

一种用于双电机独立控制的逆变器拓扑研究^{*}

李 伟, 高 强

(上海交通大学 电气工程系, 上海 200240)

摘 要: 分析了几种传统的双电机逆变器拓扑。针对存在的问题, 提出了一种改进的逆变器拓扑, 弥补了传统逆变器拓扑控制复杂且很难独立控制两台电机的问题。在 MATLAB/Simulink 环境下建立基于该逆变器的永磁同步电机矢量控制的仿真模型。仿真结果表明, 所提改进的逆变器拓扑可以实现独立控制且控制简单。

关键词: 双电机; 逆变器; 独立控制; 拓扑

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)04-0015-07

Research on a Inverter Topology for Dual-Motor Independent Control^{*}

LI Wei, GAO Qiang

(Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Several traditional dual-motor inverter topologies were analyzed. Aiming at the existing problems, an improved inverter topology was analyzed, which made up the problem. The traditional inverter topology control was complex and it was difficult to control the two motors independently. The simulation model of permanent magnet synchronous motor vector control in MATLAB/Simulink environment was established. The simulation results showed that with the improved inverter topology two motors could be controlled independently and the control was simple.

Key words: dual-motor; inverter; independent control; topology

0 引 言

在石油开采、电动/混合动力汽车、航空航天等很多工业领域的应用中, 常常需要对两台电机进行高性能的独立控制^[1]。典型的单逆变器拓扑, 即三桥臂二电平逆变器很难满足这些需求。为此, 很多学者开始研究能够满足需求的逆变器拓扑, 从而减小系统的体积, 降低系统成本。目前研究人员共提出了 3 种典型的逆变器拓扑, 采取的方式都是两台电机共用几个开关管或是电容, 然后对传统的正弦脉宽调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) 或空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 进行相应的改进, 以此来减少成本, 提高控制效果 (如电机的额定状态下稳定运行效果和动态运行

效果)。其中, 文献[2-3]提出了一种五桥臂拓扑, 每个桥臂上有 2 个开关管, 两台电机的 c 相共用其中一个桥臂。文献[2]采取的调制方式是把一个开关周期分为两等分, 一半周期内对电机 1 正常控制, 对电机 2 用零矢量控制; 另一半周期内对电机 2 正常控制, 对电机 1 用零矢量控制。显然这种控制方式并没有达到完全独立控制, 且控制效果非最佳。文献[4-6]提出了一种四桥臂的拓扑, 每个桥臂上有两个开关管, 采用的是 2 个传统四开关逆变器共用直流母线电容的方式, 2 个四开关逆变器都使用 SVPWM 控制, 由于是通过控制两个桥臂来间接控制 3 个桥臂, 控制效果不如直接控制 3 个桥臂, 且 2 台电机共用直流母线电容会造成电容中点电压波动, 从而影响独立控制效果; 并且这种拓扑能够输出的线电压水平受

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目 (51477101)

作者简介: 李 伟 (1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制。

高 强 (1975—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机及其控制, 电力电子变换器, 风力发电。

到限制^[7],电机的性能(如最高转速)受到限制。文献[8-12]提出了一种九开关拓扑,采用3个桥臂,每个桥臂上有3个开关管,两台电机共用中间3个开关管,电机1使用上面6个开关管,电机2使用下面6个开关管。采用的控制方式是当电机1正常工作时,下面3个开关管全部导通,电机2用零矢量控制;当电机2正常工作时,上面3个开关管全部开通,电机1用零矢量控制。这种拓扑也难以实现对双电机的完全独立控制,控制效果非最佳。

现有的双电机拓扑存在的问题是控制桥臂都需要共用开关管或者电容,将使得控制难度变高,很难实现独立控制。在本文提出的这种改进的逆变器拓扑中,两台电机的控制桥臂并没有共用开关管或者电容,所以很容易实现独立控制,控制效果更好,且相对于五桥臂拓扑,开关器件也未增加。

本文首先介绍了改进的双电机逆变器拓扑结构,然后解释了该拓扑所使用的控制策略和调制方式,最后在 MATLAB/Simulink 中建立含阻感负载的仿真模型和含双电机负载的仿真模型,对其优越性和可行性进行了验证。

1 改进的双电机逆变器拓扑

改进的双电机逆变器拓扑如图1所示。逆变器拓扑侧使用2个串联电容和10个开关管。通过2个串联电容和 VT1~VT4 构成电机 M1 的三相四开关逆变器,通过 VT5~VT10 构成电机 M2 的三相电压型全桥逆变器,其中2个串联电容还用作2台电机的直流母线电容。

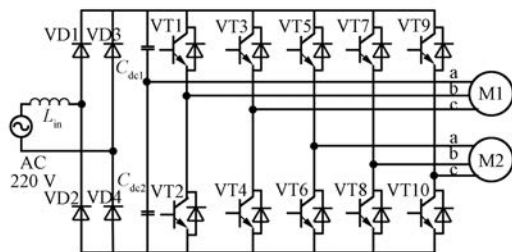


图1 改进的双电机逆变器拓扑

本文提出的拓扑结构看似与传统五桥臂拓扑结构一样,实则有较大区别。传统五桥臂拓扑如图2所示,电机 M1 和电机 M2 的 c 相共用1个桥

臂上的两个开关管 VT9、VT10,使得控制变得复杂。在改进的逆变器拓扑中2台电机没有共用开关管,电机 M1 可用三相四开关逆变器的控制方式进行控制,电机 M2 可用三相电压型全桥逆变器的控制方式进行控制,两者不会相互影响,真正实现了完全的独立控制。

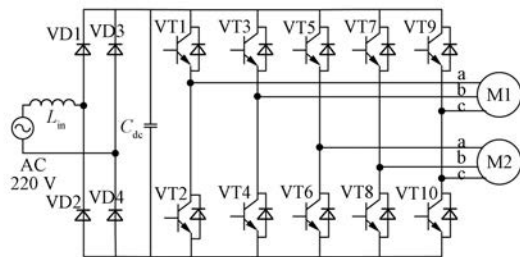


图2 传统五桥臂拓扑

2 控制策略

基于改进的双电机逆变器拓扑的单台电机的矢量控制策略的框图如图3所示。其与传统矢量控制策略^[13]相似,图3中 i_d 电流给定根据弱磁控制 i_d 电流轨迹方程计算得到, i_q 电流给定由转速偏差经过1个PI控制器后得到,采用转速外环和电流内环双闭环控制。因为2台电机使用的矢量控制策略类似,所以图3仅表示单台电机的矢量控制策略。

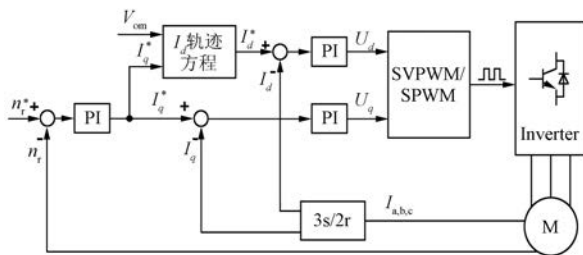


图3 基于改进的双电机逆变器的永磁同步电机矢量控制框图

图3中的 i_d 电流轨迹方程由电压极限圆方程^[14]推得,推导过程如下:

$$V_{om} + R_a I_a \geq \sqrt{U_d^2 + U_q^2} = \sqrt{(R_a i_d - \omega \phi_q)^2 + (R_a i_q + \omega \phi_d)^2}$$

式中: V_{om} ——电机 M1、电机 M2 可以达到的相电压基波幅值;

ω ——电机1、电机2的电角速度。

忽略电阻压降,近似可得:

$$(L_d i_d + \phi_m)^2 + (L_q i_q)^2 \leq \left(\frac{V_{om}}{\omega} \right)^2$$

进而可得 i_d 轨迹方程为

$$i_d = -\frac{\phi_m}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V_{om}^2}{\omega^2} - (L_q i_q)^2}$$

3 调制方式

改进的逆变器拓扑接阻感负载的电路图如图 4 所示,传统五桥臂逆变器接阻感负载的电路图如图 5 所示,两者采取的调制方式有所不同。改进的逆变器拓扑因为 2 个负载的桥臂没有共用开关管或电容,所以 2 个负载的调制不会相互影响,可对三相四开关逆变器采取 SVPWM^[15] 调制,对三相电压型全桥逆变器也采用 SVPWM^[16] 调制,这种拓扑下只需采用普通的调制方式就可以既保证独立控制又保证 2 个负载的稳态动态运行效果。传统的五桥臂逆变器因为 2 个负载的桥臂共用开关管,故 2 个负载的调制会相互影响,需对传统的调制方式进行改变以适应传统五桥臂拓扑,如文献[3]采取的调制方式是共用相 c 相的调制波为零,负载 R_{L1} 的 1a 相的调制波为 $U_{1a} - U_{1c}$,负载 R_{L1} 的 1b 相的调制波为 $U_{1b} - U_{1c}$,负载 R_{L2} 的 2a 相的调制波为 $U_{2a} - U_{2c}$,负载 R_{L2} 的 2b 相的调制波为 $U_{2b} - U_{2c}$ 。

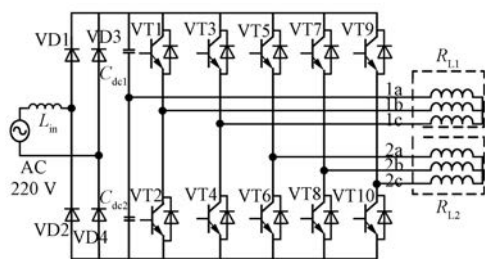


图 4 改进的逆变器拓扑接阻感负载的电路图

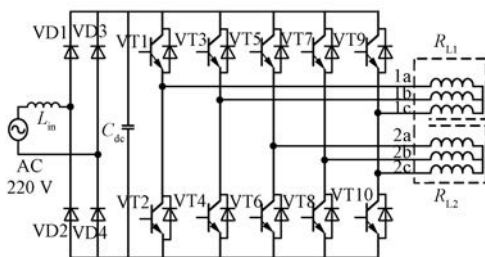


图 5 传统五桥臂逆变器接阻感负载的电路图

改进的逆变器拓扑中三相四开关逆变器采取

SVPWM^[15] 调制,负载 R_{L1} 的电压利用率可以达到 50%,三相电压型全桥逆变器也采用 SVPWM^[16-17] 调制,负载 R_{L2} 的电压利用率可以达到 100%;传统的五桥臂逆变器采用文献[3]所述的调制方式,负载 R_{L1} 和负载 R_{L2} 的电压利用率都仅能达到 50%^[18-20]。

4 系统仿真验证

仿真分为:接阻感负载比较新逆变器拓扑和传统五桥臂的电压利用率的仿真;接电机负载看电机运行效果的仿真。以此说明改进的逆变器拓扑的优越性和可行性。

4.1 接阻感负载系统仿真验证

按照图 4 和图 5 搭建改进的逆变器拓扑和传统五桥臂接阻感负载的仿真模型。对改进的逆变器拓扑使用文献[15]所述的 SVPWM 调制方式对三相四开关逆变器进行调制,使用文献[16]所述的 SVPWM 调制方式对三相电压型全桥逆变器进行调制,对传统五桥臂使用文献[3]的调制方式进行调制。

采用的网侧电压幅值为 311 V 工频正弦波,各硬件参数分别如下:输入电感 L 为 1 mH,电容为 470 μ F;开关器件为 600 V、25 A 的 IGBT,开关频率设置为 10 kHz;负载 R_{L1} 每一相的电阻为 7.1 Ω ,每一相的电感为 67.5 mH;负载 R_{L2} 的每一相电阻为 0.8 Ω ,每一相的电感为 4.44 mH。

仿真结果主要是比较改进的逆变器拓扑和传统五桥臂拓扑的直流电压利用率的区别,以此说明改进的逆变器拓扑的优越性。

改进的逆变器拓扑中,设负载 R_{L1} 三相给定电压分别为

$$U_{1a} = U_{m1} \cdot \sin(100\pi \cdot t)$$

$$U_{1b} = U_{m1} \cdot \sin\left(100\pi \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$U_{1c} = U_{m1} \cdot \sin\left(100\pi \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

则给定线电压的幅值为 $U_{L1} = \sqrt{3} U_{m1}$,对实际的线电压 U_{1a1b} 的波形做 Fourier 分析得到基波幅值。以给定线电压的幅值 U_{L1} 为变量,实际线电压 U_{1a1b} 基波幅值 U_{1a1b} 为应变量, U_{L1} 取 5 个不同值(即 0、77.75、155.5、233.25 和 311 V),得出两者之间的关系如图 6 所示。类似地,设负载 R_{L2} 三相

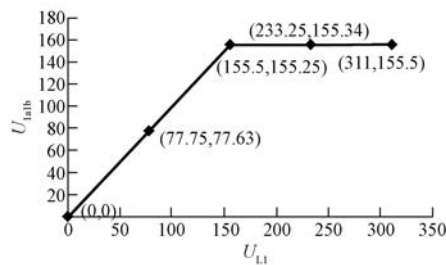


图6 改进的逆变器拓扑中 U_{L1} 和 U_{1a1b} 的关系

给定电压分别为

$$U_{2a} = U_{m2} \cdot \sin(100\pi \cdot t)$$
$$U_{2b} = U_{m2} \cdot \sin\left(100\pi \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$U_{2c} = U_{m2} \cdot \sin\left(100\pi \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

则给定线电压的幅值为 $U_{L2} = \sqrt{3} U_{m2}$, 对实际的线电压 U_{2a2b} 的波形做 Fourier 分析得到基波幅值, 以给定线电压的幅值 U_{L2} 为变量, 实际线电压 U_{2a2b} 基波幅值 U_{2a2b} 为应变量, U_{L1} 取 5 个不同值 (即 0、77.75、155.5、233.25 和 311 V), 得出两者之间的关系。改进的逆变器拓扑中 U_{L2} 和 U_{2a2b} 的关系如图 7 所示。

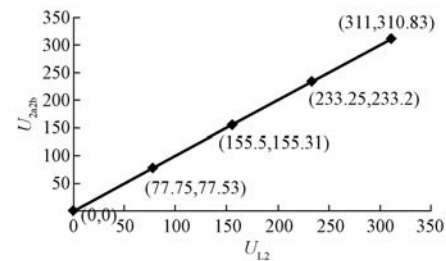


图7 改进的逆变器拓扑中 U_{L2} 和 U_{2a2b} 的关系

按照同样的方法, 在传统五桥臂拓扑中, 负载 R_{L1} 的给定线电压的幅值 U_{L1} 和实际线电压 U_{1a1b} 基波幅值 U_{1a1b} 的关系如图 8 所示。负载 R_{L2} 的给定线电压的幅值 U_{L2} 和实际线电压 U_{2a2b} 基波幅值 U_{2a2b} 的关系如图 9 所示。

由图 6 和图 7 可知, 在改进的逆变器拓扑中, 负载 R_{L1} 的直流电压利用率最大可达 50%, 负载 R_{L2} 的直流电压利用率最大可达 100%, 电压利用率之和最大为 150%。

由图 8 和图 9 可知, 在传统五桥臂拓扑中, 负载 R_{L1} 的直流电压利用率最大可达 50%, 负载 R_{L2}

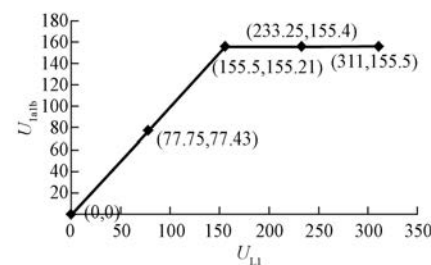


图8 传统五桥臂中 U_{L1} 和 U_{1a1b} 的关系

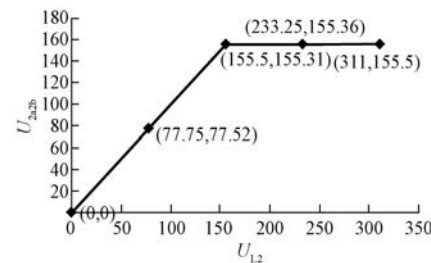


图9 传统五桥臂中 U_{L2} 和 U_{2a2b} 的关系

的直流电压利用率最大可达 50%, 电压利用率之和最大为 100%。

4.2 接电机负载系统仿真验证

按照图 1 和图 2 搭建基于改进的双电机逆变器的永磁同步电机矢量控制系统的仿真模型。电机 M1 的参数如表 1 所示, 电机 M2 的参数如表 2 所示。按第 2 节的控制策略和文献[15]所述的 SVPWM 调制方式及文献[16]所述的 SVPWM 调制方式建立对应的控制系统。

采用的网侧电压为幅值为 311 V 工频正弦波, 各硬件参数分别如下: 输入电感 L 为 1 mH, 选用两个 470 μ F 电容组进行串联, 开关器件为 600 V、25 A 的 IGBT, 开关频率设置为 10 kHz。

表 1 电机 M1 参数

参数名称	参数值
类型	内置式
相电阻 R_s/Ω	0.8
Ψ_f/Wb	0.088 4
额定转矩 $T_n/(\text{N}\cdot\text{m})$	2.38
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	5 400
极对数 p	3
L_d/H	0.006 965
L_q/H	0.010 7

表 2 电机 M2 参数

参数名称	参数值
类型	内置式
相电阻 R_s/Ω	7.1
Ψ_f/Wb	0.421
额定转矩 $T_n/(\text{N}\cdot\text{m})$	6.3
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	850
极对数 p	4
$L_d=L_q/\text{H}$	0.067 5

仿真结果分为:额定状态下的稳态仿真结果和动态下的仿真结果。以此说明改进的逆变器拓扑的可行性。

4. 2. 1 电机负载额定状态下的仿真结果

电机 M1 的转速给定为以斜坡增加最终稳定在额定转速 5 400 r/min,转速跟踪波形如图 10 所示,负载转矩为额定转矩 2.38 N·m,转矩跟踪波形如图 11 所示, i_d 和 i_q 的跟踪波形如图 12 所示。电机 M2 的转速给定为以斜坡增加最终稳定在额定转速 850 r/min,转速跟踪波形如图 13 所示,负载转矩为额定转矩 6.3 N·m,转矩跟踪波形如图 14 所示, i_d 和 i_q 的跟踪波形如图 15 所示。

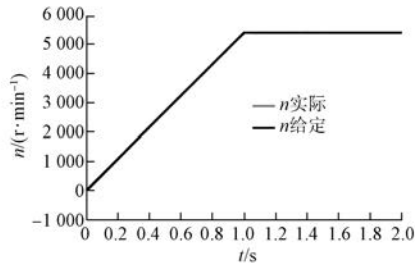


图 10 电机 M1 的转速跟踪波形

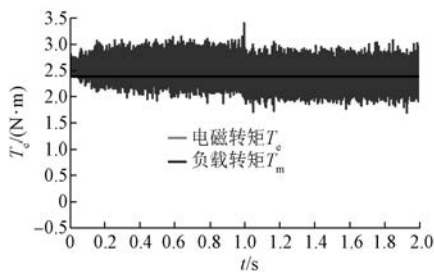


图 11 电机 M1 的转矩跟踪波形

由图 10~图 15 可知,在改进的双电机逆变器的控制下,电机能够很好地跟随给定转速和给定

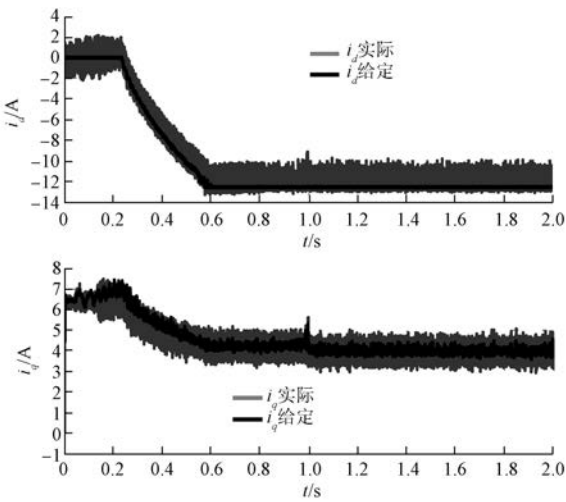


图 12 电机 M1 的 i_d 、 i_q 跟踪波形

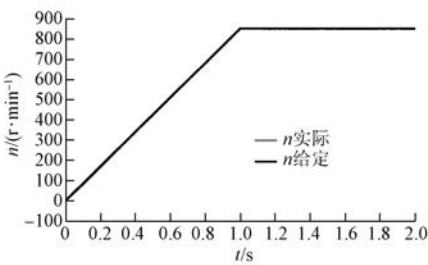


图 13 电机 M2 的转速跟踪波形

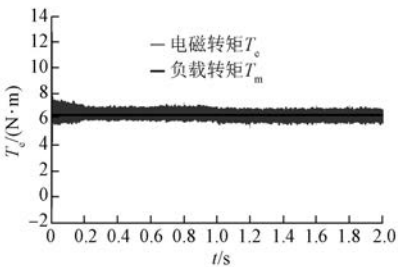


图 14 电机 M2 的转矩跟踪波形

转矩,具有良好的静态性能。

4. 2. 2 电机负载动态下的仿真结果

电机 M1 的转速给定为斜坡增加至额定转速 5 400 r/min,2 s 后跳变至 2 000 r/min,负载转矩初始为 1 N·m,5 s 后跳变至额定转矩 2.38 N·m。电机 M2 的转速给定为斜坡增加至额定转速 850 r/min,3 s 后跳变至 500 r/min,负载转矩初始为 4 N·m,4 s 后跳变至额定转矩 6.3 N·m。相应的波形图如图 16~图 21 所示。

由图 16~图 21 可知,在改进的双电机逆变器

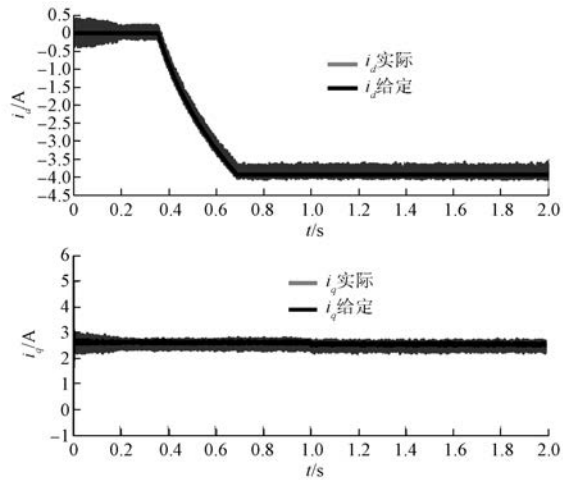


图 15 电机 M2 的 i_d 、 i_q 跟踪波形

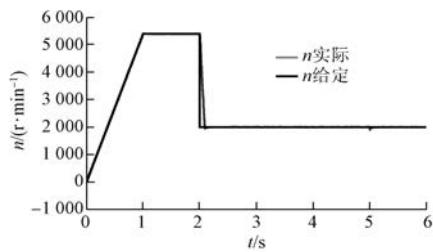


图 16 电机 M1 的转速跟踪波形

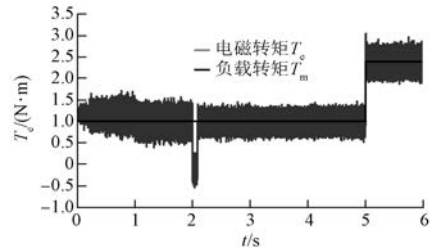


图 17 电机 M1 的转矩跟踪波形

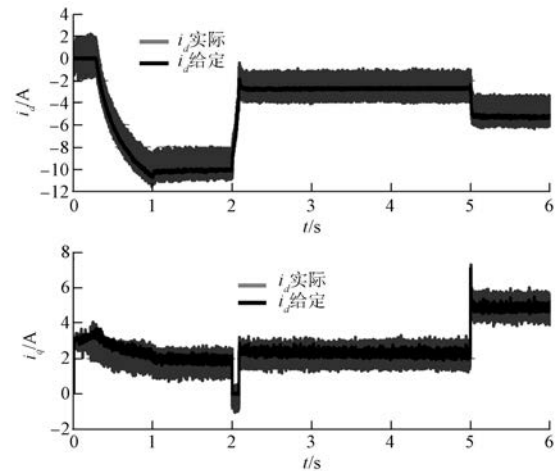


图 18 电机 M1 的 i_d 、 i_q 跟踪波形

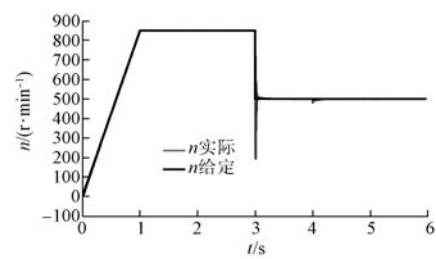


图 19 电机 M2 的转速跟踪波形

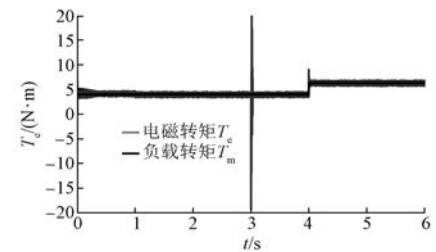


图 20 电机 M2 的转矩跟踪波形

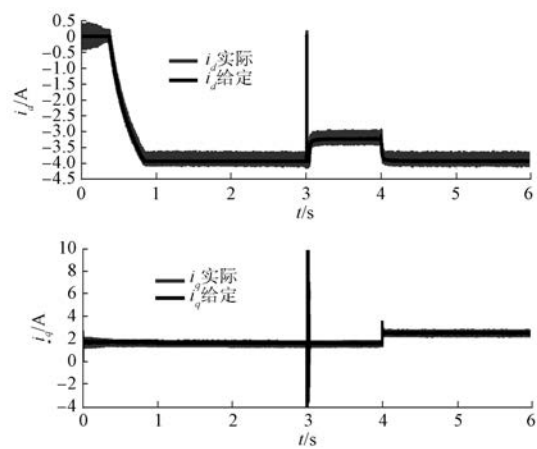


图 21 电机 M2 的 i_d 、 i_q 跟踪波形

的控制下,电机能够很好地跟随给定转速和给定转矩,具有良好的动态性能,且可以发现电机 M1 的转速、转矩及 i_d 、 i_q 的波动只发生在 2 s 和 5 s 时刻,所以电机 M2 的转速、转矩突变不会影响电机 M1 的运行,相应地,电机 M1 的转速转矩突变不会影响电机 M2 的运行,可见这两台电机是被独立控制的。

5 结 语

本文指出了传统双电机逆变器拓扑存在的问题,在此基础上提出一种改进的双电机逆变器拓扑,最后在 Simulink 环境下进行了仿真,从额定稳态和动态两方面验证了改进的双电机逆变器拓扑

的可行性,从电压利用率的角度验证了改进的双电机逆变器拓扑的优越性。仿真结果表明所提逆变器拓扑拥有良好的动态静态性能,且电压利用率较高。

【参考文献】

- [1] 董强,王跃,杨君,等.单逆变器牵引双电机矢量控制策略的比较研究[C]//中国电源学会全国电源技术年会,2005: 377-380.
- [2] 梅杨,常娜卿,王立鹏,等.基于IMC5桥臂逆变器双电机矢量控制研究[J].电气传动,2013(1): 34-38.
- [3] OKA K, NOZAWA Y, MATSUSE K. Improved method of voltage utility factor for PWM control method of five-leg inverter[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2006. Pesc'06 IEEE Xplore, 2006: 1-5.
- [4] RANJAN A, DHAMSE S S. Improved scalar controller based four leg inverter for two 3-phase induction motor drives [C] // International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics, IEEE, 2016: 130-135.
- [5] TANAKA H, SAITO S, MATSUSE K. Capacitor voltage balancing control of four-leg inverter for two vector-controlled induction motor drives [J]. IEEJ Journal IA, 2014, 3(4): 310-317.
- [6] KUBO Y, MOROI T, KOUKI M, et al. Independent speed and position control of two permanent magnet synchronous motors fed by a four-leg inverter[C]//Power Electronics Conference, IEEE, 2014: 3134-3139.
- [7] FURUYA A, OKA K, MATSUSE K. A characteristic analysis of four-leg inverter in two AC motor drives with independent vector control[C]//International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2007: 619-624.
- [8] KOMINAMI T, FUJIMOTO Y. A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads[C]//Industry Applications Conference, 2007 IAS Meeting, Conference Record of the, IEEE, 2007: 2346-2350.
- [9] ABBACHE M A, TABBACHE B, KHELOUI A. Direct torque control of nine switches inverter—Dual induction motors [C] // Control and Automation, IEEE, 2014: 810-815.
- [10] LI X, ZHANG B, QIU D, et al. New PWM strategy for nine-switch inverters with minimum number of semiconductor switching [C] // Electronics and Application Conference and Exposition, IEEE, 2015: 406-410.
- [11] DEHGHAN S M, AMIRI A, MOHAMADIAN M, et al. Modular space-vector pulse-width modulation for nine-switch converters[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(3): 457-467.
- [12] BAHMAN A S, LOH P C, QIN Z, et al. Loss comparison of different nine-switch and twelve-switch energy conversion systems [C] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition Apec, IEEE, 2014: 309-314.
- [13] 方炜,张辉,刘晓东.无刷直流电机双闭环控制系统的设计[J].电源学报,2014,12(2): 35-42.
- [14] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社,2016.
- [15] ZENG Z, ZHU C, JIN X, et al. Hybrid space vector modulation strategy for torque ripple minimization in three-phase four-switch inverter-fed PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(3): 2122-2134.
- [16] 曾允文.变频调速SVPWM技术的原理、算法与应用[M].北京:机械工业出版社,2011.
- [17] 李宏,张勇,王晓娟,等.永磁同步电机SVPWM控制策略仿真研究[J].微电机,2009,42(1): 86-88.
- [18] OKA K, NOZAWA Y, OMATA R, et al. Characteristic comparison between five-leg inverter and nine-switch inverter [C] // Power Conversion Conference-Nagoya, IEEE, 2007: 279-283.
- [19] OKA K, NOZAWA Y, MATSUSE K. Improved method of voltage utility factor for PWM control method of five-leg inverter[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2006 Pesc'06, IEEE, 2006: 1-5.
- [20] OHAMA Y, OKA K, MATSUSE K. Characteristic of independent two induction motor drives fed by a five-leg inverter [C] // International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2010: 1-8.

收稿日期: 2017-09-05