

直流无刷电机无位置传感器控制中反电动势过零检测算法及其相位修正

上海大学 张相军 陈伯时 朱平平
上海新源变频电器有限公司 雷淮刚

摘要: 针对具有梯形反电动势波形的直流无刷电机无位置传感器的控制, 文章提出了一种软件实现的方法, 给出了算法, 并通过实验验证了这种方法的正确性和可行性。
关键词: 梯形反电动势 直流无刷电机 无位置传感器控制 软件实现

Zero-crossing Algorithm and Phase Correction of BEMF in the Sensorless Control of Trapezoidal BLDC Motors

Zhang Xiangjun Chen Boshi Zhu Pingping Lei Huaigang

Abstract: In this paper, a software method and an algorithm are put forward for the sensorless trapezoidal brushless DC motor. The experimental results show that the advanced method is correct and feasible.
Keywords: trapezoidal BEMF brushless DC motor sensorless control software-realize

1 引言

直流无刷电机实际上是一种永磁同步电机, 其转子采用永磁材料励磁, 体积小、重量轻、结构简单、维护方便、运行可靠, 且具有高效节能、易于控制等一系列优点, 已广泛应用于办公自动化设备、计算机外围设备、仪器仪表和家用电器等领域^[1]。无位置传感器控制技术的提出, 解决了传感器的难于安装和维修等一系列弊病, 在小容量、轻载起动条件下, 无位置传感器无刷直流电机成为一种理想的选择, 并具有广阔的发展前景。尤其在家电领域中得到了长足的发展。

具有梯形反电动势波形的无刷直流电动机转子位置检测方法可以分为两种类型, 一种是连续型位置检测, 另一种是离散型位置检测, 即只检测与换相有关的特殊点。连续型位置检测对电机转子位置估算相对准确, 一般用于伺服控制系统。但计算复杂, 不易于实现。而对于调速指标要求不高的系统(如变频空调控制系统), 多采用离散型位置检测方法。在这种方法中, 根据检测点的不同, 又可分为反电动势过零点检测和换相点检测 2 种方法。直接检测换相点的方法是通过将反电动势进行积分来计算换相点, 如图 1 所示。其检测原理为将端电压 V_{in} 分压, 经过耦合及滤波电路在 n 点

形成正弦波 V_n , 其相位滞后 V_{in} 90° (电角度), 再与参考电压 V_{ref} 比较后, 得到电机转子位置信号 V_o 。 V_o 的每一次跳变代表着相应的换相时刻的到来。检测电路结构简单, 控制上占用 CPU 时间少, 容易编程。但是, 一旦硬件检测电路确定下来, 其带宽也就确定下来。当电机调速范围比较宽时, V_{in} 与 V_n 的相位差不等于 90° (电角度), 使位置检测不准确。而且在低频段二者相位差小于 90° ; 高频段二者相位差大于 90° 。所以, 这种方法灵活性差, 不利于调整。

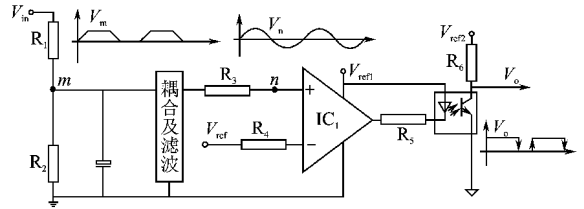


图 1 换相点检测电路原理图

反电动势过零检测法比积分法灵活、便利得多, 且计算简单, 易于实现。下面给出反电动势过零检测的软件实现方法。

2 反电动势过零检测算法及其软件实现

以具有梯形反电动势波形的三相直流无刷电

机为例, 设系统采用二二导通, 三相 6 状态的 PWM 调制方式, 桥臂下管恒通。如图 2 所示为无刷直流电机定子端一相等效电路及反电动势波形。其中 L 是相电感, R 是相电阻, E 是反电动势, V_n 是电机定子绕组中性点对地电压, V_a 、 V_b 、 V_c 是每相输出端对地电压。依图 2 建立的三相端电压平衡方程为

$$V_a = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + E_a + V_n \quad (1)$$

$$V_b = R i_b + L \frac{di_b}{dt} + E_b + V_n \quad (2)$$

$$V_c = R i_c + L \frac{di_c}{dt} + E_c + V_n \quad (3)$$

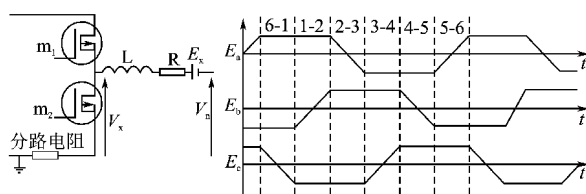


图 2 绕组等效电路及反电动势波形

由于采用的是二二导通方式, 所以在每一瞬间只有两相导通。设 A 相和 B 相导通, 且 $A+$ 、 $B-$ (即图 2 中的 6-1 扇区), 如图 3 所示。这时 A 、 B 两相电流大小相等, 方向相反, C 相电流为零, 则式 (3) 可简化为

$$V_c = E_c + V_n \quad (4)$$

$$\text{所以} \quad E_c = V_c - V_n \quad (5)$$

将式 (1) 和式 (2) 相加得中性点电压为

$$V_n = \frac{1}{2} (V_a + V_b) \quad (6)$$

再将式 (6) 代入式 (5) 得反电动势过零检测方程为

$$E_c = V_c - \frac{1}{2} (V_a + V_b) \quad (7)$$

相应地 A 相和 B 相反电动势过零检测方程为

$$E_a = V_a - \frac{1}{2} (V_c + V_b) \quad (8)$$

$$E_b = V_b - \frac{1}{2} (V_a + V_c) \quad (9)$$

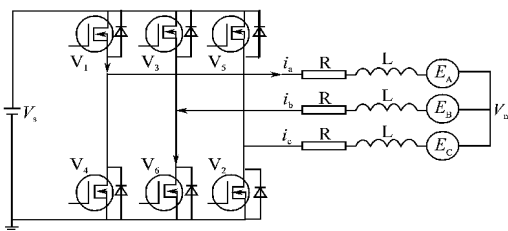


图 3 等效电路原理图

检测到反电动势过零后, 再延迟 30° 电角

度)即为换相点。这种方法简单、灵活。但实际应用中是将端电压分压, 并经阻容滤波后得到位置检测信号 (如图 4), 必然会产生相移, 使位置检测不准确, 这是其缺点。应用中必须进行适当的相位补偿。根据图 4, 很容易算出检测电路产生的相位移。以 u 相为例, 其中 v_i 为 u 相端电压, v_o 为积分输出, f 为反电动势运行频率, 则有

$$v_o/v_i = R_2 / (R_1 + R_2 + j2\pi f R_1 R_2 C_1) \quad (10)$$

相角位移

$$\alpha = \arctan \frac{2\pi f R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} \quad (11)$$

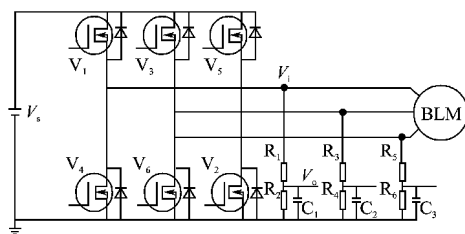


图 4 反电动势检测电路原理图

2.1 当 $0^\circ < \alpha < 30^\circ$ 时

如图 5a 所示, 此时反电动势过零点从 m 点移到 n 点, 检测到反电动势过零后, 相位延迟角 γ 应调整为 $\gamma = 30^\circ - \alpha$, 即再延迟 γ 角进行换相。

2.2 当 $30^\circ < \alpha < 60^\circ$ 时

如图 5b 所示, 此时检测电路中的反电动势过零点 m 已经移到换相点 n 点或其右侧, 这样就不能再检测 m 点来换相。为保证准确换相, 必须直接检测出换相点 n 点。从图中分析可知, 能够检测 n 点的区域为 δ , 在此区间内, 对原来的算法进行修正, 如图 5b 所示, 即让 e_b 等于零时为换相点 n_b 。下面推导修正后的算法。

假设直流无刷电动机的运行角频率为 ω , 则在 120° 导通区间内, 本相电枢反电动势大小为

$$e = k\omega \quad (k \text{ 为电机常数})$$

$$\text{又} \quad (\alpha - 30^\circ)/30^\circ = |p q| / (k\omega)$$

$$\text{所以} \quad |\Delta E_x| = |p q| = k [(\alpha/30^\circ) - 1] \omega \quad (12)$$

其中 ΔE_x 为反电动势修正偏移量, $x = a, b, c$, 故有

$$\Delta E_{a,b,c} = \begin{cases} k [(\alpha/30^\circ) - 1] \omega & \text{上升沿换相} \\ -k [(\alpha/30^\circ) - 1] \omega & \text{下降沿换相} \end{cases} \quad (13)$$

相应地式 (7)、式 (8)、式 (9) 修正为

$$E_c = V_c - \frac{1}{2} (V_a + V_b) + \Delta E_c \quad (14)$$

$$E_a = V_a - \frac{1}{2} (V_c + V_b) + \Delta E_a \quad (15)$$

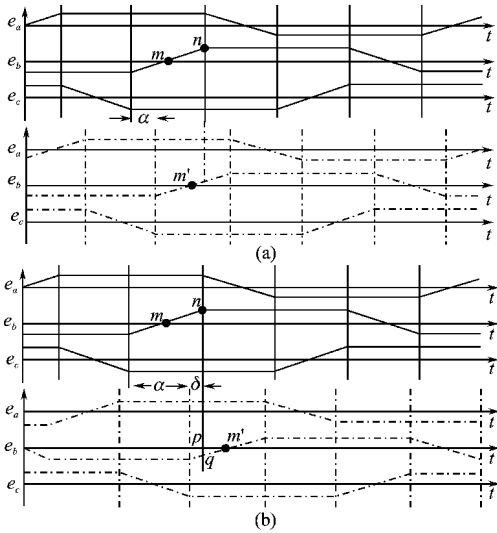


图 5 反电动势相位延迟原理图

$$E_b = V_b - \frac{1}{2} (V_a + V_c) + \Delta E_b \quad (16)$$

实际应用中合理地设计反电动势检测电路,使其相角位移在整个调速运行频率范围内不超过 60° 。根据位置检测很容易计算出电机当前运行角频率 ω 再利用 DSP 的快速功能实时计算出相移角 α 的大小,便能按式 (14)、式 (15)、式 (16) 计算换相点,进行正确换相。

3 实验结果

以日立全直流凉霸 SGZ20DB 2-N 型 1.3 kW 室外压缩机为实验对象,测得实验波形如图 6 所示。

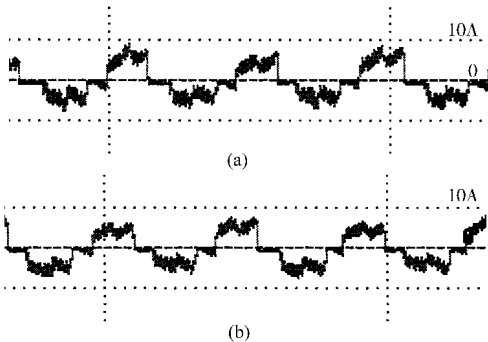


图 6 修正前后的相电流波形 ($f = 76 \text{ Hz}$)

(a) 修正前的相电流波形 (b) 修正后的相电流波形

图 6 为相角位移 $0^\circ < \alpha < 30^\circ$ 时的相电流波形。比较图 6a、图 6b 2 个波形可知,修正后电流波形的对称度及稳定性有了一定的改善。由于此时检测电路的相角位移很小,所以修正效果不是很明显。当电机运行频率上升后,位置检测电路的相位移变大,修正效果更加明显,如图 7 所示。由图 7a

可以看出,修正前电流冲击大,上下桥电流不对称,电机转矩脉动增大,降低了系统的可靠性,极易造成直流无刷电机失步,使系统因电机失步而不能正常运行。由图 7b 可知,修正后电流冲击明显减小,而且波形的对称度及稳定性也有了很大程度的改善,降低了电机转矩脉动,提高了系统的可靠性。

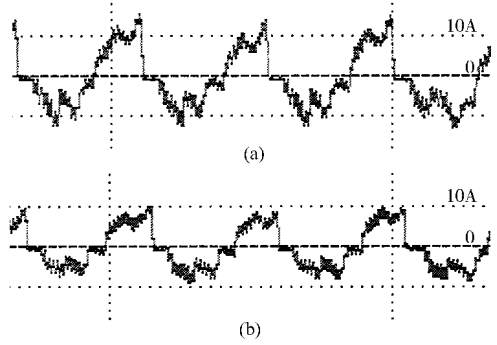


图 7 修正前后的相电流波形 ($f = 100 \text{ Hz}$)

(a) 修正前的相电流波形 (b) 修正后的相电流波形

4 结论

研究表明,利用软件的方法能够很好地实现直流无刷电动机无机械位置传感器的控制,算法简单、灵活,尤其对由位置检测电路造成的相位滞后能够进行实时修正,极大地提高了系统的稳定性和可靠性。同时,软件控制方法所需检测电路简单,硬件投资少,降低了设计成本,不但能提高系统的可靠性,而且使产品更具市场竞争能力。理论分析和实验结果表明,用软件方法实现直流无刷电动机无机械位置的控制在可行的,而且具有一定的理论研究价值和实际应用价值。

参考文献

- 1 张琛编著. 直流无刷电动机原理及应用. 机械工业出版社. 1996
- 2 Chang Gyun Kim, Joong Hui Lee A Commutation Torque Minimization Method for Brushless DC Motors with Trapezoidal Electromotive Force ICPE'98, 1998, 1: 476~ 481
- 3 Kwang Woon Lee Jung Bae park Current Control Algorithm to Reduce Torque Ripple in Brushless DC Motors ICPE'98, 1998, 1: 380~ 385
- 4 姚立真编著. PSPICE 仿真原理及应用. 电子工业出版社. 1994

收稿日期: 1999-12-02