

电动汽车用永磁同步电动机功率特性 及弱磁扩速能力研究(二)

——最大输入功率弱磁控制的功率特性及等效电流控制策略

徐衍亮

(250061 山东省济南市 山东大学电气工程学院)

(100083 北京市 北京航空航天大学宇航学院)

摘 要 采用永磁同步电动机 d 、 q 坐标系下的相量分析方法,分析了永磁同步电动机最大输入功率弱磁控制时的电压电流相量的变化轨迹及功率特性,提出最大输入功率弱磁控制的等效电流控制策略.推导出以弱磁率和凸极率为变量的 PMSM 的弱磁扩速倍数的数学表达式,提出提高 PMSM 弱磁扩速能力的根本措施,分析了损耗、饱和等因素对 PMSM 的功率特性及弱磁扩速倍数的影响.

关键词 功率特性;弱磁;相量分析/电动汽车;永磁同步电动机

中图分类号 TM41 **文献标识码**:A

文章编号:1000 - 5323(2002)05 - 0412 - 06

STUDY ON POWER CAPABILITY AND FLUX-WEAKENING LEVEL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR IN ELECTRIC VEHICLE APPLICATION ()

—POWER CAPABILITY WHEN MAXIMUM INPUT
POWER FLUX-WEAKENING CONTROL AND ITS EQUIVALENT CONTROL

XU Yan-liang

(School of Elect. Eng. , Shandong Univ. , Jianan City , Shandong Province 250061 ,China)

(Beijing Univ. of Aeronautics and Astronautics , Beijing City 100083 , China)

ABSTRACT The phasor method is adopted to analyze the loci of voltage and current and power capability of permanent magnet synchronous motor (PMSM) when it is in the maximum input power flux-weakening operating mode, then the equivalent current control strategy of maximum input flux control is described. The description of the PMSM's flux-weakening adjusting speed capability is worked out and expressed with the demagnetizing coefficient and saliency ratio, by which the radical methods to enhance the PMSM's flux-weakening capability are concluded. The effect of other factors such as loss, saturation, on the power capability and flux-weakening level is analyzed at last.

KEY WORDS Power capability; Flux-weakening; Phasor analysis/ Electric vehicle (EV); Permanent magnet synchronous motor(PMSM)

1 永磁同步电动机最大输入功率弱磁控制时功率特性

为满足电动汽车的低速大转矩要求,可以加大输入电流,使 $\lambda > 1$,但采用前述普通弱磁控制,其弱磁调速性能极差,不能满足电动汽车的高速行驶要求.为此可采取普通弱磁控制和最大输入功率弱磁控制相结合的电流控制策略.

1.1 功率特性曲线

$\lambda = 1$ 时功率特性曲线

分析可知电流 $i_d = -\omega_r / L_d$ 为最大输入功率弱磁控制的起始直轴电流值(不计 i_d 的正负,下同),此时 $\sin \delta = 1/\lambda$,普通弱磁控制时产生最大功率.也就是说, $\lambda = 1$ 时电机最大输入功率弱磁控制是在其普通弱磁控制至最大功率时开始的.

在最大输入功率弱磁控制过程中,电磁功率可表示为:

$$P_{em} = \omega_r i_q = u_{lim} \omega_r / L_q = P_{emN} \quad (1)$$

式中 $i_q = u_{lim} / L_q$.

因此, $\lambda = 1$ 时的最大输入功率弱磁控制,是从普通弱磁控制至最大功率开始,并保持这一功率不变.

由此可得具有最大输入功率弱磁控制时的功率特性曲线,如图 1 所示,图中同时给出只采用普通弱磁控制时的功率特性曲线.由此可以看出, $\lambda =$

1、 > 1 时普通弱磁控制无法满足恒功率要求,调速范围极低,改为普通弱磁控制与最大输入功率弱磁控制相结合的方法则可得到趋于无穷的恒功率弱磁调速范围.在图 1 中,比较 $\lambda = 1$ 时的功率特性曲线及 $\lambda > 1$ 时有最大输入功率弱磁控制的功率特性曲线可以看出,两者的主要区别在于恒转矩运行区而非弱磁区,后者比前者在低速时有更高的转矩.

1 时功率特性曲线

1 时,最大输入功率弱磁控制运行的最高转速也趋于无穷,此时 $i_q = 0$, $i_d = -\omega_r / L_d$,并且由于:

$$u_d = L_q i_q = \sqrt{u_{lim}^2 - \left[\frac{\omega_r}{L_d} - \sqrt{\left(\frac{\omega_r}{L_d} \right)^2 + 8(\lambda - 1)^2 u_{lim}^2} \right]^2} \quad (2)$$

当 $\lambda = 1$ 时有:

$$u_d = u_{lim} \quad (3)$$

也就是说,在 $\lambda = 1$ 时,最大输入功率弱磁控制达最高转速时电压电流同相位,都在直轴方向上,因此 $\cos \delta = 1$,且 $u_s = u_d = u_{lim}$, $i_s = i_d = -\omega_r / L_d = i_{sN}$.所以最高转速时电机电磁功率同样可表示为:

$$P_{em}(\lambda = 1) = u_{lim} i_{sN} = P_{emN} \quad (4)$$

即同 $\lambda = 1$ 电机一样, $\lambda > 1$ 电机实行最大输入功率弱磁控制达其最高转速时的电磁功率也与 $\lambda = 1$ 时普通弱磁控制的最大电磁功率相等.

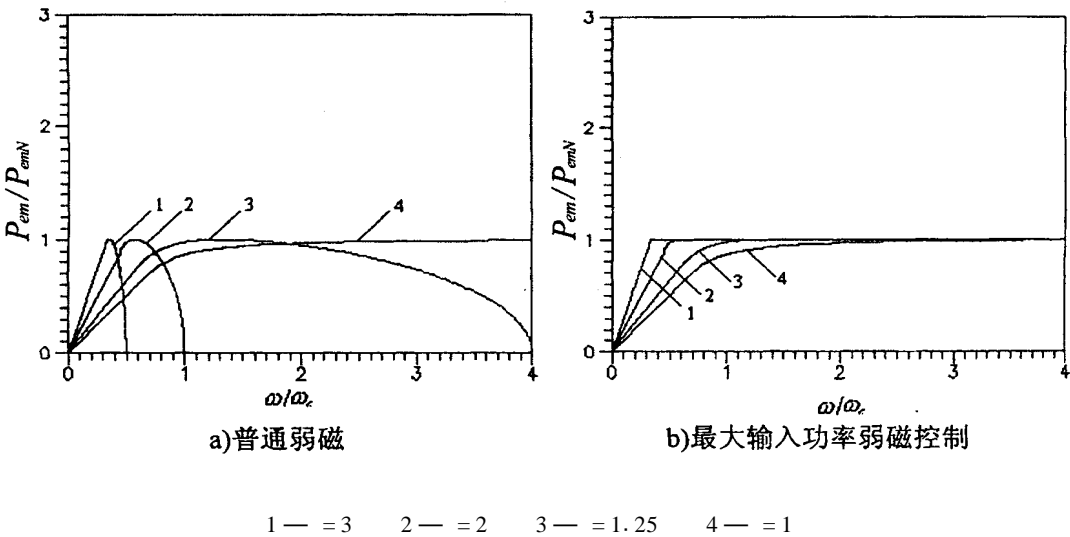


图 1 $\lambda = 1$ 时两种不同弱磁控制功率特性曲线比较
Fig. 1 Power capability comparison of the PMSM with two different flux-weakening controls when $\lambda = 1$

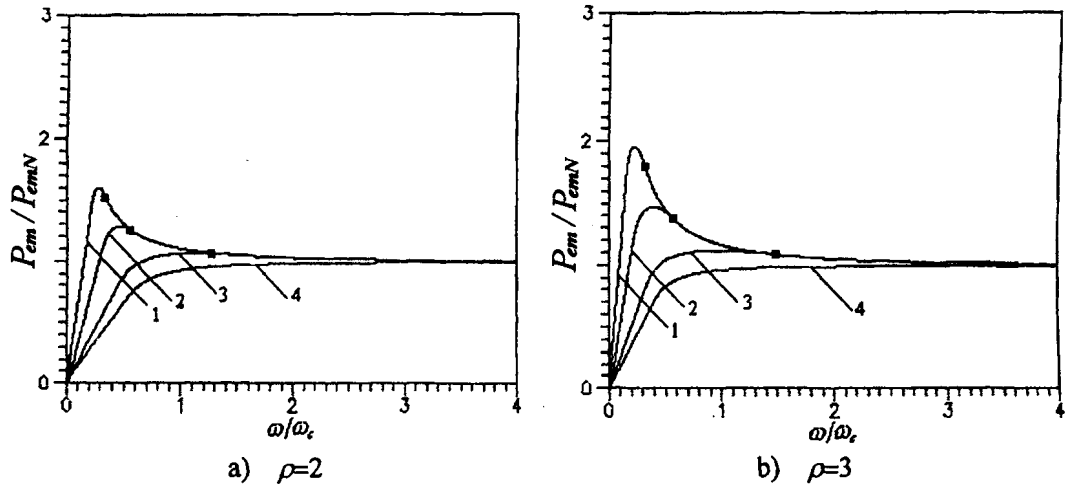


图 2 $\rho > 1$ 时采取最大输入功率弱磁控制的功率特性曲线
Fig. 2 Power capability of PMSM with maximum input power flux-weakening control when $\rho > 1$

由最大输入功率控制的电流控制策略,进行必要的推导可得最大输入功率弱磁控制时的电磁功率的表达式为:

$$\begin{aligned} P_{em}/P_{emN} = & \frac{\sqrt{1 - [f(\frac{\omega}{\omega_c}, \frac{\rho}{\rho_c})]^2 (\frac{\rho}{\rho_c})^2}}{[1 + (1 - \rho)(f(\frac{\omega}{\omega_c}, \frac{\rho}{\rho_c}) - 1)]/\rho} \end{aligned} \quad (5)$$

显然有:

$$\lim_{\omega/\omega_c \rightarrow \infty} P_{em}/P_{emN} = 1 \quad (6)$$

画出凸极率为 2 和 3 时不同弱磁率下电机最大输入功率弱磁控制的功率特性曲线,并同时给出恒转矩控制及普通弱磁控制时的功率特性曲线,得图 2. 图中同时标出了最大输入功率弱磁控制的起始运行点. 结合图 1 所示凸极率为 1 时的最大输入功率弱磁控制时功率特性曲线,可以看出:

1) 采用最大输入功率弱磁控制同普通弱磁控制相结合的电流控制策略在扩展恒功率运行范围方面明显优于单独采用普通弱磁控制的电流控制策略,而且 ρ 越大,对比优越性越明显.

2) 相同 ρ 下, ρ 越大,最大输入功率弱磁控制弱磁范围越长,且具有不同 ρ 的最大输入功率弱磁控制下的功率特性曲线之间有包含关系,较大 ρ 下的最大输入功率弱磁控制特性曲线包含较小 ρ 下的功率特性曲线. 由式(5)可知, ρ 对最大输入功率弱磁控制的功率特性曲线无直接影响,它只决定最大输

入功率弱磁控制起始点的转速和功率.

3) 不同 ρ 、相同 ρ 下电机最大输入功率弱磁控制的起始转速基本不变,但对起始转速时的电磁功率值有影响. 增大 ρ ,该功率值增大,且 ρ 越大,的影响越大. 总之,增大 ρ ,不但可改善恒转矩运行特性、普通弱磁控制运行特性,而且改善了最大输入功率弱磁控制下的运行特性.

4) ρ 较大时,尽管有较大的最大输入功率弱磁控制的起始电磁功率值和相对较宽的恒功率运行范围,但该电磁功率值很快衰减,最后至 P_{emN} . 而且其最大功率也并不与电流(即 ρ)成线性关系,即其逆变器容量在弱磁阶段未能有效利用;同时,弱磁率大于 1 的电机及逆变器参数选择是以增大逆变器容量为代价的. 因此,除非系统需要极大的中低速转矩,弱磁率大于 1 的参数选择是不适宜的.

1.2 电压电流相量轨迹

在 $\rho > 1$ 时,如普通弱磁至一定转速时改为最大输入功率弱磁控制,则整个调速范围电压电流相量轨迹如图 3 所示. 恒转矩控制时,电流相量为 OA_i 保持不变,电压相量轨迹由 O 至 A_u ;普通弱磁时,电流相量轨迹由 A_i 至 B_i ,电压相量轨迹由 A_u 至 B_u ;最大输入功率弱磁控制时,电流相量轨迹由 B_i 至 C_i ,电压相量轨迹由 B_u 至 C_u .

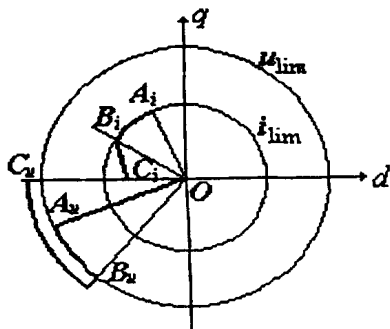


图 3 >1 时采用最大输入功率弱磁控制电压电流相量轨迹

Fig. 3 Loci of voltage and current of PMSM when in maximum input power flux-weakening control

1.3 最大输入功率弱磁控制的等效电流控制策略

从最大输入功率弱磁控制的电流控制策略可以看出,PMSM 的最大输入功率弱磁控制是电机电流逐渐减少的控制.但这一控制,电流的计算极为复杂,在实际应用中难以实现,因此提出其等效电流控制策略.

这一等效电流控制策略,即将最大输入功率弱磁控制转化为弱磁率逐渐减低的普通弱磁控制,避免了电流的复杂计算.图 4 为凸极率为 3、弱磁率为 3 时弱磁率由 3 降为 2,然后降为 1 的等效电流控制策略,图中同时给出了最大输入功率弱磁控制.可以看出,如果细化弱磁率的降低速度,这一等效电流控制策略可以很好的模拟最大输入功率弱磁控制.

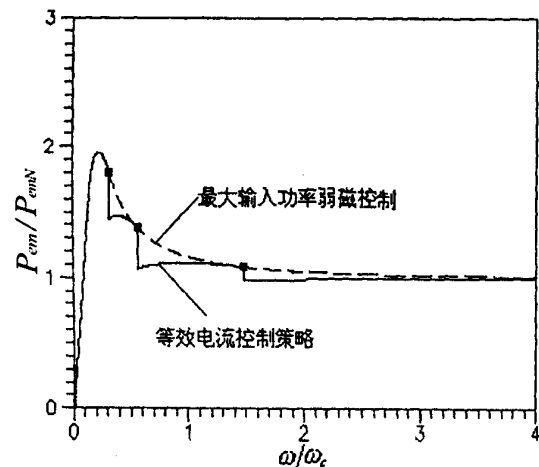


图 4 最大输入功率弱磁控制的等效电流控制策略

Fig. 4 Equivalent control of the maximum input power flux-weakening control

2 永磁同步电动机弱磁扩速能力的提高

前述分析 PMSM 功率特性时,已涉及到弱磁扩速能力的提高,本节再从弱磁扩速倍数上具体分析.由于在 ≥ 1 (≥ 1 时采用最大输入功率弱磁控制或逐渐降低的普通弱磁功率控制) 时已具有无穷大的理想最高转速,因此本节仅分析 <1 情况.

经推导得转折转速与凸极率、弱磁率之间的关系为:

$$\omega_b^* = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{C_f}{C_f + 8C_f} \right)^2 + \frac{1}{16(1 - \xi)}}} \left[(1 + \xi) C_f^2 + 8C_f \right] \quad (1)$$
$$\frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} = 1$$

式中 $C_f = -1 + \sqrt{1 + 8(1 - \xi)^2}$

将该式表示为图 5,可以看出转折转速与弱磁率、凸极率有明显关系,即凸极率、弱磁率增大,转折转速降低.由本论文第一部分可知最高转速与凸极率无关,因此增加电机凸极率可明显提高电机的弱磁扩速能力.

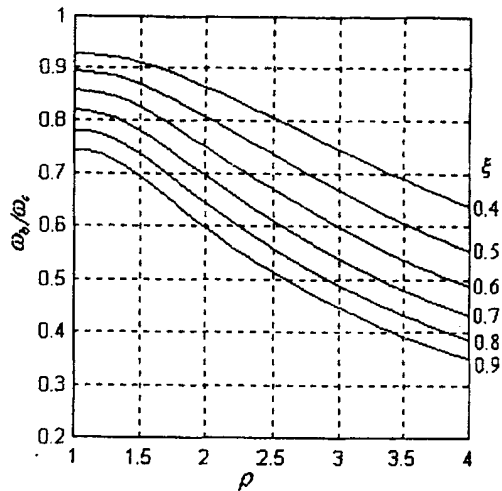


图 5 转折转速与 ρ 、 ξ 的关系曲线

Fig. 5 Characteristics of returning speed versus the ρ and ξ

电机的弱磁扩速能力以弱磁扩速倍数 k 表示,定义为:

$$k = \frac{\max}{b} = \frac{\max^*}{b^*} \tag{7}$$

并得到 k 的具体表达式为：

$$k = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{16(1-\rho)}\right)^2} [l(1+\rho) C_f^2 + 8 C_f]}{1 - \frac{\sqrt{1 + \rho^2}}{1 - \rho}} \tag{8}$$

显然,这一弱磁扩速倍数表示的是 PMSM 在空载且不计电机各种损耗时的弱磁扩速能力. 弱磁扩速倍数随弱磁率及凸极率的变化规律见图 6. 可以看出,PMSM 弱磁扩速能力随弱磁率的增加而提高,如同时增加电机的凸极率,则弱磁扩速能力有更明显的提高. 因此增大弱磁率同时增大凸极率更可提高电机的弱磁扩速能力. 通常内置磁体磁路结构的 PMSM 能够具有 2 的凸极率、0.7~0.8 的弱磁率,因此理论上具有 4.8~7.8 的弱磁扩速倍数(如果考虑电机损耗,该数值则大打折扣),与凸极率为 1 的表面式磁体磁路结构的 PMSM 相比,弱磁扩速能力提高了 20 %.

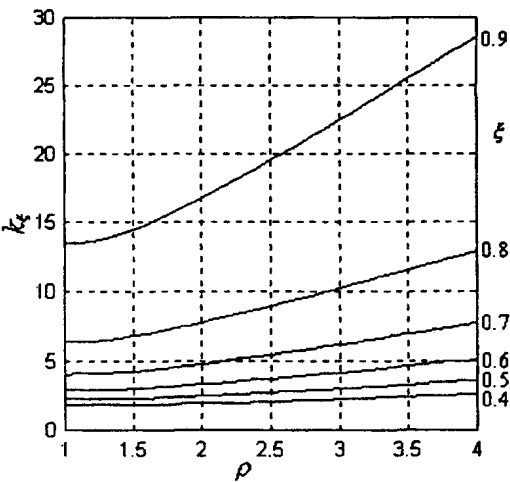


图 6 弱磁扩速倍数与 ρ 的关系曲线
Fig. 6 Characteristics of flux-weakening capability versus the ρ and ξ

3 其他因素对电机功率特性及弱磁扩速能力的影响

前述分析了永磁同步电动机理想情况下的功率特性及弱磁扩速能力,未计及损耗和磁饱和的影响,实际电机自然存在各种损耗(包括绕组铜耗、铁耗、机械损耗等)及磁路的非线性问题,下面具体分析.

电机绕组电阻的存在,使电机的功率特性曲线降低. 在分析问题时可将理想的电压极限值扣除电机绕组的电阻压降作为实际的电压极限值,用以考虑电枢绕组电阻对功率特性及弱磁扩速能力的影响.

电机的磁滞损耗近似正比于频率,涡流损耗则与频率的平方成正比. 因此变频驱动永磁同步电动机的铁耗因素非常复杂. 高速时电机的基波磁通很低,铁耗并没有增加到很大的程度. 然而,永磁体磁场和电枢反应磁场产生的谐波铁耗在低气隙磁密时占有相当大的比重,这些损耗使电机高速时的输出功率降低,从而最终限制了电机的最高运行速度.

电机的机械损耗近似与转速的立方成正比,因此高速时电机的损耗大小更决定于机械损耗,在电机的设计中必须充分考虑这一点.

由于磁路饱和引起的电机非线性对电机的功率特性有重要影响. 低速时交轴磁路的饱和使交轴电抗变小,从而降低了电机的凸极率,影响电机的功率特性. 高速时由于磁密较低,且电枢反应磁场主要作用于直轴,而直轴电感几乎与直轴电流无关,因此高速时可以认为电机是线性的.

4 结论

本文的两部分内容综合起来,以弱磁率和凸极率为电机参数,从永磁同步电动机的电压电流相量在不同电流控制策略下的变化轨迹出发,分析了该种电机功率特性曲线及弱磁扩速能力的变化规律,

得到以下主要结论:

1) 不同电流控制策略、不同弱磁率下的永磁同步电动机具有不同的电压电流相量变化轨迹;凸极率虽不能影响电压电流相量变化轨迹及功率因数特性曲线的总体趋势,但也影响着相量轨迹变化的速率及功率因数的大小;功率因数特性曲线的不同导致了功率转速特性曲线的不同。

2) 电动汽车用永磁同步电动机各参数应致力于满足 $f = L_d i_s$ 的关系式,同时应具有较大的凸极率,使电机不但有理想的弱磁调速范围,而且有良好的低速转矩特性。

3) PMSM 的凸极率不但影响着电机的恒转矩运行特性,而且更强地制约着其弱磁调速性能,提高弱磁率同时提高凸极率更容易提高 PMSM 的弱磁扩速能力。

4) 在不计各种损耗的前提下,凸极率为 2、弱磁率介于 0.7~0.8 的内置磁体磁路结构 PMSM 具有 4.8~7.8 的空载弱磁扩速倍数,比同弱磁率的表面式磁路结构 PMSM 提高了 20%。

5) 弱磁率大于 1 的电机及逆变器参数选择不但需要加大逆变器容量,而且在弱磁控制时,即使采用普通弱磁控制与最大输入功率相结合的电流控制策略,逆变器的容量也未能充分有效地利用。因此除非系统需要极大的低速大转矩,弱磁率大于 1 的参数选择是不适宜的。若采用最大输入功率弱磁控制,宜采用其等效电流控制策略,以降低其控制过程中的计算工作量。

参 考 文 献

- [1] Mehrdad Ehsani, Khwaja M, Hamid A. Propulsion system design of electric and hybrid vehicles [J]. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1997, 44(1): 19~27.
- [2] Morimoto S, Takeda Y, Hiras T, Taniguchi K. Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity [J]. IEEE Trans. on Ind. Application, 1990, 26(5): 886~871.
- [3] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计 [M]. 北京:机械工业出版社,1997.
- [4] 郭振宏. 宽恒功率调速范围主轴永磁同步电动机及其传动系统的研究 [D]. [博士学位论文], 沈阳:沈阳工业大学,1999.
- [5] Morimoto S, Sanada M, Takeda Y. Inverter-driven synchronous motor for constant power [J]. IEEE Trans. Ind. Magazine, 1996, 19~24.
- [6] Schiferl R F, Lipo T A. Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motor in variable speed drive applications [J]. IEEE Trans. Ind. Application, 1990, 26(1): 115~123.
- [7] Chalmers B J, Musaba L, Gosden D F. Variable-frequency synchronous motor drives for electric vehicles [J]. IEEE Trans. Ind. Application, 1996, 32(4): 898~903.



徐衍亮 博士

作者简介:徐衍亮,男,1966年12月生,博士,副教授,1989年、1994年、2001年分别在山东工业大学、沈阳工业大学获得工学学士、工学硕士、工学博士学位,现在北京航空航天大学博士后流动站工作,主要研究方向为特种电机及其控制。