

图 1 开关损耗最小的新型调制信号

构造不连续脉宽调制的数学模型如图 1 所示。其中  $\omega_s$  为采样频率,  $\omega_c$  为调制波频率,  $\omega_c$  方向正交于  $\omega_s$  平面, 调制模型可表示为  $\omega_c$  ( $\alpha, n$ ), 在阴影范围内  $\omega_c$ , 其余  $\omega_c$ ,  $\omega_c$  为变流器直流侧电压。

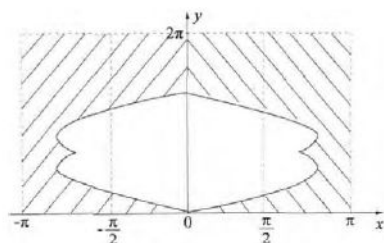


图 2 开关损耗最小  $\omega_c$  数学模型

取双重傅里叶变换, 有:

$$\omega_c(\alpha, n) = \sum_{\alpha} \sum_{n} \omega_c(\alpha, n) e^{j(\alpha \omega_c + n \omega_s) t} \quad (1)$$

其复数傅里叶级数系数:

$$\omega_c(\alpha, n) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \omega_c(\alpha, n) e^{-j(\alpha \omega_c + n \omega_s) t} dt \quad (2)$$

考虑线电压情况有:

$$\omega_{ce}(\alpha, n) = \sum_{\alpha} \sum_{n} \omega_{ce}(\alpha, n) e^{j(\alpha \omega_c + n \omega_s) t} \quad (3)$$

式中:  $\omega_{ce}$  为线电压,  $\omega_{ce}$  又考虑到  $\omega_{ce}$  公式:

$$\omega_{ce}(\alpha, n) = \omega_{ce}(\alpha, n) e^{j(\alpha \omega_c + n \omega_s) t} \quad (4)$$

化简式 (3) 并结合式 (4) 最终有:

$$\omega_{ce}(\alpha, n) = \omega_{ce}(\alpha, n) e^{j(\alpha \omega_c + n \omega_s) t}$$

$$\omega_{ce}(\alpha, n) = \omega_{ce}(\alpha, n) e^{j(\alpha \omega_c + n \omega_s) t} \quad (5)$$

$$\text{式中: } \omega_{ce}(\alpha, n) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \omega_{ce}(\alpha, n) e^{-j(\alpha \omega_c + n \omega_s) t} dt$$

以下为采用功率损耗最小  $\omega_c$  调制的永磁同步电动机矢量控制中相电流及其分析的仿真结果。从图 3 图 4 中可以看出, 三相电流正弦度很好, 谐波含量相很少, 不足 1%。

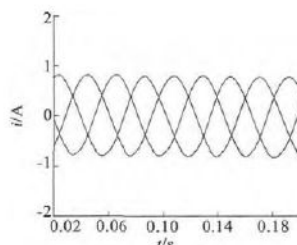


图 3 负载为  $\omega_c$  时电机三相相电流波形

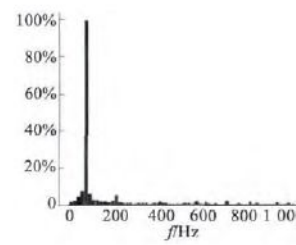


图 4  $\omega_c$  相相电流  $\omega_{ce}$  分析结果

## 基于离散霍尔信号的转子位置估计

该系统的软件算法中最关键的是转子角度的估计, 电机旋转时, 霍尔信号的输出与电机反电动势的对应关系如图 5 所示。由霍尔传感器提供给控制芯片的是三相相位差互为  $120^\circ$  的方波信号, 在  $\omega_{ce}$  的电周期内一共有 6 个跳变沿 (三个上升沿三个下降沿), 只能提供给单片机 6 个互差  $60^\circ$  的准确转子位置, 这不能满足用于生成开关损耗最小的新型马鞍波的角度精度需求。

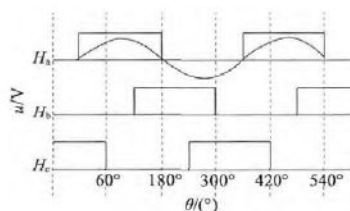


图 5 霍尔信号与反电动势对应关系

利用低分辨率霍尔传感器给出的位置信号来估计当前转子的位置, 可以用一个定时器来完成。当每相开关霍尔信号的跳变沿产生时就进入霍尔中断, 根据当前的三相霍尔状态, 可以明确地知道当前的转子位置  $\theta_a$ :

$$\theta_a = \theta_a + \Delta \theta$$

由于电机的机械时间常数远大于电气时间常数, 所以电机在不是很快加速或者减速时可以认为电机转过当前的  $\Delta \theta$  所用时间  $\Delta t$  与前一个  $\Delta \theta$  所用时间  $\Delta t_{ay}$  是一样的。用一个定时中断记下在  $\Delta t_{ay}$  时间内中断进入的次数  $n$ , 那么在每次中断中, 角度增加的大小为  $\Delta \theta = \Delta \theta / n$ , 中断次数  $n$  就加 1。所以



任意时刻的转子角度  $\theta$ ：

$$\theta = \theta_0 + \omega_p t$$

式中： $\theta_0$  代表此时定时中断来临的次数； $\omega_p$  可以用于生成开关损耗最小调制信号所需要的角度变量  $\omega$ 。利用这种位置估计算法完全可以取代成本较高的光电编码器，达到减小系统成本的目的。

## 3 控制系统实验结果验证

本文在结合电机参数和具体电路结构的基础上进行了三个霍尔传感器的永磁同步电动机正弦波驱动控制实验。实验中冷却风机的具体参数如表 1 所示。

表 1 实验用风机参数表

电动机参数	单位	参数值
额定功率	$\times P_0$	0.6
额定电压	$\delta N_0$	24
最大输出电流	$p N_c$	2.5
转速范围	$\omega_p (i_y \sim \omega_0)$	1500~3000
极对数	$\delta$	4

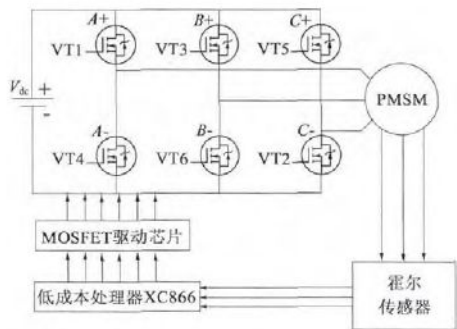


图 3 控制系统硬件结构图

对于电压型逆变器来说，相电压的相位可以由控制器决定，控制器通过霍尔传感器检测电机转子位置的信号产生相应的  $\omega$  驱动信号。考虑到绕组上寄生电感的影响，相电压超前于相电流一个角度，由于只有电机相电流与反电动势同相位时电机才能输出最大转矩，因此通过调整相电压与反电动势的夹角就可以实现相电流与反电动势同相位，从而输出最大转矩。

在图 4 中通过软件算法人为地控制相电压超前于反电动势一个角度，这样可以使相电流与反电动势基本保持同相位。当正弦波驱动电机时若调制比不变，则电机的端电压  $\delta$  幅值不变。当电机负载变化时，端电压  $\delta$  与反电动势的相位差以及  $\delta$  的幅



图 6 霍尔信号、反电动势、相电压波形截图

值变化固定不变，变化的只是电机的反电动势。电机的相电流  $i_p$  以及  $\theta$  与  $p$  之间的相位角  $\gamma$ 。

图 5 是在额定负载的情况下  $\delta$  相相电压跟  $\delta$  相相电流的相位关系波形，比较图 4 与图 5 可得，在额定负载的情况下，基本可以实现相电流与反电动势同相的目的，从而有利于提高电机的转速，提高电机的运行效率。

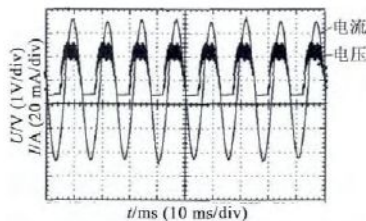


图 5 相电压与相电流的波形截图

当电机拖动额定负载时，所得相电流波形及其谐波分析如图 6 所示，此时相电流基本呈正弦波形状，其谐波含量不到 5%，与仿真结果基本一致。

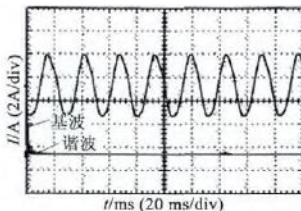


图 6 额定负载时相电流波形及谐波分析

## 4 结论

本文针对汽车引擎冷却风机的应用，实现了一种采用三个霍尔元件的永磁同步电动机正弦波控制的方法。通过采用同一时刻只有两相开关管导通的新型  $\omega$  调制方式，能明显减少开关器件的功率损耗，提高直流电压利用率。结合了方波控制与正弦波控制的优点。最后实验结果验证了此方案的可行性与可靠性，具有一定的使用价值。

## 参考文献

- [1] 王小荷. 电动冷却风扇在客车上的应用. 客车技术与研究, 2008(10): 10-12.
- [2] 毛维杰, 沈宝云. 汽车空调无刷直流风机的驱动与保护. 汽车电器, 2009(10): 10-12.
- [3] 苏世栋. 正弦波驱动下无刷直流电机机械特性研究. 微电机, 2009(10): 10-12.
- [4] 崔巍, 孙杰. 一种基于无位置传感器控制的汽车发动机冷却直流无刷风机系统. 微特电机, 2010(10): 10-12.
- [5] 房森林, 章跃进. 基于离散位置信号的永磁同步电动机空间矢量控制. 微特电机, 2011(10): 10-12.