

基于输出侧电流加权合成反馈的三相-两相 矩阵变换器控制策略

许宇翔^{1,2}, 葛红娟¹, 国海¹, 张应龙¹

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

摘要: 以实现三相-两相矩阵变换器(3-2 MC)输入电流正弦化控制为目标, 推导了在该目标下两相输出电压调制波函数表达式。针对三端输出 3-2 MC 拓扑结构下扇区划分数量较多的问题, 提出了对原有扇区划分的简化方法。基于该扇区划分原则改进了原有空间矢量调制策略, 推导了占空比表达式, 给出了该调制策略下的开关函数矩阵, 详细分析了系统最大电压利用率。为获得良好的动态响应性能, 通过建立 dq 坐标轴下 3-2 MC 的信号模型, 提出了基于输出侧电流加权合成反馈的双闭环控制策略。通过实验验证了理论分析的正确性和所提控制策略的可行性。

关键词: 电流加权合成; 三相-两相矩阵变换器; 电流正弦化控制; 扇区划分; 闭环控制

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2018.01.008

0 引言

矩阵变换器具有正弦的输入输出波形、输入功率因数可调、能量可双向流动、可靠性高等优点^[1]。目前国内外的研究主要集中在三相-三相矩阵变换器, 包括调制策略^[2-3]、不平衡抑制^[4-5]、换流方式^[6]及过调制^[7]等方面。在工业应用中, 日本安川电机、富士电机及德国西门子公司均开发了用于马达驱动的矩阵变频器^[8-9]。近年来, 国内外很多学者也开始拓宽矩阵变换器在其他领域的使用, 如在独立发电系统^[10]、并网控制^[11]等场合的应用。

三相-两相矩阵变换器(3-2 MC)作为矩阵变换器的一种特殊拓扑, 其主要应用在两相交流电机和有主副绕组的单相电机等两相负载场合^[12]。文献[12-13]分别对 3-2 MC 的调制策略及开关函数矩阵进行了讨论。文献[14]研究了 3-2 MC 的间接空间矢量控制策略及实现方法。文献[15-16]提出了 3-2 MC 的双电压合成策略, 文献[15]在三端输出拓扑的基础上增加一组双向开关来获得较大的控制自由度, 但该结构的复杂性加大了调制策略实现的难度及开关损耗。文献[17]提出了 3-2 MC 的滞环控制策略, 该控制策略使系统具有动态响应快、鲁棒性好及易于数字化实现等优点, 但是输入电流中谐波丰富且谐波频率不固定。文献[18]提出了一种新颖的 3-2 MC 结构用于驱动两相感应电机, 该拓扑具有简单、紧凑等优点。

本文首先以实现 3-2 MC 输入电流正弦化控制为目标, 以瞬时功率平衡原则为基础, 推导了输出电

压调制函数中相位与幅值的约束关系, 通过简化三端输出拓扑的扇区划分方式, 使得总开关组合数减少至 24 种, 并基于该划分方式改进了原有空间矢量调制策略, 给出了该调制策略下的开关函数矩阵, 推导了占空比表达式, 详细分析了系统电压利用率。然后, 针对上述文献未对 3-2 MC 闭环控制策略进行研究的问题, 为获得良好的动态特性, 本文通过建立 3-2 MC 平均信号及小信号模型, 提出了基于输出侧电流加权合成反馈的闭环控制策略。最后, 通过实验验证了所提策略的可行性与有效性。

1 3-2 MC 拓扑结构及电流正弦控制原理

3-2 MC 常见拓扑结构主要有两端输出和三端输出 2 种^[18], 本文以三端输出拓扑为研究对象, 具体结构如图 1 所示。该拓扑结构由 9 个双向开关管组成, 输出为 3 个端口, 通过在原有两端输出拓扑基础上增加 1 组双向开关管(S_{aw} 、 S_{bw} 、 S_{cw}), 使输出侧两相负载共用 1 个公共端 N , 输入与输出侧均包含 LC 滤

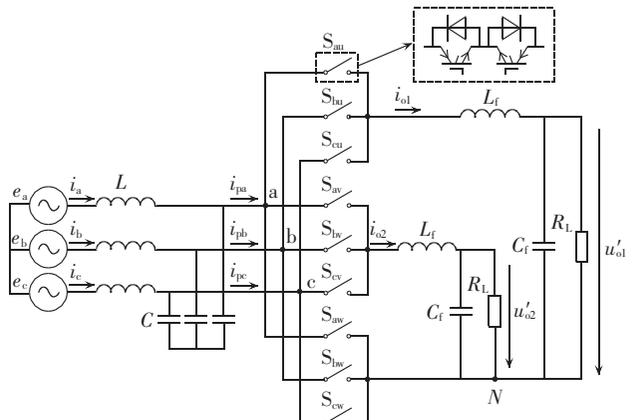


图 1 3-2 MC 拓扑结构图

Fig.1 Topological structure diagram of 3-2 MC

收稿日期: 2016-11-26; 修回日期: 2017-08-03

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U1233127)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(U1233127)

波器以滤除高频谐波。图中 u'_{o1} 和 u'_{o2} 为负载 R_L 上的电压。

设三相输入电压 e_{abc} 表达式为:

$$\begin{cases} e_a = \sqrt{2} U_i \cos(\omega_i t) \\ e_b = \sqrt{2} U_i \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ e_c = \sqrt{2} U_i \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

其中, U_i 为输入电压有效值; ω_i 为输入侧角频率。

假设输入侧为单位功率因数, 输入电流只含基分量。设三相输入电流 i_{abc} 的表达式为:

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2} I_i \cos(\omega_i t) \\ i_b = \sqrt{2} I_i \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ i_c = \sqrt{2} I_i \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

其中, I_i 为输入电流有效值。

则输入功率 $P_i(t)$ 瞬时表达式为:

$$P_i(t) = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = 3 U_i I_i \quad (3)$$

设两相输出电压的调制波函数为:

$$\begin{cases} \xi_{o1} = M_1 \sin(\omega_o t + \varphi_1) \\ \xi_{o2} = M_2 \sin(\omega_o t + \varphi_2) \end{cases} \quad (4)$$

其中, M_1 和 M_2 为两相输出侧的调制系数; ω_o 为输出电压角频率; φ_1 和 φ_2 为输出两相电压的初始相位角。

由于本文采用的是间接空间矢量调制, 为便于直观分析, 故将图 1 所示的拓扑虚拟成如图 2 所示的虚拟整流与虚拟逆变相结合的交-直-交等效结构。图中, u_{dc} 为虚拟直流侧母线电压; i_{dc} 为虚拟直流侧母线电流。

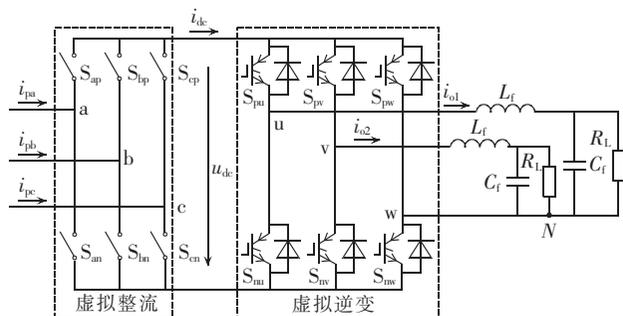


图 2 虚拟交-直-交 3-2MC 等效拓扑

Fig.2 Equivalent topology of virtual AC-DC-AC 3-2 MC

只考虑上述等效拓扑输出侧两相电压 u_{o1} 和 u_{o2} 的基波分量, 则其表达式为:

$$\begin{cases} u_{o1} = \sqrt{2} U_{o1} \sin(\omega_o t + \varphi_1) = u_{dc} \xi_{o1} = \\ \quad \frac{3}{\sqrt{2}} M_{rec} U_i \cos \gamma M_1 \sin(\omega_o t + \varphi_1) \\ u_{o2} = \sqrt{2} U_{o2} \sin(\omega_o t + \varphi_2) = u_{dc} \xi_{o2} = \\ \quad \frac{3}{\sqrt{2}} M_{rec} U_i \cos \gamma M_2 \sin(\omega_o t + \varphi_2) \end{cases} \quad (5)$$

其中, U_{o1} 和 U_{o2} 为两相输出侧电压有效值; M_{rec} 为虚拟整流侧调制系数, 且 $M_{rec} \leq 1$; $\cos \gamma$ 为输入功率因数。

为便于分析, 忽略损耗, 只考虑 3-2 MC 输出电流基波分量, 同时假设输出为两相平衡负载, 则输出侧两相功率表达式为:

$$\begin{cases} P_{o1}(t) = u_{o1} i_{o1} = \frac{U_{o1}^2}{|Z_L|} [\cos \delta - \cos(2\omega_o t + 2\varphi_1 - 2\delta)] = \\ \quad \bar{P}_{o1}(t) + \tilde{P}_{o1}(t) \\ P_{o2}(t) = u_{o2} i_{o2} = \frac{U_{o2}^2}{|Z_L|} [\cos \delta - \cos(2\omega_o t + 2\varphi_2 - 2\delta)] = \\ \quad \bar{P}_{o2}(t) + \tilde{P}_{o2}(t) \end{cases} \quad (6)$$

其中, Z_L 为变换器输出端所连接的负载阻抗, 由输出滤波器及负载决定; δ 为输出电压与电流的相位差; $\tilde{P}_{o1}(t)$ 和 $\tilde{P}_{o2}(t)$ 为两相输出侧功率中的脉动量; $\bar{P}_{o1}(t)$ 和 $\bar{P}_{o2}(t)$ 为两相输出侧功率中的直流量。

忽略系统损耗, 基于瞬时功率平衡原则 ($P_i(t) = P_{o1}(t) + P_{o2}(t)$), 且根据式 (3)、(6), 为了实现如式 (2) 所示的输入电流, 两相输出侧功率中的脉动量之和 $\tilde{P}_{o1}(t) + \tilde{P}_{o2}(t)$ 需要约束为 0, 则输出电压调制系数 M_1, M_2 与两相电压相位角 φ_1, φ_2 应满足如下关系式:

$$M_1 = M_2 = M_{inv}, \quad \varphi_2 = \varphi_1 + \frac{\pi}{2}, \quad U_{o1} = U_{o2} = U_o \quad (7)$$

其中, M_{inv} 为虚拟逆变侧输出电压调制系数; U_o 为两相输出侧电压有效值。

当两相输出电压的调制波函数满足式 (7) 所示约束关系时, 通过对 9 个双向开关管的合理调制, 输入电流中除开关频率次的谐波外, 只含有基波分量, 实现了本文所提的输入电流正弦化控制的目标。

设输出侧电流加权合成量 i_Σ 表达式为:

$$i_\Sigma = \xi_{o1} i_{o1} + \xi_{o2} i_{o2} = \sqrt{2} M_{inv} I_o \cos \delta \quad (8)$$

其中, I_o 为输出电流有效值。

由式 (8) 可知, 在负载不变的情况下, 输出侧电流加权合成量 i_Σ 决定了输出电流的有效值 I_o , 即间接反映了输出功率, 同时也表明了电流加权合成量 i_Σ 为直流量。

2 扇区划分及电压利用率分析

2.1 扇区划分与实现

文献 [14] 采用常规的输出侧 6 扇区划分方式, 为简化扇区划分数、减少计算时间, 本文提出了输出侧 4 扇区的划分方式, 如表 1 所示。

由图 2 可知, 3-2 MC 输出侧可虚拟成电压源型逆变, 其旋转空间矢量 U_{inv} 的示意图如图 3 所示。对于输出电压在任意扇区内, 其电压有效矢量 U_u 和 U_v 的占空比为:

表 1 输出侧扇区划分方式

Table 1 Partition mode of output sector

扇区	划分依据
I	$\xi_{o1} \geq 0, \xi_{o2} \geq 0$
II	$\xi_{o1} \geq 0, \xi_{o2} < 0$
III	$\xi_{o1} < 0, \xi_{o2} < 0$
IV	$\xi_{o1} < 0, \xi_{o2} \geq 0$

$$d_u = M_{inv} |\sin \theta_i|, \quad d_v = M_{inv} |\cos \theta_i| \quad (9)$$

其中, θ_i 为输出电压空间矢量所在扇区的扇区角, 其值由输出电压角频率及初始相位角决定。

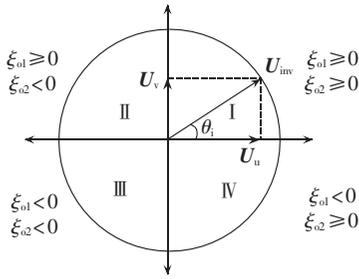


图 3 输出侧旋转电压 U_{inv} 空间矢量调制示意图

Fig.3 Schematic diagram of space vector modulation for U_{inv}

3-2 MC 输入侧可虚拟成电流源型整流, 其旋转空间矢量示意图如图 4 所示, 在任意扇区内电流有效矢量 I_α 和 I_β 的占空比为:

$$d_\alpha = M_{rec} \sin \theta_r, \quad d_\beta = M_{rec} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_r \right) \quad (10)$$

其中, θ_r 为输入电流空间矢量所在扇区的扇区角。

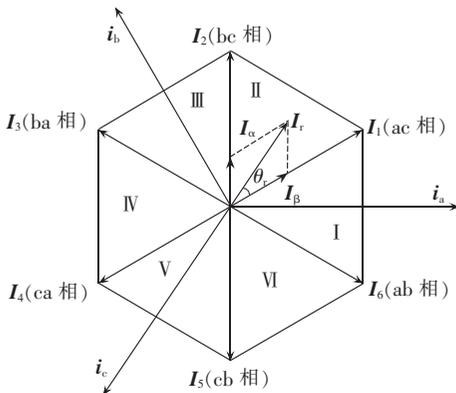


图 4 输入侧旋转电流 I_r 空间矢量调制示意图

Fig.4 Schematic diagram of space vector modulation for I_r

上述扇区划分将输出划分为 4 个扇区, 输入划分为 6 个扇区, 因此任意时刻存在 24 种开关组合。当输入电流与输出电压旋转空间矢量处于各自的某扇区时, 本文采用 4 个有效矢量和 1 个零矢量来合成, 则间接空间矢量调制下的各矢量占空比表达式为:

$$\begin{cases} d_{cu} = d_\alpha d_u = T_{cu} / T_s, & d_{cv} = d_\alpha d_v = T_{cv} / T_s \\ d_{bu} = d_\beta d_u = T_{bu} / T_s, & d_{bv} = d_\beta d_v = T_{bv} / T_s \\ d_0 = 1 - d_{cu} - d_{cv} - d_{bu} - d_{bv} = T_0 / T_s \end{cases} \quad (11)$$

其中, T_{cu}, T_{cv}, T_{bu} 和 T_{bv} 为有效矢量作用时间; T_0 为零矢量作用时间; T_s 为开关周期, 取值为 0.1 ms。

根据矩阵变换器的安全原则, 输入端任意两相不能短路, 即:

$$S_{aj} + S_{bj} + S_{cj} = 1 \quad j \in \{u, v, w\}$$

其中, $S_{ij} = 1$ 表示对应开关管开通, $S_{ij} = 0$ 表示对应开关管关闭, $i \in \{a, b, c\}$ 。

当 3-2 MC 输入与输出均处于 I 扇区时, 其有效矢量的开关函数矩阵表达式为:

$$\begin{aligned} S_{cu} &= \begin{bmatrix} S_{au} & S_{bu} & S_{cu} \\ S_{av} & S_{bv} & S_{cv} \\ S_{aw} & S_{bw} & S_{cw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad S_{cv} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ S_{bu} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad S_{bv} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

零矢量的选取以开关切换次数最少为依据, 本文所述扇区的零矢量选择为开通 S_{cu}, S_{cv}, S_{cw} 。

2.2 3-2 MC 电压利用率分析

为获得较高的电压利用率, 有效矢量占空比之和应尽可能接近 1, 由式(11)可得如下关系式:

$$\begin{aligned} d_{cu} + d_{cv} + d_{bu} + d_{bv} &= \\ & M \sin \theta_r \sin \theta_i + M \sin \theta_r \cos \theta_i + \\ & M \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_r \right) \sin \theta_i + M \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_r \right) \cos \theta_i \end{aligned} \quad (13)$$

其中, M 为系统总的调制比, 且 $M = M_{rec} M_{inv}$, 即总调制比 $M \leq 0.707$ 。

由式(5)、(13)推导得矩阵变换器电压利用率为:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{3}{2} M \cos \gamma \leq \frac{3\sqrt{2}}{4} \quad (14)$$

由于本文所研究拓扑为图 1 所示的三端输出 3-2 MC, 输出两相电压均为线电压, 故式(14)反映的是输出线电压与输入相电压之间的关系式。

3 3-2 MC 信号建模与闭环控制实现

3-2 MC 拓扑输入为三相对称交流量, 输出为正交的交流量, 输入、输出环节中均引入滤波器, 这使得 3-2 MC 数学模型为时变非线性系统。因此, 为实现 3-2 MC 闭环控制, 需要建立该拓扑在 dq 坐标轴下的平均信号模型, 将三相交流时变电流量转变成较容易控制的直流量, 并分离出扰动量, 推导小信号表达式, 进一步验证输出侧电流加权合成反馈控制策略的可行性。

对输入侧采用基尔霍夫电压、电流定律, 可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + R i_a + u_a = e_a \\ L \frac{di_b}{dt} + R i_b + u_b = e_b \\ L \frac{di_c}{dt} + R i_c + u_c = e_c \end{cases} \quad (15)$$

其中, u_{abc} 为输入侧滤波电容 C 上的电压; R 为输入侧滤波电感 L 的等效电阻。

$$\begin{cases} C \frac{du_a}{dt} + i_{pa} = i_a \\ C \frac{du_b}{dt} + i_{pb} = i_b \\ C \frac{du_c}{dt} + i_{pc} = i_c \end{cases} \quad (16)$$

其中, i_{pabc} 为变换器侧输入电流。

变换器侧输入电流可以表示为:

$$\begin{cases} i_{pa} = i_{dc} S_a = S_a (\xi_{o1} i_{o1} + \xi_{o2} i_{o2}) \\ i_{pb} = i_{dc} S_b = S_b (\xi_{o1} i_{o1} + \xi_{o2} i_{o2}) \\ i_{pc} = i_{dc} S_c = S_c (\xi_{o1} i_{o1} + \xi_{o2} i_{o2}) \end{cases} \quad (17)$$

其中, S_{abc} 为虚拟整流侧三相开关函数基波量。

忽略输出侧滤波电容 C_f 的影响, 对输出两相采用基尔霍夫电压定律, 可得:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{o1}}{dt} = \xi_{o1} u_{dc} - i_{o1} R_L = \\ \xi_{o1} [(S_a - S^*) u_a + (S_b - S^*) u_b + (S_c - S^*) u_c] - i_{o1} R_L \\ L_f \frac{di_{o2}}{dt} = \xi_{o2} u_{dc} - i_{o2} R_L = \\ \xi_{o2} [(S_a - S^*) u_a + (S_b - S^*) u_b + (S_c - S^*) u_c] - i_{o2} R_L \end{cases} \quad (18)$$

其中, $S^* = (S_a + S_b + S_c) / 3$ 。

三相静止坐标系下的状态方程可表示为:

$$\dot{\mathbf{X}}_{abc} = \mathbf{A}_{abc} \mathbf{X}_{abc} + \mathbf{B}_{abc} \mathbf{U}_{abc} \quad (19)$$

$$\mathbf{X}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c \ u_a \ u_b \ u_c \ i_{o1} \ i_{o2}]^T$$

$$\mathbf{U}_{abc} = [e_a \ e_b \ e_c \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$\mathbf{B}_{abc} = \text{diag}[1/L, 1/L, 1/L, 0, 0, 0, 0, 0]^T$$

$$\mathbf{A}_{abc} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\xi_{o1} S_a}{C} & -\frac{\xi_{o2} S_a}{C} \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\xi_{o1} S_b}{C} & -\frac{\xi_{o2} S_b}{C} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\xi_{o1} S_c}{C} & -\frac{\xi_{o2} S_c}{C} \\ 0 & 0 & 0 & D_{a1} & D_{b1} & D_{c1} & -\frac{R_L}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & D_{a2} & D_{b2} & D_{c2} & 0 & -\frac{R_L}{L_f} \end{bmatrix}$$

$$D_{a1} = \frac{\xi_{o1}(S_a - S^*)}{L_f}, \quad D_{b1} = \frac{\xi_{o1}(S_b - S^*)}{L_f}, \quad D_{c1} = \frac{\xi_{o1}(S_c - S^*)}{L_f}$$

$$D_{a2} = \frac{\xi_{o2}(S_a - S^*)}{L_f}, \quad D_{b2} = \frac{\xi_{o2}(S_b - S^*)}{L_f}, \quad D_{c2} = \frac{\xi_{o2}(S_c - S^*)}{L_f}$$

其中, \mathbf{X}_{abc} 为静止坐标系下的状态向量; \mathbf{U}_{abc} 为静止坐标系下的输入向量; \mathbf{A}_{abc} 、 \mathbf{B}_{abc} 分别为静止坐标系下的状态矩阵、输入矩阵。

对式(19)作 abc/dq 变换, 可得 3-2 MC 在 dq 坐标系下的状态方程为:

$$\dot{\mathbf{X}}_{dq} = \mathbf{A}_{dq} \mathbf{X}_{dq} + \mathbf{B}_{dq} \mathbf{U}_{dq} \quad (20)$$

$$\mathbf{X}_{dq} = [i_d \ i_q \ u_d \ u_q \ i_{o1} \ i_{o2}]^T$$

$$\mathbf{U}_{dq} = [e_d \ e_q \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$\mathbf{B}_{dq} = \text{diag}[1/L, 1/L, 0, 0, 0, 0]$$

$$\mathbf{A}_{dq} =$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_i & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ \omega_i & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & -\frac{3\xi_{o1}D_d}{2C} & -\frac{3\xi_{o2}D_d}{2C} \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\frac{3\xi_{o1}D_q}{2C} & -\frac{3\xi_{o2}D_q}{2C} \\ 0 & 0 & \frac{3\xi_{o1}D_d}{2L_f} & \frac{3\xi_{o1}D_q}{2L_f} & -\frac{R_L}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3\xi_{o2}D_d}{2L_f} & \frac{3\xi_{o2}D_q}{2L_f} & 0 & -\frac{R_L}{L_f} \end{bmatrix}$$

其中, \mathbf{X}_{dq} 为 dq 坐标系下的状态向量; \mathbf{U}_{dq} 为 dq 坐标系下的输入向量; \mathbf{A}_{dq} 、 \mathbf{B}_{dq} 分别为 dq 坐标系下的状态矩阵、输入矩阵; e_d 、 e_q 分别为电压的 d 、 q 轴分量; i_d 、 i_q 分别为电流的 d 、 q 轴分量; u_d 、 u_q 分别为输入滤波电容电压的 d 、 q 轴分量; D_d 、 D_q 分别为 d 、 q 轴分量占空比。

稳态时忽略式(20)中的微分量, 则:

$$\begin{cases} i_d - i_{o1} \frac{3\xi_{o1}D_d}{2} - i_{o2} \frac{3\xi_{o2}D_d}{2} = 0 \\ i_q - i_{o1} \frac{3\xi_{o1}D_q}{2} - i_{o2} \frac{3\xi_{o2}D_q}{2} = 0 \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} u_d \frac{3\xi_{o1}D_d}{2L_f} + u_q \frac{3\xi_{o2}D_q}{2L_f} - i_{o1} \frac{R_L}{L_f} = 0 \\ u_d \frac{3\xi_{o1}D_d}{2L_f} + u_q \frac{3\xi_{o2}D_q}{2L_f} - i_{o2} \frac{R_L}{L_f} = 0 \end{cases} \quad (22)$$

由式(21)、(22)可得输入侧的受控电流源与输出侧的受控电压源如下:

$$\begin{cases} i_{d1} = i_{o1} \frac{3\xi_{o1}D_d}{2}, \quad i_{d2} = i_{o2} \frac{3\xi_{o2}D_d}{2} \\ i_{q1} = i_{o1} \frac{3\xi_{o1}D_q}{2}, \quad i_{q2} = i_{o2} \frac{3\xi_{o2}D_q}{2} \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} u_{o11} = u_d \frac{3\xi_{o1}D_d}{2}, \quad u_{o12} = u_q \frac{3\xi_{o2}D_q}{2} \\ u_{o21} = u_d \frac{3\xi_{o1}D_d}{2}, \quad u_{o22} = u_q \frac{3\xi_{o2}D_q}{2} \end{cases} \quad (24)$$

其中, i_{d1} 和 i_{d2} 、 i_{q1} 和 i_{q2} 分别为输入侧受控电流源 d 、 q 轴分量; u_{o11} 、 u_{o12} 、 u_{o21} 和 u_{o22} 为输出侧受控电压源的分量。

由式(23)、(24)可得系统在 dq 坐标系下的平均信号模型如图 5 所示。

由图 5 可知, 变换器输入电流由输出电流 i_{o1} 与 i_{o2} 决定, 输出电压由变换器输入端电压 d 、 q 轴分量 u_d 、 u_q 决定。

取式(20)中的 i_d 、 i_q 与 u_d 、 u_q 为状态变量, 以 i_d 、 i_q

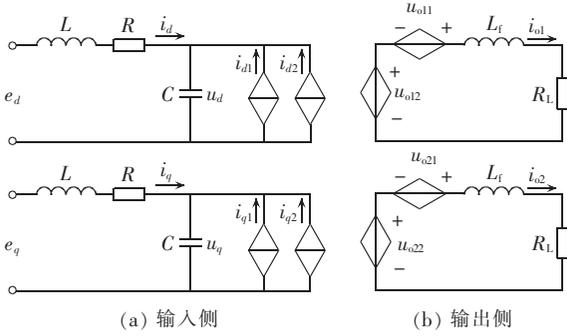


图 5 3-2 MC 平均信号等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of 3-2 MC average signal

为控制量,以 i_{pd} 、 i_{pq} 为控制对象,忽略状态方程中的微分量,可得系统稳态方程为:

$$\begin{cases} i_{pd} = (1 - \omega_i^2 LC) i_d - \omega_i RC i_q + \omega_i C e_q \\ i_{pq} = (1 - \omega_i^2 LC) i_q + \omega_i RC i_d - \omega_i C e_d \end{cases} \quad (25)$$

其中, i_{pd} 、 i_{pq} 分别为变换器输入端电流的 d 、 q 轴分量。

通过电流前馈解耦,建立以虚拟整流侧输入电流 d 、 q 轴分量反馈的电流内环控制如下:

$$\begin{cases} i_{pd}^* = \left(k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s} \right) (i_d^* - i_d) - \omega_i RC i_q + \omega_i C e_q \\ i_{pq}^* = \left(k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s} \right) (i_q^* - i_q) + \omega_i RC i_d - \omega_i C e_d \end{cases} \quad (26)$$

其中, k_{ip} 和 k_{ii} 为电流内环的 PI 参数; i_{pd}^* 、 i_{pq}^* 分别为变换器侧输入电流 d 、 q 轴分量指令值; i_d^* 、 i_q^* 分别为输入电流 d 、 q 轴分量指令值。

输入侧通过前馈解耦,三相输入交流电流在 dq 坐标系下转变成直流量,且不再耦合;但输出侧仍为交流量,为采用 PI 控制器实现无静差控制,需要将输出侧的交流量转变为直流平均量。本文提出采用间接量 i_{Σ} 来代替对交流量 i_{o1} 、 i_{o2} 的直接控制。因此需要对平均变量在静态工作点附近分离扰动,建立三端输出拓扑 3-2 MC 包含输出交流量的小信号表达式,从而验证采用输出侧电流加权合成反馈控制的有效性,以便于实现对系统的线性控制。

各平均变量在其静态工作点附近存在扰动,故平均变量 \mathbf{x} 可分解成交流稳态分量 \mathbf{X} 与交流小信号分量 $\tilde{\mathbf{x}}$ 之和,即:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \quad (27)$$

其中, $\mathbf{x} = [i_d \ i_q \ d_d \ d_q \ u_{dc} \ i_{\Sigma} \ i_{o1} \ i_{o2}]^T$ 。

输出侧两相电流平均分量表达式为:

$$i_{o1} = I_{o1} + \tilde{i}_{o1}, \quad i_{o2} = I_{o2} + \tilde{i}_{o2} \quad (28)$$

将式(28)中的交流稳态分量 I_{o1} 、 I_{o2} 约去,忽略小信号分量中的高阶部分,获得 3-2 MC 输出侧两相输出电流的小信号分量表达式为:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{o1} = \frac{\tilde{u}_{o1}}{Z_L} = \frac{M_1}{|Z_L|} \tilde{u}_{dc} \sin(\omega_0 t + \varphi_1 - \delta) \\ \tilde{i}_{o2} = \frac{\tilde{u}_{o2}}{Z_L} = \frac{M_2}{|Z_L|} \tilde{u}_{dc} \sin(\omega_0 t + \varphi_2 - \delta) \end{cases} \quad (29)$$

由式(4)、(7)和(9)可得,输出侧电流加权合成量 i_{Σ} 的平均变量表达式为:

$$i_{\Sigma} = I_{\Sigma} + \tilde{i}_{\Sigma} = \xi_{o1} \tilde{i}_{o1} + \xi_{o2} \tilde{i}_{o2} + \sqrt{2} M_{inv} I_0 \cos \delta \quad (30)$$

约去 I_{Σ} ,根据式(29)、(30)可得输出侧电流加权合成量的小信号分量表达式为:

$$\tilde{i}_{\Sigma} = \xi_{o1} \tilde{i}_{o1} + \xi_{o2} \tilde{i}_{o2} + \frac{M_{inv}^2}{|Z_L|} \tilde{u}_{dc} \cos \delta = \sqrt{2} M_{inv} \tilde{i}_0 \cos \delta \quad (31)$$

其中, \tilde{i}_0 为输出电流有效值的小信号分量。

式(31)表明输出侧电流加权合成量 i_{Σ} 的小信号分量与输出电流幅值的小信号分量存在线性关系。因此, i_{Σ} 的大小决定了输出功率值,同时基于瞬时功率平衡原则,该值也决定了输入电流直轴分量 i_d 的大小。为简化计算,避免对交流量的直接控制,本文采用输出侧电流加权合成量 i_{Σ} 代替 3-2 MC 状态方程式(20)中的输出侧电流 i_{o1} 、 i_{o2} 作为外环控制量,且以输入电流 dq 轴分量为内环控制量,从而实现在整个控制环节中对直流量的控制。系统闭环控制框图如图 6 所示。

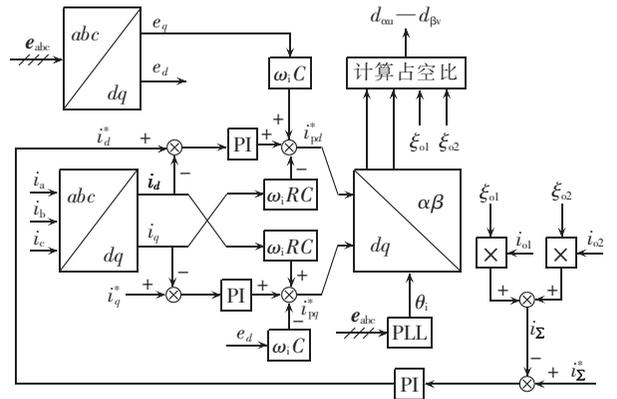


图 6 3-2 MC 闭环控制系统框图

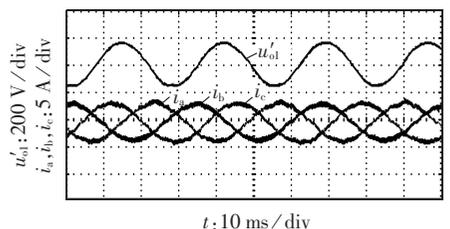
Fig.6 Closed-loop control block diagram of 3-2 MC

4 实验结果与分析

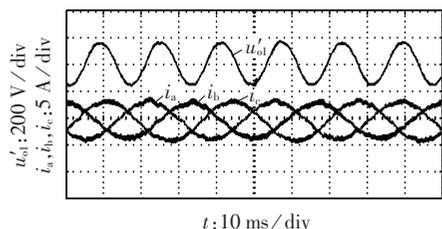
为验证本文所提双闭环策略的有效性,搭建了以 TMS320F28335 与 CPLD M4A5-128 为控制核心,基于四步换流的原理样机。其中电压、电流霍尔传感器分别为 VSM025A、CSM025A,隔离光耦为 TLP250,样机功率放大部分由 18 只分立绝缘栅双极型晶体管(IGBT)1MBH60D-100 构成。并进行了稳态和动态实验,实验参数如下:输入电压为 150 V,输入电压频率为 30 Hz,滤波电感 L 为 3 mH,滤波电感 L 的等效电阻为 0.2 Ω ,滤波电容 C 为 13.2 μF ,阻尼电阻 R_d 为 30 Ω ,滤波电感 L_f 为 3 mH,负载电压 u'_0 为 90 V、110 V,滤波电感 L_f 的等效电阻为 0.2 Ω ,滤波电容 C_f 为 8.8 μF ,负载电阻 R_L 为 20 Ω ,开关频率为 10 kHz,四步换流步长为 2.7 μF 。阻尼电阻 R_d 并联在输入

滤波电感 L 上用抑制输入侧谐波。

图 7 为三相对称电压输入下的输入相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 与负载电压 u'_{o1} 实验波形,为体现一般性,选择 37 Hz 与 63 Hz 2 种非工频整数倍的输出电压频率做进一步的分析。由图 7 可知,输入三相电流在稳态时呈对称分布,正弦度良好,负载输出电压 u'_{o1} 谐波含量低。



(a) 负载输出电压为 110 V/37 Hz 实验波形



(b) 负载输出电压为 110 V/63 Hz 实验波形

图 7 不同输出电压频率下的稳态实验波形

Fig.7 Steady-state experimental waveforms under different output voltages and frequencies

图 8 为负载输出电压为 110 V/100 Hz 下的输入相电流 i_a 和 i_b 、负载电压 u'_{o1} 、输出侧电压 u_{o2} 实验波形。由图 8 可知,稳态变频输出电压波形正弦化度良好,输入电流谐波含量仍然保持较低水平。由图 7、8 可知,本文所提控制策略能使 3-2 MC 在不同输出频率下的稳态特性良好。

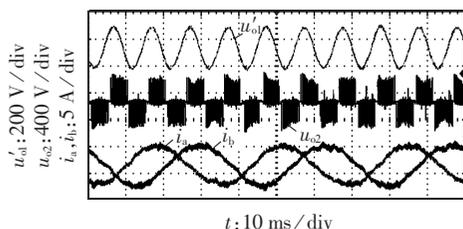


图 8 稳态实验波形

Fig.8 Steady-state experimental waveforms

图 9 为负载电压频率为 50 Hz,输出电压有效值由 90 V 切换到 110 V 的动态实验波形。由图 9 可知,负载电压切换过程短、响应速度快,输入电流 i_a 与该相输入电压 u_a 无论是在稳态还是动态过程中都能保持较高的功率因数,切换过程中输入电流 i_a 与负载输出电压 u'_{o1} 、 u'_{o2} 波形均无振荡,负载两相输出电压相位关系满足式(7)的要求。可见在本文所提控制策略下,不仅能使矩阵变换器保持高功率因数的电能输入,还能实现输入侧电流正弦化控制。

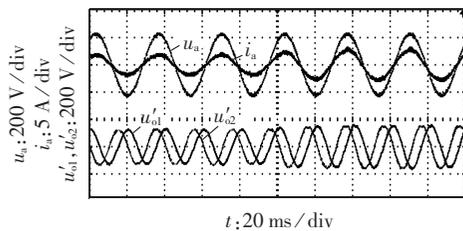


图 9 动态实验波形

Fig.9 Dynamic experimental waveforms

5 结论

本文对现有的 3-2 MC 控制策略进行分析与研究,针对三端输出拓扑结构的 3-2 MC 提出了一种基于输出侧电流加权合成反馈的闭环控制策略。该控制策略对虚拟整流侧采用 dq 轴电流独立控制,对虚拟逆变侧应用基于输出侧电流加权合成反馈的级联式协调控制策略。该方法的优点为:采用了改进扇区划分方式,减少了计算量;将交流时变量转变成较容易控制的直流量,避免了对交流量的直接控制。最后通过实验对所提闭环控制策略进行了验证,实验结果证明了所提方法的有效性。

参考文献:

- [1] 孙凯,周大宁. 矩阵式变换器及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2007:4-12.
- [2] 杨兴华,姜建国. 矩阵变换器直接空间矢量调制策略的优化[J]. 电力自动化设备,2012,32(11):77-82.
YANG Xinghua,JIANG Jianguo. Optimization of direct space vector modulation for matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(11):77-82.
- [3] 邓文浪,唐亚辉,李彬艳,等. TSMC 功率开关故障诊断优化[J]. 电力自动化设备,2017,37(5):7-13.
DENG Wenlang,TANG Yahui,LI Binyan,et al. Optimization of TSMC power-switch fault diagnosis[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(5):7-13.
- [4] 王汝田,崔永恒,陈酉峰,等. 3×4 矩阵变换器的双电压控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(12):95-99.
WANG Rutian,CUI Yongheng,CHEN Qiufeng,et al. Strategy of double line-to-line voltages control for 3×4 matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(12):95-99.
- [5] 潘月斗,郭凯,陈继义,等. 基于状态反馈线性化的矩阵变换器非线性控制[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):77-82.
PAN Yueyou,GUO Kai,CHEN Jiyi,et al. Nonlinear control of matrix converter based on state feedback linearization[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5):77-82.
- [6] 刘钊,叶曙光,张倩,等. 矩阵式双向变流器改进型换流策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(3):108-113.
LIU Zhao,YE Shuguang,ZHANG Qian,et al. Improved commutation strategy for bidirectional converter based on matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(3):108-113.
- [7] 张晓峰,夏益辉,乔鸣忠,等. 矩阵变换器间接空间矢量逆级调制策略优化设计[J]. 电力自动化设备,2016,36(2):40-44.
ZHANG Xiaofeng,XIA Yihui,QIAO Mingzhong,et al. Optimal

- design of indirect space-vector over-modulation strategy for inverter stage of matrix converter[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2016, 36(2): 40-44.
- [8] YAMAMOTO E, HARA H, UCHINO T, et al. Development of MCs and its application in industry [industry forum][J]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2011, 5(1): 4-12.
- [9] 周波, 秦显慧, 雷家兴, 等. 矩阵变换器应用于电机系统的研究与进展[J]. *南京航空航天大学学报*, 2014, 46(1): 1-10.
ZHOU Bo, QIN Xianhui, LEI Jiaying, et al. Review of matrix-converter application in electric machine systems[J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2014, 46(1): 1-10.
- [10] CARDENAS R, CLARE J, WHEELER P. 4-leg matrix converter interface for a variable-speed diesel generation system[C]// *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Montreal, QC, Canada; IEEE, 2012: 6044-6049.
- [11] 邓文浪, 倪泽平. 应用双级矩阵变换器的永磁直驱风力发电系统集成控制策略[J]. *太阳能学报*, 2012, 33(4): 577-585.
DENG Wenlang, NI Zeping. Integrated control strategy for permanent magnet direct-drive wind turbine with two-stage matrix converter[J]. *Acta Energetica Solaris Sinica*, 2012, 33(4): 577-585.
- [12] KWAK S, TOLYAT H A. Development of modulation strategy for two-phase AC-AC matrix converters [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005, 20(2): 493-494.
- [13] ASGAR M, MANSOURPOUR S, AFJEI E. Matrix converter for two-phase induction motor application: analysis, modeling and simulation [C]// *2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*. Tehran, Iran; IEEE, 2011: 246-250.
- [14] 方永丽, 谭国俊, 董伟. 三相-两相矩阵变换器的空间矢量调制策略及其实现[J]. *工矿自动化*, 2009, 35(11): 50-53.
FANG Yongli, TAN Guojun, DONG Wei. Space vector modulation strategy of three-phase to two-phase matrix converter and its implementation[J]. *Industry & Mine Automation*, 2009, 35(11): 50-53.
- [15] 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): 23-26.
FANG Yongli, TAN Guojun, LIU Hao, et al. Study on two line voltage synthesis strategy of a 3-phase to 2-phase matrix converter[J]. *Electric Drive*, 2009, 39(10): 23-26.
- [16] FANG Y, ZHOU B, GAO X. A novel instantaneous value modulation method for two-phase matrix converter[C]// *2010 International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*. Wuhan, China; IEEE, 2010: 3204-3207.
- [17] MIRAZIMI M, SHARIFIAN M B B, BABAEI E. Hysteresis control of a three-phase to two-phase matrix converter[C]// *2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*. Delhi, India; IEEE, 2012: 1-5.
- [18] MILAN G, MOHAMADIAN M, SEIFI E, et al. A novel minimized switch two-phase matrix converter for driving two-phase induction motor[C]// *2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)*. Tehran, Iran; IEEE, 2012: 7-12.
- [19] 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: 16-19.
- [20] 王冕, 陈国柱. 风电背靠背 PWM 变流器直流能量平衡新方法[J]. *电力自动化设备*, 2016, 36(7): 28-33.
WANG Mian, CHEN Guozhu. DC energy balance scheme for back-to-back PWM converters of wind power system[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2016, 36(7): 28-33.
- [21] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013: 384-388.

作者简介:



许宇翔

许宇翔(1981—),男,浙江湖州人,讲师,博士研究生,主要研究方向为矩阵变换器及其控制技术(**E-mail**:keyan_yyx@163.com);

葛红娟(1966—),女,江苏张家港人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力电子技术及电机控制(**E-mail**:allenge@nuaa.edu.cn)。

Control strategy of 3-2 MC based on weighted synthesis feedback of output current

XU Yuxiang^{1,2}, GE Hongjuan¹, GUO Hai¹, ZHANG Yinglong¹

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. School of Engineering, Huzhou University, Huzhou 313000, China)

Abstract: In order to achieve the sinusoidal control of input current of 3-2 MC (three-phase to two-phase Matrix Converter), the functional expression of two-phase output voltage modulation is formulated. A simplified sector partition method is proposed under the three-terminal topology. The sector partition principle could improve the original space vector modulation strategy, in which the expression of duty cycle is obtained, and the switching function matrix of the modulation strategy is presented. Also, detailed output voltage utilization ratio is analyzed to provide satisfying dynamic response, a dual-closed-loop control strategy based on weighted synthesis feedback of output current is proposed, where the 3-2 MC signal model in dq coordinate system is formulated. The correctness of the theoretical analysis and the validity of the proposed control strategy are verified by experimental results.

Key words: current weighted synthesis; 3-2 MC; sinusoidal current control; sector partition; closed-loop control