

无刷直流电动机极槽配合及低噪音驱动技术

高宏伟¹, 张千帆², 阿部一雄¹, 程树康²

(1. 日本东方电机; 2. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150001, E-mail: zhang_qianfan@hit.edu.cn)

摘要: 通过理论分析、有限元仿真和实验研究, 提出薄型化、高输出、宽调速无刷直流电动机的设计分析及低噪音驱动的相关技术. 采用本文的方法可获得高的额定输出功率、高功率密度和宽的调速范围. 利用基于霍尔信号的高分辨率转子位置推测法及基于超前角控制的转矩补偿法正弦波低噪音驱动新技术, 可明显降低噪音.

关键词: 无刷直流电动机; 齿槽转矩; 低噪音; 正弦波驱动; 最佳超前角

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **文章编号:** 0367-6234(2007)01-0124-04

Pole and slot matching and low noise drives technique for BLDC motor

GAO Hong-wei¹, ZHANG Qian-fan², Kazuo ABE¹, CHENG Shu-kang²

(1. Oriental Motor Co. Ltd. Japan; 2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China, E-mail: zhang_qianfan@hit.edu.cn)

Abstract: Through the method of theoretical analysis, FEM simulation and experimental research, the design analysis of high power, wide speed range, thin BLDC motor and low noise drive technique are developed. Large rating output power, high power density and wide speed range are achieved. High resolving power rotor position estimated method based on "Hall" signal and torque compensation methods based on advanced angle control sine wave current drive techniques could reduce noise clearly.

Key words: BLDC motor; cogging torque; low noise; sine wave current drive; optimization advanced angle

在无刷直流电动机的应用领域, 所用电动机越来越成为左右设备性能的关键. 近年来对电动机的薄型化、高输出、宽调速, 低噪音等性能的要求不断提高.

通过合理使用高磁能积永磁材料、对定转子极槽最佳配合的探讨, 以及磁路的最佳设计等, 可提高电动机的额定输出功率、功率密度和调速范围^[1]. 利用基于霍尔信号的高分辨率转子位置推测法及基于超前角控制的转矩补偿法正弦波低噪音驱动新技术, 可降低电动机的噪音.

1 电机的设计依据

1.1 高输出

随着电动机输出的增加, 电动机的损耗也增加, 由于电动机容许温升的限制, 要提高电动机的

输出必须抑制损耗. 为此, 采取如下措施: 电动机参数的最佳设计、采用高磁能积永磁材料、采用低损耗铁心材料、采用整列绕线技术提高槽满率、多极多槽结构减小绕组端部长度以及高效率驱动技术等.

1.2 薄型化

多槽集中绕组结构的电动机具有线圈端部小的特点, 容易实现电动机的薄型化. 线圈的小型化有利于降低电阻减少铜损. 但是定子槽数过多将带来绕线作业费工费时、生产效率降低.

1.3 宽调速

无刷电动机的速度控制是利用安装在定子上的3个霍尔元件反馈的转子位置信号来实现的. 对应转子一周的反馈信号的脉冲数 Z_f 与永磁转子极对数的关系为

$$Z_f = \sigma \cdot p. \quad (1)$$

式中: p 为永久磁极的极对数; Z_f 为转子转一周对应的脉冲数.

收稿日期: 2004-10-08.

作者简介: 高宏伟(1968—), 男, 工程师;

程树康(1946—), 男, 教授, 博士生导师.

反馈的脉冲数越多, 转速的控制性能越好. 特别是为了实现平稳的低转速控制, 高分辨率的转子位置反馈脉冲是不可缺少的. 由式(1)可知, 转子位置的反馈脉冲数与极对数成正比, 增加极对数对实现低转速控制有利. 但是转子磁极数过多将带来磁钢充磁精度下降及霍尔元件反馈的转子位置信号精度恶化等问题.

无刷电动机的定子槽数、转子极数对电动机的性能及生产性影响极大, 在设计时必须根据对电动机性能的要求以及生产能力来合理选取^[2].

2 电动机设计

探讨实现薄型高输出宽调速电动机的极槽配合, 进行特性仿真和实测验证.

2.1 电动机结构分析

为了满足电动机性能的要求及兼顾电动机的规模生产, 对槽数为 9, 12, 极数为 8, 10 的电动机结构进行探讨, 如表 1 所示. 电动机的极槽配合为: 9S8P, 9S10P, 12S8P, 12S10P. 在此, P 表示转子极数, S 表示定子槽数.

表 1 各种电动机的比较

S/2P	绕组系数	齿槽转矩频率	反馈脉冲数	可否并联接线
9/8	0.946	72	24	不可
9/10	0.946	90	30	不可
12/8	0.866	24	24	可
12/10	0.933	60	30	可

由表 1 可知, 12 槽结构的电动机可实现绕组并联接线, 可对应更宽的电压范围. 电源电压较高时, 相绕组的设计可采用串联方式, 电源电压较低(如 DC24V)时, 相绕组的设计可采用串并联方式. 12S10P 电动机与 12S8P 相比具有绕组系数大, 转子位置反馈的脉冲数多, 齿槽转矩频率高, 齿槽转矩小的特点.

2.2 特性仿真及样机实测结果比较

利用磁场解析技术对电动机结构进行探讨. 磁场数值计算使用通用程序 - 电磁场解析系统 MAGNA/FIM. 图 1 给出了 12S10P 电动机相电压最大时的磁密分布计算图.

相电压的计算结果与实测结果如表 2 所示. 相电压的计算值和实测值都表明 12S10P 电动机的电势系数优于 12S8P, 相同转速下, 前者产生的电动势要大于后者, 验证了分析的正确性. 计算值和实测值具有相同的倾向证明了计算方法的合理性.

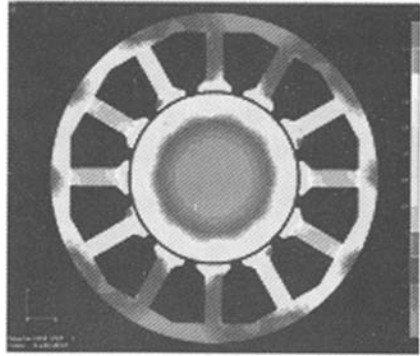


图 1 12S10P 电动机的磁密分布计算图

表 2 相电压的计算结果与实测结果比较

槽/极	相电压计算值/%	相电压实测值/%
12/8	100	100
12/10	109.4	106.8

图 2 是 12S8P 和 12S10P 电动机的转子转 15° 所对应的齿槽转矩的计算结果. 可以看出, 对应转子转 15°, 12S8P 的齿槽转矩变化 1 周期, 12S10P 的齿槽转矩变化 2.5 周期. 由此可知, 对应转子转 1 周, 12S8P 的齿槽转矩将变化 24 周期, 12S10P 的齿槽转矩将变化 60 周期, 与表 1 的结果一致. 由图 2 的仿真结果还可以看到 12S10P 电动机的齿槽转矩幅值比 12S8P 的小得多.

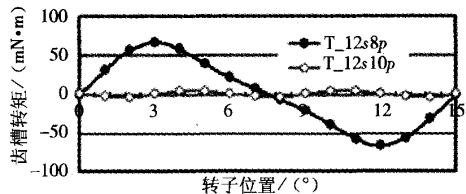


图 2 齿槽转矩计算结果的比较

图 3 是 12S8P 和 12S10P 电动机样机的齿槽转矩的实测结果. 由图 3 可知对应转子转 1 周, 12S8P 的齿槽转矩变化 24 周期. 12S10P 的齿槽转矩的周期性不明显, 其幅值比 12S8P 的小得多. 比较图 2 与图 3 可以看出齿槽转矩的计算结果与实测结果一致性较好. 验证了磁场解析的有效性.

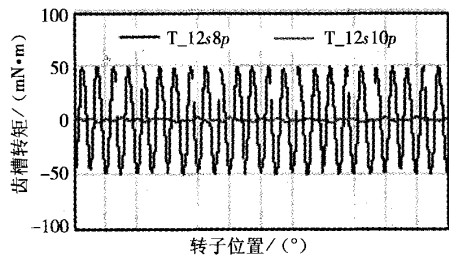


图 3 齿槽转矩实测结果的比较

根据上述分析, 电动机结构采用了综合特性良好的 12S10P 结构. 通过进一步的电动机磁路优化设计, 研制的电动机性能与旧型号相比得到大

幅度提高.表3是本文方法试制电动机与12S2P旧型号的比较实例.

表3 本文方法试制电动机与旧型号的比较实例

新旧电动机比较	安装尺寸/mm	电动机长度/mm	磁钢材料	连续输出功率/W	出力/体积比/(W·cm ⁻³)	调速范围/(r·min ⁻¹)
旧型号电机	80	55	铁氧体	25	0.071	300-3 000
本文研制电机	80	42	粘接软铁硼	50	0.186	100-3 000
比率	1	0.76	-	2	2.62	3

3 低噪音驱动技术

3.1 矩形波驱动及噪音产生机理

矩形波驱动方式是指二相励磁星形三相6状态120°矩形波驱动方式.这种驱动方式电流换相时的电流变化十分急剧.由电磁学理论可以推测这种急剧的电流变化将使被励磁的定子极与转子间的电磁力发生急剧变化.因而使电动机产生振动,成为噪音的原因.

为了了解电动机振动随电流变化的实际规律和特点,利用加速度传感器对电动机表面的振动进行了观测.图4表示电动机表面振动的观测结果.图中由上而下分别代表沾在电动机表面的检测径向振动的加速度传感器的输出,电动机电流及霍尔IC的信号波形.由观测波形可以发现对应电动机电流急剧变化的时刻,加速度传感器的输出信号也急剧变化.这表明由电流急剧变化引起的定子极与转子间的电磁力的变化是产生表面振动的原因.这种电动机表面的振动进一步使周围空气产生振荡形成电动机的噪音.

通过以上分析可以预见,如能使流过电动机的电流作平滑的变化,就可以抑制震动降低噪音.

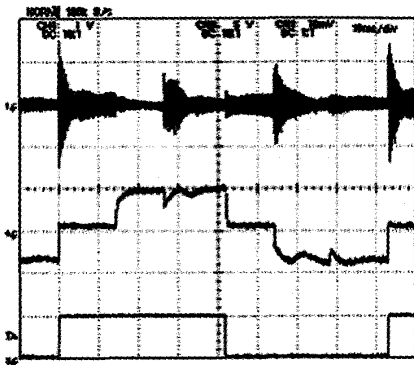


图4 电动机表面振动与电流的关系波形

3.2 正弦波驱动低噪音技术

一般说来为了实现正弦波驱动,需要比矩形波驱动方式更高分辨率的转子磁极位置信号.采用编码器等可以满足要求,但电动机成本将增加,电动机尺寸也将变大^[3].

为了不增加电动机轴向长度,采用利用霍尔IC信号的高分辨率转子位置推测法.这种方法假设在霍尔IC信号的2个状态之间转子转速不变.转子位置推测及正弦波电压产生的原理可用式(2),式(3)说明.

$$\theta = \theta_0(m) + \frac{n \cdot t_p}{\tau_{m-1}}, \quad (2)$$

$$V = E_m \cdot \sin(\theta). \quad (3)$$

式中: θ 为磁极位置推测值; $\theta_0(m)$ 为由霍尔IC信号状态得到的磁极位置; t_p 为推测周期; n 为 t_p 的脉冲数; τ_{m-1} 为前一个霍尔IC的信号周期; V 为施加于电动机的正弦波电压.

用转子位置推测值及电路中的正弦表即可实现正弦波驱动.但是仅用上述方法,由于电动机电流将产生相位滞后,至使电动机的转矩减小,效率降低.为了以最小的电流产生最大的电动机转矩,探讨电压超前控制的最佳超前角的算法及实现方法.图5表示一般电动机的矢量图.

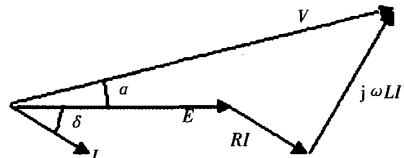


图5 一般电动机的矢量图

图中: V 为驱动器加于电动机的电压; E 为电动机的反电势; R 为相电阻; L 为相电感; ω 为电角速度; α 为加于电动机的电压超前角; δ 为电流滞后角.

以电动机的反电势为基准矢量.

$$V(t) = E_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \alpha), \quad (4)$$

$$E(t) = k \cdot \omega \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (5)$$

$$i(t) = I_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \delta), \quad (6)$$

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i + E(t) = V(t). \quad (7)$$

由式(4),(5),(6),(7)可求出电流滞后角

$$\delta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega \cdot L}{R}\right) - \tan^{-1}\left[\frac{E_m \cdot \sin(\alpha)}{E_m \cdot \cos(\alpha) - k \cdot \omega}\right]. \quad (8)$$

在此讨论的电动机,其转子为表面永久磁钢形式,因而电动机的凸极性可以忽略不计.电动机的电磁功率

$$P_E = m \cdot E \cdot I \cdot \cos(\delta). \quad (9)$$

由图 5 及式(9)可知,若能使电流矢量与反电势矢量同相($\delta = 0$),则电动机可以产生最大输出.为此令 $\delta = 0$,由式(8)可求出此时的超前角

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{\omega \cdot L}{R}\right) - \sin^{-1}\left[\frac{(k \cdot \omega) \cdot (L \cdot \omega)}{E_m \cdot \sqrt{(L \cdot \omega)^2 + R^2}}\right]. \quad (10)$$

由式(10)求得的 α 角即使电动机输出为最大时的外加电压最佳超前角.

图 6 是最佳超前角控制下的电动机矢量图.

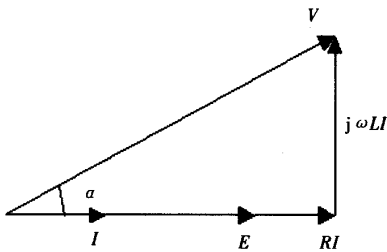
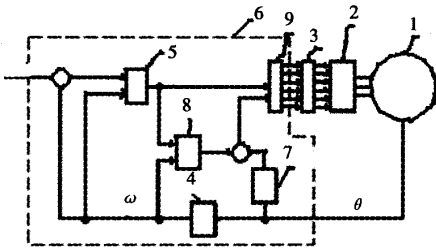


图 6 被控制的电动机矢量图

图 7 给出了包括转矩补偿的电压型最佳超前角控制的电动机速度控制系统框图.



- 1. 无刷电动机; 2. 三相逆变器; 3. 驱动单元;
- 4. 电动机速度检测器; 5. 速度控制器; 6. 控制部分;
- 7. 转子位置检测器; 8. 超前角计算器; 9. 励磁信号变换器

图 7 电动机速度控制系统框图

3.3 低噪音效果的验证

为了验证低噪音驱动方式的效果,在此与矩形波驱动方式的电动机噪音进行比较.实验对象为安装尺寸 90 mm,额定输出 100 W,额定转速 3 000 r/min 的无刷电动机.电动机噪音的测量结果如图 8 所示.

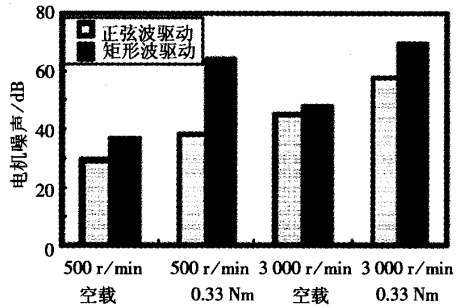


图 8 电动机噪音的测量结果

由图 8 可知,电动机噪音随转速转矩的增加而增加.在各种运行条件下,正弦波驱动方式比矩形波驱动方式具有更低的噪音值.特别是在电动机噪音最大的运行条件(3000 r/min,0.33 Nm)下,正弦波驱动与矩形波驱动相比噪音降低了 12 dB.以上的实验结果证明新开发的低噪音驱动方式有很好的噪音抑制效果.

4 结束语

通过采用多槽多极的电动机结构、高磁能积永磁、整列绕组技术及齿槽转矩最小化、合理的磁路设计等方法试制的电动机,与旧型号电动机相比,额定输出功率提高 1 倍,功率密度提高 1.62 倍,调速范围增宽 2 倍.实现了电动机的薄型化、高输出、宽调速范围化.

应用基于霍尔信号的高分辨率转子位置推测法及基于超前角控制的转矩补偿法正弦波低噪音驱动新技术,与 120° 矩形波驱动相比,电动机的噪音降低了 12 dB.

参考文献:

- [1] 谷本 茂也. モータ高効率化の考え方と取り組み [C]//’99モータ技術シンポジウム, [S. l.]: 日本能率協会, 1999: A-1.
- [2] 後藤 誠, 小林 一二. 直流モータのコギングトルクの解明と新しい低減方法 [C]// 日本電気学会論文誌 B. [S. l.]: 日本電気学会, 昭 60-6: 1-8.
- [3] ORIENTAL MOTOR 総合カタログ [R]. 2003/2004: B1. (编辑 赵丽莹)