

文章编号:1671-251X(2009)07-0051-04

双电压合成矩阵变换器抗干扰性能的研究^{*}

曹言敬^{1,2}, 方永丽^{1,2}, 张旭隆^{1,2}

(1. 中国矿业大学信电学院, 2. 江苏省电力传动与自动化工程技术研究中心, 江苏 徐州 221008)

摘要:针对矩阵变换器输出电压对输入侧电源的扰动非常敏感的问题,文章对矩阵变换器双电压合成控制策略进行了分析研究,详细推导了在输入侧电源存在不平衡以及谐波情况下,矩阵变换器输出侧仍为理想正弦波的理论过程,并对其进行了 Matlab/ Simulink 仿真和基于 dSPACE 硬件实时仿真平台的实验研究。结果表明,矩阵变换器双电压合成策略对电网扰动具有一定的抗干扰能力。

关键词:矩阵变换器; 双电压合成; 抗干扰; 谐波; 不平衡

中图分类号:TD614.2; TM46 **文献标识码:**B

0 引言

矩阵变换器(MC, matrix converter)具备理想变频电源所要求的性能^[1~2]:正弦的输入输出特性;输入功率因数可自由调节,且与负载的功率因数无关;可实现能量的双向流动,满足电机四象限运行的需要;中间无直流环节及相应的无功元件,可靠性高,功率密度较大,符合模块化发展方向。

矩阵变换器没有中间的直流环节,输入端和输出端通过开关矩阵直接相连。因此,矩阵变换器对输入侧的故障和扰动较为敏感,输入对输出影响很大。而矩阵变换器在工业应用过程中,工业电源存在不平衡以及谐波等干扰因素^[3],再加上矩阵变换器输入侧为滤除输入电流中的高次谐波,都有一个二阶低通滤波器,开关矩阵的输入端电压必然

存在一定程度的不对称和谐波畸变现象。因此,矩阵变换器抗干扰性能对于矩阵变换器的实用化具有重要的意义。

双电压合成控制策略能跟随输入电压的变化自动修正 PWM 脉冲占空比数值,使得实际输出电压能跟随期望的输出电压,对输入电源的扰动具有一定的抵抗能力。本文首先对双电压合成控制策略^[4~5]进行分析,并在电压出现不平衡以及谐波干扰因素情况下进行了详细的推导和分析,最后通过 Matlab/ Simulink 仿真和基于 dSPACE 硬件实时仿真平台的实验研究,证明双电压合成控制策略具备抗干扰能力。

1 双电压合成策略分析

矩阵变换器拓扑结构如图1所示,其中 L_f 、 C_f 为输入侧滤波器。矩阵变换器在工作过程中,开关管的通断状态不断改变,三相输出通过双向开关能与任意一相输入相连,按照一定的策略控制 $S_{11} \sim S_{33}$ 这9个双向开关,便可得到频率和幅值都连续可调的正弦波。

收稿日期:2009-02-10

^{*}基金项目:中国矿业大学科研基金项目(E200427)

作者简介:曹言敬(1985-),女,中国矿业大学信电学院在读硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。E-mail: yanjingcao1985@126.com。

电压、电流、功率、功率因数和频率等重要的电力参数,还可实时分析电力系统中的高次谐波,从而使人们采取进一步的措施减少谐波污染,保证电能质量,保证电力系统安全、可靠、经济地运行。

参考文献:

[1] 胡乃英,王德成. 实时在线谐波检测装置的设计与实现[J]. 理论与研究, 2007(6): 1~3.

[2] 侯典立,黄锦安. 基于DSP的电能质量分析仪的设计[J]. 鲁东大学学报, 2007, 23(4): 339~342.

[3] GRANDKE T. Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transforms of Weighted Signals [J]. IEEE Trans. on IM, 2003(32): 350~355.

[4] 宋 婷,刘崇新. 基于Matlab的电网谐波电流实时检测的方法[J]. 胜利油田职工大学学报, 2007(10): 73~74.

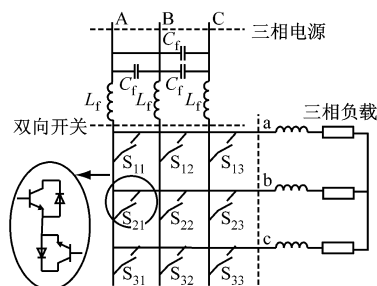
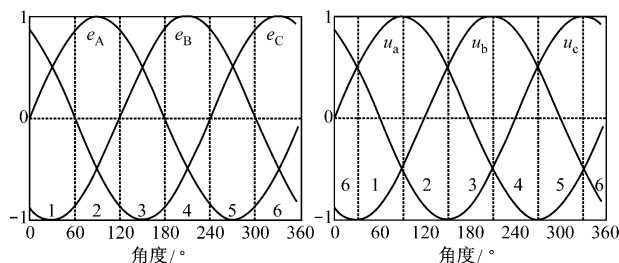


图1 矩阵变换器的拓扑结构图

双电压合成策略^[4-5]是在每一个开关周期内,输出线电压由瞬时值较大的2个输入线电压合成。不同时刻使用不同的2个线电压组合。将输入电压和期望的输出电压按照不同的方法划分区间,如图2所示。输入电压区间以电压过零点进行划分,每个区间内只有一相出现极值(正或负),另两相与之异号;期望输出电压区间以两相电压的交点进行划分,每一区间内一相始终为正值,一相始终为负值,第三相从正到负(或从负到正)。以该原则将三相输入和输出各自划为6个区间。当矩阵变换器的输入输出电压频率不同时,同一时刻对应的输入输出电压区间组合共有36种。



(a) 输入相电压区间划分图 (b) 输出相电压区间划分图

图2 输入输出电压区间划分示意图

在输入电压中,定义最大、中间、最小电压为

$$e_{\max} = \max(e_A, e_B, e_C) \quad (1)$$

$$e_{\text{mid}} = \text{mid}(e_A, e_B, e_C) \quad (2)$$

$$e_{\min} = \min(e_A, e_B, e_C) \quad (3)$$

式中: e_A, e_B, e_C 为三相输入相电压。

输入电流根据相应输入电压值的大小分别标记为 $i_{\max}, i_{\text{mid}}, i_{\min}$;同样,将期望的输出电压按其值大小分别标记为 $u_{\max}, u_{\text{mid}}, u_{\min}$,输出电流则根据输出电压值的大小分别标记为 $i_{\max}, i_{\text{mid}}, i_{\min}$ 。

基准电压 e_{base} 定义为具有最大绝对值的输入相电压。当 $e_{\text{base}} = e_{\max}$ 时,令 $u_{\max} = e_{\max}$,即在1个开关周期内,与输出相 u_{\max} 相连的3个开关中,与输入相 e_{\max} 相连的开关始终导通,另2个开关始终关断。而与输出相 u_{mid} 和 u_{\min} 相连的6个开关则进行脉宽调制以获得期望的输出电压。当 $e_{\text{base}} = e_{\min}$ 时,令 u_{\min}

$= e_{\min}$,开关的导通原则与上面相同。

本文以 $e_{\text{base}} = e_{\max}$ 的情况为例来说明。

定义以下变量:

$$\text{输入侧: } e_{\max} = e_{\max} - e_{\min}$$

$$e_{\text{mid}} = e_{\max} - e_{\text{mid}}$$

$$\text{输出侧: } u_{\max} = u_{\max} - u_{\min}$$

$$u_{\text{mid}} = u_{\max} - u_{\text{mid}}$$

则在每一个采样周期内,2个输出线电压的平均值可以用2个输入线电压综合得到:

$$u_{\max} = \frac{1}{T_s} [(T_2 + T_4) \cdot e_{\text{mid}} + T_3 \cdot e_{\max}] \quad (4)$$

$$u_{\text{mid}} = \frac{1}{T_s} [(T_{22} + T_{24}) \cdot e_{\text{mid}} + T_{23} \cdot e_{\max}] \quad (5)$$

式中: $T_s = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5 = T_{21} + T_{22} + T_{23} + T_{24} + T_{25}$,通过选择时间间隔 $T_1 \sim T_5$ 和 $T_{21} \sim T_{25}$ (PWM脉冲占空比数值),就可以获得所需要的输出电压。

定义输入电流分配因子为

$$= \frac{T_2 + T_4}{T_3} = \frac{T_{22} + T_{24}}{T_{23}} = i_{\text{mid}} / i_{\min} \quad (6)$$

由式(4)、式(5)、式(6)可得到式(7)、式(8):

$$T_3 = T_s \cdot \frac{u_{\max}}{e_{\text{mid}} + e_{\max}} \quad (7)$$

$$T_{23} = T_s \cdot \frac{u_{\text{mid}}}{e_{\text{mid}} + e_{\max}} \quad (8)$$

为减少谐波畸变,各占空比以开关周期的中点为中心对称分布,即:

$$\frac{T_1}{T_5} = \frac{T_2}{T_4} = \frac{T_{21}}{T_{25}} = \frac{T_{22}}{T_{24}} = 1$$

根据式(6)、式(7)、式(8)便可得到在1个开关周期内开关开通、关断的时间。

2 双电压合成策略抗干扰性能分析

上述开关占空比均是在理想输入条件下(三相平衡且不含有谐波)分析得到的。而在实际的电网电压中,不可避免地存在一定程度的不对称和谐波畸变现象。在电网实际测量的谐波数据中,3次谐波占有很大的比重,其次是5次和7次谐波,随着谐波次数的增加,谐波含量大幅减少。偶次谐波的含量很低,一般不予考虑。因此,在分析双电压合成策略抗干扰性能时,输入侧电源加入了3次和5次谐波。三相输入的不平衡度为0.91,1,0.86,设输入的非理想电源为

$$\begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 141.6 \sin(\omega t) \\ 155.6 \sin(\omega t - 120^\circ) \\ 133.8 \sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} +$$

$$15 \begin{bmatrix} \sin(3\omega t) \\ \sin(3\omega t - 120^\circ) \\ \sin(3\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} + 10 \begin{bmatrix} \sin(5\omega t) \\ \sin(5\omega t - 120^\circ) \\ \sin(5\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (9)$$

设 $[u_a^*, u_b^*, u_c^*]$ 为非理想输入条件下的输出 (为区别理想电源情况, 所有电压量或电压差值均有上标 $*$)。输入电流也根据相应输入电压值的大小分别标记为 $[i_{\max}^*, i_{\text{mid}}^*, i_{\min}^*]$ 。

以输入电压在第二个区间为例说明非理想输入条件下双电压合成策略的抗干扰性能。在输入第二个区间有 $e_{\text{base}}^* = e_{\max}^* = e_A^*$; 在 $[60^\circ, 90^\circ]$ 和 $[90^\circ, 120^\circ]$ 分别有 $e_{\min}^* = e_B^*$ 、 $e_{\text{mid}}^* = e_C^*$ 和 $e_{\min}^* = e_C^*$ 、 $e_{\text{mid}}^* = e_B^*$ 。则在非理想输入条件下:

$$e_{\max}^* = e_{\max}^* - e_{\min}^* = e_A^* - e_B^* \quad ([60^\circ, 90^\circ] \text{ 内}) \text{ 或} \\ = e_A^* - e_C^* \quad ([90^\circ, 120^\circ] \text{ 内}) \quad (10)$$

$$e_{\text{mid}}^* = e_{\max}^* - e_{\text{mid}}^* = e_A^* - e_C^* \quad ([60^\circ, 90^\circ] \text{ 内}) \text{ 或} \\ = e_A^* - e_B^* \quad ([90^\circ, 120^\circ] \text{ 内}) \quad (11)$$

同理可得, 在非理想输入条件下输出的线电压定义为

$$u_{\max}^* = u_{\max}^* - u_{\min}^* \quad (12)$$

$$u_{\text{mid}}^* = u_{\max}^* - u_{\text{mid}}^* \quad (13)$$

$$* = \frac{T_2 + T_4}{T_3} = \frac{T_{22} + T_{24}}{T_{23}} = i_{\text{mid}}^* / i_{\min}^* \quad (14)$$

式(7)、式(8)则应分别改写为

$$T_3 = T_s \cdot \frac{u_{\max}^*}{e_{\text{mid}}^* + e_{\max}^*} \quad (15)$$

$$T_{23} = T_s \cdot \frac{u_{\text{mid}}^*}{e_{\text{mid}}^* + e_{\max}^*} \quad (16)$$

式中: u_{\max}^* 、 u_{mid}^* 为期望的理想输出电压。

由式(4)、式(5)可得:

$$u_{\max}^* = \frac{1}{T_s} [(T_2 + T_4) \cdot e_{\text{mid}}^* + T_3 \cdot e_{\max}^*] \quad (17)$$

$$u_{\text{mid}}^* = \frac{1}{T_s} [(T_{22} + T_{24}) \cdot e_{\text{mid}}^* + T_{23} \cdot e_{\max}^*] \quad (18)$$

将式(14)、式(15)、式(16)代入式(17)、式(18), 可得:

$$u_{\max}^* = u_{\max} \quad (19)$$

$$u_{\text{mid}}^* = u_{\text{mid}} \quad (20)$$

由式(15)、式(16)可以看出, PWM 脉冲占空比数值 $T_1 \sim T_5$ 和 $T_{21} \sim T_{25}$ 能自动修正, 从而跟随输入电压 e_{mid}^* 和 e_{\max}^* 的变化, 使得根据式(17)、

式(18)进行双电压合成时, 实际输出电压能跟随期望的输出电压。所以在非理想输入电源条件下, 其输出 u_{\max}^* 和 e_{mid}^* 仍然为理想输出, 即输出电压不受输入电源的干扰, 表明双电压合成策略具有抗干扰能力。

3 仿真和实验分析

3.1 仿真分析

为了验证分析的正确性, 笔者采用 Matlab/Simulink 软件对双电压合成策略的抗干扰性能进行仿真。仿真参数: 输入侧滤波器 $L_f = 1 \text{ mH}$, $C_f = 10 \text{ }\mu\text{F}$; 负载为阻感负载, 每相 $R = 12 \text{ }\Omega$, $L = 10 \text{ mH}$; 开关频率 $f_s = 10 \text{ kHz}$ 。输入电压分别如式(21)和式(22)所示, 频率均为 50 Hz 。期望的输出相电压最大值为 80 V , 频率为 30 Hz 。仿真算法为 ode23tb。由于只涉及到控制策略的分析, 故双向开关采用理想开关构成。

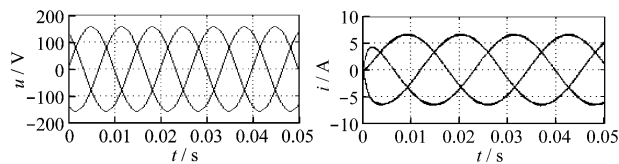
$$\begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 155.6 \sin(\omega t) \\ 155.6 \sin(\omega t - 120^\circ) \\ 155.6 \sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 141.6 \sin(\omega t) \\ 155.6 \sin(\omega t - 120^\circ) \\ 133.8 \sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} + 15 \begin{bmatrix} \sin(3\omega t) \\ \sin(3\omega t - 120^\circ) \\ \sin(3\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} + 10 \begin{bmatrix} \sin(5\omega t) \\ \sin(5\omega t - 120^\circ) \\ \sin(5\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (22)$$

分别在理想输入条件下如式(21)、三相输入不对称并含有谐波条件下如式(22)进行仿真。图3、图4分别为式(21)和式(22)条件下的仿真波形, 图3(a)、图4(a)为三相输入电压波形, 图3(b)、图4(b)为三相输出电流波形。可以看出, 非理想输入条件下三相输出电流波形与理想输入条件下相差不大, 这正是由于双电压合成策略的 PWM 脉冲占空比数值 ($T_1 \sim T_5$ 和 $T_{21} \sim T_{25}$) 能自动修正且跟随输入电压 e_{mid}^* 和 e_{\max}^* 的变化, 使得实际输出电压能跟随期望的输出电压, 从而对输入电源的扰动具有一定的抗干扰能力。

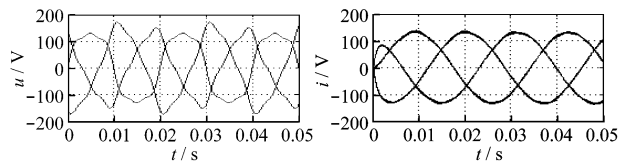
3.2 实验分析

笔者以 dSPACE 硬件实时仿真平台为主控单元, 设计了矩阵变换器实验装置, 如图5所示。dSPACE 负责输入、输出区间判断、PWM 占空比计



(a) 三相输入电压波形 (b) 三相输出电流波形

图 3 理想输入条件下的仿真波形



(a) 三相输入电压波形 (b) 三相输出电流波形

图 4 非理想输入条件下的仿真波形

算及电压、电流计算等工作。开关器件换流时采用减少换流时间、改变开关顺序、消除窄脉冲以及死区补偿等方式对传统的四步换流进行优化;触发开关管所需的脉冲发生、分配以及换流通过 EPM7160SLC84 复杂可编程逻辑器件(CPLD)编程实现。双向开关采用东芝公司生产的 GT25Q301 型 IGBT 作为功率开关,其结构原理如图 1 所示。IGBT 驱动采用 EXB841 驱动模块。互感器采用 LEM 电压、电流互感器。

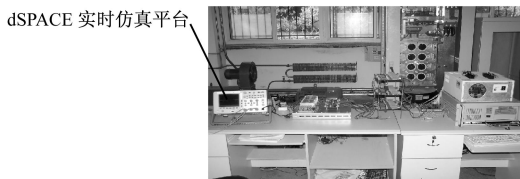
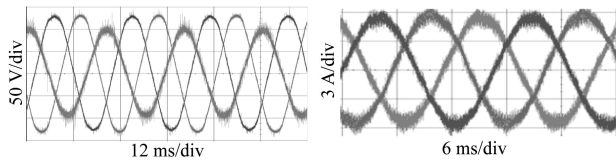


图 5 矩阵变换器实验装置图

因实验中没有智能谐波源,所以只在非平衡输入条件下,对双电压合成策略的抗干扰性能进行实验分析。实验参数:输入滤波电感为 5 mH,滤波电容为 5 μ F,阻尼电阻为 15 Ω ;三相对称阻感负载电阻为 13 Ω ,电感为 5 mH;开关频率为 10 kHz,非平衡电源频率为 50 Hz,A、C 相幅值为 98 V,B 相幅值为 83 V(不平衡度为 15%)。期望输出相电压幅值为 80 V,频率为 30 Hz。

图 6(a)、(b) 分别为非平衡输入条件下三相非平衡输入电压以及三相输出电流的实验波形。图 7 为理想输入条件下三相输出电流的实验波形。可以看出,2 种输入条件下输出电流实验波形差别不大,证明双电压合成策略本身具备抗干扰能力。



(a) 三相非平衡输入电压波形 (b) 三相输出电流波形

图 6 非平衡输入条件下的实验波形

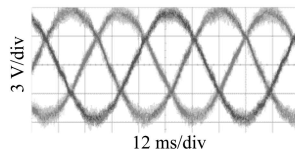


图 7 理想输入条件下三相输出电流实验波形

4 结语

本文通过理论分析研究,得出双电压合成控制策略能跟随输入电压的变化且自动修正 PWM 脉冲占空比数值,使得实际输出电压能跟随期望的输出电压的结论,并通过 Matlab/Simulink 仿真和基于 dSPACE 硬件实时仿真平台的实验验证了该结论的正确性。该控制策略使输出电压对输入电压具有自适应能力,并对电网扰动具有抗干扰性,对实际应用具有一定的指导作用。

参考文献:

- [1] VENTURINI M, ALESINA A. The Generalized Rransformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor [C]// Conf. Rec. IEEE PESC, 1980: 242 ~ 252.
- [2] WHEELER P, CLARE J, EMPRINGHAM L. Enhancement of Matrix Converter Output Waveform Quality Using Minimized Commutation Times [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 240 ~ 244.
- [3] ZHOU Da-ning, SUN Kai, HUANG Li-pei. Evaluation of Matrix Converter Operation in Abnormal Conditions [C]// ICEMS, 2003, Beijing: 402 ~ 406.
- [4] WATANABE E, ISHII S, YAMAMOTO E, et al. High Performance Motor Drive Using Matrix Converter [C]// Advances in Induction Motor Control, IEEE Seminar, 2000, London: 711 ~ 716.
- [5] 方永丽. 矩阵变换器控制策略及其双馈调速控制方法的研究[D]. 徐州:中国矿业大学,2006.