

无刷直流电机位置检测电路的优化问题

陈超 黄建 刑伟 梁金义

(北京航空航天大学自动化科学与电气工程学院 北京 100191)

摘要: 无刷直流电机无位置传感器需要精确检测电机的转子位置,控制供电电压换相,从而保证电机的正常运行。位置检测电路由低通滤波器和相位补偿电路组成。从电机的转速适应性和稳定性两方面分析了位置检测电路的设计要求,确定元器件参数的取值范围。针对转速适应性,主要分析了位置检测电路的滤波能力和波形失真情况。对于稳定性问题,根据电路输出参数的灵敏度变化趋势,选择合适的元件参数范围,使得电路参数对输出的影响最小,从而保证了电机的稳定运行。

关键词: 无刷直流电机;位置检测电路;适应性;稳定性

中图分类号: TP202 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Optimization problem for position detection circuit of Brushless DC motor

Chen Chao Huang Jian Xing Wei Liang Jinyi

(School of Automatic Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: Brushless DC Motor without position sensor needs to accurately detect of rotor position, and to control the voltage commutation which ensuring the normal operation of the motor. The position-detecting circuit consists of low-passing filter and phase-compensating circuit. The paper from two aspects of the adaptability and stability of speed analysis the designing requirements of position-detecting circuit, and determine the scope of the components parameters. According to the adaptability of speed, this paper mainly analysis the filtering capacity of position-detecting circuit and distortion of waveform. For the problems of stability, according to the changing trend of the sensitive of circuit output parameters, choosing the appropriate element parameters that makes minimal effect of circuit parameters to ensure the stable operation of the motor.

Keywords: brushless DC; motor position-detecting circuit; adaptability; stability

1 引言

对于无刷直流电机,由于位置传感器的种种弊端,航空多采用无位置传感器控制无刷直流电机的换向,通过对电动机电气信号的检测和处理来获得转子的位置信号^[1]。在各种无位置传感器控制方法中,反电势法是目前技术最成熟,应用最广泛的一种位置检测方法^[2]。该方法将检测获得的反电势过零点信号延迟 30° 电角度,得到6个离散的转子位置信号,为逻辑开关电路提供正确的换相信息,进而实现无刷直流电机的无位置传感器控制^[3-4]。低通滤波器可以对反电势过零点信号进行相位延迟,另外添加相位补偿电路,使得电机在宽调速的工作范围内,反电势过

零点信号延迟保持在 30° 电角度附近^[5-6]。

主要从元件灵敏度方面分析了低通滤波器和相位补偿电路构成的位置检测电路的稳定性问题,另外给出位置检测电路对电机工作转速的适应性分析,定性计算出电路中 R 、 C 的理论范围。

2 无位置传感器工作原理

基于硬件相位补偿的无位置传感器无刷直流电机驱动系统主要包括逆变器、低通滤波电路、相位补偿电路和译码控制电路^[7],如图1所示。

收稿日期:2015-01

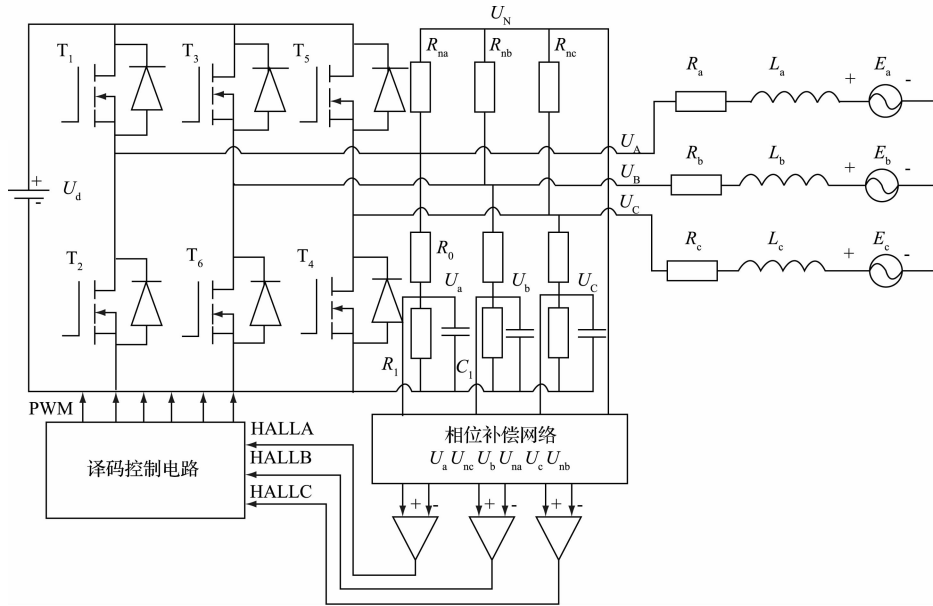


图1 基于相位补偿的无位置传感器无刷直流电机驱动系统

电机端电压 U_A 、 U_B 、 U_C 经过降压和低通滤波器后得到电压 U_a 、 U_b 、 U_c ，然后经过补偿电路和比较器，得到估计的3路霍尔信号，译码控制网络根据估计的霍尔信号进行电子换相。

无刷直流电机三相端电压为梯形波，互差 120° ，对3相端电压进行傅里叶分解得：

$$U_A = \frac{1}{2}U_d(1 + \frac{12}{\pi^2}\sin\theta + \dots) \quad (1)$$

$$U_B = \frac{1}{2}U_d(1 + \frac{12}{\pi^2}\sin(\theta - 120) + \dots) \quad (2)$$

$$U_C = \frac{1}{2}U_d(1 + \frac{12}{\pi^2}\sin(\theta - 240) + \dots) \quad (3)$$

式中： U_A 、 U_B 、 U_C 分别为三相端电压， U_d 为直流母线电压， θ 为A相端电压相位角。由于3次及以上谐波分量所占的分量较小，因此可以忽略，只对基波分量进行分析。

图中，低通滤波器的传递函数为：

$$H_1(s) = \frac{R_1}{sC_1R_0R_1 + R_0 + R_1} \quad (4)$$

因此滤波器相移角为：

$$L_1 = \arctan[\omega C_1 R_0 R_1 / (R_0 + R_1)] \quad (5)$$

幅值衰减为：

$$K_1 = \frac{R_1}{\sqrt{(R_0 + R_1)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2}} \quad (6)$$

从式(5)可知，低通滤波器的相移角与转速有关，转速越大，相移角越大。因此，需要对低通滤波器的相移角进行相位补偿，使得反电势过零点延迟角保持在 30° 左右。

传统的端电压检测方法一般采用软件对位置检测电

路的相移角进行相位补偿^[8]，而该文所采用的无位置传感器无刷直流电机驱动系统则通过硬件结构进行补偿，其具有结构简单，响应速度快的优点。

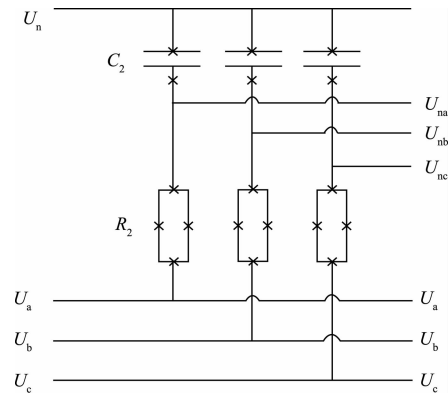


图2 硬件相位补偿网络

硬件相位补偿电路如图2所示， R_2 、 C_2 构成一个阻容滤波网络，中点电压 U_n 分别与 U_a 、 U_b 、 U_c 通过阻容滤波网络耦合产生 U_{na} 、 U_{nb} 、 U_{nc} ，得到的波形再分别与 U_b 、 U_c 、 U_a 进行比较，产生3路估计的霍尔信号。

三相端电压 U_A 、 U_B 、 U_C 经过阻容滤波电路后输出 U_a 、 U_b 、 U_c ，选取A相作分析：

$$U_a = \frac{1}{2}U_d(\frac{R_1}{R_0 + R_1} + K \frac{12}{\pi^2}\sin(\theta - \tau)) \quad (7)$$

同理，

$$U_b = \frac{1}{2}U_d(\frac{R_1}{R_0 + R_1} + K \frac{12}{\pi^2}\sin(\theta - 120 - \tau)) \quad (8)$$

$$U_c = \frac{1}{2}U_d \left(\frac{R_1}{R_0 + R_1} + K \frac{12}{\pi} \sin(\theta - 240 - \tau) \right) \quad (9)$$

三相中点电压:

$$U_n = \frac{1}{2}U_d \frac{R_1}{R_0 + R_1} \quad (10)$$

R_2 、 C_2 构成一个低通滤波电路,其传递函数为:

$$H_2(S) = \frac{sR_2C_2}{sR_2C_2 + 1} \quad (11)$$

因此相移角为:

$$\tau_2 = \arctan \left[\frac{1}{\omega R_2 C_2} \right] \quad (12)$$

幅值衰减为:

$$K_2 = \frac{\omega R_2 C_2}{\sqrt{1 + (\omega R_2 C_2)^2}} \quad (13)$$

因此

$$U_{nc} = \frac{1}{2}U_d \left(\frac{R_1}{R_0 + R_1} + K_1 K_2 \frac{12}{\pi} \right) \sin(\theta - 240 - \tau_1 - \tau_2) \quad (14)$$

为了求出比较器跳变时刻,令 $U_{nc} = U_a$, 则可以得到跳变时刻对应的 A 相端电压相位角为:

$$\theta = \tau_1 - \varphi \quad (15)$$

式中: τ_1 是低通滤波器产生的相位角滞后, φ 是相位补偿网络产生的超前角度。其中:

$$\varphi = \arctan \left(\frac{\sin(240 + \tau_2)}{\cos(240 + \tau_2) - \frac{1}{k_2}} \right) \quad (16)$$

根据式(15)可以求出比较器跳变时刻对应的 A 相端电压相角,即滞后 A 相反电势过零的相角。

对低通滤波器加入相位补偿网络后,经过检测电路得到的比较信号无需软件延时和补偿,相位滞后角度能够保持在 30° 左右,受转速的影响比较小,可以按照实际霍尔信号进行电子换向。

3 位置检测电路对电机转速的适应性分析

无刷直流电机需要工作在一个宽转速的范围内,电机通过 PWM 控制逆变器,改变输入电压大小,从而控制电机转速。当电机转速发生变化时,端电压的频率相应的发生变化,从而直接影响了位置检测电路中低通滤波器的滤波效果^[9]。因此,当电机工作在很宽的转速范围内时,为了保证低通滤波器的滤波效果,需要确定滤波器中 R 、 C 的取值范围。

位置检测电路由低通滤波器和相位补偿网络组成。

在对电机位置进行检测的过程中,从低通滤波器出来的电压需要与相位补偿网络出来的电压进行比较^[10]。为保证位置检测的准确性,需要对低通滤波器出来的信号进行严格控制,因此分析位置检测电路的滤波能力就是分析低通滤波器的滤波能力。

3.1 低通滤波器电路 R 、 C 取值范围

假设电机的工作转速范围为 $n_1 \sim n_2$, 根据 $n = \frac{60f}{p}$,

工作频率范围 $(f_1, f_2) = (\frac{pn_1}{60}, \frac{pn_2}{60})$, 又假设 PWM 信号频率为 f_3 。低通滤波器的幅值衰减为:

$$K_1 = \frac{R_1}{\sqrt{(R_0 + R_1)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2}} \quad (17)$$

令 $K_1 = \frac{\sqrt{2}}{2}$, 可得滤波器的截止频率为:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{R_0^2 C_1^2} - \frac{2}{R_0 R_1 C_1^2} - \frac{1}{R_1^2 C_1^2}} \quad (18)$$

设工作频率为 f_0 , 为使波形输出不失真,截止频率应该符合 $\omega \geq 10f_0$, 而 $f_1 \leq f_0 \leq f_2$, 为了保证滤波器在电机工作转速范围内,波形输出不失真,即具有转速适应性,则:

$$\omega \geq 10f_2 = \frac{pn_2}{60} \quad (19)$$

另外, PWM 信号产生的谐波对基波信号有一定干扰,为了把 PWM 产生的谐波信号全部滤掉,需要保证滤波器能够滤掉频率为 $\frac{f_3}{10}$ 的谐波信号,即:

$$\omega \leq \frac{f_3}{10} \quad (20)$$

因此有:

$$\frac{pn_2}{60} \leq \omega \leq \frac{f_3}{10} \quad (21)$$

即:

$$\frac{pn_2}{60} \leq \sqrt{\frac{2}{R_0^2 C_1^2} - \frac{2}{R_0 R_1 C_1^2} - \frac{1}{R_1^2 C_1^2}} \leq \frac{f_3}{10} \quad (22)$$

因此,在电机工作转速范围内,只要低通滤波器中 R_0 、 R_1 、 C_1 符合式(22),就能保证低通滤波器能够起到很好的滤波效果,并且能够保证基波波形不失真,即电机具有很好的转速适应性。

3.2 低通滤波器仿真建模分析

通过 MATLAB/Simulink,搭建低通滤波器结构如图3所示。

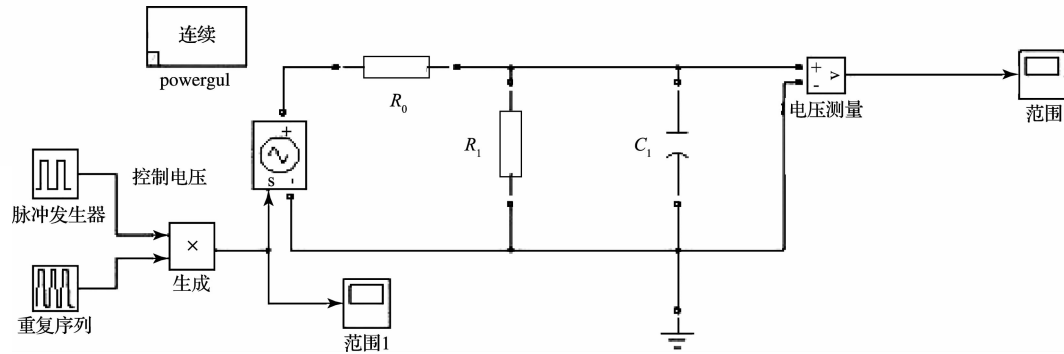


图3 低通滤波器 Simulink 仿真

电机工作转速范围取为 $(n_1, n_2) = (300, 3\ 000)$, 根据公式 $n = \frac{60f}{p}$, 可知基波频率范围 $(10, 100)$ Hz, 根据转速适应性要求, 给低通滤波器加载频率为 100 Hz、幅值为 150 V 的梯形基波, 另外加载频率为 15 kHz、幅值为 1 V 的方波信号来模拟 PWM 谐波信号, 根据式(22)可得:

$$1 \times 10^6 \leq \sqrt{\frac{1}{R_0^2 C_2^2} - \frac{2}{R_0 R_2 C_1^2} - \frac{1}{R_1^2 C_1^2}} \leq 2.25 \times 10^6 \quad (23)$$

假定 $R_1 = 3, R_0 = 300 \Omega$, 可得:

$$3.14 \mu\text{F} \leq C_1 \leq 4.71 \mu\text{F} \quad (24)$$

C_1 分别取 3.5 μF 、4 μF 、4.5 μF , 观察滤波器滤波情况。

1) 当 $R_1 = 3 R_0 = 300 \Omega, C_2 = 3.5 \mu\text{F}$ 时, 滤波后波形如图 4 所示。

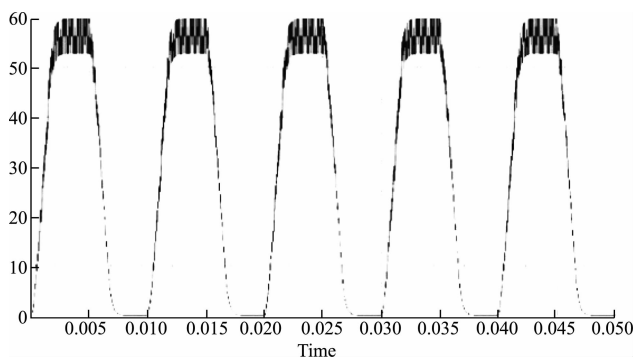


图4 $C_1 = 3.5 \mu\text{F}$ 时低通滤波器滤波效果

通过观察图 4 可知, 端电压基波幅值约为 56.2 V, PWM 谐波幅值约为 3.6 V, 2 个波形的频率保持不变。

2) 当 $R_1 = 3 R_0 = 300 \Omega, C_1 = 4 \mu\text{F}$ 时, 滤波后波形如图 5 所示。

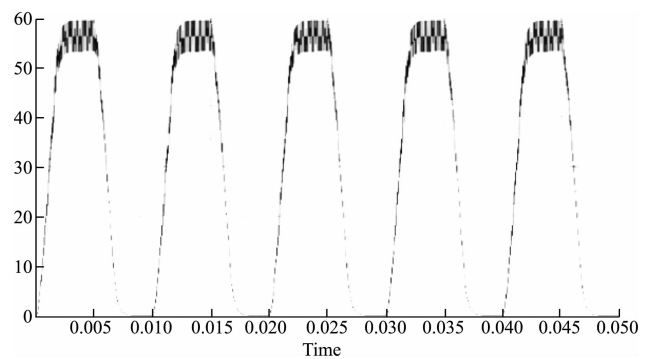


图5 $C_1 = 4 \mu\text{F}$ 时低通滤波器滤波效果

观察图 5 可知, 端电压基波幅值约为 56.2 V, PWM 谐波幅值约为 3.1 V, 频率未发生变化。

3) 当 $R_1 = 3 R_0 = 300 \Omega, C_1 = 4.5 \mu\text{F}$ 时, 滤波后波形如图 6 所示。

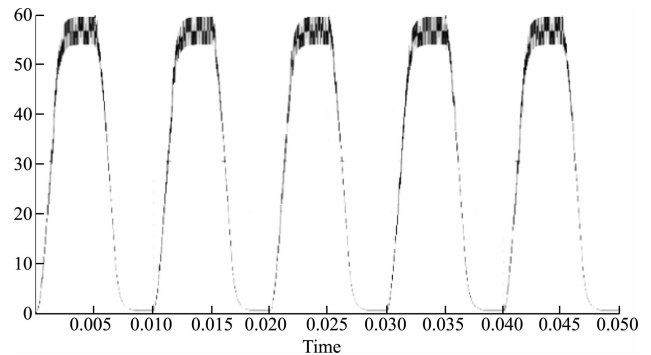


图6 $C_1 = 4.5 \mu\text{F}$ 时低通滤波器滤波效果

观察图 6 可知, 端电压基波幅值约为 56.2 V, PWM 谐波幅值约为 2.8 V, 频率未发生变化。

定性分析可知,式(22)的边界值是通过保证基波波形不失真和 PWM 谐波滤波情况确定的,因此式(22)的数值在区间 $[\frac{pn_2}{60}, \frac{f_3}{10}]$ 内越靠近左边界, PWM 谐波的滤波效果越好,但波形的失真情况会越来越严重;相反,式(22)的数值越靠近右边界,波形的失真情况会变好,但 PWM 谐波的滤波效果会越来越差。

观察 Simulink 仿真分析结果发现,随着电容 C_1 的不断增大,式(22)的数值逐渐减小, PWM 谐波信号幅值也跟着逐渐减小,即 PWM 滤波效果越来越好;但基波幅值未发生明显变化,即基波波形失真情况变化不明显。这是由于 R_0 、 R_1 、 C_1 在式(22)所确定的范围内变化时,波形失真度已经很小,滤波电路对基波波形的影响也很小,因此基波波形失真不会有明显变化。因此,仿真分析和理论分析的结果基本相符。

4 位置检测电路的稳定性分析

一些网络,特别是滤波器,某些元件参数在不同的区间内变化时,对整个系统的输出结果会产生不同的影响,这就涉及灵敏度问题。

4.1 灵敏度定义

所谓灵敏度,是指元件参数的变化对网络输出影响的程度,设 T 是网络的任一函数(如节点电压、支路电流等), X 是电路网络中某些元件的参数(如电导、阻抗等),则“灵敏度”定义为^[11]:

$$S_{XT} = \frac{\partial T}{\partial X} \quad (25)$$

4.2 灵敏度计算

低通滤波器和相位补偿电路共同构成位置检测电路,其传递函数为:

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) = \frac{sR_1R_2C_2}{(sC_1R_0R_1 + R_0 + R_1)(sR_2R_2 + 1)} \quad (26)$$

位置检测电路相移角为:

$$\tau = \tau_1 \cdot \tau_2 = \arctan \frac{\omega C_1 R_0 R_1}{R_0 + R_1} + \arctan \frac{1}{\omega R_2 C_2} \quad (27)$$

幅值衰减为:

$$K = K_1 \cdot K_2 = \frac{\omega R_1 R_2 C_2}{\sqrt{[(R_0 + R_1)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2][1 + (\omega R_2 C_2)^2]}} \quad (28)$$

分析上式,主要元件参数为 R_0 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 ,可根据元件灵敏度公式,分析相移角和幅值衰减相对于以上主要

参数的灵敏度变化。

1) 相移角的灵敏度分析

根据灵敏度公式,相移角对电阻 R_0 的灵敏度:

$$\frac{\partial \tau}{\partial R_0} = \frac{\omega C_1 R_1^2}{(R_0 + R_1) + (\omega C_1 R_0 R_1)^2} \quad (29)$$

相移角对电阻 R_1 的灵敏度:

$$\frac{\partial \tau}{\partial R_1} = \frac{\omega C_1 R_1^2}{(R_0 + R_1)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2} \quad (30)$$

相移角对电阻 R_2 的灵敏度:

$$\frac{\partial \tau}{\partial R_2} = \frac{\omega C_2}{(\omega C_2 R_0 R_2)^2 + 1} \quad (31)$$

相移角对电阻 C_1 的灵敏度:

$$\frac{\partial \tau}{\partial C_1} = \frac{\omega R_0 R_1 (R_0 + R_1)}{(R_0 + R_1)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2} \quad (32)$$

相移角对电阻 C_2 的灵敏度:

$$\frac{\partial \tau}{\partial C_2} = \frac{\omega R_2}{(\omega C_2 R_2)^2 + 1} \quad (33)$$

2) 幅值衰减的灵敏度分析

幅值衰减对电阻 R_0 的灵敏度:

$$\frac{\partial K}{\partial R_0} = \frac{\omega R_0 R_1 R_2 C_2 + \omega R_1^2 R_2 C_2 + \omega^3 C_1^2 C_2 R_1^3 R_2 R_0}{[(R_0 + R_2)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2]^{1.5} \sqrt{(\omega C_2 R_2)^2 + 1}} \quad (34)$$

幅值衰减对电阻 R_1 的灵敏度:

$$\frac{\partial K}{\partial R_1} = \frac{\omega R_0 R_1 R_2 C_2 + \omega R_2^2 R_2 C_2}{[(R_0 + R_2)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2]^2 \sqrt{(\omega C_2 R_2)^2 + 1}} \quad (35)$$

幅值衰减对电阻 R_2 的灵敏度:

$$\frac{\partial K}{\partial R_2} = \frac{\omega R_0 R_1 R_2 C_2 + \omega R_2^2 R_2 C_2}{\sqrt{(R_0 + R_1)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2} [(\omega C_2 R_2)^2 + 1]^{1.5}} \quad (36)$$

幅值衰减对电阻 C_1 的灵敏度:

$$\frac{\partial K}{\partial C_1} = \frac{\omega^3 R_0^2 R_1^3 R_2 C_1 C_2}{[(R_0 + R_1)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2]^{1.5} \sqrt{(\omega C_2 R_2)^2 + 1}} \quad (37)$$

幅值衰减对电阻 C_2 的灵敏度:

$$\frac{\partial K}{\partial C_2} = \frac{\omega R_1 R_2}{\sqrt{(R_0 + R_1)^2 + (\omega C_1 R_0 R_1)^2} [(\omega C_2 R_2)^2 + 1]^{1.5}} \quad (38)$$

利用上面的公式,元件参数 R_0 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 分别取合适的值,利用 MATLAB 作图,观察灵敏度相对于元件参数的变化情况如图 7 和 8 所示。

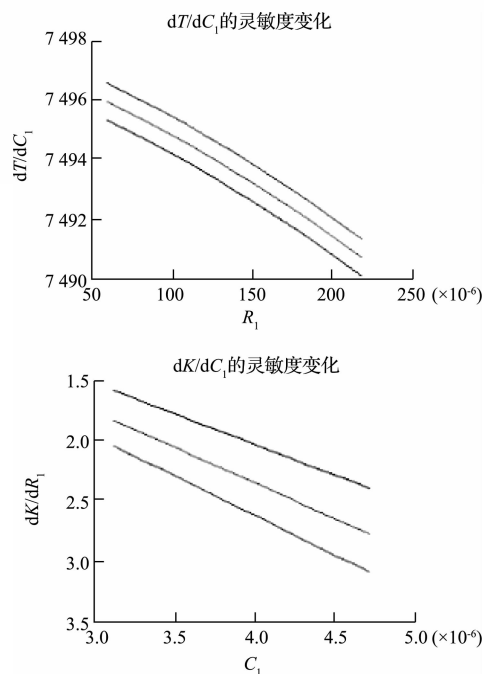
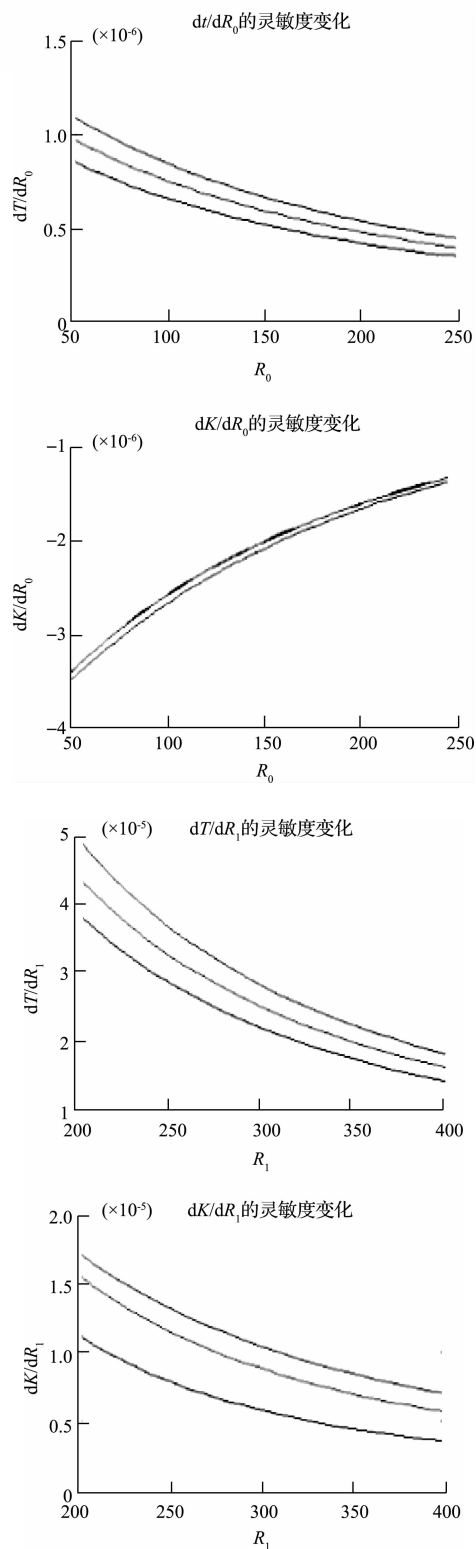
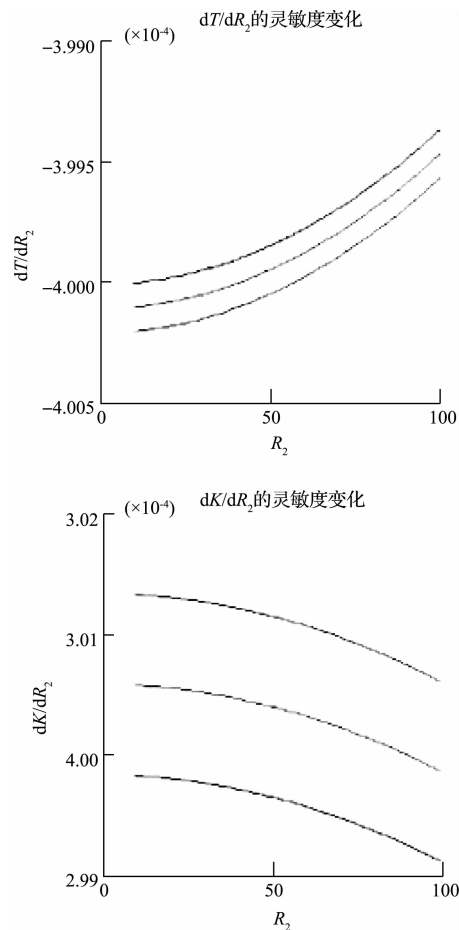


图 7 低通滤波器元件灵敏度随着元件变化趋势



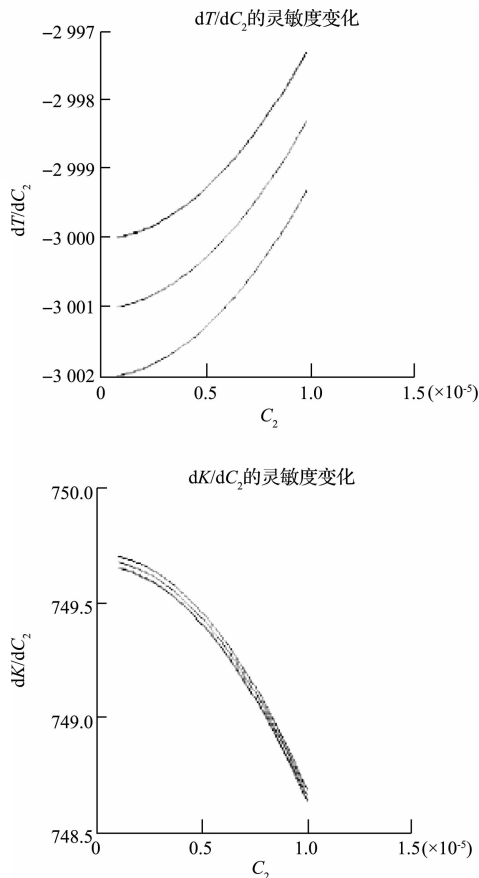


图8 相位补偿电路元件灵敏度随着元件变化趋势

观察图7、8,大部分元件的灵敏度的绝对值随着元件参数的增大而减小,只有 $|\frac{\partial K}{\partial C_1}|$ 随着 C_1 的增大而增大。

因此对于元件参数 R_0 、 R_1 、 R_2 、 C_2 ,应在取值允许的范围内,尽量取大值,使相应的灵敏度尽量变小,这样才能保证,在元件参数发生一定变化时,对整个系统的输出影响最小。

对于元件参数 C_1 , $|\frac{\partial \tau}{\partial C_1}|$ 和 $|\frac{\partial K}{\partial C_1}|$ 的变化趋势正好相反,因此对于元件 C_1 的取值,需要根据整个系统对于 τ 和 K 的稳定性要求,选择合适的数值。

5 结 论

针对无刷直流电机位置检测电路的优化问题,从电机转速的适应性和电路的稳定性两方面,分析了位置检测电路中 R 、 C 的取值范围。在电机的转速适应性方面,根据电机的工作转速要求,给出了电机的电压信号频率范围,在保证位置检测电路滤波能力和波形不失真的情况下,确定

了 R 、 C 的初步取值范围;在电路稳定性方面,理论上计算出了检测电路中主要输出参数相对于 R 、 C 的灵敏度,然后利用MATLAB绘制灵敏度随着 R 、 C 的变化趋势,为保证电路稳定,取灵敏度较小值对应的 R 、 C 范围。结合转速适应性和电路稳定性两方面得到的 R 、 C 范围,确定了 R 、 C 的综合取值范围。

参 考 文 献

- [1] 史婷娜,吴曙光,方攸同,等. 无位置传感器永磁无刷直流电机的起动控制研究[J]. 电机与控制学报, 2009, 6(1): 30-32.
- [2] 杨龙,朱俊杰,王亮军,等. 无位置传感器 BLDCM 换相转矩脉动抑制的研究[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(6): 1285-1292.
- [3] 沈建新,陈永校. 永磁无刷直流电动机基于反电动势的无位置传感器控制技术综述[J]. 微特电机, 2006, 14(6): 36-40.
- [4] 朱霄波,苑伟政,任森. 无刷直流电机反电势过零检测新方法[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(2): 441-447.
- [5] 林潇,潘双夏,胡晓杭. 一种无位置传感器 BLDC 零启动的纯硬件实现方法[J]. 浙江大学学报, 2008, 42(9): 1591-1596.
- [6] 卢娜. 基于自适应滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[D]. 天津:天津大学, 2008.
- [7] 王大方,祝雅琦,金毅,等. 一种新颖的无刷直流电机位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 139-140.
- [8] 吴小婧,周波,宋飞. 基于端电压对称的无位置传感器无刷直流电机位置信号相位校正[J]. 电工技术学报, 2009, 24(4): 54-59.
- [9] 朱霄波,苑伟政,任森. 一种电容式传感器数字化通用检测接口设计[J]. 国外电子测量技术, 2013, 32(1): 63-64.
- [10] 李自成,周智伟,曾丽. 基于硬件滤波电路的无刷直流电机转子位置辨识[J]. 计算技术与自动化, 2014, 33(1): 46-49.
- [11] 周龙甫,师奕兵,赵福胜,等. 基于电压灵敏度的模拟电路节点选择策略[J]. 中国测试, 2011, 37(2): 13-16.

作 者 简 介

陈超, 1983 年出生, 工学硕士, 主要研究方向为电机与电气。

E-mail: 82877466@qq.com