

# 带输出滤波器的永磁同步电机系统的逆变器 最大功率因数研究

周羽, 李槐树, 黄克峰

(海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430033)

**摘要:** 为了改善永磁同步电机系统的绝缘性,减小振动与噪声并增大逆变器的输出功率因数,首先推导了带 LC 输出滤波器的表贴式永磁同步电机系统的最大电流和最大电压限制;然后根据此限制以及电流、电压矢量图推导得到该系统的电机  $d$  轴参考电流,实现该系统的逆变器最大功率因数矢量控制;最后给出了整个系统的多回路反馈控制框图。实验结果证明了理论推导的逆变器最大功率因数控制方法能够使逆变器的功率因数达到最大,保证了系统稳定运行,输入给电机正弦电压和电流。

**关键词:** 逆变器; LC 输出滤波器; 永磁同步电机; 功率因数; 矢量控制

**中图分类号:** TM 464; TM 341

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.05.014

## 0 引言

和传统电机相比,永磁同步电机具有节能、高效、转矩密度高以及动态性能良好等优点<sup>[1-2]</sup>。目前,使用电压源型脉宽调制逆变器的矢量控制永磁同步电机(PMSM)调速系统已经得到广泛的使用。但是由于逆变器输出电压具有较大的  $du/dt$ ,当逆变器直接和电机定子绕组连接时,电机绕组的绝缘性会发生恶化<sup>[3-6]</sup>。此外,当电机和逆变器相隔较远时,电机和逆变器之间的导线存在反射效应,电机端部的开关尖峰电压将会非常大,这种长导线反射效应会加剧电机绝缘性能的恶化<sup>[7-9]</sup>。逆变器供电的大功率 PMSM 的电流和电磁转矩脉动也比较大,很难适用于一些对振动和噪声要求较高的场合<sup>[10-12]</sup>,特别是用于隐身要求较高的潜艇时<sup>[13]</sup>,这是 PMSM 非常大的缺陷。同时,较大的电压谐波将会增加电机的损耗和发热,降低 PMSM 的功率密度。在逆变器和电机之间接入 LC 输出滤波器可以解决以上的问题,使得电机的输入电压和电流为正弦。

文献[14]已对带 LC 输出滤波器的 PMSM 矢量控制进行了初步研究,但控制的性能指标只是局限于电机本身,没有对整个系统的稳态性能指标进行全面的分析;文献[15]对带 LC 输出滤波器的 PMSM 给出了稳态性能分析、最大转矩和速度的公式,但没有对逆变器和电机的功率因数方面进行研究;文献[10]以带 LC 输出滤波器的感应电机控制系统为基础,简单分析了逆变器的有功功率和无功功率,但没有给出逆变器功率因数的控制方式;文献[16]对 LC 滤波器的设计和谐波进行了较全面的分析,但不能应用在带

LC 输出滤波器的 PMSM 控制系统。现有文献中,未见对带 LC 输出滤波器的 PMSM 矢量控制系统的逆变器最大功率因数进行研究。

PMSM 控制系统加入 LC 输出滤波器后,电机的定子电压和电流不同于逆变器的输出电压和电流,两者的功率因数也会有所不同。本文以带 LC 输出滤波器的 PMSM 矢量控制系统为研究对象,分析了在最大电流和电压限制下,系统的稳态性能;逆变器功率因数等于 1 时,推导得到了 PMSM 系统的矢量控制方法;最后,实验验证本文推导出的逆变器最大功率因数矢量控制方法的正确性。

## 1 带 LC 输出滤波器的 PMSM 模型

带 LC 输出滤波器的 PMSM 控制系统的主电路如图 1 所示。电压型逆变器输出的电压  $u_A$  经过 LC 输出滤波器得到接近正弦的电机输入电压  $u_s$ 。逆变器输出的电流为  $i_A$ ,电机的输入电流为  $i_s$ 。本文中下标 A 表示逆变器的参数,下标 s 表示电机的参数。

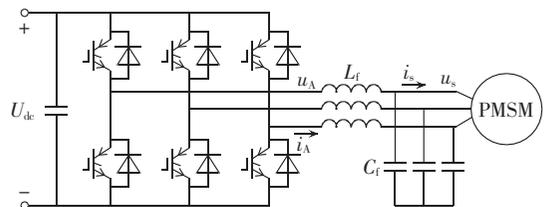


图 1 系统主电路

Fig.1 Main circuit of system

在  $dq$  坐标系下,LC 输出滤波器的电压和电流方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ad} \\ i_{Aq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{Lf}}{L_f} & \omega \\ -\omega & \frac{-R_{Lf}}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ad} \\ i_{Aq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} u_{Ad} - u_{sd} \\ u_{Aq} - u_{sq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{\Delta d} - i_{sd} \\ i_{\Delta q} - i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中,  $i_{\Delta d}$ 、 $i_{\Delta q}$  是逆变器的输出电流;  $u_{\Delta d}$ 、 $u_{\Delta q}$  是逆变器的输出电压;  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  是电机的输入电流;  $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$  是电机的输入电压;  $L_f$  是滤波电感;  $R_f$  是滤波电感的电阻;  $C_f$  是滤波电容;  $\omega$  是参考坐标系下的角速度。

在  $dq$  坐标系下, PMSM 的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中,  $R_s$  为电机的电阻。

定子的磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中,  $L_d$ 、 $L_q$  是电机电感;  $\psi_{sd}$ 、 $\psi_{sq}$  是定子磁链;  $\psi_{PM}$  是永磁体产生的定子磁链。

电机的电磁转矩方程为:

$$T_e = 1.5p(\psi_{sd}i_{sq} - \psi_{sq}i_{sd}) \quad (5)$$

其中,  $p$  是电机的极对数。

## 2 系统稳态分析

为了方便对带  $LC$  输出滤波器的 PMSM 系统进行稳态分析, 作如下假设: 忽略滤波电感的电阻; 在较高的电角速度下,  $LC$  输出滤波器中电感的感抗远大于电阻, 因此这种简化所产生的误差比较小。以表面贴磁式 PMSM 为例进行研究, 参数如下: 电机额定功率为 1.6 kW, 额定线电压为 185 V, 额定电流为 5 A, 额定频率为 25 Hz, 额定转速为 750 r/min, 额定转矩为 19.7 N·m, 定子电阻为 3.1  $\Omega$ ,  $d$  轴电感为 22 mH,  $q$  轴电感为 22 mH, 永磁体的磁链为 0.93 Wb/m, 转动惯量为 0.015 kg·m<sup>2</sup>, 定子最大相电流限制为 10.6 A, 极对数为 2;  $LC$  输出滤波器中电感为 1.5 mH, 电容为 25  $\mu$ F, 电感电阻为 0.1  $\Omega$ ; 逆变器最大相电流限制为 10.6 A, 最大相电压限制为 311 V。

在稳态分析实际的电机控制系统时, 必须保证电机和逆变器的最大电流和电压在合理的范围内才有意义。因此本文从电机和逆变器的最大电流和电压限制为出发点, 对带  $LC$  输出滤波器的 PMSM 矢量控制系统的逆变器最大功率因数进行稳态分析。

### 2.1 电流限制

当控制系统增加  $LC$  输出滤波器后, 由于  $i_A = i_s + i_c$ , 其中  $i_c$  为电容电流, 所以安全运行时, 电机最大电流和逆变器最大电流就会有差别, 需要分开考虑。

电机定子的最大电流限制的不等式为:

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq i_{s,\max}^2 \quad (6)$$

考虑电机最大电流限制时, 电机运行区域边界如图 2 中的点线所示。

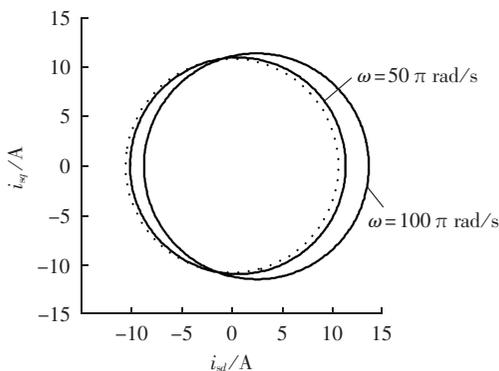


图 2 逆变器电流限制和定子电流限制

Fig.2 Inverter current limit and stator current limit

逆变器的最大电流限制不等式为:

$$i_{\Delta d}^2 + i_{\Delta q}^2 \leq i_{\Delta,\max}^2 \quad (7)$$

稳态时, 根据式(1)~(4), 用定子电流表示逆变器的电流, 得:

$$\begin{cases} i_{\Delta d} = A_i i_{sd} - B_i i_{sq} - C_i \\ i_{\Delta q} = B_i i_{sd} + A_i i_{sq} \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $A_i = 1 - \omega^2 C_f L_d$ ;  $B_i = \omega C_f R_s$ ;  $C_i = \omega^2 C_f \psi_{PM}$ 。

将式(8)代入式(7), 得:

$$(A_i^2 + B_i^2)i_{sd}^2 + (A_i^2 + B_i^2)i_{sq}^2 - 2A_i C_i i_{sd} + 2B_i C_i i_{sq} + C_i^2 \leq i_{\Delta,\max}^2 \quad (9)$$

由式(9)可知, 逆变器最大电流限制与电机运行速度有关, 在  $i_{sd}$ - $i_{sq}$  平面中, 电机运行区域边界为一个圆, 且电机运行速度越高, 圆形区域越小, 电机运行范围缩小。电机运行在不同速度下, 由逆变器最大电流限制方程得到的圆边界如图 2 中实线所示。

### 2.2 电压限制

逆变器输出电压受到直流母线电压  $U_{dc}$  的约束, 忽略逆变器的过调制, 则逆变器的最大输出电压为  $u_{\Delta,\max} = U_{dc} / \sqrt{3}$ , 逆变器的最大电压限制不等式为:

$$u_{\Delta d}^2 + u_{\Delta q}^2 \leq u_{\Delta,\max}^2 \quad (10)$$

稳态时, 根据式(1)~(4), 用定子电流表示逆变器的电压, 得:

$$\begin{cases} u_{\Delta d} = A_u R_s i_{sd} + B_u i_{sq} \\ u_{\Delta q} = -B_u i_{sd} + A_u R_s i_{sq} + A_u \omega \psi_{PM} \end{cases} \quad (11)$$

其中,  $A_u = 1 - \omega^2 L_f C_f$ ;  $B_u = \omega(\omega^2 L_f C_f L_d - L_f - L_d)$ 。

将式(11)代入式(10), 得:

$$(A_u^2 R_s^2 + B_u^2)i_{sd}^2 + (A_u^2 R_s^2 + B_u^2)i_{sq}^2 + 2A_u^2 R_s \omega \psi_{PM} i_{sq} - 2A_u B_u \omega \psi_{PM} i_{sd} + A_u^2 \omega^2 \psi_{PM}^2 \leq u_{\Delta,\max}^2 \quad (12)$$

由式(12)可以看出, 在  $i_{sd}$ - $i_{sq}$  平面中, 由逆变器电压限制决定的电机运行区域的边界圆也与电机转速有关。电机运行在不同速度下, 由逆变器最大电压限制不等式得到的运行边界为图 3 中的实线。由图 3 可知, 转速越高则电机运行区域越小。点线为没有  $LC$  输出滤波器时的逆变器最大电压限制区域边界。

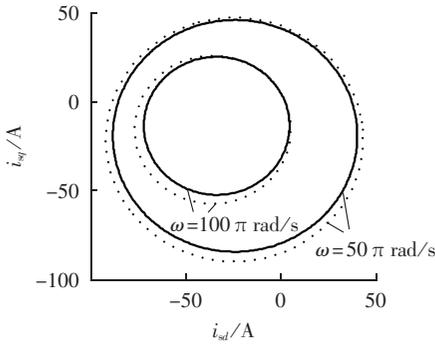


图 3 有无 LC 输出滤波器的逆变器电压限制

Fig.3 Voltage limit of inverter with/without LC output filter

2.3 逆变器最大功率因数控制

增加 LC 输出滤波器之后,滤波电容能够补偿一部分电机的无功功率。如果逆变器的输出功率因数为 1,那么滤波电容可以完全补偿 PMSM 和滤波电感产生的无功功率,提高系统的工作效率。图 4 表示逆变器与电机的电压、电流矢量关系。图中,φ<sub>s</sub> 是电机输入电压和电流之间的角度;φ<sub>λ</sub> 是逆变器输出电压和电流之间的角度。图 4 中,忽略了电机电阻和滤波电感的电阻产生的压降。

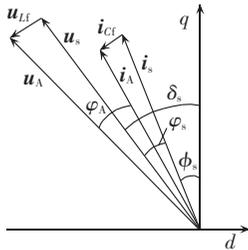


图 4 逆变器和电机的电流、电压矢量图  
Fig.4 Current/voltage vector diagrams of motor and inverter

当逆变器的输出功率因数等于 1 时,即 φ<sub>λ</sub>=0°, 逆变器电压、电流在 d 轴和 q 轴分量的比值相等:

$$\frac{u_{\lambda d}}{u_{\lambda q}} = \frac{i_{\lambda d}}{i_{\lambda q}} \quad (13)$$

将式(8)、(11)代入式(13),得:

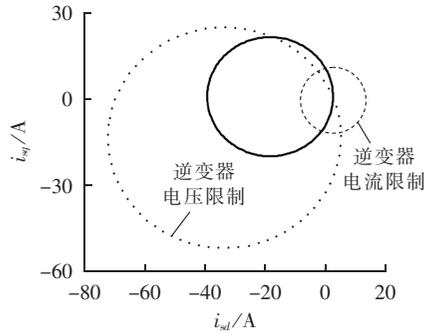
$$(A_u B_i R_s + A_i B_u) i_{sd}^2 + (A_u B_i R_s + A_i B_u) i_{sq}^2 - (B_u C_i + A_i A_u \omega \psi_{PM}) i_{sd} + (A_u C_i R_s + A_u B_i \omega \psi_{PM}) i_{sq} + A_u C_i \omega \psi_{PM} = 0 \quad (14)$$

由式(14)可知,在 i<sub>sd</sub>-i<sub>sq</sub> 平面内,逆变器的输出功率因数为 1 的曲线为圆,如图 5 中实线所示。

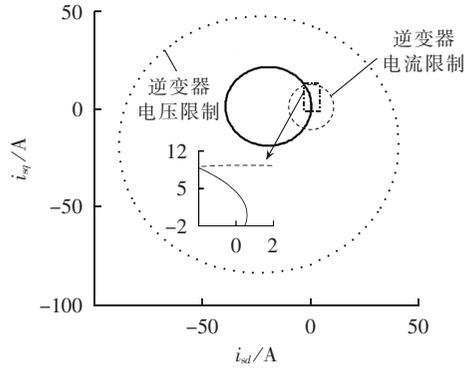
带 LC 输出滤波器的 PMSM 控制系统的逆变器输出功率因数为 1 时,根据图 4,电机的输入功率因数角 φ<sub>s</sub> 为:

$$\varphi_s = \arccos \frac{i_{\lambda}^2 + i_s^2 - (u_s \omega C_f)^2}{2 i_{in} i_m} - \arccos \frac{u_{\lambda}^2 + u_s^2 - (i_{\lambda} \omega L_f)^2}{2 u_{\lambda} u_s} \quad (15)$$

根据图 4 中的角度关系可得:



(a) ω = 100π rad/s



(b) ω = 50π rad/s

图 5 在 i<sub>sd</sub>-i<sub>sq</sub> 平面内不同转速下的最大功率因数

Fig.5 Maximum power factor for different speeds in i<sub>sd</sub>-i<sub>sq</sub> plane

$$\begin{cases} \tan \delta_s = -u_{sd} / u_{sq} \\ \tan \phi_s = -i_{sd} / i_{sq} \\ \tan \varphi_s = \tan(\delta_s - \phi_s) = K \end{cases} \quad (16)$$

联立式(3)、(16),得:

$$K = \frac{\tan \delta - \tan \phi}{1 + \tan \delta \tan \phi} = \frac{\frac{i_{sq} \omega_r L_q - R_s i_{sd}}{e_0 + i_{sd} \omega_r L_d + R_s i_{sq}} + \frac{i_{sd}}{i_{sq}}}{1 + \frac{-i_{sq} \omega_r L_q + R_s i_{sd}}{e_0 + i_{sd} \omega_r L_d + R_s i_{sq}} \frac{i_{sd}}{i_{sq}}} = \frac{i_{sq}^2 \omega_r L_q + e_0 i_{sd} + \omega_r L_d i_{sd}^2}{(e_0 + R_s i_{sq}) i_{sq} + \omega_r i_{sq} (L_d - L_q) i_{sd} + R_s i_{sd}^2} \quad (17)$$

式(17)简化为关于 i<sub>sd</sub> 的一元二次方程为:

$$A i_{sd}^2 + B i_{sd} + C = 0 \quad (18)$$

其中, A=KR<sub>s</sub>-ω<sub>r</sub>L<sub>d</sub>; B=Kω<sub>r</sub>i<sub>sq</sub>(L<sub>d</sub>-L<sub>q</sub>)-e<sub>0</sub>; C=K(e<sub>0</sub>i<sub>sq</sub>+R<sub>s</sub>i<sub>sq</sub><sup>2</sup>)-i<sub>sq</sub><sup>2</sup>ω<sub>r</sub>L<sub>q</sub>。

PMSM 矢量控制的 i<sub>sd</sub> 的参考值为:

$$i_{sd} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \quad (19)$$

其中,i<sub>sd</sub> 取绝对值小的数。

3 实验研究

3.1 实验平台

带 LC 输出滤波器的 PMSM 和不带 LC 输出滤波器的 PMSM 矢量控制系统的不同在于要增加滤波器的控制环节,否则系统将会不稳定<sup>[14]</sup>。根据系统的数学模型,采用逆变器功率因数等于 1 的控制策略,其矢量控制的方框图如图 6 所示。

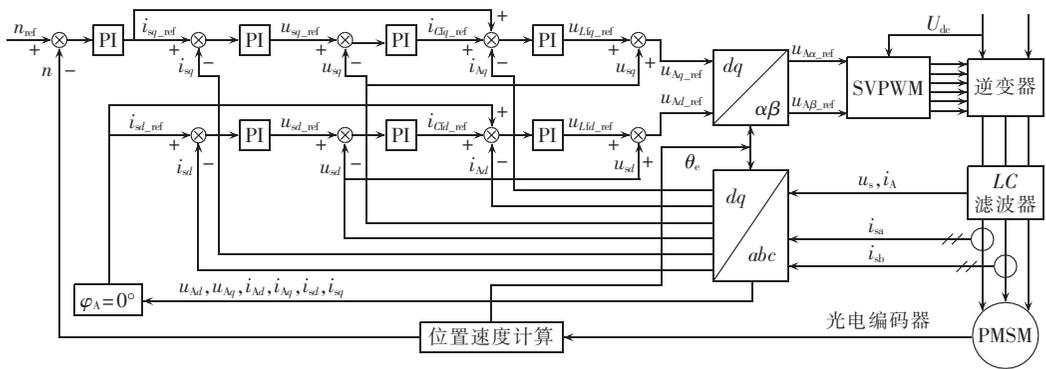


图 6 带 LC 输出滤波器的逆变器最大功率因数矢量控制图

Fig.6 Maximum power factor vector control of inverter with LC output filter

实验系统采用 TMS320F28335 的 DSP 控制, 实现信号 AD 转换、功率因数等于 1 的变频调速矢量控制算法、SVPWM 以及系统保护。系统的采样周期和开关频率均为 5 kHz, 实验电机转速设定为额定转速 750 r/min。

3.2 实验结果

图 7 为 25 Hz 下逆变器输出电流稳态波形, 电流波动很大。图 8 为滤波后电机相电压和相电流波形, 电压和电流的滤波效果明显, 且电机能稳定运行。

在逆变器功率因数为 1 的控制策略下, 电机 d 轴和 q 轴电流如图 9 所示。由图 9 可知, 稳态时, 电机 q 轴电流为 1.8 A 左右, 电机 d 轴电流为 0.5 A 左右。由理论分析结果的  $i_{sd}-i_{sq}$  平面图(图 5(b))的放大图可知, 电机 q 轴电流为 2 A 左右时, 电机 d 轴电流约为 0.5 A。实验结果和理论分析结果吻合。

在  $\cos\varphi_A=1$  控制时, 电机和逆变器的实际功率因数见图 10, 可知, 逆变器的功率因数为 0.995, 电机的功率因数为 0.985, 两者差值的大小与电机和逆变器的参数有关。由于实际电流和电压的微小波动, 实际逆变器的功率因数不可能稳定在 1, 而应小于 1。

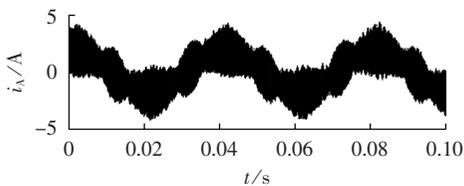


图 7 逆变器输出电流

Fig.7 Output current of inverter

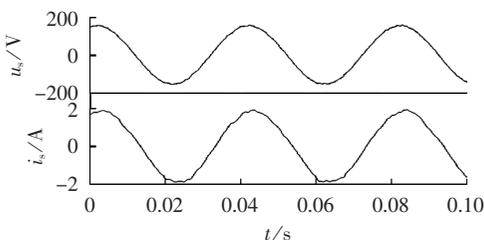


图 8 电机相电压和相电流

Fig.8 Phase voltage and current of motor

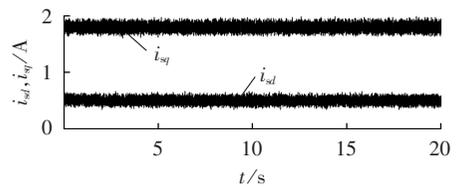


图 9 电机 d、q 轴电流

Fig.9 d-axis and q-axis currents of motor

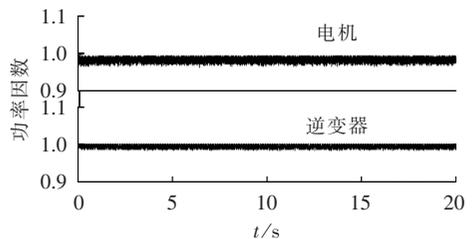


图 10 最大功率因数控制时电机和逆变器的功率因数

Fig.10 Power factors of motor and inverter under maximum power factor control

4 结论

本文对带 LC 输出滤波器的 PMSM 矢量控制系统的逆变器最大功率因数进行了研究。理论分析和实验研究表明:

- a. 针对带 LC 输出滤波器的 PMSM 控制系统, 分别考虑电机和逆变器电压电流限制时, 理论上得到了  $i_{sd}-i_{sq}$  平面内电机稳态运行区域;
- b. 当逆变器带 LC 输出滤波器时, 矢量控制增加滤波器控制环节后, 保证系统稳定的前提下, 能够给电机输入较好的正弦电压和电流;
- c. 依据电机和逆变器的矢量图, 正确推导并用实验证明了带 LC 输出滤波器的 PMSM 矢量控制系统的逆变器最大功率因数控制算法的有效性。

参考文献:

[1] 刘英培, 栗然, 梁宇超. 基于双滑模变结构 PMSM 直接转矩控制无传感器运行[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(10): 86-89.  
LIU Yingpei, LI Ran, LIANG Yuchao. Sensorless operation of PMSM by direct torque control based on double VSS[J]. Electric

- Power Automation Equipment,2013,33(10):86-89.
- [2] 张晓光,姜云峰,赵克. 高速永磁同步电机滑模变结构一体化解耦控制[J]. 电力自动化设备,2013,33(6):58-63.  
ZHANG Xiaoguang,JIANG Yunfeng,ZHAO Ke. Sliding-mode variable-structure control of high-speed PMSM based on precision linearization control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013,33(6):58-63.
- [3] HABETLER T G,NAIK R,NONDAHL T A. Design and implementation of an inverter output  $LC$  filter used for  $DV/DT$  reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2002,17(3):327-331.
- [4] STRÖM J P,KORHONEN J,TYSTER J. Active  $du/dt$ -new output-filtering approach for inverter-fed electric drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(9):3840-3847.
- [5] KORHONEN J,STRÖM J P,TYSTER J,et al. Control of an inverter output active  $du/dt$  filtering method[C]//Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Porto,Portugal: IEEE,2009:316-321.
- [6] CHEN X,XU D,LIU F,et al. A novel inverter-output passive filter for reducing both differential-and common-mode  $du/dt$  at the motor terminals in PWM drive systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(1):419-426.
- [7] MOREIRA A F,SANTOS P M,LIPO T A,et al. Filter networks for long cable drives and their influence on motor voltage distribution and common-mode currents[C]//Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Roanoke,USA:IEEE, 2003:2917-2922.
- [8] von JOUANNE A,ENJETI P N. Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1997,33(5):1138-1145.
- [9] 姜艳姝,于晓洋,齐路路. 基于PWM长线驱动系统模型的变频器输出端  $RLC$  滤波器设计[J]. 中国电机工程学报,2010,30(36): 93-97.  
JIANG Yanshu,YU Xiaoyang,QI Lulu. Design of inverter output  $RLC$  filter based on the model of PWM long drive system[J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(36):93-97.
- [10] STEINK J K. Use of an  $LC$  filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,1999,24(4):649-654.
- [11] SOZER Y,TORREY D A,REVA S. New inverter output filter topology for PWM motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2000,15(6):1007-1017.
- [12] KAWABATA T,MIYASHITA T,YAMAMOTO Y. Digital control of three-phase PWM inverter with  $LC$  filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1991,6(1):62-72.
- [13] LATAIRE P H. White paper on the new ABB medium voltage drive system,using IGCT power semiconductors and direct torque control[R]. Zurich,Switzerland;EPEJ,1998.
- [14] KOJIMA M,HIRABAYASHI K,KAWABATA Y,et al. Novel vector control system using deadbeat controlled PWM inverter with output  $LC$  filter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2004,40(1):162-169.
- [15] SALOMAKI J,HINKKANEN M,LUOMI J. Influence of inverter output filter on maximum torque and speed of PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2008,44(1): 153-160.
- [16] 刘春喜,马伟明,孙驰. 大容量400 Hz 逆变器输出  $LC$  滤波器设计和低次谐波抑制[J]. 电工技术学报,2011,26(6):129-136.  
LIU Chunxi,MA Weiming,SUN Chi. Design of output  $LC$  filter and low order harmonics suppression in high power 400 Hz inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011, 26(6):129-136.

## 作者简介:



周羽

周羽(1983-),男,湖南常德人,博士研究生,主要从事永磁电机设计及其控制技术研究(E-mail:zhouyu\_engineer@hotmail.com);

李槐树(1965-),男,江苏赣榆人,教授,博士研究生导师,主要从事永磁电机设计及其控制技术研究。

## Maximum power factor of inverter for PMSM system with output filter

ZHOU Yu,LI Huaishu,HUANG Kefeng

(College of Electrical Engineering,Naval University of Engineering,Wuhan 430033,China)

**Abstract:** In order to improve the insulativity of PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) system, decrease its vibration and noise,and increase the output power factor of inverter,the maximal voltage and current limits of surface-mounted PMSM system with  $LC$  output filter are derived;its  $d$ -axis reference current is then deduced based on the obtained limits and the voltage/current vector diagram for the maximum power factor vector control of its inverter;and the block diagram of its multi-loop feedback control is given. Experimental results show that,the theoretically derived method of power factor control makes the inverter power factor maximum,ensuring the stable operation of system and the sinusoidal voltage and current inputs of PMSM.

**Key words:** electric inverters;  $LC$  output filter; permanent magnet synchronous motor; power factor; vector control