

基于广义预测的矩阵变换器电流环闭环控制

杨俊华¹,冯小峰¹,吴捷²,张先亮²

(1. 广东工业大学 自动化学院,广东 广州 510006;

2. 华南理工大学 电力学院,广东 广州 510641)

摘要: 针对矩阵变换器(MC)输出侧电流易受负载扰动影响,提出一种基于广义预测的MC电流环控制方案。将MC虚拟等效成输入侧为整流器和输出侧为逆变器相连,推导了输出侧电压、电流方程,建立MC的受控自回归积分滑动平均模型,通过Park变换,将输出电流分解成 dq 坐标下的直流分量。基于广义预测控制策略,设计输出侧电流闭环控制器,跟踪期望电流 $d、q$ 轴分量,维持输出电流的空间矢量恒定,以消除内、外扰动和不平衡的影响。仿真结果表明:和传统开环控制方案相比,基于广义预测的闭环控制方案减小了MC的输出电流谐波分量,改善了输出电流波形,使MC获得良好的动态特性,对输出扰动抑制效果显著。

关键词: 矩阵变换器; 广义预测控制; 电流跟踪; 闭环控制; 受控自回归积分滑动平均模型

中图分类号: TM 921.51; TP 273

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)09-0028-05

0 引言

矩阵变换器 MC(Matrix Converter)能直接实现 AC/AC 变换,传输能量密度大,能量可双向流动,而且体积小。其调制策略主要有直接传递函数法^[1-2]、间接空间矢量调制算法^[3-5]、直接空间矢量调制算法^[6]、双电压合成法^[7-9]等。MC 输入与输出直接相连,负载不对称会直接影响输出波形的质量;负载不平衡同样会造成输出电流的不平衡。而由于 MC 输出存在一定阻抗,导致输出电压波形畸变^[10-11]。

已有的 MC 电流环跟踪闭环控制方案中,如文献[12-13],实时根据输出偏差来调节占空比,将 MC 开关占空比作为负反馈,实现闭环控制,有效减少了输入电流和输出电压的畸变,推理过程独立于模型。文献[14]提出基于自抗扰技术的 MC 闭环控制方法,设计了 MC 输出电流跟踪的自抗扰控制器,控制器稳态性能理想,动态性能良好,鲁棒性强,但自抗扰控制中的参数整定较为困难。基于空间矢量调制,文献[15]结合 PI 调制对输出电流进行闭环控制,控制输出电流空间矢量维持恒定。由于 MC 是强非线性的时变系统,常规 PI 控制难以获得良好的动态性能和较好的鲁棒性。文献[16]通过 Park 变换,将三相输入电流分解成 2 个直流分量,用传统 PI 控制设计针对 2 个直流分量反馈的闭环控制器,仿真结果表明控制器阶跃响应良好。广义预测控制(GPC)^[17]在系统未知结构或者参数变化的情况下可以获得次优解,具有数学模型要求较低、鲁棒性强的特点,且有良好的稳定性。广义预测控制主要考虑 2 个问题:其

一,输出预测值尽可能跟踪期望值,可通过使这两者的偏差或者其偏差的平方最小实现;其二,控制中为使控制增量变化不过于剧烈,避免执行机构运动过于剧烈,需要选取合适的优化指标。此外,受控自回归积分滑动平均(CARIMA)模型还可以消除系统的静差。

现基于广义预测控制方法,采用双环结构设计 MC 控制器,外环为空间矢量控制,内环为广义预测控制。仿真表明对输出负载不平衡有很好的抑制作用。

1 MC 的结构原理

典型三相 AC/AC MC 的主电路拓扑结构见图 1。其中, S_{Aa} 、 S_{Ab} 、 S_{Ac} 、 S_{Ba} 、 S_{Bb} 、 S_{Bc} 、 S_{Ca} 、 S_{Cb} 、 S_{Cc} 为双向开关。基于虚拟直流环节概念^[18],将 MC 等效为整流器和逆变器相连,如图 2 所示,应用空间矢量脉宽调制策略,分别对虚拟整流器和虚拟逆变器进行脉宽调制^[19]。

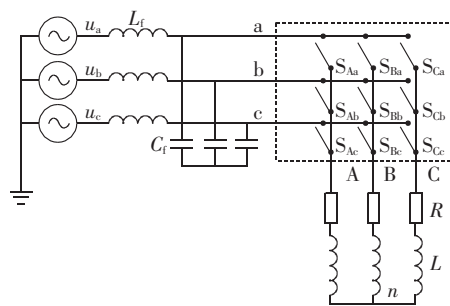


图1 矩阵变换器拓扑结构

Fig.1 Topology of MC

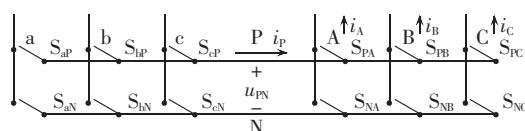


图2 矩阵变换器等效 AC/DC/AC 结构

Fig.2 Equivalent AC/DC/AC configuration of MC

收稿日期:2010-02-03;修回日期:2010-07-08

基金项目:国家自然科学基金重点项目(60534040);广东省教育厅专项重点实验室(IDSYS200701);广东省科技计划项目(2009B010900052)

2 CARIMA 模型建立

间接控制方法是将输入侧等效为可控电流源,输出侧等效为可控电压源,忽略 PWM 调制时延,在三相接线方式的情况下,对于输出侧有

$$u_x = Lp i_x + R i_x + u_n \quad x = A, B, C \quad (1)$$

其中, p 为微分算子; u_x 为 A、B、C 各相输出电压; i_x 为各相输出电流; u_n 为负载星结点电压,以上值均为局部平均值; R 、 L 为三相平衡时各相负载的电阻、电感。在三相不平衡时,只需在式(1)引入不平衡项。

引入 abc 三相坐标系向旋转 dq 坐标系变换的 Park 变换矩阵:

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \omega t & \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(2)中, ω 取期望输出电压的角频率 ω_0 , 对式(1)进行 Park 变换并整理,可得 dq 坐标系下的模型:

$$\begin{cases} Lp i_d = u_d - R i_d + \omega_0 L i_q \\ Lp i_q = u_q - R i_q - \omega_0 L i_d \end{cases} \quad (3)$$

对式(3)进行 Laplace 变换,可得:

$$\begin{cases} sEX(s) = AX(s) + BU(s) \\ Y(s) = CX(s) \end{cases} \quad (4)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_0 \\ \omega_0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, U(s) = \begin{bmatrix} U_d(s) \\ U_q(s) \end{bmatrix}, Y(s) = \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix}$$

其中, E 为适当维单位阵; $B = \text{diag}\{1/L\}$; C 为适当维单位阵; $X(s)$ 为状态空间。

由式(4)可得等效的系统传递矩阵为

$$G(s) = C(sE - A)^{-1}B \quad (5)$$

加零阶保持器后,电流环的 Z 传递矩阵为

$$z \left[\frac{e^{-t_s s}}{s} G(s) \right] = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (6)$$

其中, t_s 为采样时间。考虑到 MC 在实际运行中存在电网等引起的扰动,将这些系统扰动折算后写入式(6),可得系统的差分方程:

$$A(z^{-1})\Delta y(t) = B(z^{-1})\Delta u(t-1) \quad (7)$$

$$A(z^{-1}) = I + A_1 z^{-1} + \dots + A_{n_A} z^{-n_A}$$

$$B(z^{-1}) = B_0 + B_1 z^{-1} + \dots + B_{n_B} z^{-n_B}$$

$$u(t-1) = [u_d(t-1), u_q(t-1)]^T \quad (8)$$

$$y(t) = [i_d(t), i_q(t)]^T$$

$$\Delta = \text{diag}\{1 - z^{-1}\}$$

性能指标为

$$J = \sum_{j=1}^N \|y(t+j) - y_r(t+j)\|^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \|\Delta u(t+j)\|_\lambda^2 \quad (9)$$

3 MC 广义预测控制系统

为抑制不平衡负载引起 MC 输出电流不平衡,引入基于广义预测控制的电流闭环控制。MC 的整

体控制框图如图 3 所示。 i_d^*, i_q^* 分别为期望输出电流在 dq 坐标系中的 d 、 q 轴期望值。实际三相输出电流经过 Park 变换后的电流 i_d 、 i_q 作为反馈量。式(3)表示的电流环控制子系统中,将 u_d 、 u_q 视为输入, i_d 、 i_q 视为输出。控制量 u_d 、 u_q 经过 Clark 变换后形成逆变级开关函数 T_{inv} 。整流级开环控制中,根据输入电流得到整流级开关函数 T_{rec} 。 T_{rec} 和 T_{inv} 分别作为整流级输入电流参考矢量和逆变级输出电压参考矢量,按照空间矢量调制^[20]来调制 MC 的双向开关。

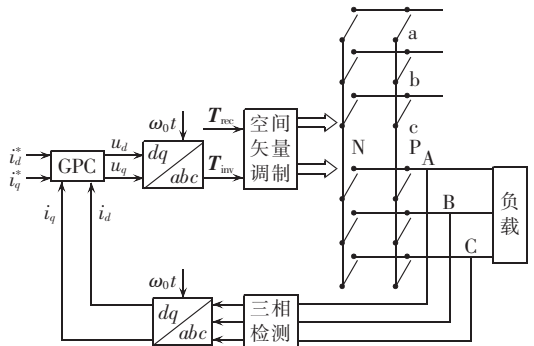


图3 矩阵变换器整体控制框图

Fig.3 Block diagram of overall MC control

建立 CARIMA 模型后,引入 Diophantine 方程^[21]:

$$I = E'_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (10)$$

$$E'_j(z^{-1})B(z^{-1}) = G'_j(z^{-1}) + z^{-j}H_j(z^{-1}) \quad (11)$$

其中, $j=1, \dots, N$, 并且有

$$E'_j(z^{-1}) = E_0 + E_1 z^{-1} + \dots + E_{j-1} z^{-j+1}$$

$$F_j(z^{-1}) = F_0^j + F_1^j z^{-1} + \dots + F_{n_A}^j z^{-n_A}$$

$$G'_j(z^{-1}) = G_0 + G_1 z^{-1} + \dots + G_{j-1} z^{-j+1}$$

$$H_j(z^{-1}) = H_0^j + H_1^j z^{-1} + \dots + H_{n_B-1}^j z^{-n_B+1}$$

于是有

$$y(t+j) = G'_j(z^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(z^{-1})y(t) + H_j(z^{-1})\Delta u(t-1)$$

将上式写成向量形式:

$$y = Gu + F(z^{-1})y(t) + H(z^{-1})\Delta u(t-1) \quad (12)$$

$$y = [y(t+1)^T, \dots, y(t+N)^T]^T$$

$$u = [\Delta u(t)^T, \dots, \Delta u(t+N_u-1)^T]^T$$

$$F(z^{-1}) = [F_1(z^{-1})^T, \dots, F_N(z^{-1})^T]^T$$

$$H(z^{-1}) = [H_1(z^{-1})^T, \dots, H_N(z^{-1})^T]^T$$

$$G = \begin{bmatrix} G_0 & \dots & \dots & 0 \\ G_1 & G_0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_{N_u-1} & G_{N_u-2} & \dots & G_0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_{N-1} & G_{N-2} & \dots & G_{N-N_u} \end{bmatrix}$$

定义:

$$y_r = [y_r(t+1)^T, \dots, y_r(t+N)^T]^T$$

根据 y 、 y_r 和 u 的定义,式(9)可写为

$$J = \|y - y_r\|^2 + \|u\|_\lambda^2 \quad (13)$$

其中, $\Lambda = \text{diag}\{\lambda\}$, 故有 $\|u\|_\lambda^2 = u^T \Lambda u = u^T \text{diag}\{\lambda\} u$ 。将式(12)代入式(13),对 J 求 u 的导数并令其为零,可得:

$$u = (G^T G + \Lambda)^{-1} G^T [y_r - F(z^{-1})y(t) - H(z^{-1})\Delta u(t-1)] \quad (14)$$

令 $(G^T G + \Lambda)^{-1} G^T$ 的前 n 行为 $P^T = [P_1, \dots, P_N]$, 定义:

$$P(z^{-1}) = P_N + P_{N-1}z^{-1} + \dots + P_1z^{-N+1} \quad (15)$$

其中, $P_j (j=1, \dots, N)$ 是 $n \times n$ 的矩阵。

由式(14)的前 n 行可得广义预测控制律:

$$\Delta u(t) = P^T [y_r - F(z^{-1})y(t) - H(z^{-1})\Delta u(t-1)] = P(z^{-1})y_r(t+N) - \alpha(z^{-1})y(t) - \beta(z^{-1})\Delta u(t-1) \quad (16)$$

$$\alpha(z^{-1}) = \sum_{j=1}^N P_j F_j(z^{-1}), \quad \beta(z^{-1}) = \sum_{j=1}^N P_j H_j(z^{-1})$$

$\alpha(z^{-1})$ 和 $\beta(z^{-1})$ 的阶次分别为 n_A 和 n_B-1 。

预测控制器的输入是 MC 输出电流的 d, q 轴分量, 输出则是 MC 输出电压的 d, q 轴分量。控制器在采样时间内, 根据输出电流 d, q 轴期望值与实际观测值误差和实际的输出电压 d, q 轴分量, 并以本次估算的实际输出电压值与下一时刻预测的输出电压值进行比较, 根据广义预测控制律输出电压给定序列, 得到输出电流增量后, 通过控制器求出最优控制输出电压 d, q 轴分量, 从而使实际的输出电流跟踪下一个时刻参考输出电流。

4 仿真结果及其分析

运用 Matlab/Simulink 进行仿真, MC 双向开关采用理想开关。

主要仿真参数: 电源为工频 220 V; MC 电压传输比设为 0.8; 输出频率 150 Hz; $R_a=30 \Omega, R_b=R_c=50 \Omega$; $L_a=1 \text{ mH}, L_b=L_c=4 \text{ mH}$ 。期望输出电流的直流分量为 $I_d=0, I_q=1 \text{ A}$ 。输出滤波电感 $L_f=1 \text{ mH}$, 滤波电容 $C_f=5 \mu\text{F}$ 。根据式(5)可得系统的传递函数阵为

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{250s+3.125 \times 10^6}{s^2+25000s+1.562 \times 10^8} & \frac{37500}{s^2+25000s+1.562 \times 10^8} \\ \frac{37500}{s^2+25000s+1.562 \times 10^8} & \frac{250s+3.125 \times 10^6}{s^2+25000s+1.562 \times 10^8} \end{bmatrix}$$

加入零阶保持器, 取采样周期为 0.0001 s, 对上式进行离散化可得:

$$A(z^{-1}) = (1 - 0.5731z^{-1} + 0.08208z^{-2})E$$

$$B(z^{-1}) = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 \\ b_2 & b_1 \end{bmatrix}$$

$$b_1 = 0.01427z^{-1} - 0.004089z^{-2}$$

$$b_2 = 8.529 \times 10^{-5}z^{-1} + 3.689 \times 10^{-5}z^{-2}$$

其中, E 为二阶单位矩阵。

取预测步长 $N_1=5$, 控制步长 $N_u=3$, 控制加权常数 $\lambda=4$, 广义预测控制器用 S 函数实现。考虑到输出的电流大概在 0.005 s 后进入稳定状态, 用 Matlab 的 FFT 功能分析时, 从 0.005 s 开始, 选取 5 个周期进行分析。仿真结果如图 4~11 所示(图中, η 为谐波幅值与基波幅值的百分比)。

a. 对比图 4 和图 5 可知, 开环时 d 轴电流幅值数量级为 10^{-5} , 闭环时 d 轴电流幅值数量级达到了 10^{-6} , 闭环时的 d 轴电流更加接近于 0。

b. 对比图 6 和图 7 可知, q 轴电流在闭环控制时, 上升时间、调节时间、超调量等动态性能指标都明显优于其开环控制下的动态指标。另外, 对比图 6 和图 7, 闭环控制时的 q 轴电流稳态误差得到明显

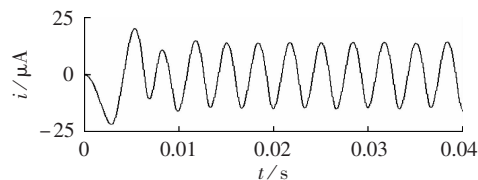


图 4 d 轴电流 (开环控制)

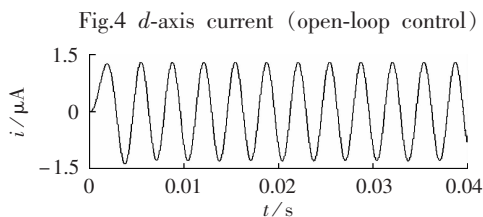


图 5 d 轴电流 (闭环控制)

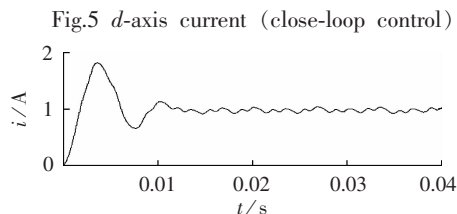


图 6 q 轴电流 (开环控制)

Fig.6 q -axis current (open-loop control)

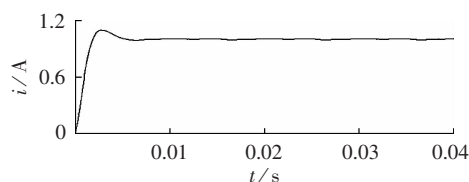


图 7 q 轴电流仿真图 (闭环控制)

Fig.7 q -axis current (close-loop control)

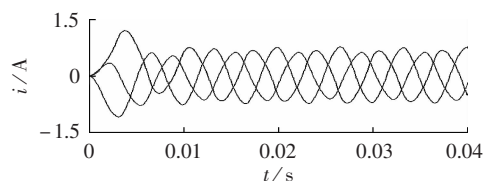


图 8 MC 三相输出电流仿真图 (开环控制)

Fig.8 Simulative three-phase output currents of MC (open-loop control)

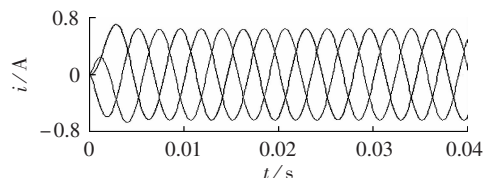
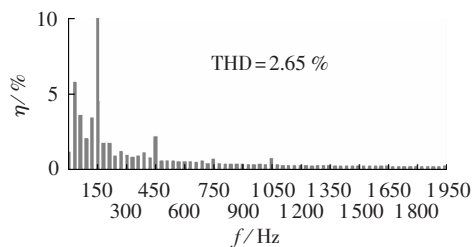
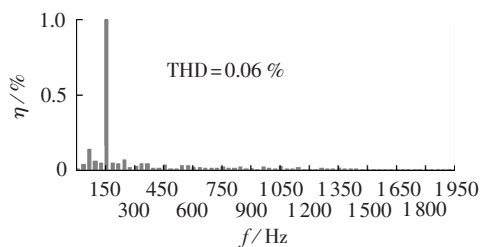


图 9 MC 三相输出电流仿真图 (闭环控制)

Fig.9 Simulative three-phase output currents of MC (close-loop control)

Fig.10 输出电流 I_B 频谱 (开环控制)Fig.10 Spectrum of output current I_B (open-loop control)Fig.11 输出电流 I_B 频谱 (闭环控制)Fig.11 Spectrum of output current I_B (close-loop control)

改善,闭环控制时系统控制精度高,抗扰能力强。

c. 对比图 8 和图 9 可知,闭环控制时三相输出电流对称,波形得到明显改善。

d. 图 10 为开环时输出相电流 I_B 频谱图,其 5、7、11、13 次谐波相对于基波的畸变率分别为 0.64%、0.70%、0.27%、0.27%,总谐波畸变率(THD)为 2.65%;图 11 为闭环时输出相电流 I_B 频谱图,其 5、7、11、13 次谐波相对于基波的畸变率分别为 0.02%、0.02%、0.00%、0.01%,THD 为 0.06%。并且从图 10 及图 11 可以看出,3 次谐波明显减小。

5 结论

在空间矢量基础上,设计了基于广义预测的电流环控制器,控制器鲁棒性强,易于实现。仿真结果表明:单纯的空间矢量调制输出电流含有大量的谐波分量,加入广义预测控制器后,输出电流谐波分量大幅减少,输出电流波形有明显改善。该方法对于输出负载不平衡有较强的抑制作用。

参考文献:

- [1] VENTURINI M. A new sine wave in,sine wave out,conversion technique eliminates reactive elements[C]//IEEE Proc Power Con. San Diego,USA:[s. n.],1980:1-15.
- [2] ALESINA A,VENTURINI M. Solid-state power conversion:a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis [J]. IEEE Trans on Circuits System,1981,28(4):319-330.
- [3] RODRIGUEZ J. A new control technique for AC-AC converters [C]//Proceedings IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conference. Lausanne,Switzerland:[s. n.],1983: 203-208.
- [4] BRAUN M,HASSE K. A direct frequency changer with control of input reactive power[C]//Proceedings IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conference. Lausanne, Switzer-

land:[s. n.],1983:187-194.

- [5] KASTNER G,RODRIGUEZ J. A forced commutated cycloconverter with control of the source and load currents[C]//European Conference on Power Electronics and Applications. Brussels,Belgium:[s. n.],1985:1141-1146.
- [6] CASADER D,GRANDI G,SERRA G,et al. Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms[C]//5th European Conference on Power Electronics and Applications. Brighton,UK:[s. n.],1993:170-175.
- [7] OYAMA J,HIGUCHI T,YAMADA E,et al. New control strategy for matrix converter[C]//20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf. Milwaukee,USA:[s. n.],1989:360-367.
- [8] OYAMA J,XIA X,HIGUCHI T,et al. A new on-line gate circuit for matrix converter[C]//Proc of 1995 Inter Power Electronics Conference. Yokohama,Japan:[s. n.],1995:754-759.
- [9] OYAMA J,XIA X,HIGUCHI T,et al. Displacement angle control for matrix converter[C]//28th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conf. St. Louis,USA:[s. n.],1997:1033-1039.
- [10] 王正仕,林金燕,陈辉明,等. 不平衡非线性负载下分布式供电逆变器的控制[J]. 电力系统自动化,2008,32(1):48-51.
- [11] 王毅,陈希有,徐殿国. 双电压合成矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报,2002,22(1):74-79.
- [12] 王毅,陈希有,徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):164-169.
- [13] 王毅,陈希有,徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):164-169.
- [14] 王毅,陈希有,徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):164-169.
- [15] 王毅,陈希有,徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):164-169.
- [16] 王毅,陈希有,徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):164-169.
- [17] 王毅,陈希有,徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):164-169.
- [18] 王毅,陈希有,徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):164-169.

- [19] HUBER L,BOROJEVIC D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. IEEE Transactions on Industry Application,1995, 31(6):1234-1246.
- [20] 黄科元. 矩阵式变换器的空间矢量调制及其应用研究[D]. 杭州: 浙江大学电气工程学院,2004.
- HUANG Keyuan. Space vector modulation and application study on a matrix converter[D]. Hangzhou:Zhejiang University,2004.
- [21] 王伟. 广义预测控制理论及其应用[M]. 北京:科学出版社,1998: 76-78.

(编辑: 李育燕)

作者简介:

杨俊华(1965-),男,河南西平人,教授,博士,研究方向为电机电器及其控制、风力发电机组设计与控制(E-mail: yly93@163.com);

冯小峰(1984-),男,湖南沅江人,硕士研究生,研究方向为新型变频器的设计与控制(E-mail: ucihqtep@163.com);

吴捷(1937-),男,河北乐亭人,教授,博士研究生导师,主要从事非线性控制、风力发电系统等方面的研究;

张先亮(1985-),男,河南信阳人,硕士研究生,研究方向为控制系统分析与综合。

GPC-based close-loop current control for matrix converter

YANG Junhua¹,FENG Xiaofeng¹,WU Jie²,ZHANG Xianliang²

(1. Automation College,Guangdong University of Technology,Guangzhou 510006,China;

2. Electric Power College,South China University of Technology,Guangzhou 510641,China)

Abstract: As the output current of MC(Matrix Converter) is susceptible to load disturbance,a GPC(Generalized Predictive Control)-based close-loop current control scheme is presented. The MC is equivalent to a rectifier-inverter circuit and the CARIMA model of MC is established based on the analysis of output current and voltage equations. With Park transformation,the output current is decomposed into two direct currents in d - q coordinates. A close-loop current controller is designed at the output side to track the d -axis and q -axis components of reference currents and maintain the space vector of output currents constant,thus eliminating the effects of internal/external disturbances and imbalance. The simulative results indicate that,compared with the conventional open-loop control strategies,the close-loop control strategy based on GPC reduces the output current harmonic components of MC,improves the output current waveform,and endows the MC with excellent dynamic performance and output disturbance restraint.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China(60534040),the Key Laboratory of Department of Education of Guangdong Province(IDSYS200701),and the Project of Science and Technology of Guangdong Province(2009B010900052).

Key words: matrix converter; generalized predictive control; current tracking; close-loop control; CARIMA model