

文章编号:0253-9993(2009)03-0424-05

基于双闭环控制策略的双级矩阵变换器

肖永涛¹, 邓文浪², 岳舟¹

(1. 湖南人文科技学院, 湖南 娄底 417000; 2. 湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要: 应用双级矩阵变换器逆变级在 dq 坐标系下的合成矢量模型, 对双级矩阵变换器提出了具有解耦功能的基于复数 PI 控制器的电压电流双闭环控制策略, 其中针对电压外环和电流内环分别设计了复数 PI 控制器实现对输出电压和输出电流的控制, 并用 Simulink 建模. 仿真结果表明, 基于复数 PI 控制器的电压电流双闭环控制方法不仅能够实现解耦控制, 而且可有效地改善双级矩阵变换器的动静态性能及抗扰能力.

关键词: 双闭环控制; 双级矩阵变换器; 复数 PI 控制器; 解耦控制

中图分类号: TN624 **文献标识码:** A

Doubled closed-loop control strategy based on two-stage matrix converter

XIAO Yong-tao, DENG Wen-lang, YUE Zhou

(1. Hunan University of Humanities, Science and Technology, Loudi 417000, China; 2. The College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: A voltage and current double closed-loop controlling method based on plural PI controller against two-stage matrix converter was developed. The compound vector models of TSMC's inverter side were established in dq frame by introducing compound vector, an dual-loop control strategy which had the function of decoupling was presented accordingly by adopting the models, the plural PI controllers were designed to achieve the output voltage and output current control against the outside loop of voltage and the current inner loop separately, and the model was established by the Simulink. Simulation results show that the control method realizes a decoupling control and improves dynamic and steady performance and anti-interference capability of TSMC.

Key words: double closed-loop controlling; two-stage matrix converter; plural PI controller; decoupling control

矩阵变换器以其优良特性正成为国内外电力电子领域的研究热点^[1-2]. 双级矩阵变换器 (TSMC) 是一种新型拓扑的矩阵变换器, 与常规矩阵变换器 (CMC) 相比, TSMC 不仅能够实现和 CMC 相同的功能, 具有同 CMC 一样优良的输入输出性能, 而且可以克服 CMC 存在的困难^[3-5], 如: 无须采用 CMC 复杂的 4 步换流法、在一定约束条件下功率开关元件数量相对 CMC 可以减少为 15, 12, 9 个^[3-5]. 因此 TSMC 是比 CMC 更具有发展潜力的一种矩阵变换器.

在实际应用中, TSMC 输出性能常会受到各种扰动的影响, 例如, 由于 TSMC 无中间储能元件, 输入电压的不平衡畸变会对其输出产生直接影响; 由于输出变压器、滤波器、功率管导通压降等因素的影响, 负载的线性扰动 (加卸载等) 也会引起 TSMC 输出电压的变化. 文献 [6-9] 通过改进调制策略来提高其输出质量, 但这些调制策略以开环控制为主, 只能针对特定的扰动有效. 文献 [10] 提出了基于 dq 坐标系 TSMC 输出电压的单闭环控制策略, 虽然可以达到抑制多种扰动的目的, 但由于采用常规 PI 控制算

法, 单闭环控制系统存在着快速性和稳定性之间的矛盾, 其动态响应差的不足使得系统对谐波扰动能力有限, 同时未能实现系统 dq 轴之间的解耦. 本文对 TSMC 输出电压电流双闭环控制策略进行研究, 由 TSMC 在同步旋转坐标系中合成矢量模型^[11-12], 在 TSMC 从多输入多输出系统简化成等效的单输入单输出系统的基础上, 提出了一种双闭环系统的解耦控制策略, 设计了一种复数 PI 控制器. 该控制策略在负载扰动和输入电压不平衡等扰动下都能保证系统具有较好的动静态性能.

1 双级矩阵变换器原理

TSMC 的拓扑结构同传统的交直交变换器相似, 它包含交-直(整流)和直-交(逆变)2级变换电路. 不同的是其直流侧不需要滤波元件, 整流级和逆变级采用双向开关(由2个单向开关组成).

TSMC 采用双空间矢量(SVM)策略: 将 SVM 技术用于整流器, 可获得对称正弦的输入电流和可调的功率因数; 将 SVM 技术用于逆变级, 可获得频率幅值可调的对称正弦输出电压. 如果将逆变级的零电压矢量分配在整流级开关的切换处, 就可以实现整流级开关的零电流换流, 具体调制策略详见文献[4-5].

TSMC 的2级变换关系和 TSMC 的调制变换矩阵^[4] T 分别为

$$U_o = TU_i, T = m \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \varphi_o + 30^\circ) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o - 90^\circ) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + 150^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i + 120^\circ) \end{bmatrix}^T = T_{inv} \cdot T_{rec}^T, \quad (1)$$

其中, U_o 为输出线电压; U_i 为三相输入相电压; m 为 TSMC 调制系数, $m = m_c m_v$; ω_o 为输出电压角频率; φ_o 为输出线电压初相位; ω_i 为输入电压角频率; φ_i 为输入功率因数角; T_{inv} 为逆变级开关函数; T_{rec} 为整流级开关函数; 当输入电压是三相对称正弦, 式(1)可变为

$$U_o = m_v \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \varphi_o + 30^\circ) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o - 90^\circ) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + 150^\circ) \end{bmatrix} U_{dc} = T_{inv} U_{dc},$$

式中, $U_{dc} = 3m_c U_{im} \cos \varphi_i / 2$, 当输入电压幅值 U_{im} 、调制系数 m_c 、输入功率因数角 φ_i 不变的情况下, U_{dc} 为一常数.

2 电压电流双闭环控制方法

根据 TSMC 在同步旋转坐标系中的合成矢量模型^[11-12]为

$$SU_{odq} = I_{dq}/C - I_{odq}/C - j\omega U_{odq}, SI_{dq} = -RI_{dq}/L - j\omega I_{dq} - U_{odq}/3L + U_{dc} T_{dq}/3L,$$

式中, S 为微分算子; U_{odq} 为主电路输出采用 LC 滤波器的 TSMC 逆变侧滤波器输出线电压 U_o 在同步旋转坐标系中 d, q 轴上的分量 U_{od} 及 U_{oq} 的合成矢量; I_{dq} 和 I_{odq} 分别为 I_d, I_q 和 I_{od}, I_{oq} 的合成矢量; T_{dq} 为 T_d, T_q 的合成矢量 ($I_d, I_q, I_{od}, I_{oq}, T_d, T_q$ 分别为 TSMC 逆变级输出线电流 I 、滤波器输出线电流 I_o 、逆变级开关函数 T_{inv} 在 d, q 轴上的分量); R, L, C 分别为 LC 滤波器的电阻、电感、电容.

为了提高对输入电压的利用率和简化控制, 将整流级开关函数 T_{rec} 的 m_c 设置为 1, 使整流级输出最大的直流平均电压. 输出电压控制则通过对 T_{inv} 的调节来实现, 在开环系统中 T_{inv} 无法实现自动调节, 因此需要通过引入负反馈, 利用调节器根据反馈偏差产生相应的控制量来实现 T_{inv} 的自动修改.

通过电压检测和坐标转换得到反馈滤波电路输出电压的 dq 直流量 (u_d, u_q), 与给定参考电压 (u_d^*, u_q^*) 相比较得到 d 和 q 轴的误差信号, 然后经控制器得到逆变级输出电流参考值 (i_d^*, i_q^*). 电流环中, 电流反馈量 (i_d, i_q) 与电流参考值 (i_d^*, i_q^*) 相比较得到 d 轴和 q 轴的误差信号, 误差信号经控制器产生 dq 轴控制量 (T_d, T_q), T_d, T_q 经过两相旋转到三相静止坐标变换得到逆变级控制信号 T_{inv} .

系统传递函数如图 1 所示. 由图 1 可知, 电流环受控系统有合成极点 $-R/L - j\omega$, 如果电流环采用常规 PI 控制, 当同步频率比较大时控制器的 0 点不会与系统的主极点对消, 而与控制器自身的极点相互作用

用,使闭环系统的主导极点远离 0 点向虚轴靠近,从而造成系统的超调^[11-12].为了减少同步频率和电感变化对系统控制性能的影响,本文采用改变控制器 0 点的方法,构建电流环控制器的 0 点为 $-K_{i1}/K_{1p} - j\omega$,其中 $K_{i1}/K_{1p} = R/L$,该控制器称为复数 PI 控制器.电流环的合成矢量控制如图 2 所示.

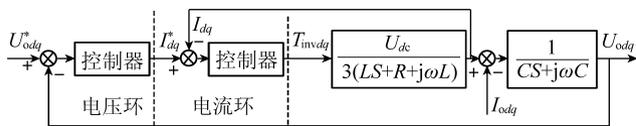


图 1 TSMC 控制系统结构

Fig. 1 The control system structure of TSMC

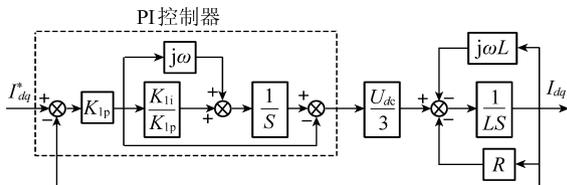


图 2 电流环的合成矢量控制

Fig. 2 Complex-vector controlling of current-loop

根据图 2,可以得到电流环的开环和闭环合成矢量传递函数,即

$$G_{o1}(S) = \frac{K_{1p} U_{dc}}{3L} \frac{S + K_{i1}/K_{1p} + j\omega}{S(S + R/L + j\omega)} = \frac{K_{1p} U_{dc}}{3LS} = \frac{K}{3LS}, G_{c1}(S) = \frac{G_{o1}(S)}{1 + G_{o1}(S)} = \frac{K}{3LS + K}, \quad (2)$$

其中, $K = K_{1p} U_{dc}$. 可见电流环控制器的 0 点与控制对象的极点产生对消,实现了解耦控制.

同理由式 (2) 和图 1 可知电压环受控系统的合成矢量传递函数为

$$G_1(S) = 1/[C(3LS/K + 1)(S + j\omega)]. \quad (3)$$

由式(3)可知其主极点为 $-j\omega$,需要相应地修改电压环控制器的 0 点为 $-K_{2i}/K_{2p} - j\omega$,为了使 $K_{2i}/K_{2p} \neq 0$,通过 U_{odq} 反馈 $r(1 + 3LS/K)$ 到 I_{dq}^* (相当于 U_{odq} 反馈虚拟电阻 r 到 I_{dq}) 使 $K_{2i}/K_{2p} = r/C$,反馈项中微分量一般比较小通常将其忽略.

电压环的合成矢量控制如图 3 所示.根据图 3,得到电压环的开环和闭环合成矢量传递函数,即

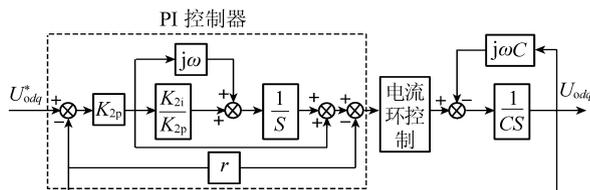


图 3 电压环的合成矢量控制

Fig. 3 Complex-vector controlling of voltage-loop

$$G_{o2}(S) \approx \frac{KK_{2p}}{C} \frac{S + K_{2i}/K_{2p} + j\omega}{S(3LS + K)(S + r/C + j\omega)} = \frac{KK_{2p}}{CS(3LS + K)}, \quad (4)$$

$$G_{c2}(S) = \frac{G_{o2}(S)}{1 + G_{o2}(S)} \approx \frac{KK_{2p}}{3LCS^2 + KCS + KK_{2p}}.$$

可见电压环控制器的 0 点与控制对象的主极点发生对消,实现了解耦控制,并且由于式 (4) 的各项系数是大于 0 的,因此根据劳斯判据可知控制系统稳定.

3 仿真实验及结果分析

为了验证上述的控制方法,利用 Matlab/Simulink 及 S 函数分别搭建基于单环 PI 控制、双环常规 PI 控制和双环解耦 PI 控制的系统模型,并对其进行仿真.系统的主要仿真参数:输入电源为 220 V/50 Hz;LC 滤波器的电感 L 、电阻、电容分别为 1 mH, 0.9 Ω , 50 μ F;给定输出电压 d , q 轴分别为 80 V, 0;输出电压角频率为 60 Hz;仿真时间为 0.06 s;仿真算法为 ode15. 仿真分 2 种情况进行:

(1) 在基波扰动(负载突变)下运行.系统在 0.03 s 突加负载(负载为阻抗负载,负载电感参数为 1 mH,电阻为 1 Ω).图 4 (a) 为分别使用单环 PI 控制、双环常规 PI 控制和双环解耦 PI 控制时, d 轴误差比较波形,图 4 (b) 为 0.03 ~ 0.04 s 时 d 轴误差具体波形,其中,曲线 1, 2, 3 分别为单环 PI 控制,双环传统 PI 控制和双环解耦 PI 控制.可见,曲线 1 的动态降落明显大于曲线 3,且恢复到稳定值的时间明显长于曲线 2, 3;而相比于曲线 3,曲线 2 在稳定会有较大超调.图 4 (c) ~ (e) 分别为单环 PI 控

制、双环常规 PI 控制和双环解耦 PI 控制 3 种控制方式下 TSMC 的输出线电压波形。

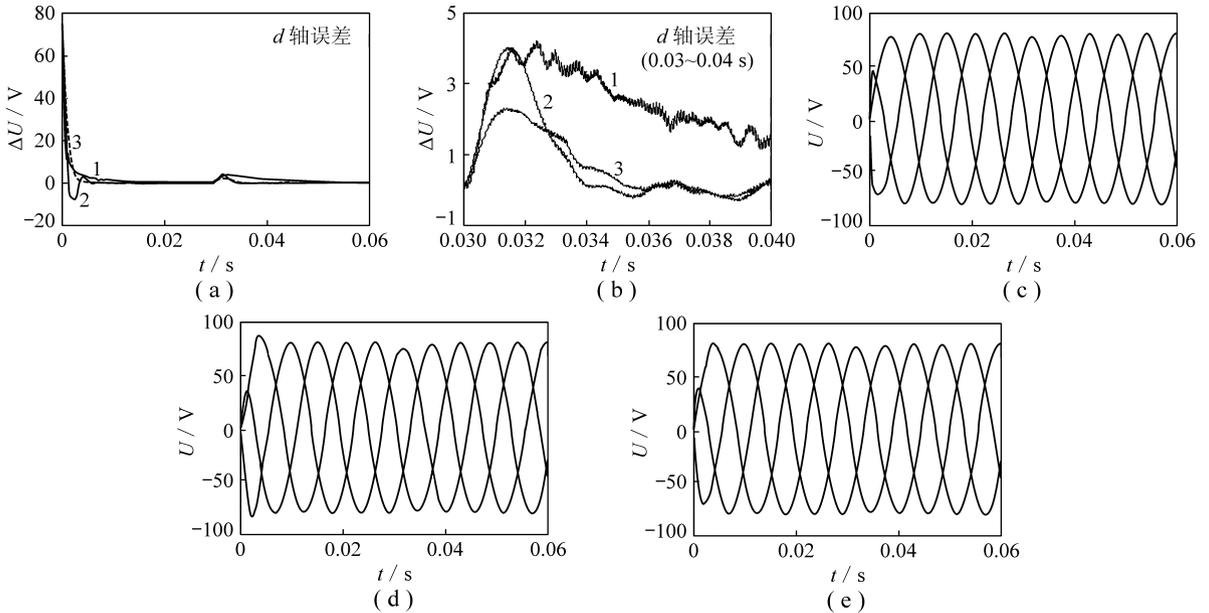


图4 负载突变波形

Fig. 4 The simulation waveforms under load disturbance

(2) 在谐波扰动(输入电压不平衡畸变)下运行. 输入电压谐波幅值: 负序2次谐波为44 V, 负序5次谐波为22 V. 图5(a)为 d 轴误差比较波形, 其中, 曲线1, 2, 3分别为单环PI控制、双环传统PI控制和双环解耦PI控制. 可以看出, 相对于曲线3, 曲线1在谐波扰动时, 出现较大稳态误差, 曲线2在稳定以前出现振荡. 图5(b)~(e)分别为单环PI控制和双环解耦PI控制的三相线电压输出波形其输出线电压 U_{oAB} 的谐波分析. 由图5可知, 单环PI控制下输出电压THD(5.08%)明显大于双环解耦PI控制下的THD(1.67%).

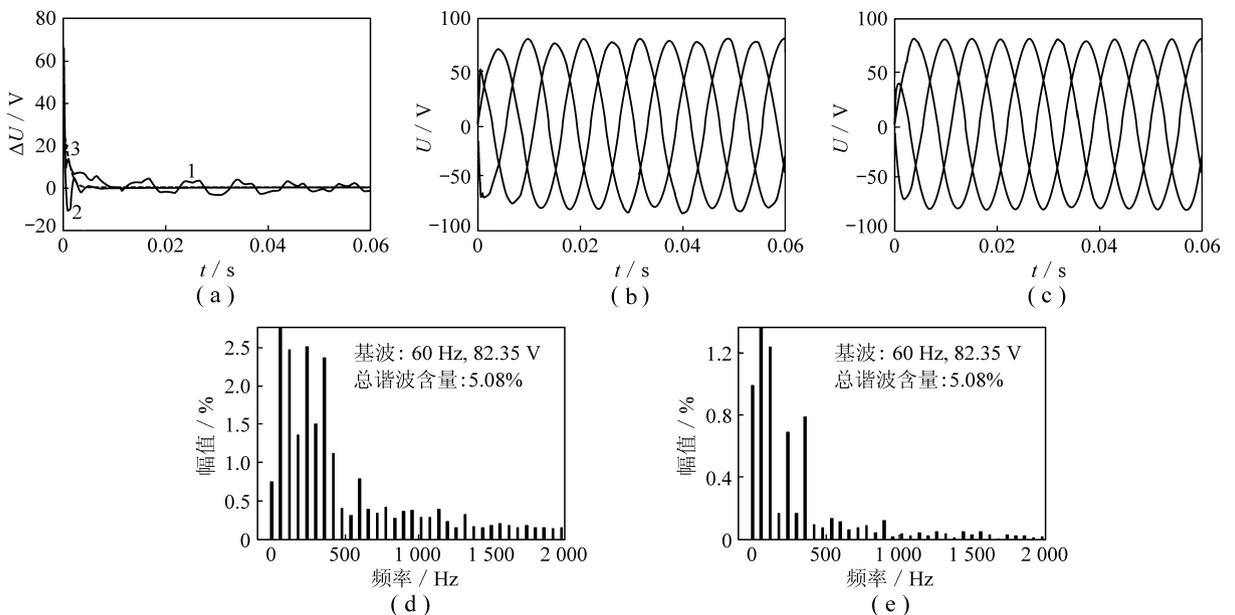


图5 输入不平衡波形

Fig. 5 The simulation waveforms under input imbalance

仿真结果表明,在负载变化和输入不平衡情况下,基于复数 PI 控制器的双环控制系统动静态性能均明显好于基于常规 PI 控制器的双环控制系统和单闭环控制系统。

4 结 语

采用合成矢量建模法,将 TSMC 逆变级在 dq 坐标系下的多输入多输出系统转变为单输入单输出合成矢量模型。基于该合成矢量模型,提出了输出电压电流的双闭环控制策略,并通过分析合成矢量传递函数,设计了具有解耦功能的复数 PI 控制器,实现了系统的解耦控制。合成矢量法的引入不仅简化了系统模型,而且方便地利用传递函数等传统方法对系统进行分析和设计。

参考文献:

- [1] Nielsen P, Blabjerg F, Pedersen J K. Space vector modulated matrix converter with minimized number of switches and feed-forward compensation of input voltage unbalance [J]. Proceeding of PEDES, 1996, 2 (1): 833 - 839.
- [2] Klumper C, Blabjerg F, Nielsen P. Speeding-up the maturation process of the matrix converter technology [A]. Proceedings of the 32nd IEEE Power Electronics Specialists Conference [C]. Vancouver, Canada, 2001: 1 083 - 1 088.
- [3] Wei L, Lipo T A. Matrix converter topologies with reduced number of switches [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2003, 55 (3): 675 - 680.
- [4] Jussila M, Salo M, Tuusa H. Realization of a three phase indirect matrix converter with an indirect vector modulation method [C]. IEEE PESC, 2003: 689 - 694.
- [5] 邓文浪, 杨欣荣, 朱建林. 18 开关双级矩阵变换器的空间矢量调制策略及其仿真研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25 (15): 84 - 90.
Deng Wenlang, Yang Xinrong, Zhu Jianlin. Space vector modulation strategy of two-stage matrix converter with 18 switches and it's simulation study [J]. Proceeding of the CSEE, 2005, 25 (15): 84 - 90.
- [6] 陈希有, 陈学允, 韦 齐. 改进矩阵变换器在非对称输入情况下的空间矢量调制策略 [J]. 电工技术学报, 2004, 15 (2): 77 - 82.
Chen Xiyou, Chen Xueyun, Wei Qi. The improvement of space vector modulation strategy for matrix converter under unbalanced input voltages [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 15 (2): 77 - 82.
- [7] 陈希有, 陈学允. 矩阵变换器在非对称输入情况下输出电压波形的改善 [J]. 电气传动, 2000, 30 (6): 16 - 20.
Chen Xiyou, Chen Xueyun. The improvement of output voltage waveforms for matrix converter under the unbalanced input voltages [J]. Electric Drive, 2000, 30 (6): 16 - 20.
- [8] Zhang L, Watthanasaran C, Shepherd W. Control of AC - AC matrix converter for unbalanced and/or distorted supply voltage [A]. Proceedings of IEEE Electronics Specialist Conference [C]. Mexico, 2001.
- [9] Wei Lixiang, Yoichi Matushita, Thomas A Lipo. A compensation method for dual-bridge matrix converters operating under distorted source voltages [A]. Proceedings Industrial Electronics Conference [C]. Florida, USA, 2003.
- [10] 邓文浪, 杨欣荣, 朱建林. 基于 dq 坐标双级矩阵变换器的闭环控制研究 [J]. 电气传动, 2007, 37 (2): 20 - 24.
Deng Wenlang, Yang Xinrong, Zhu Jianlin. Study of closed loop control based on synchronous rotating coordinate for TSMC [J]. Electric Drive, 2007, 37 (2): 20 - 24.
- [11] Fernando Briz, Michael W Degner, Robert D Lorez. Analysis and design of current regulators using complex vectors [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2000, 36 (6): 817 - 825.
- [12] 陈耀军, 钟炎平. 基于合成矢量的电压型 PWM 整流器电流控制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (2): 143 - 148.
Chen Yaojun, Zhong Yanping. Study on the current control for voltage-source PWM rectifier using complex vectors [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26 (2): 143 - 148.