

## 永磁无刷直流电机驱动器并联系统环流的抑制\*

吴峻, 黄胜军, 暴宇

(国防科技大学智能科学学院, 湖南长沙 410073)

**摘要:** 驱动器并联方式能有效扩大驱动容量, 但该方式容易引入环流。为了抑制环流, 分析了两个独立电源供电的两台驱动器并联结构系统, 阐述了环流的特性, 并提出了基于环流反馈的控制结构。这种控制结构通过环流的反馈, 只需要控制调整其中一台驱动器, 就可减小两台驱动器输出电压的差异, 实现环流抑制。仿真结果表明: 这种控制结构降低了控制的复杂性, 能够抑制环流, 实现独立电源供电的无刷直流电机驱动器并联。

**关键词:** 永磁无刷直流电机; 驱动器并联; 独立电源供电; 环流; 抑制

**中图分类号:** TM351   **文献标志码:** A   **文章编号:** 1001-2486(2018)02-125-07

## Restrain circulate current for parallel operation of drivers for PMSM

WU Jun, HUANG Shengjun, BAO Yu

(College of Artificial Intelligence, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** With the widespread use of PMSM (permanent magnet brushless direct current motor), high-power, high-capacity drive technology is one of its research direction. The parallel operation of drivers can effectively expand the drive system's capacity, but the way is easy to introduce the circulate current. In order to restrain the circulate current, the system including separate direct current power supply for two paralleled inverters that feed the PMSM was analyzed and the character of the system's circulate current was inferred. The control structure based on the circulate current feedback was put forward. The control structure only needs to control one inverter. Simulation results represent that the control structure can make two direct current supplies that have different amplitudes feed the load, and suppress the circulate current, which achieves a separate power supply brushless direct current motor with drivers in parallel.

**Key words:** permanent magnet brushless direct current motor; paralleled drivers; stand alone power supply; circulate current; restrain

由于高效率、高功率密度、高可靠性等特点, 永磁无刷直流电机 (Permanent Magnet Brushless Direct Current Motor, PMSM) 得到了广泛应用<sup>[1-2]</sup>, 大功率、大容量的驱动系统成为重要的发展方向之一。针对大功率的需求, 由于功率开关的耐受电压、电流等级的限制, 系统往往实现成本较高。为了满足大功率应用的需求, 解决受限于耐受电压、电流和价格成本的问题, 人们提出了用常规开关器件组合驱动的方式, 这种扩大驱动器容量的方式主要有两种: 一种是开关器件并联, 另一种是驱动器并联。其中, 开关器件并联的关键技术是使负载电流在并联的各个开关器件上平均分配, 这就要求每个开关器件的开关时间和通态电阻等特性必须完全一致, 这样才能保证电流的平均分配。但是实际中的开关器件特性很难保证

完全一致, 因此实现开关器件并联具有较高的技术难度。而驱动器并联是直接将驱动器进行并联, 通过一个总控制器调整分配各驱动器的电流, 可以方便地实现模块化, 并且具有可靠性高、可扩展性和可维修性好等优点, 特别适用于关键设备的驱动和冗余。<sup>[3]</sup> 永磁无刷直流电机采用方波驱动方式, 它的驱动器实际上也是一种逆变器形式, 因此, 逆变器的并联技术对于研究永磁无刷直流电机的驱动器并联问题具有同样的参考性。

逆变器并联技术目前在新能源分布式发电、不间断电源 (Uninterruptible Power Supply, UPS) 等领域得到了广泛运用<sup>[3-6]</sup>, 大量的研究通过逆变器并联实现了交流电机驱动系统的扩容<sup>[7-10]</sup>, 但这些研究主要是针对驱动器输出电压波形为标准正弦波的情况, 一般通过控制正弦基准值, 或者

\* 收稿日期: 2016-12-01

基金项目: 国家科技支撑计划资助项目 (2012BAG07B01)

作者简介: 吴峻 (1973—), 男, 江西玉山人, 研究员, 博士, 博士生导师, Email: wujun2008@nudt.edu.cn

控制有功与无功的分配,或者通过矢量控制等方法使各逆变器输出电压幅值和相位保持一致。而永磁无刷直流电机系统一般采用两相导通方式<sup>[1]</sup>,以方波电压给电机馈电,电机电流波形容易出现不规则的状态,难以对相电流进行 dq 变换,且这种控制方式下,电机只有两相导通,所以不可简单直接套用逆变器并联的控制方法。

从供电方式角度,逆变器并联通常有独立直流电源供电和共用直流电源供电两种方式<sup>[11]</sup>。其中,共用直流电源供电方式为逆变器之间的零序环流提供了通路<sup>[12]</sup>,而独立电源供电方式从物理上阻断了零序环流通路,在一些特殊的移动应用场合具有明显优势,不仅如此,这种方式由于电源各自独立,系统的可维护性和可扩展性也较好。

本文主要针对永磁无刷直流电机,研究独立直流电源供电的驱动器并联技术。通过分析驱动器并联系统的模型,分析没有环流控制下的并联系统的环流情况,提出了基于环流反馈的控制结构。通过这种结构调整驱动器开关管输出的占空比,使不同驱动器输出电压趋近一致,从而减小环流。

## 1 独立直流电源供电的驱动器并联 PMBLDC 系统模型

### 1.1 永磁无刷直流电机系统的模型

永磁无刷直流电机驱动器和电机连接的简化等效模型如图 1 所示。 $T_1 \sim T_6$  为功率开关,  $i_A, i_B, i_C$  为三相电流,  $e_A, e_B, e_C$  为三相反电势,  $U_N$  为中心点电压。假设电机三相对称,各相电阻和电感分别为  $r$  和  $L$ 。

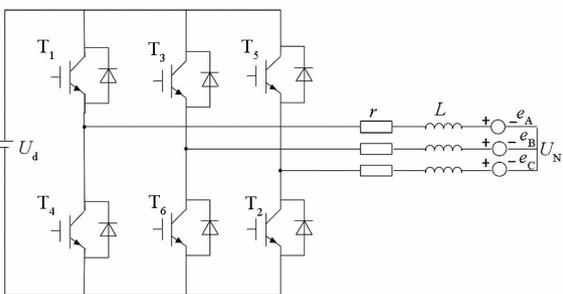


图 1 电机系统的简化等效模型

Fig. 1 Simplified equivalent model of motor system

电机采用二二导通方式,每个瞬间有两个功率开关导通。假设某一瞬间,A、B 两相导通,即  $T_1, T_6$  导通,图 2 为简化电路。驱动系统通过顺序控制功率开关的通断,使电机运动。

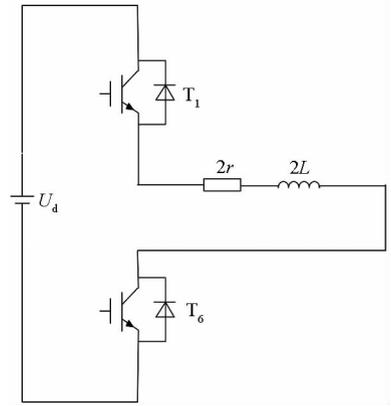


图 2 A、B 两相导通简化电路图

Fig. 2 Simplified circuit diagram of phase A and B on-state

### 1.2 驱动器并联系统模型

永磁无刷直流电机独立直流电源供电的驱动器并联系统原理如图 3 所示,两个独立电源  $u_1$  和  $u_2$  分别为两个驱动器供电,驱动器输出端均串有电感,分别为  $L_1$  和  $L_2$ 。

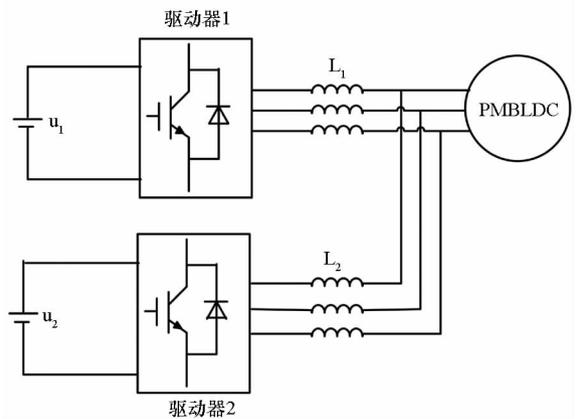


图 3 独立电源供电的驱动器并联系统原理图

Fig. 3 Schematic diagram of separate supplies for parallel drivers

#### 1.2.1 环流的形成

假设 A、B 两相导通情况下,在前面的基础上,不考虑驱动器输出端的均流电感,驱动系统的内部电路如图 4 所示。 $U_1, U_2$  分别表示驱动器 1 和驱动器 2 的直流电源,  $T_{11}, T_{16}$  分别表示驱动器 1 的第 1 和第 6 个功率开关,  $T_{21}, T_{26}$  分别表示驱动器 2 的第 1 和第 6 个功率开关。

定义并联系统中的环流为:

$$I_h = \frac{I_{o1} - I_{o2}}{2} \tag{1}$$

式中,  $I_{o1}$  和  $I_{o2}$  表示驱动器 1 和驱动器 2 的输出电流,  $I_h$  为驱动器之间的环流。

#### 1.2.2 驱动器直流电源的电压不一致

假设两个驱动器的功率开关管参数完全一

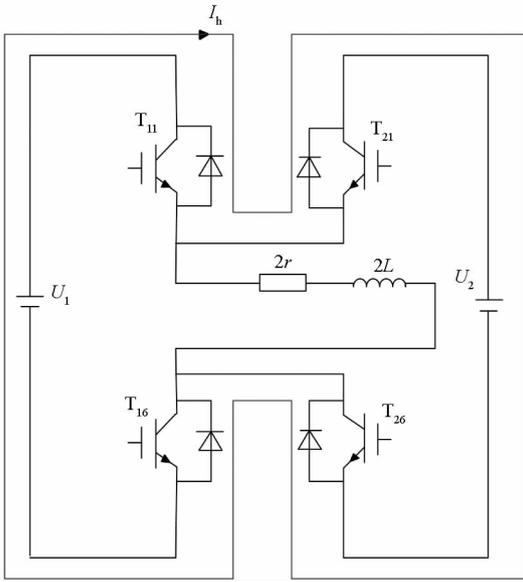


图4 驱动系统内部电路图

Fig.4 Drive system internal circuit diagram

致,导通电阻为  $R_{on}$ ,当驱动器1和驱动器2的输入电压不一致时,驱动器之间的环流为:

$$I_h = \frac{I_{o1} - I_{o2}}{2} = \frac{U_1 - U_2}{2 \times 2R_{on}} = \frac{U_1 - U_2}{4R_{on}} \quad (2)$$

由于功率开关的导通电阻一般都很小,独立电源之间微小的电压差异就会导致很大的环流。

### 1.2.3 功率开关管的导通电阻不一致

由于两个功率开关的特性不可能完全一致,针对这种情况,讨论其导通电阻对环流的影响。当功率开关导通时,假设图4中两个驱动器的输入电压一致,而驱动器1和驱动器2的功率开关的导通电阻不一致,分别为  $R_{on1}$  和  $R_{on2}$ ,驱动器之间的环流为:

$$I_h = \frac{I_{o1} - I_{o2}}{2} = \frac{U - E}{2 \times 2R_{on1}} - \frac{U - E}{2 \times 2R_{on2}} \quad (3)$$

式中,  $U$  为驱动器的供电电源,  $E$  为电机的端电压。从式(3)可以看出,功率开关导通电阻的不一致导致驱动器输出的电压不一致从而产生环流。从以上分析可以看出,驱动器并联产生的环流是各驱动器输出电压不一致导致的。

### 1.3 环流特性分析

驱动器并联的简化等效电路图如图5所示。

图5中  $Z_1$  表示驱动器1的等效输出电阻和串接在驱动器1上的均流电感等效的阻抗  $Z_1 = r_1 + j\omega L_1$ ,  $Z_2$  表示驱动器2的输出电阻和串接在驱动器2上的均流电感等效成的阻抗  $Z_2 = r_2 + j\omega L_2$ ,  $Z_m$  表示电机的等效阻抗  $Z_m = r_m + j\omega L_m$ 。

若各驱动器内部特性一致,则其等效输出电阻的差异体现为输出电压的幅值差异。因此,为

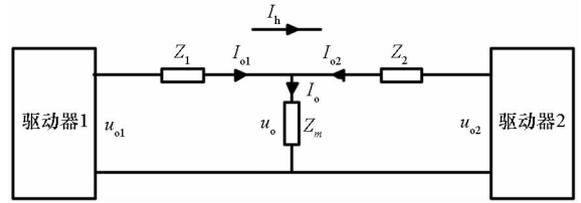


图5 驱动器并联系统简化等效电路图

Fig.5 Simplified equivalent circuit of paralleled inverters

了简化分析,假设各驱动器的内部电阻一致,它们实际不一致可以转移表示为供电电源电压幅值的不一致。假设两个驱动器串入的均流电感均一致,即  $Z_1 = Z_2 = Z$ ,且  $Z_m \gg Z$  则依据叠加定理有:

$$u_o = \frac{u_{o1} \cdot Z_m}{Z + \frac{Z_m \cdot Z}{Z_m + Z}} + \frac{u_{o2} \cdot Z_m}{Z + \frac{Z_m \cdot Z}{Z_m + Z}} = \frac{u_{o1} + u_{o2}}{2Z} \cdot Z_m \quad (4)$$

由式(4)可以看出,驱动器等效输出电阻和串接的均流电感越大,电机线圈上的供电电压就越小,当串入均流电感较大时,会影响电机的调速性能。

$$I_{o1} = \frac{u_{o1} - u_o}{Z_1} \quad (5)$$

$$I_{o2} = \frac{u_{o2} - u_o}{Z_2} \quad (6)$$

则由式(4)~(6)可得

$$I_h = \frac{u_{o1} - u_{o2}}{2Z} \quad (7)$$

式(7)表明,环流大小与串接的均流电感大小密切相关,若均流电感较小,则很小的电压差会导致很大的环流。

由式(1)可得

$$I_{o2} = I_{o1} - 2I_h \quad (8)$$

若  $I_{o1} < 2I_h$ ,则  $I_{o2}$  为负,表示驱动器2不向负载馈电,变成了负载,原先的两组电源供电变成了单组电源供电,这对系统是非常危险的。因此,在这种情况下,需要应用大均流电感来抑制环流,结合式(4)的结论,均流电感值不能取得过大,否则影响电机的调速性能。所以,均流电感值的选取应折中考虑。为了避免上述问题的出现,若是采用合适的环流控制策略,均流电感的取值可以减小。

## 2 环流抑制的控制结构

图6所示为无刷直流电机的转速电流双闭环控制系统原理图,转速调节器和电流调节器均采用比例积分(Proportion Integration, PI)策略,转速调节器输出参考输入电流,电流调节器输出开关

管 PWM 波的占空比为  $D$ , 使电机两相通电绕组上的电压为  $DU$ ,  $U$  为直流电源电压。

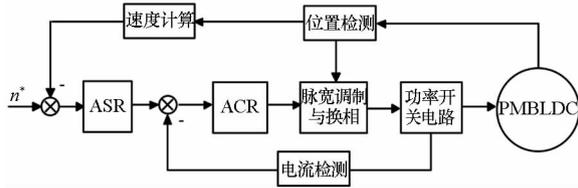


图 6 无刷直流电机闭环调速系统原理图

Fig. 6 Schematic of BLDC speed regulate system

图 7 为不加环流反馈控制时, 驱动器并联系统结构图。其中,  $I_{ref}$  为电机闭环控制的速度调节器计算得出的参考电流的一半,  $I_{o1}$  为驱动器 1 的直流电源母线电流,  $I_{o2}$  为驱动器 2 的直流母线输出电流。  $G_i(s)$  表示无刷直流电机电流调节器的传递函数,  $G_1(s)$  表示驱动器 1 的输出传递函数,  $G_2(s)$  表示驱动器 2 的输出传递函数。

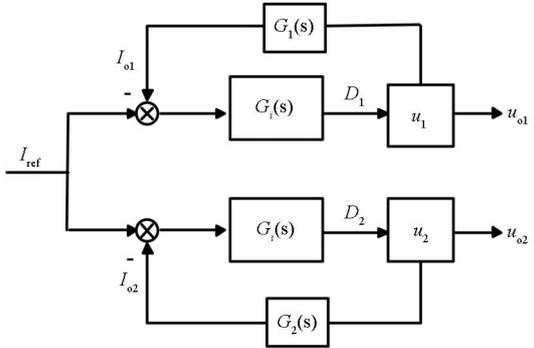


图 7 无环流控制系统框图

Fig. 7 Control block diagram without circuit current control

无刷直流电机系统采用直流电源供电, 二二导通方式。为了方便分析, 不失分析结果的准确性, 此处将开关管导通电阻的差异和通态压降的差异转换到直流电源电压的差异上。另一方面, 开关管导通电阻小, 可以忽略导通电阻对分析的影响。  $I_{o1}$  和  $I_{o2}$  分别为不同直流电源的输出电流。

$$u_{o1} = \frac{G_i(s) \cdot u_1}{1 + G_i(s) \cdot G_1(s) \cdot u_1} \cdot I_{ref} \quad (9)$$

$$u_{o2} = \frac{G_i(s) \cdot u_2}{1 + G_i(s) \cdot G_2(s) \cdot u_2} \cdot I_{ref} \quad (10)$$

从式(9)和式(10)可以看出, 由于直流电源幅值的差异, 虽然两个驱动器的参考电流大小一致, 但两驱动器的输出电压仍难以保持一致, 因此, 必须引入环流反馈的控制策略。

根据分析可知, 只要两个并联驱动器输出电压存在着差异, 系统就会出现环流。因此, 只需针对其中一个驱动器的环流进行控制, 调整控制它的输出电压大小, 使两个并联驱动器输出电压保

持一致, 系统的环流就可以被抑制<sup>[13]</sup>。

根据式(1)计算环流, 当检测到该值为正时, 说明驱动器 1 的输出电压大于驱动器 2 的输出电压, 此时应通过减小驱动器 1 的 PWM 信号的占空比来降低驱动器 1 的输出电压。控制框图如图 8 所示, 虚线框中即为加入的环流反馈结构, 将环流检测结果乘以一个反馈系数, 反馈到电流调节器的输入端, 从而调整该驱动器的占空比, 使两个驱动器输出电压接近一致。

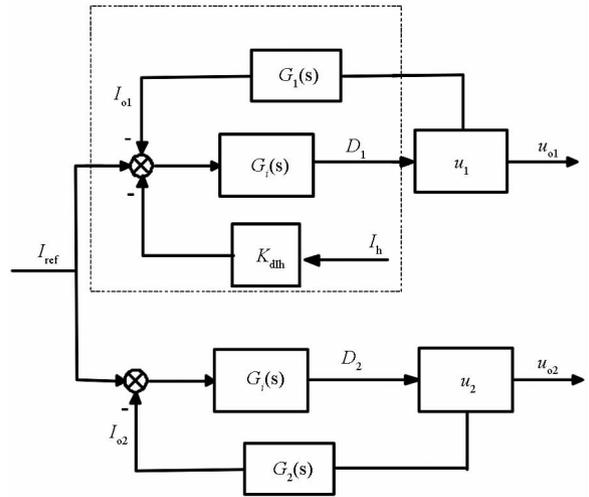


图 8 环流控制系统框图

Fig. 8 Control block diagram without circuit current control

具体如下:

$$u_{o1} = \frac{G_i(s) \cdot u_1}{1 + G_i(s) \cdot G_1(s) \cdot u_1} \cdot (I_{ref} - K_{dlh} \cdot I_h) \quad (11)$$

$$u_{o2} = \frac{G_i(s) \cdot u_2}{1 + G_i(s) \cdot G_2(s) \cdot u_2} \cdot I_{ref} \quad (12)$$

将式(11)、式(12)代入式(7), 有

$$I_h = \frac{\frac{G_i(s) \cdot u_1}{1 + G_i(s) \cdot G_1(s) \cdot u_1} - \frac{G_i(s) \cdot u_2}{1 + G_i(s) \cdot G_2(s) \cdot u_2}}{2Z(s) + \frac{K_{dlh} \cdot G_i(s) \cdot u_1}{1 + G_i(s) \cdot G_1(s) \cdot u_1}} \cdot I_{ref} \quad (13)$$

因为  $1 + G_i(s) \cdot G_1(s) \cdot u_1$  和  $1 + G_i(s) \cdot G_2(s) \cdot u_2$  近似相等, 故式(13)可化简为:

$$I_h = \frac{G_i(s) \cdot u_1 - G_i(s) \cdot u_2}{2Z(s) \cdot [1 + G_i(s) \cdot G_1(s) \cdot u_1] + K_{dlh} \cdot G_i(s) \cdot u_1} \cdot I_{ref} \quad (14)$$

式中,  $Z(s)$  为驱动器和串接的均流电感所形成的阻抗,  $Z(s) = sL + r$ 。

电机的电流调节器采用 PI 调节, 所以

$$G_i(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (15)$$

$G_1(s)$  和  $G_2(s)$  分别为驱动器 1 和驱动器 2 的输出传递函数,所以

$$G_1(s) = \frac{u_{o1}}{I_{o1}} = \frac{1}{sL_1 + r_1} \quad (16)$$

$$G_2(s) = \frac{u_{o2}}{I_{o2}} = \frac{1}{sL_2 + r_2} \quad (17)$$

综合式(16)和式(17),得

$$G_1(s) = G_2(s) = \frac{1}{sL + r} \quad (18)$$

将式(18)代入式(14),得

$$I_h = \frac{(k_p s + 1)(u_1 - u_2)}{2Ls^2 + (2r + 2k_p + k_{\text{dih}}k_p)s + (1 + k_{\text{dih}})u_1} \quad (19)$$

故闭环系统的稳定判据是:

$$\begin{cases} 2r + 2k_p + k_{\text{dih}}k_p > 0 \\ (1 + k_{\text{dih}})u_1 > 0 \end{cases}$$

所以在  $k_{\text{dih}}$  取正的情况下,系统稳定。

从式(14)可以看出,随着环流反馈环节的加入,环流将会减小。

### 3 仿真分析

在 MATLAB/simulink 中搭建仿真模型,模型中电机参数见表 1。

表 1 电机参数

Tab.1 Parameters of motor

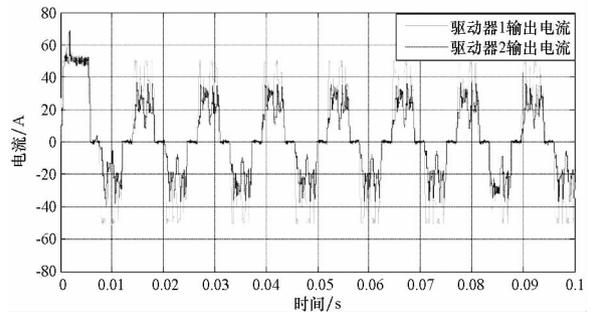
| 参数   | 值        |
|--|----------|
| 额定电压/V                                     | 80       |
| 极对数  | 4        |
| 相电阻/ $\Omega$                              | 0.159 6  |
| 相电感/mH                                     | 0.2      |
| 反电系数/( $V \cdot r^{-1} \cdot \text{min}$ ) | 0.017 5  |
| 转矩惯量/( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )      | 0.000 62 |
| 额定转速/ $\text{min}^{-1}$                    | 3900     |

驱动器 1 端的直流电源为 85 V,驱动器 2 端的直流电源为 80 V,驱动器输出端串入的均流电抗为 0.03 mH。电机的负载转矩为 20 N·m。

未加环流反馈控制环节时,仿真结果如图 9 所示。

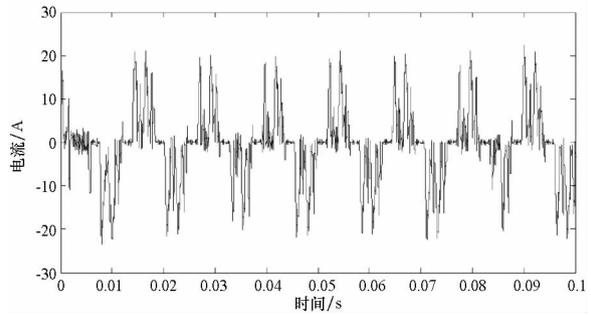
加入环流反馈控制结构后仿真结果如图 10 所示,图 11 所示为加入控制结构后驱动器并联驱动电机的转速波形。

从仿真结果可看出:驱动器并联并没有影响到电机的动态调速效果,不加环流控制的驱动器



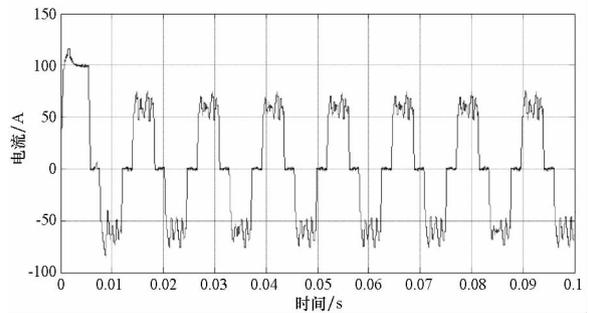
(a) 两个逆变器 A 相输出电流对比

(a) Comparison between two output currents of phase A of two inverters



(b) 测得逆变器 A 相环流

(b) Measurement of circulate current of phase A of inverter



(c) 电机 A 相电流

(c) Current of phase A of motor

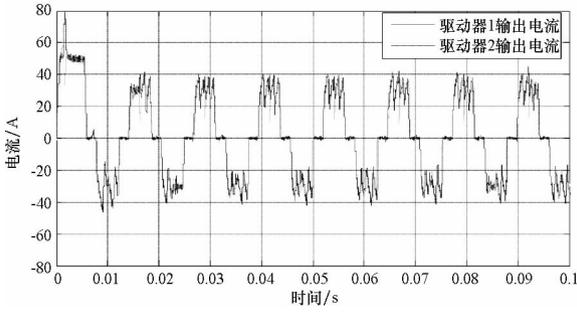
图 9 未加环流反馈控制环节仿真结果

Fig. 9 Simulation result without feedback control structure

并系统,均流效果不好,系统中的环流比较大;加入环流控制策略后,环流减小,验证了该控制结构的有效性。从环流的波形来看,环流中出现了尖峰值。

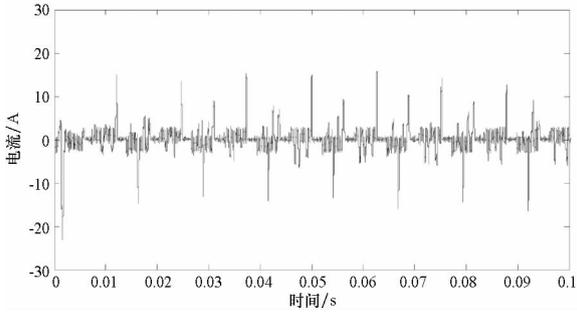
设置电压幅值差异不同的情况进行仿真,将环流峰值进行对比,结果见表 2。

从表 2 可以随着幅值差的增大,环流的峰值和有效值均增大,环流的有效值增速不大,但是环流的峰值增加得很大。因此为了限制环流尖峰值对逆变器的影响,并且减少环流所引起的功率损耗,应该对电压幅值差进行限制。电压幅值差太大,会超出环流反馈所能控制的范围。



(a) 两个逆变器 A 相输出电流对比

(a) Comparison between two output currents of phase A of two inverters



(b) 测得逆变器 A 相环流

(b) Measurement of circulate current of phase A of inverter

图 10 加入反馈控制结构仿真结果

Fig. 10 Simulation result with feedback control structure

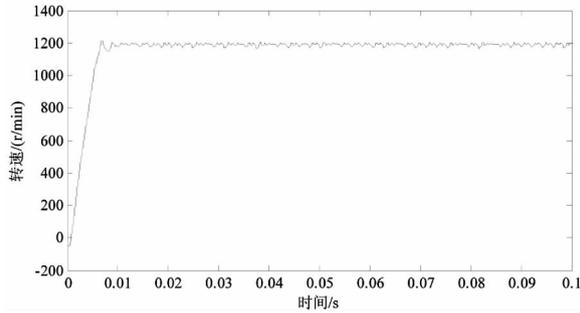


图 11 电机转速波形

Fig. 11 Speed waveform of motor

表 2 仿真结果

Tab. 2 Simulation result

| 电压幅值差/V | 环流峰值/A | 环流有效值/A |
|---------|--------|---------|
| 2       | 9.6    | 1.844   |
| 4       | 12.5   | 2.434   |
| 6       | 16.5   | 2.623   |
| 8       | 20     | 2.798   |
| 10      | 20.5   | 3.249   |
| 12      | 23.3   | 3.836   |

### 4 结论

针对独立电源供电的驱动器并联结构的永磁无刷直流电机系统,得到以下结论:

1) 基于环流反馈的控制结构,根据环流大小调整控制各驱动器的占空比,使驱动器各自输出电压幅值保持一致,从而抑制系统环流的大小。

2) 仿真结果表明,在本控制结构下,若两路独立供电电源的电压幅值差值在较小电源电压的10%以内变化时,所提控制策略能够有效抑制环流。

3) 本控制结构能够独立控制运行,增加了系统的可靠性,但由于各驱动器的占空比的调制不同步,导致各开关管通断不同步,虽然抑制了环流大小,但仍存在着电流尖峰。

这种控制结构降低了控制的复杂性,能够抑制环流,实现了独立电源供电的无刷直流电机驱动器并联,所提控制策略并不能完全消除系统的环流,有关问题有待进一步研究。

### 参考文献 (References)

[1] 夏长亮, 方红伟. 永磁无刷直流电机及其控制 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 25-34.  
 XIA Changliang, FANG Hongwei. Permanent-magnet brushless DC motor and its control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(3): 25-34. (in Chinese)

[2] 周元钧. 交流调速控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.  
 ZHOU Yuanjun. AC speed regulation control system [M]. Beijing: China Machine Press, 2013. (in Chinese)

[3] 易桂平, 刘悦, 胡仁杰. 分布式电源并联运行控制新方法 [J]. 电机与控制学报, 2016, 20(3): 109-118.  
 YI Guiping, LIU Yue, HU Renjie. New control strategy on paralleled operation of distributed generation [J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(3): 109-118. (in Chinese)

[4] 李依璘, 王明渝, 梁慧慧, 等. 基于分布式控制的不同容量逆变器并联技术研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2014, 43(6): 123-128.  
 LI Yilin, WANG Mingyu, LIANG Huihui, et al. Study on distribution controlled inverter parallel system with different power ratings [J]. Power System Protection and Control, 2014, 43(6): 123-128. (in Chinese)

[5] 张庆海, 彭楚武, 陈燕东, 等. 一种微电网多逆变器并联运行控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 127-132.  
 ZHANG Qinghai, PENG Chuwu, CHEN Yandong, et al. A control strategy for parallel operation of multi-inverters in microgrid [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25): 127-132. (in Chinese)

- [6] 方天治,阮新波,肖岚,等.一种改进的分布式逆变器并联控制策略[J].中国电机工程学报,2008,28(33):30-36.  
FANG Tianzhi, RUAN Xinbo, XIAO Lan, et al. An improved distributed control strategy of parallel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 30-36. (in Chinese)
- [7] Hua M, Hu H B, Yan Xing, et al. Distributed control for AC motor drive inverters in parallel operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(12): 5361-5370.
- [8] Yoshikawa T, Inaba H, Mine T. Analysis of parallel operation methods of PWM inverter sets for an ultra-high speed elevator[C]//Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000: 944-950.
- [9] 沈浙,乔鸣忠,朱俊杰.逆变器并联调速系统环流抑制及稳定性分析[J].高电压技术,2009,35(11):2846-2852.  
SHEN Zhe, QIAO Mingzhong, ZHU Junjie. Circulating-current restrain and stability analysis of parallel inverter variable-speed system [J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(11): 2846-2852. (in Chinese)
- [10] 王政,郑杨,张兵,等.并联逆变器供电PMSM调速系统谐波和环流控制[J].电机与控制学报,2014,18(12):64-71.  
WANG Zheng, ZHENG Yang, ZHANG Bing, et al. Harmonics and circulating current suppression in paralleled inverters fed permanent magnet synchronous motor drive system [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(12): 64-71. (in Chinese)
- [11] 段善旭,林新春.分布式逆变电源的模块化及并联技术[M].北京:电子工业出版社,2013.  
DUAN Shanxu, LIN Xinchun. Parallel operation control technology for distributed modular inverters [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013. (in Chinese)
- [12] 张宇,段善旭,康勇,等.三相逆变器并联系系统中零序环流的研究[J].中国电机工程学报,2006,26(13):62-67.  
ZHANG Yu, DUAN Shanxu, KANG Yong, et al. The research of zero-sequence circulating currents between parallel three-phase inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(13): 62-67 (in Chinese)
- [13] Ye Z H, Boroyevich D, Choi J Y, et al. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 609-615.