & -1/L_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_i & -R_f/L_f & 0 & -1/L_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & 0 & -3\xi_1 D_d/2C_f & -3\xi_2 D_d/2C_f & -3\xi_L D_d/2C_f \\ 0 & 1/C_f & 0 & 0 & -3\xi_1 D_q/2C_f & -3\xi_2 D_q/2C_f & -3\xi_L D_d/2C_f \\ 0 & 0 & 3\xi_1 D_d/2L & 3\xi_1 D_q/2L & -R/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3\xi_2 D_d/2L & 3\xi_2 D_q/2L & 0 & -R/L & 0 \\ 0 & 0 & 3\xi_L D_d/2L & 3\xi_L D_q/2L & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix}.$$

其中: e_d, e_q 为输入电压 e_a, e_b, e_c 的 dq 轴分量; i_d, i_q 为输入电流 i_a, i_b, i_c 的 dq 轴分量; u_d, u_q 为输入滤波

$$\begin{aligned} L \frac{di_2}{dt} &= \xi_2 u_{dc} - i_2 R = \\ &\xi_2 \{ (S_a - S^*) u_a + (S_b - S^*) u_b + \\ &(S_c - S^*) u_c \} - i_2 R, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= \xi_L u_{dc} = \\ &\xi_L \{ (S_a - S^*) u_a + (S_b - S^*) u_b + \\ &(S_c - S^*) u_c \}, \end{aligned} \quad (25)$$

其中 $S^* = (S_a + S_b + S_c)/3$.

以电感电流和电容电压作为状态变量, 建立三相静止坐标系下的状态方程

$$\dot{X}_{abc} = A_{abc} X_{abc} + B_{abc} U_{abc}. \quad (26)$$

其中: X_{abc} 为静止坐标系下的状态变量, U_{abc} 为静止坐标系下的输入向量, A_{abc}, B_{abc} 分别为静止坐标系下的状态矩阵与输入矩阵. 具体表达式为

$$\begin{aligned} X_{abc} &= [i_a \ i_b \ i_c \ u_a \ u_b \ u_c \ i_1 \ i_2 \ i_L]^T, \\ U_{abc} &= [e_a \ e_b \ e_c \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \\ B_{abc} &= \text{diag}[1/L \ 1/L \ 1/L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \end{aligned}$$

态矩阵与输入矩阵. 具体表达式为

$$\begin{aligned} X_{dq} &= [i_d \ i_q \ u_d \ u_q \ i_1 \ i_2 \ i_L]^T, \\ U_{dq} &= [e_d \ e_q \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \\ B_{dq} &= \text{diag}[1/L \ 1/L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0], \end{aligned}$$

电容电压 u_a, u_b, u_c 的 dq 轴分量; D_d, D_q 为 dq 轴分量占空比, 在稳态下为常数.

稳态时忽略式(27)中的微分量,可得

$$\begin{cases} i_d = i_1 \frac{3\xi_1 D_d}{2} + i_2 \frac{3\xi_2 D_d}{2} + i_L \frac{3\xi_L D_d}{2}, \\ i_q = i_1 \frac{3\xi_1 D_q}{2} + i_2 \frac{3\xi_2 D_q}{2} + i_L \frac{3\xi_L D_q}{2}; \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} u_d \frac{3\xi_1 D_d}{2} + u_q \frac{3\xi_1 D_q}{2} - Ri_1 = 0, \\ u_d \frac{3\xi_2 D_d}{2} + u_q \frac{3\xi_2 D_q}{2} - Ri_2 = 0, \\ u_d \frac{3\xi_L D_d}{2} + u_q \frac{3\xi_L D_q}{2} - Ri_L = 0. \end{cases} \quad (29)$$

由式(28)和(29)可得输入侧的受控电流源、输出侧与补偿侧的受控电压源分别为

$$\begin{cases} i_{d1} = i_1 \frac{3\xi_1 D_d}{2}, i_{d2} = i_2 \frac{3\xi_2 D_d}{2}, i_{d3} = i_L \frac{3\xi_L D_d}{2}; \\ i_{q1} = i_1 \frac{3\xi_1 D_q}{2}, i_{q2} = i_2 \frac{3\xi_2 D_q}{2}, i_{q3} = i_L \frac{3\xi_L D_q}{2}. \end{cases} \quad (30)$$

$$\begin{cases} u_{11} = u_d \frac{3\xi_1 D_d}{2}, u_{12} = u_q \frac{3\xi_1 D_q}{2}; \\ u_{21} = u_d \frac{3\xi_2 D_d}{2}, u_{22} = u_q \frac{3\xi_2 D_q}{2}; \\ u_{L1} = u_d \frac{3\xi_L D_d}{2}, u_{L2} = u_q \frac{3\xi_L D_q}{2}. \end{cases} \quad (31)$$

其中: i_{d1} 、 i_{d2} 、 i_{q1} 、 i_{q2} 、 i_{L1} 、 i_{L2} 为输入受控电流源 dq 轴分量, u_{11} 、 u_{12} 、 u_{21} 、 u_{22} 、 u_{L1} 、 u_{L2} 为输出侧与补偿侧受控电压源 dq 轴分量。

由式(30)和(31)可得系统在 dq 坐标轴下的平均信号模型如图8所示。

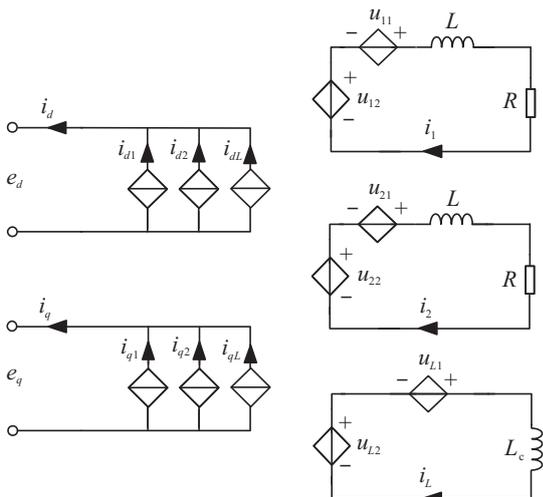


图8 dq 旋转坐标轴下3-2MCM平均信号等效电路

由图8及式(28)和(29)可知,变换器输入电流 dq 轴分量 i_d 、 i_q 由输出电流 i_1 、 i_2 和补偿电流 i_L 决定,输出电压由变换器输入端电压 u_a 、 u_b 、 u_c 的 dq 轴分量 u_d 、 u_q 决定。若没有补偿单元 L_c ,则由式(28)可知,由受控电流源决定的输入电流 dq 轴分量 i_d 、 i_q 不再是

常量,而是含有二倍频输出角频率的周期变化量,通过 dq/abc 变换后,输入三相电流 i_{abc} 将不再是三相对称正弦量,输入电流中的谐波将与二倍频输出角频率有关。该结论与附录的式(A6)推导一致。

取式(27)中的 i_d 、 i_q 和 u_d 、 u_q 为状态变量,以 i_d 、 i_q 为控制量,以 i_{pd} 、 i_{pq} 为控制对象,稳态下可以忽略状态方程中的微分量,可得系统稳态方程为

$$\begin{cases} i_{pd} = (1 - \omega_i^2 L_f C_f) i_d - \omega_i R_f C_f i_q + \omega_i C_f e_q, \\ i_{pq} = (1 - \omega_i^2 L_f C_f) i_q + \omega_i R_f C_f i_d - \omega_i C_f e_d, \end{cases} \quad (32)$$

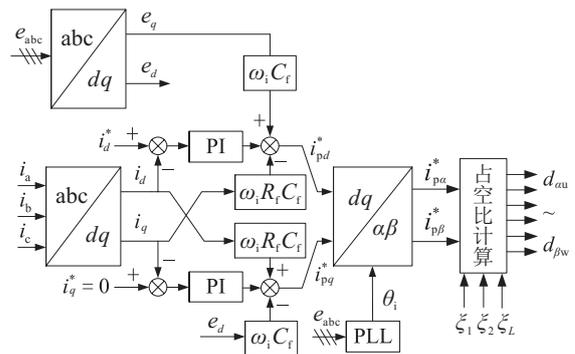
其中 i_{pd} 、 i_{pq} 为变换器输入端电流 i_{pa} 、 i_{pb} 、 i_{pc} 的 dq 轴分量。

通过电流前馈解耦,建立以虚拟整流侧输入电流 dq 轴分量 i_d 、 i_q 反馈的电流内环控制表达式为

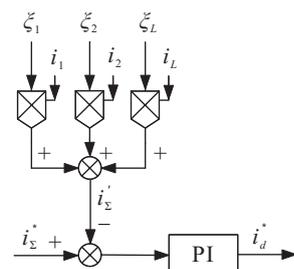
$$\begin{cases} i_{pd}^* = \left(k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s}\right) (i_d^* - i_d) - \omega_i R_f C_f i_q + \omega_i C_f e_q, \\ i_{pq}^* = \left(k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s}\right) (i_q^* - i_q) + \omega_i R_f C_f i_d - \omega_i C_f e_d. \end{cases} \quad (33)$$

其中: i_{pd}^* 、 i_{pq}^* 为变换器输入端电流 dq 轴分量指令值, i_d^* 、 i_q^* 为输入电流 dq 轴分量指令值。

输入侧通过前馈解耦,输入三相交流流量在 dq 坐标轴下转变成两个不再耦合的直流量,但输出侧仍为两相交流流量。为了采用PI实现无静差控制,需要把输出侧的交流流量转变为容易控制的直流平均量。由式(18)的推导结论可知,输出侧与补偿侧三相电流加



(a) 虚拟整流侧电流内环控制框图



(b) 三相电流加权合成反馈外环控制框图

图9 3-2MCM双闭环控制系统框图

权合成量是一个常数,且该合成量间接地反映了输出功率。因此,本文提出外环采用输出侧与补偿侧三相电流加权合成量 i_{Σ}^* 来代替对交流量 i_1 、 i_2 和 i_L 的直接控制,外环PI调节输出作为电流内环 d 轴有功电流指令值 i_d^* 的给定,即该控制环路是一种双侧级联式结构,其内环与外环的控制框图如图9所示。此时,对输入输出交流量的直接控制均转变成对直流量的控制,从而降低了闭环控制策略实现的复杂性。

2.5 控制参数的选取

由于系统开关频率($f_s = 10 \text{ kHz}$)远高于输入电压频率($f_i = 50 \text{ Hz}$),考虑变换器输入端电流 dq 轴分量 i_{pd} 、 i_{pq} 的基波分量,忽略输入电压 d 轴分量 $e_d(s)$ 的影响,此时控制系统电流内环传递函数框图简化为图10所示。其中: k_{p1} 和 k_{i1} 为电流内环PI调节器

参数, K_{pwm} 为虚拟三相电流源型整流器的PWM增益, R_d 为输入滤波电感 L_f 上并联的阻尼电阻。

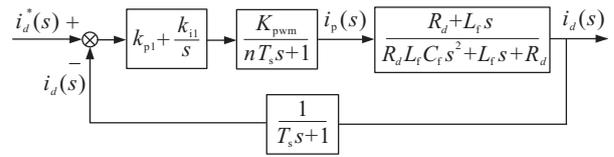


图10 3-2MC电流内环传递函数框图

由图10可知,电流内环开环传递函数为高阶系统。为简化推导过程,将两个惯性环节乘积等效成一个惯性环节,即

$$\frac{1}{nT_s s + 1} \times \frac{1}{T_s s + 1} \approx \frac{1}{(n+1)T_s s + 1},$$

其中 $n = 2$ 。电流内环开环传递函数在内环穿越角频率 ω_{c1} 处的幅值和相角裕度 θ_1 满足如下关系式:

$$\begin{cases} \sqrt{\frac{(k_{p1}\omega_{c1})^2 + k_{i1}^2}{\omega_{c1}^2} \frac{K_{pwm}^2}{1+(3T_s\omega_{c1})^2} \frac{R_d^2 + (L_f\omega_{c1})^2}{(L_f\omega_{c1})^2 + R_d^2(1-L_fC_f\omega_{c1}^2)^2}} = 1, \\ \text{atan}\left[\frac{k_{p1}s + k_{i1}}{s} \frac{K_{pwm}}{3T_s s + 1} \frac{R_d + L_f s}{R_d L_f C_f s^2 + L_f s + R_d}\right] \frac{180^\circ}{\pi} + 180^\circ = \theta_1. \end{cases} \quad (34)$$

由式(34)可得电流内环PI调节器中两个PI参数的取值为 $k_{p1} = 0.52$, $k_{i1} = 2860$ 。

输出电流加权合成外环传递函数框图如图11所示。其中: $G_i(s)$ 为电流内环的闭环传递函数, R_c 为补

偿电感 L_c 的等效电阻。

三相电流加权量合成外环开环传递函数在外环穿越角频率 ω_{c2} 处的幅值和相角裕度 θ_2 满足如下关系式:

$$\begin{cases} \sqrt{\frac{(k_{p2}\omega_{c2})^2 + k_{i2}^2}{\omega_{c2}^2} \frac{M_{rec}^2}{(C_f\omega_{c2})^2} \frac{[M_L L \omega_{c2} + (M_1 + M_2)L_c \omega_{c2}]^2 + [(M_1 + M_2)R_c + M_L R]^2}{[(L\omega_{c2})^2 + R^2][(L_c\omega_{c2})^2 + R_c^2]}} = 1, \\ \text{atan}\left[\frac{k_{p2}s + k_{i2}}{s} \frac{M_{rec}}{C_f s} \left(\frac{M_1 + M_2}{Ls + R} + \frac{M_L}{L_c s + R_c}\right)\right] \frac{180^\circ}{\pi} + 180^\circ = \theta_2. \end{cases} \quad (35)$$

由式(35)可得外环调节器中两个PI参数的取值为 $k_{p2} = 0.41$, $k_{i2} = 102$ 。

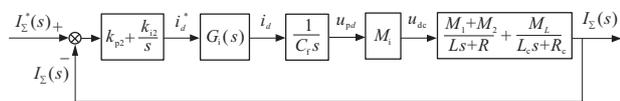


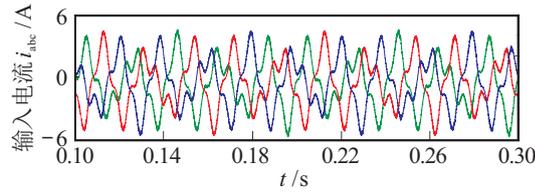
图11 3-2MC输出电流加权合成外环传递函数框图

3 仿真与分析

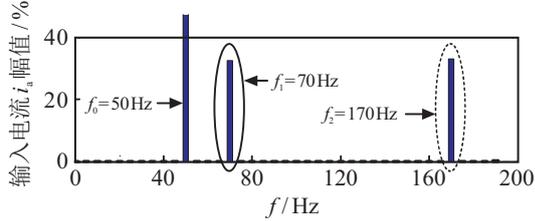
搭建3-2MC的仿真模型,利用仿真软件Matlab/Simulink进行系统动态与静态仿真验证。系统参数设置如下:输入电压幅值 $E_i = 130\sqrt{2} \text{ V}$,输入角频率 $\omega_i = 314 \text{ rad/s}$,输入滤波电感 $L_f = 2 \text{ mH}$,滤波电感等效电阻 $R_f = 0.12 \Omega$,输入滤波电感 L_f 上的并联阻尼电阻 $R_d = 51 \Omega$,输入滤波电容 $C_f = 13.2 \mu\text{F}$,负载电阻 $R = 20 \Omega$,负载电感 $L = 5 \text{ mH}$,补偿电感 $L_c = 15 \text{ mH}$,开关频率 $f_s = 10 \text{ kHz}$,两相不对称输

出侧调制系数分别为 $M_1 = 0.6$, $M_2 = 0.3$,补偿侧输出电压的调制系数 $M_L = 0.2767$,初始相位分别为 $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = -0.894$,电流内环PI调节器参数实际设定为 $k_{p1} = 0.65$, $k_{i1} = 2200$ 。

图12为基于三端输出无补偿单元3-2MC拓扑下的三相输入电流波形与FFT分析仿真结果。其中: f_0 为输入电流中基波量的频率, f_1 和 f_2 对应两个低频谐波量频率,输出不对称度设置为 ϵ 。由图12(b)可知,输出不对称下,输入电流中存在幅值含量较大的谐波成分,经过Matlab分析得到低频谐波频率分别为70 Hz和170 Hz,低频谐波的含量分别为32.4%和33.07%,该结论与附录中式(A7)的理论计算结果接近(低频谐波含量理论值 $\eta_1 = \eta_2 = 30\%$),且输入电流中主要低频谐波频率与附录中式(A6)的计算结果一致。



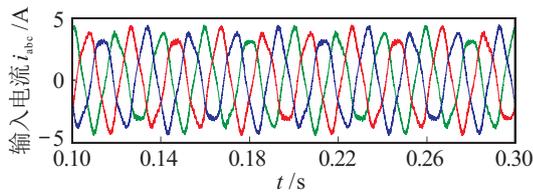
(a) 无补偿电感拓扑下的三相输入电流 i_{abc} 波形



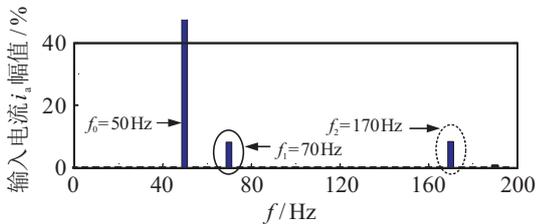
(b) 无补偿电感拓扑下输入电流 i_a 的FFT分析

图12 无补偿电感拓扑下的输入电流波形与FFT分析

图13为基于三端输出带补偿单元的3-2MC拓扑下三相输入电流 i_{abc} 波形与a相输入电流 i_a 的FFT分析仿真结果. 由图13(b)可知, 由于补偿电感 L_c 对输出脉动量进行了部分补偿, 输入电流中低频谐波量有所减少. 经过FFT分析得知, 低频谐波频率分别为70 Hz和170 Hz的含量分别减少到8.09%和8.38%.



(a) 带补偿电感三端输出拓扑下三相输入电流 i_{abc} 波形

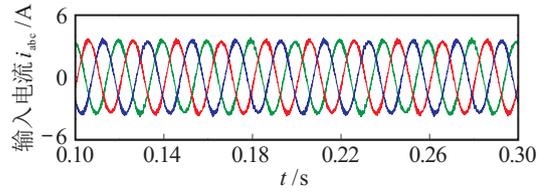


(b) 带补偿电感三端输出拓扑下输入电流 i_a 的FFT分析

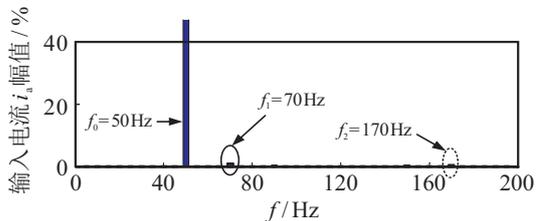
图13 带补偿电感三端输出拓扑下的输入电流与FFT分析

图14为基于四端输出带补偿单元的3-2MC拓扑下三相输入电流 i_{abc} 波形与a相输入电流 i_a 的FFT分析仿真结果. 其中: f_1 和 f_2 对应两个低频谐波量频率, 输出不对称度设置为 $\varepsilon = 0.5$. 由图14(b)可知, 输出不对称下, 由于补偿电感 L_c 的作用, 输入电流低频谐波成分极大减少. 经过Matlab分析得知, 低频谐波频率分别为70 Hz和170 Hz的含量分别减少到0.92%和0.53%.

图15~图17均基于图2所示的带补偿电感四端输出3-2MC拓扑结构, 采用输出侧与补偿侧加权合成量作为间接控制对象的双闭环控制策略下三相输



(a) 带补偿电感四端输出拓扑下三相输入电流 i_{abc} 波形

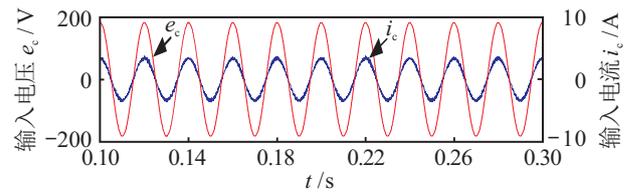


(b) 带补偿电感四端输出拓扑下输入电流 i_a 的FFT分析

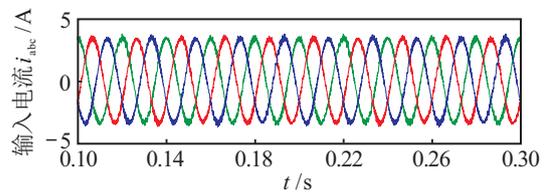
图14 带补偿电感四端输出拓扑下的输入电流与FFT分析

入电流 i_{abc} 与输出侧两相电流 i_1, i_2 波形. 其中: 图15、图16的输出电流 i_1 的幅值设定为8 A, 输出不对称度 $\varepsilon = 0.5$, 选择35 Hz、95 Hz两种输出电流频率. 图15中三相输入电流 i_{abc} 的THD值分别为2.75%、2.82%、2.79%, 输出负载电流 i_1, i_2 的THD值分别为2.14%、3.62%. 图16中输入电流 i_{abc} 的THD值分别为2.96%、2.78%、2.92%, 输出负载电流 i_1, i_2 的THD值分别为1.41%、2.67%. 由上述FFT分析结果可知, 输入三相电流稳态时呈对称分布正弦度良好, 输入功率因数高, 负载电流谐波含量低.

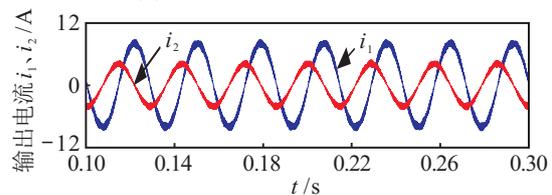
图17为输入频率50 Hz、输出频率60 Hz、输出不对称度、输出电流 i_1 由6 A切换到8 A的动态响应过程的仿真结果波形. 由图17可知, 当负载电流发生切



(a) 输入电压 e_c 与输入电流 i_c 稳态仿真波形



(b) 三相输入电流 i_{abc} 稳态仿真波形



(c) 两相输出电流 i_1, i_2 稳态仿真波形

图15 输出35 Hz下的输入与输出电流稳态仿真波形

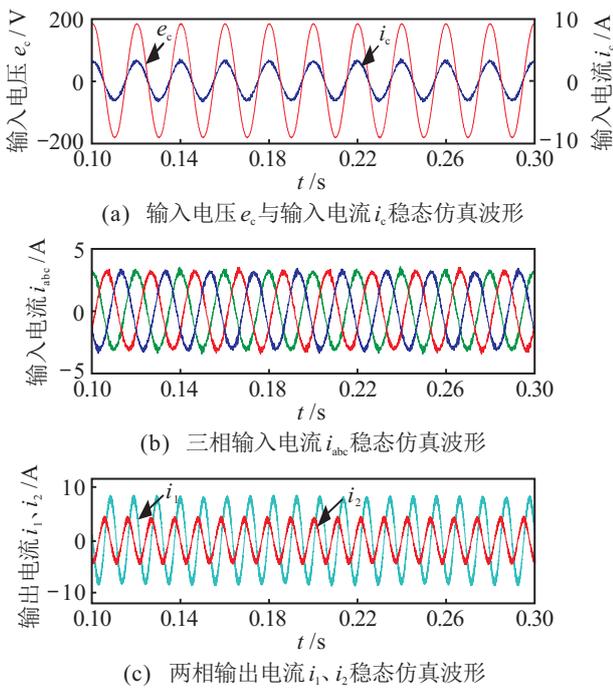


图 16 输出 95 Hz 下的输入与输出电流稳态仿真波形

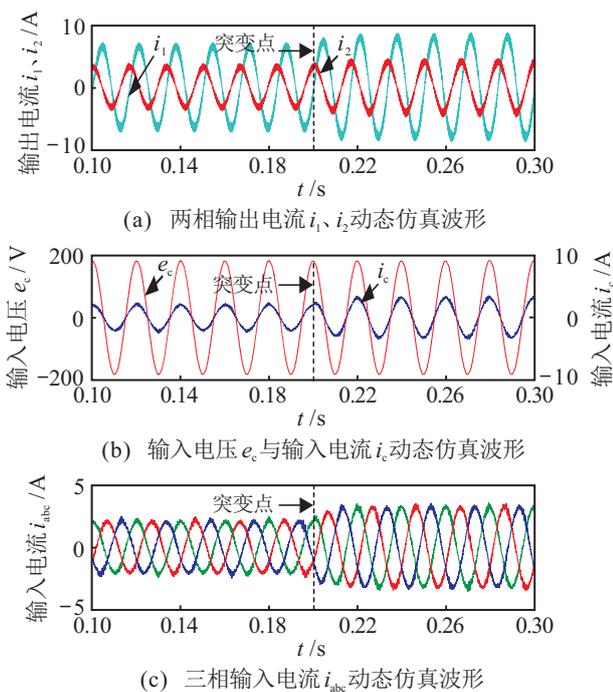


图 17 输出 60 Hz 下的输入与输出电流动态仿真波形

换时,输入电流 i_{abc} 在很短时间内达到稳定,切换过程平滑,无明显振荡,输入侧保持较高的功率因数.由图 15~图 17 可知,本文所提出的控制策略使 3-2MC 在不同输出频率状况下具有良好的稳态性能,输出频率调节范围大,输入能保持较高的功率因数和较低的谐波畸变率等优点.

图 18 为输入频率 50 Hz、输出频率 60 Hz、两相输出由对称切换至不对称度的动态响应过程.由该仿真波形可知,在所提出的控制策略下切换过程短,切换瞬间输入电流 i_{abc} 有一定的超调,但仍能在较短

时间内达到稳定,输出两相电流在切换过程中无明显振荡,整个过程中均能保持较高的功率因数.同时由式 (11) 可知,当输出为对称两相时,其补偿侧调制波函数 $\xi_L = 0$.仿真波形图 18(b) 中切换前的波形证明了当输出为两相对称时,补偿电感上几乎无电流,该仿真结果与理论分析一致.

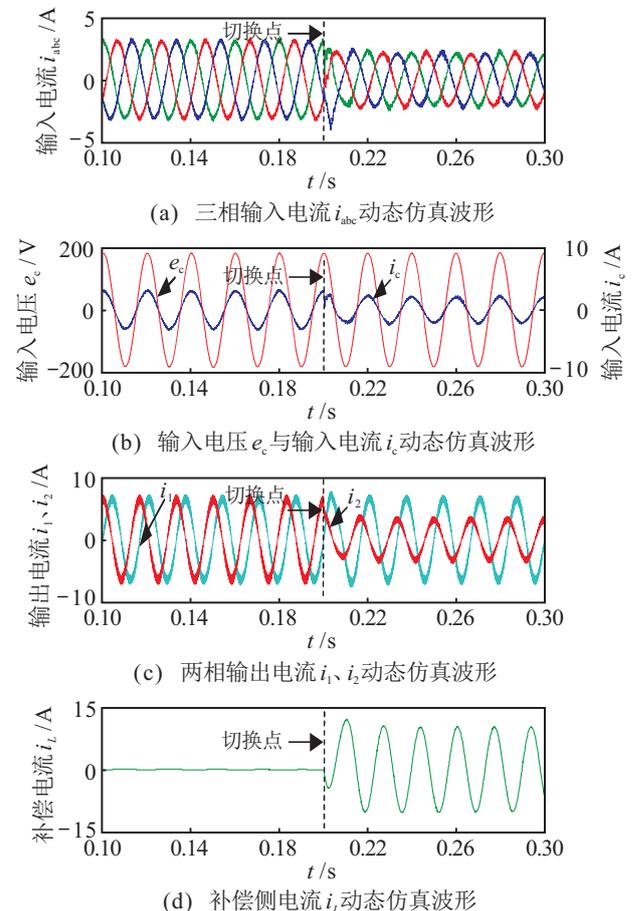


图 18 输出由对称切换至不对称时的输入与输出电流动态仿真波形

4 结论

本文分析了不对称输出下,常规三端输出 3-2MC 的输入性能,提出了一种含脉动功率补偿单元的四端输出拓扑.理论分析表明,该拓扑在不对称输出下能获得对称正弦的输入电流,且适用范围不受系统参数的制约.针对所提出拓扑特点,为了在不对称输出下仍能获得良好的静态与动态性能,提出了一种以输出侧与脉动功率补偿侧三相电流加权合成量作为间接控制对象的闭环控制策略,建立仿真模型,对常规三端输出和含脉动功率补偿单元的四端输出拓扑的输入电流控制效果进行了仿真与对比分析.仿真结果表明:基于四端输出拓扑的 3-2MC 具有很好的输入低频谐波抑制能力,输入输出波形 THD 值均很小,输入功率因数高,同时,所提出的间接双闭环控制策略可使系统具有良好的稳态与动态性能.

附录 不对称输出下 3-2MC 输入电流谐波分析的理论推导

本附录的推导是基于如图 A1 所示的带独立中线的三端输出 3-2MC 拓扑结构的. 输入三相对称电压 e_{abc} 的表达式为

$$\begin{cases} e_a = E_i \cos(\omega_i t), \\ e_b = E_i \cos\left(\omega_i t - \frac{2}{3}\pi\right), \\ e_c = E_i \cos\left(\omega_i t + \frac{2}{3}\pi\right), \end{cases} \quad (A1)$$

其中 E_i 为输入三相电压的幅值.

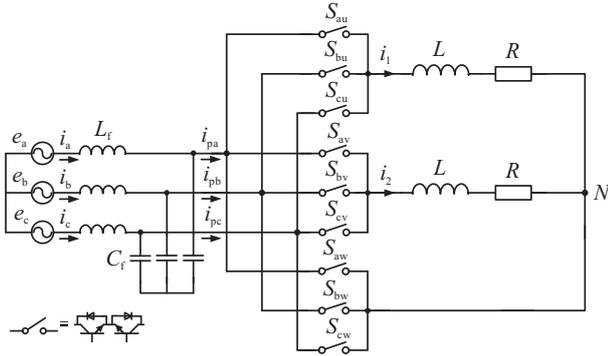


图 A1 带独立中线的三端输出 3-2MC 拓扑

输出侧两相电压表达式为

$$\begin{cases} u_1 = U_1 \sin(\omega_o t), \\ u_2 = U_2 \cos(\omega_o t) = U_1 \varepsilon \cos(\omega_o t). \end{cases} \quad (A2)$$

其中: 定义输出不对称度为 $\varepsilon = U_2/U_1$, 且 $U_1 \geq U_2$.

为简化推导过程, 忽略输出侧电流与电压之间的相位差 δ , 则输出两相的总功率为

$$\begin{aligned} P_1 + P_2 &= U_1 \sin(\omega_o t) I_1 \sin(\omega_o t) + \\ &U_2 \cos(\omega_o t) I_2 \cos(\omega_o t) = \\ &\frac{U_1 I_1}{2} (1 + \varepsilon^2) - \frac{U_1 I_1}{2} (1 - \varepsilon^2) \cos(2\omega_o t), \end{aligned} \quad (A3)$$

其中 I_1 、 I_2 为输出侧两相电流的幅值.

由式 (A3) 可知, 当输出为两相不对称时, 若拓扑中没有补偿单元来吸收输出不对称产生的脉动功率量, 忽略系统损耗, 则根据输入输出瞬时功率守恒原则, 由式 (A3) 的输出功率表达式可知, 输入电流中除了基波之外, 必然含有与输出频率有关的低频谐波分量. 忽略输入电流中的高频谐波量, 假设三相输入电流 i_{abc} 表达式为

$$\begin{aligned} i_a &= I_i \cos(\omega_i t) - I_{i2} \cos(\omega_{i2} t) - I_{i3} \cos(\omega_{i3} t), \\ i_b &= I_i \cos\left(\omega_i t - \frac{2}{3}\pi\right) - I_{i2} \cos\left(\omega_{i2} t - \frac{2}{3}\pi\right) - \end{aligned}$$

$$I_{i3} \cos\left(\omega_{i3} t + \frac{2}{3}\pi\right),$$

$$i_c = I_i \cos\left(\omega_i t + \frac{2}{3}\pi\right) - I_{i2} \cos\left(\omega_{i2} t + \frac{2}{3}\pi\right) -$$

$$I_{i3} \cos\left(\omega_{i3} t - \frac{2}{3}\pi\right). \quad (A4)$$

其中: I_{i2} 、 I_{i3} 分别为输入电流中频率为 ω_{i2} 、 ω_{i3} 谐波量的幅值, 同时假设谐波电流的幅值满足 $I_{i2} = I_{i3}$.

由式 (A1) 和 (A4) 可得输入功率表达式为

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{3}{2} E_i I_i - \frac{3}{2} E_i I_{i2} \cos(\omega_i t - \omega_{i2} t) - \\ &\frac{3}{2} E_i I_{i3} \cos(\omega_i t + \omega_{i3} t). \end{aligned} \quad (A5)$$

根据输入输出功率守恒原则, 即 $P_i = P_1 + P_2$, 可得如下关系式:

$$\begin{cases} I_i = \frac{U_1 I_1}{3 E_i} (1 + \varepsilon^2), \\ I_{i2} = I_{i3} = \frac{U_1 I_1}{6 E_i} (1 - \varepsilon^2), \\ \omega_{i2} = 2\omega_o + \omega_i, \\ \omega_{i3} = 2\omega_o - \omega_i. \end{cases} \quad (A6)$$

由式 (A6) 可知, 输入电流谐波频率 ω_{i2} 、 ω_{i3} 是与输入电压频率 ω_i 和输出设定频率 ω_o 均有关的量, 且该频率较开关频率 ($f_s = 10 \text{ kHz}$) 要小很多, 因此较难用滤波器滤除.

由式 (A6) 可进一步推导出频率为 ω_{i2} 、 ω_{i3} 的谐波电流含量 η_1 、 η_2 以及输入电流总谐波畸变率 (THD) 近似理论计算表达式为

$$\begin{cases} \eta_1 = \eta_2 = \frac{I_{i2}}{I_i} = \frac{I_{i3}}{I_i} = \frac{1 - \varepsilon^2}{2(1 + \varepsilon^2)} \times 100\%, \\ \text{THD} \approx \frac{\sqrt{I_{i2}^2 + I_{i3}^2}}{I_i} = \frac{1 - \varepsilon^2}{\sqrt{2}(1 + \varepsilon^2)} \times 100\%. \end{cases} \quad (A7)$$

由式 (A7) 可知, 输入低频谐波含量 η_1 、 η_2 以及输入电流的 THD 值均与输出不对称度 ε 有关, 且上述两个变量与系统的输入输出频率等参数无关.

参考文献 (References)

- [1] 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: 4-5. (Sun K, Zhou D N, Mei Y. Matrix converter technology and its application [M]. Beijing: China Machine Press, 2007: 4-5.)
- [2] 夏长亮, 阎彦. 矩阵变换器-永磁同步电机系统 [J]. 电工技术学报, 2015, 31(24): 1-9. (Xia C L, Yan Y. Matrix converter-permanent magnet synchronous motor drives [J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2015, 31(24): 1-9.)
- [3] 程启明, 黄伟, 程尹曼, 等. 双级矩阵变换器驱动永磁

- 同步电机的混合非线性控制系统[J]. 电工技术学报, 2017, 33(4): 101-111.
(Cheng Q M, Huang W, Cheng Y M, et al. Hybrid nonlinear control system of permanent magnet synchronous motor driven by two stage matrix converter[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2017, 33(4): 101-111.)
- [4] Diaz M, Cardenas R, Espinoza M, et al. Control of wind energy conversion systems based on the modular multilevel matrix converter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8799-8810.
- [5] 胡腾, 许烈, 李永东, 等. 混合电动汽车多电平车载变换器的研究[J]. 电工技术学报, 2015, 31(14): 271-278.
(Hu T, Xu L, Li Y D, et al. Research of multilevel converters on HEV[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2015, 31(14): 271-278.)
- [6] Sangshin K, Toliyat H A. Development of modulation strategy for two-phase AC-AC matrix converters[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2005, 20(2): 493-494.
- [7] Thomas S, Doncker R W D. Unsymmetric control of a matrix converter for two-phase inductive melting furnaces[C]. Industry Applications Society Meeting. Edmonton, 2008: 1-8.
- [8] Sangshin K. Four-leg-based fault-tolerant matrix converter schemes based on switching function and space vector methods[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 245-253.
- [9] Fang Y L, Zhou B, Gao X. A novel instantaneous value modulation method for two-phase matrix converter[C]. Int Conf on Electrical and Control Engineering. Wuhan, 2010: 3314-3317.
- [10] 方永丽, 谭国俊, 刘昊, 等. 三相-两相矩阵变换器的双电压合成策略[J]. 电气传动, 2009, 39(10): 24-27.
(Fang Y L, Tan G J, Liu H, et al. Study on two line voltage synthesis strategy of a 3-phase to 2-phase matrix converter[J]. Electric Drive, 2009, 39(10): 24-27.)
- [11] Mirazimi M, Sharifian M B B, Babaei E. Hysteresis control of a three-phase to two-phase matrix converter[C]. India Int Conf on Power Electronics. Delhi: IEEE, 2012: 1-5.
- [12] 许宇翔, 方明辉, 雷能玮. 基于输入电流正弦化的三相-两相矩阵变换器控制策略[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 41-46.
(Xu Y X, Fang M H, Lei N W. Research on control strategy of three-phase to two-phase matrix converter based on sinusoidal input current[J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(2): 41-46.)
- [13] Milan G, Mohamadian M, Seifi E, et al. A novel minimized switch two-phase matrix converter for driving two-phase induction motor[C]. Power Electronics and Drive Systems Technology. Tehran, 2012: 7-12.
- [14] 邓文浪, 杨欣荣, 朱建林. 不平衡负载情况下基于双序 dq 坐标系双级矩阵变换器的闭环控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 27(19): 70-75.
(Deng W L, Yang X R, Zhu J L. Study of closed loop control based on double synchronous rotating frame for two-stage matrix converter under unbalanced load[J]. Proc of the CSEE, 2006, 27(19): 70-75.)
- [15] Mahmoud H, Blanchette H F, Al-Haddad K. Unity power factor operation of indirect matrix converter tied to unbalanced grid[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 32(2): 1095-1107.
- [16] 夏益辉, 张晓锋, 乔鸣忠, 等. 矩阵变换器负载不平衡时网侧电流控制[J]. 电力电子技术, 2015, 49(3): 8-11.
(Xia Y H, Zhang X F, Qiao M Z, et al. The current balanced control of power grid of matrix converter with unbalanced load[J]. Power Electronics, 2015, 49(3): 8-11.)
- [17] 潘月斗, 徐杰, 陈虎, 等. ESO在直接转矩控制矩阵变换器中的应用及稳定性分析[J]. 控制与决策, 2013, 28(4): 585-589.
(Pan Y D, Xu J, Chen H, et al. Stability analysis and application of ESO in direct torque control of matrix converter[J]. Control and Decision, 2013, 28(4): 585-589.)
- [18] Wesam R, Zanchetta P, Wheeler P W, et al. A four-leg matrix converter ground power unit with repetitive voltage control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2033-2040.
- [19] Rahideh M, Tavakolpour D, Dastfan A. Structure of three-phase to two-phase indirect matrix converter and a switching method for nine-switch matrix converter[C]. Int Conf on Intelligent Control and Information Processing. Dalian, 2010: 748-752.
- [20] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2008: 15-17.
(Zhang W P. Modeling and control of switching converters[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2008: 15-17.)

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: 李君玲)