

基准平台的控制电路和系统的模拟机仿真

郑 耀 林

(精密机械工程系)

摘 要

本文对重力仪平台中间跟踪系统采用双极性脉宽调制(PWM)电路的优点、原理和设计要点作了论述,并导出有关特性的模型。在此基础上,对该系统按力矩跟踪系统方案在模拟计算机上进行了仿真,得出最佳的动态性能指标。

一、概 述

海洋重力仪陀螺稳定平台中的基准平台跟踪系统是采用直流力矩马达SYL-1.5作为执行机构的,其特点已在文〔1〕中叙述。它的任务不是带动被控的内、外常平架连续旋转,而是根据外干扰力矩的大小和方向,产生与之平衡的力矩,以使平台稳定在水平面上。因此,力矩马达经常是处于低慢速、甚至于堵转状态下工作的。

对力矩马达的控制,是基准平台的主要任务之一。目前常用的方法有多种,比如线性放大器、可控硅触发装置和脉宽调制PWM(Pulse Width Modulated)等电路。相比之下,PWM电路具有一系列的优点。例如,PWM电路利用晶体管的开关工作状态,管耗小,效率高;当系统的误差信号为零时(平衡位置),力矩马达处于微振状态,利于克服静摩擦,提高了系统的快速性,并且由于微振频率远高于系统带宽,为系统所滤除,不影响系统的稳定性;此外,力矩马达的电枢电感可对矩形波的交变谐波分量起平滑作用,使马达的输出力矩波动小。鉴于上述优点和基准平台的高精度、高性能要求,采用了PWM电路方案。

二、系统控制电路及双极性PWM原理

基准平台的内、外常平架控制电路如图1所示。它由陀螺球内的角度传感器、前置比例放大器、开关式半波相敏检波器、CRC型滤波器、校正装置(串联校正)、PWM功率放大器、直流力矩马达及内、外常平架组成。为使内、外常平架构成水平面,基准平台具有形式相同、参数略有差异的两套控制线路。

本文1988年1月23日收到。

PWM功率放大器由三角波发生器、施密特幅度甄别器（作比较器用）、逻辑延时电路和桥式开关功率放大器构成（图1）。

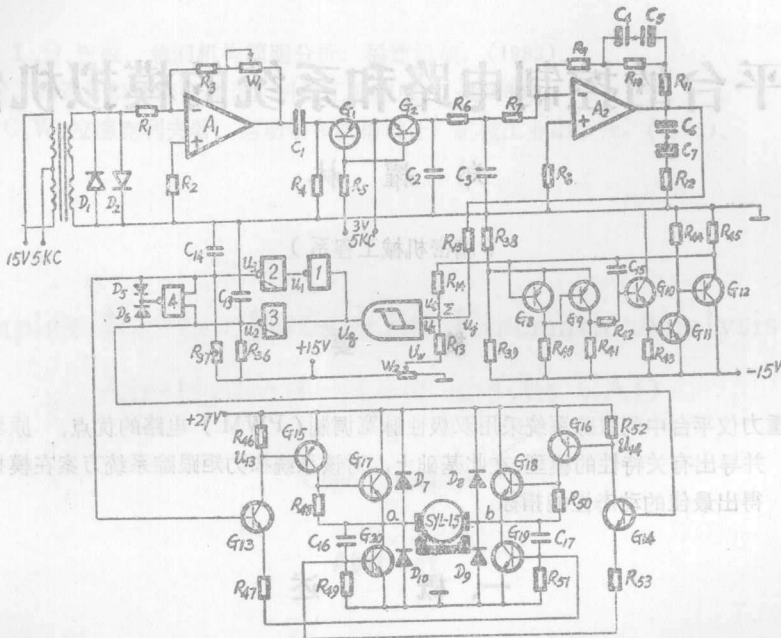


图1 基准平台控制电路（单轴）

三角波发生器：由三极管 G_8 、 G_9 构成的施密特触发器和 G_{10} 、 G_{11} 、 G_{12} 构成的米勒积分器两部分组成。该电路的充放电时间常数近似为 $\tau = R_{42}C_{15}$ ，三角波频率近似为 $f_t = 1/2\tau$ 。改变 R_{42} 和 C_{15} 可调 f_t ，调整 R_{44} 可调三角波的对称性。本系统设计取 $f_t = 800\text{Hz}$ ，三角波峰值 $u_{tp} = 6\text{V}$ 。

双极性PWM电路（图1）：三角波电压 u_t 、误差信号 u_j （慢变）和电位器 W_2 的调零信号 U_w 三者在此点迭加。在 $u_j = 0$ 时，调节 W_3 可使施密特比较器输出的矩形波 u_q 对称（见图2a）。同时，由于 f_t 远高于 u_j 的变化频率（给定摇摆周期为7—10s^[1]），故在三角波的一个周期 $T_t = 1/f_t$ 内，可认为 u_j 恒定不变。

当 $u_j = 0$ 时，三角波由零位（平衡位置）向上上升， u_q 为高电平，送入逻辑延时电路。门2和门3为OC门（集电极开路与非门）。它们的输出端（门内开路的集电极）分别经电阻 $R_{36} = R_{37} = 1\text{k}\Omega$ 接至+15V，经电容 $C_{13} = C_{14} = 0.1\mu\text{f}$ 接地。此时门2内的输出管截止，+15V经 R_{37} 向 C_{14} 充电，经 $\Delta t = R_{36}C_{13} = R_{37}C_{14} = 100\mu\text{s}$ 后，使桥式开关功放的 G_{13} 、 G_{15} 均饱和导通，并导致桥臂功率管 G_{17} 、 G_{19} 亦饱和导通，电流经+27V→ G_{17} →电枢→ G_{19} →地形成回路，设此时马达为正转，电枢电压为 u_a （图2）。与此同时， u_q 使门3内输出管导通， C_{13} 经该管放电（设 C_{13} 原已充电）。因门内输出管c—e间的饱和导通电阻 r_{ce} 比 R_{36} 小得多，故放电时间很短，可认为门3立即输出低电平（图2a的 u_3 ），它使 G_{14} 、 G_{16} 截止，从而桥臂管 G_{18} 、 G_{20} 也截止。

当 u_t 由最高点下降至零位线下，施密特比较器翻转， u_q 为低电平，之后的过程与上述相

反, 马达反转。电枢电压波形 U_{ab} 如图2(a)所示, 它是上、下对称的矩形波, 宽度分别为 t_1 和 t_2 , 周期与三角波 U_{Δ} 相同。在一个 T 内, 电枢电压平均值为零, 此时马达处于微振工作状态。

当 u_i 为正负的变化信号时, 在一个周期 T 内, 由于电枢电压 u_{ab} 上、下半波宽度不等 ($t_1 > t_2$ 或 $t_1 < t_2$), 平均后, 使电枢得到一直流电压, 马达正转 (或反转) 以跟踪 u_i 的变化, 平衡外扰力矩。 $u_i > 0$ (或 $u_i < 0$) 时, PWM 电路各点波形变化如图2的 (b) 和 (c) 所示。

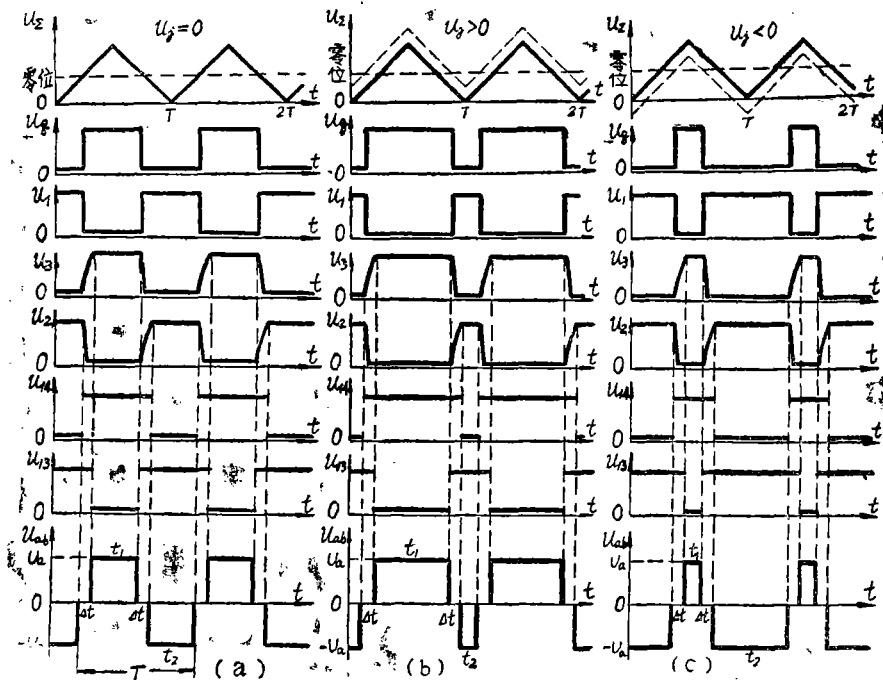


图2 PWM电路各点波形图

延迟时间 Δt 的考虑: 由于大功率晶体管 (3DD 系列, 电路采用 3DD6C) 从饱和导通到截止约需 $18\mu s$, 从截止到饱和导通约 $6\mu s$ ^[6], 因此, 桥臂四个大功率管在工作时, 只有在其中两个管 (G_{17} 、 G_{19} 或 G_{18} 、 G_{20}) 可靠截止后, 另两臂管子 (G_{18} 、 G_{20} 或 G_{17} 、 G_{19}) 才能进入饱和导通状态。否则, 将造成桥臂直通, 使电源 $+27V$ 短路并烧毁管子。为此, 加入逻辑延时电路。经计算和实际调整, $\Delta t = 100\mu s$, 就可使系统可靠正常地工作。二极管 D_7 — D_{10} 系在 Δt 期间的续流二极管, 只要 f_i 足够高, 马达电枢中的电流将是连续的。

在逻辑延时电路中, 还加入全 “1” 保护电路, 它由与非门 4 和二极管 D_5 、 D_6 构成。一旦发生 u_2 、 u_3 全为高电平时, 门 4 输出为低电平, u_2 、 u_3 经 D_6 、 D_5 及门 4 内电路到地形成回路, G_{13} 、 G_{14} 基极同时为低电位, 桥臂四个功率管均截止, 避免发生直通现象, 保护了功率管。

三、特性分析

1. PWM功率放大器的输出电压

设 $u_j > 0$, 并忽略 Δt , 则PWM放大器加于力矩马达电枢两端的电压波形 u_{ab} 如图3所示. 由于 $f_t \gg f_i$, 在一个周期 T 内, 认为 u_j 恒定不变. 由图3可见, 放大器输出电压 u_{ab} (也就是电枢两端电压) 为:

$$u_{ab} = \begin{cases} +U_a, & 0 \leq t \leq t_1, \\ -U_a, & t_1 \leq t \leq T, \end{cases}$$

式中, U_a 为电源电压 U_s 减去两功率管饱和压降 U_{ces} , $U_a = U_s - 2U_{ces}$; u_{ab} 为正负不对称的矩形波, 可用傅里叶级数来表达:

$$u_{ab} = u_d = u_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} u_{dn} \cos(n\omega t + \varphi_n).$$

令 $\sigma = t_1/T$ 为占空系数, $\rho = U_j/U_{jmax} = U_j/U_{jp}$ 为脉宽系数, 且 $-1 \leq \rho \leq 1$, $\sigma = \frac{1}{2}(1 + \rho)$, 则

$$U_{d0} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} U_a dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^T (-U_a) dt = \left(\frac{2t_1}{T} - 1 \right) U_a = (2\sigma - 1) U_a = \rho U_a,$$

同时可求得

$$U_{dn} = \frac{4U_a}{n\pi} \sin n\pi\sigma = \frac{4U_a}{n\pi} \sin \frac{1+\rho}{2} n\pi,$$

$$\varphi_n = -n\pi\sigma = -\frac{(1+\rho)}{2} n\pi,$$

所以,

$$u_d = \rho U_a + \frac{4U_a}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{(1+\rho)}{2} n\pi \cos \left[2n\pi f_t t - \frac{(1+\rho)}{2} n\pi \right].$$

(i) 当 $u_j = 0$, $\rho = 0$, $\sigma = \frac{1}{2}$, $U_{d0} = 0$, 马达在平衡位置微振; (ii) 当 $u_j > 0$, $\rho > 0$,

$\sigma > \frac{1}{2}$, $U_{d0} > 0$, 马达正转; (iii) 当 $u_j < 0$, $\rho < 0$, $\sigma < \frac{1}{2}$, $U_{d0} < 0$, 马达反转. 由于 f_t 远高于马达的频带, U_{dn} 的基波和高次谐波分量将被马达衰减掉, 不会产生影响. 这样可求得PWM放大器的放大倍数 k_p 为

$$k_p = U_{d0}/U_j = \rho U_a/U_j = U_a/U_{jmax} = U_a/U_{jp},$$

系统中 $U_a = 20V$, $U_{jp} = 6V$, 则

$$k_p = 20V/6V = 3.3.$$

2. 力矩马达电枢电流分析

直流力矩马达SYL-1.5是一种永磁式直流电机, 其输出力矩正比于电枢两端所加的电压或通过电枢的电流. 因而它实际上是一种电枢控制. 电枢电路可等效为图4(a)的电路. 也

可等效为图4(b)所示电路, 其中 $C = J/C_e C_m \phi^2$ 称为力矩马达的动态电容, $u_c = e = C_e \phi \omega$. 两种电路算法完全等效.

当电极输入如图 3 所示不对称矩形波时, 由图4(a)可列出如下两个微分方程:

$$\begin{cases} L_k \frac{di}{dt} + Ri + C_e \phi \omega = U_a, & 0 \leq t \leq t_1, \\ L_k \frac{di}{dt} + Ri - C_e \phi \omega = -U_a, & t_1 \leq t \leq T, \end{cases}$$

在稳态下, $i(0) = i(T) = I_{min}$, $i(0T) = i(t_1) = I_{max}$, 并且电流连续. 解两微分方程得:

$$\begin{cases} i(t) = \frac{U_a - C_e \phi \omega}{R_H} + (I_{min} - \frac{U_a - C_e \phi \omega}{R_H}) e^{-t/\tau}, & 0 \leq t \leq t_1, \\ i(t - t_1) = \frac{U_a + C_e \phi \omega}{R_H} + (I_{max} - \frac{U_a + C_e \phi \omega}{R_H}) e^{-t/\tau}, & t_1 \leq t \leq T, \end{cases}$$

式中

$$\begin{cases} I_{min} = A \left\{ -\frac{U_a}{R_H} [1 - e^{-t_1/\tau} + 2e^{-\beta(1-\sigma)\tau}] + \frac{C_e \phi \omega}{R_H} (-1 + e^{-t_1/\tau}) \right\}, \\ I_{max} = A \left\{ \frac{U_a}{R_H} [1 + e^{-t_1/\tau} - 2e^{-\beta(1-\sigma)\tau}] + \frac{C_e \phi \omega}{R_H} (1 + e^{-t_1/\tau}) \right\}, \end{cases}$$

$$A = \frac{1}{1 - e^{-T/\tau}}, \quad \beta = -\frac{R_H}{L_k},$$

$i(t)$ 和 $i(t - t_1)$ 波形见图 3. 在一个周期 T 内, 电极电流的平均值为:

$$\begin{aligned} I_{av} &= \frac{1}{T} \int_0^{t_1} i(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^T i(t - t_1) dt = \frac{U_a}{R_H} (2\sigma - 1) - \frac{C_e \phi \omega}{R_H} \\ &= \rho \frac{U_a}{R_H} - \frac{C_e \phi \omega}{R_H} = \frac{1}{R_H} (U_{av} - C_e \phi \omega), \end{aligned}$$

又因为 $C_e \phi = U_a / \omega_0$ 为马达的电势系数, 所以

$$I_{av} = \frac{U_a}{R_H} \left(\rho - \frac{\omega}{\omega_0} \right).$$

3. 力矩马达的转矩特性

力矩马达产生的平均转矩为:

$$M = C_m \phi \cdot I_{av} = \frac{C_m \phi U_a}{R_H} \left(\rho - \frac{\omega}{\omega_0} \right) = K_m U_a \left(\rho - \frac{\omega}{\omega_0} \right),$$

式中, $C_m \phi$ 为马达的电流力矩系数^[1]; K_m 为马达的电压传递系数^[1]. 当 $\rho = 1$, $\omega = 0$ 时, 马达处于堵转工作状态, 堵转力矩 M_0 为 $M_0 = K_m U_a$. 因而可求得

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \rho - \frac{M}{M_0} \quad (\text{或} \quad \frac{M}{M_0} = \rho - \frac{\omega}{\omega_0}),$$

本系统 $M_0 = 14.7 \times 10^{-2} \text{ N} \cdot \text{m}$, $\omega_0 = 74.3 \text{ 1/s}$ ^[1].

由上式可得在不同 ρ (或 σ) 值下的 $\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{M}{M_0}$ 曲线如图 5 所示. 图中在 $U_a > 0$ 和 $U_a < 0$

曲线均有延伸至 4 或 3 象限, 这种情况说明力矩超过, 马达反转 (发电状态).

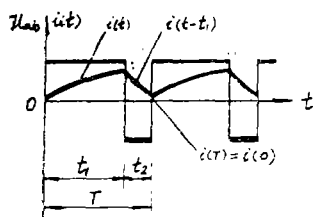


图 3

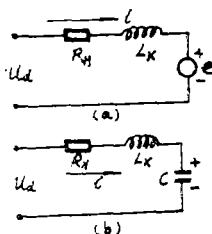


图 4

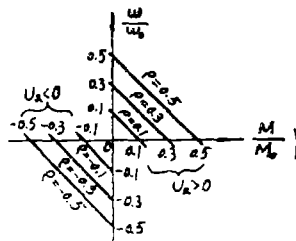


图 5

4. PWM功放级内阻 R_i 的影响

PWM功率放大器可等效为一个电压源,其电压为 ρU_a ,内阻为 $R_i = 2r_{ce}$, r_{ce} 为桥臂每管饱和导通时 $c-c$ 间动态电阻,对3DD管,约几欧。由于 R_i 存在,使电枢回路总电阻变为 $R = R_H + R_i$ 。由 $M_0 = K_m U_a = C_m \phi U_a / R$, $T_M = J R / C_m \phi^2$ 和 $\omega_0 = K_b U_a$ 可见, R 的增大对 ω_0 无影响,但使 M_0 降低, T_M 加大,使力矩马达的机械特性变软,系统的过渡时间拖长,动态性能变差。为克服这一影响,应使桥臂管在导通时工作在深度饱和状态以降低 r_{ce} 值;同时适当加大电源电压 U_s (达+27V)来弥补。

5. 力矩马达的微振状态

当 $u_j = 0$,即 $\rho = 0$ (或 $\sigma = 0.5$)时, $U_{an} = \rho U_a = 0$,力矩马达不输出力矩并在平衡位置附近微振。由前面对 $i(t)$ 的推导可见,电枢电流是指数规律变化的。但由于 f_i 较高,指数上升和下降的初始部分可认为是一条直线,这样, $i(t)$ 的变化呈三角波形式。这种假设在工程应用较方便。经计算,在 $\rho = 0$, $f_i \geq 500\text{Hz}$ 时,用 $i(t)$ 的指数变化公式和按三角波公式所得 i 值的最大误差已小于5%。这样,在 $i(t)$ 为三角波时,马达的最大微振角 θ_m 与 f_i 的关系可用下式计算^[1]:

$$\theta_m = C_m \phi U_a / 192 L_K J f_i^3,$$

式中, J 为马达输出轴上总转动惯量。

但马达处于微振时,不能影响到基准平台的正常工作和稳定性。一方面,应使 θ_m 小于系统的敏感元件角度传感器的不灵敏区。使系统对微振不产生反应。已给出角度传感器的灵敏度为 $K_a = 189\text{V/rad}$,不灵敏区为 1mV ,即应使 $\theta_m < 5.3 \times 10^{-6}\text{rad}$ (1.09角秒),现 $f_i = 800\text{Hz}$ 有 $\theta = K_m U_a / 192 L_K J f_i^3 = 2.3 \times 10^{-8}\text{rad} < \theta_m$ 。另一方面,应使 f_i 尽量高,即使

$$f_i > f_L = \frac{R_H}{2\pi L_K} \text{ 和 } f_i > f_M = \frac{1}{2\pi T_M}.$$

这样, $i(t)$ 脉动小、电机转动平稳,利于跟踪。同时, f_i 还应大于系统的通频带。这样,由于系统的滤波性,将滤除微振可能产生的扰动,从而不影响系统稳定性。但 f_i 不能过分高, f_i 太高将增加功率管发热且对系统性能并没有改善。本系统取 $f_i = 800\text{Hz}$ 。

四、系统的模拟计算机仿真

模拟计算机相对于数字计算机来说,尽管有其不足之处,但在快速性和实时性方面仍然

占有优势。同时模拟机上调整参数容易。利用它来进行仿真, 仍然是很实用的。

本系统设计后, 在国产模拟机 DMJ-3A 上进行排题和仿真, 调整了某些参数, 获得了最佳动态性能。

图 6 为中间跟踪系统的方块图^[1]及其化简。

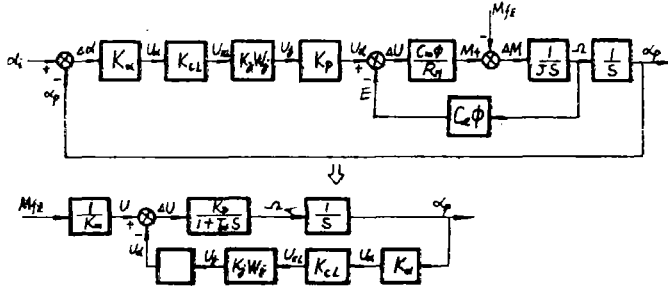


图 6

图 6 中忽略马达电磁时间常数 $T_K = L_K/R_H$, CRC 滤波时间常数 T_{CL} 及脉宽调制放大器时间常数 T_P 。其中

$$K_u = 189 \text{ V/rad}, \quad K_{CL} = 15,$$

$$K_j = 5, \quad W_j(s) = \frac{(0.32s+1)(0.077s+1)}{(2.1s+1)(0.011s+1)},$$

$$K_P = 3.3, \quad K_m = 7.35 \times 10^{-2} \text{ N} \cdot \text{m/V},$$

$K_D = 3.7 \text{ rad/V} \cdot \text{s}^{[1]}$ 为电机传递系数。

据系统方块图和上列参数, 可排题如图 7。其中 x 与方块图相应的量对应, 单位为 rad,

$$F = \frac{1}{K_m} M_{fz}.$$

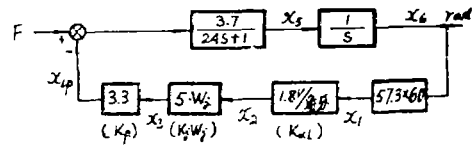


图 7

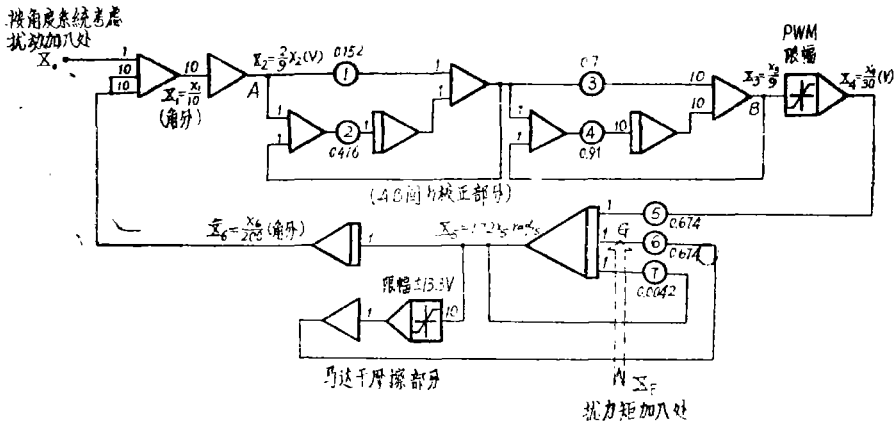


图 8

由于系统为快速系统, 应改变时间, 放慢速度, 取 $\tau = 10t$, 则

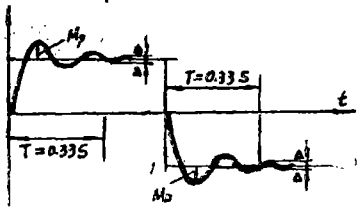


图 9

$$\frac{dx}{dt} = 10 \frac{dx}{d\tau},$$

同时选择合适的幅度比例尺,使模拟机参加运算的部件在运算过程中的输出不超过100V,最后可得中间力矩跟踪系统变时间全仿真图如图8.图中, $K_P = 20V/6V$ 处加入限幅,角度传感器也可加限幅,干摩擦也可去掉.

在G处加入3V机器电压(相当于力矩为 $9.84 \times 10^{-3} N \cdot m$)作为阶跃信号,且

$$W_J(s) = \frac{0.152s + 0.476}{s + 0.476} \times \frac{7s + 91}{s + 91}$$

得到图9的系统仿真过渡特性.

$$t_s = 0.33s$$

$$\sigma = 35.3\%$$

$$n = 1.5 \sim 2 \text{ 次}$$

模拟图中A, B处可用实际校正装置代替.

五、结 论

1. 采用PWM功率放大器来控制力矩马达,使它在平衡位置处于微振状态,克服静摩擦,提高了系统精度和快速跟踪性能.
2. 用指数变化和三角波变化来分析马达电枢电流时,在脉宽系数 $\rho = 0$, $f_t \geq 500 \text{ Hz}$ 时是等效的.
3. 桥式功率放大器可以扩展,以带动功率更大的直流力矩马达或直流电机.
4. 系统的模拟机仿真验证了设计的正确性,又弥补设计中的不足之处,缩短了设计周期.
5. 该线路与整机平台经过长时间、宽纬度的海上实船运行,工作稳定可靠,性能完全达到要求,并已通过部局鉴定,进行批量生产,收到很好的经济效果.

参 考 文 献

- [1] 郑耀林,重力仪中间跟踪系统的设计,华侨大学学报(自然科学版), 8, 3(1987).
- [2] 陈伯时主编,自动控制系统,机械工业出版社, (1981), 133—143.
- [3] 朱雨光,脉宽调制的直流控制,电气自动化, 2(1982) 19—28.
- [4] 冯国楠,一种脉冲调制式直流伺服放大器,北京工业大学学报, 1(1981).
- [5] 周斌等编,自动控制系统实验技术,机械工业出版社, (1986), 84—110.
- [6] 刘伯春,脉宽调制(PWM)功率放大器伺服系统及其可靠性分析,电气自动化, 4(1983).
- [7] TOL, J., Design and Analysis of Pulse-Width Modulated Amplifiers for D.C. Servo System, IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum., 23, (1976) 47—55.

The Control Circuit in the Intermediate Follow-up System of Gyro-Stabilized Platform and System Simulation

Zheng Yaolin

Abstract

风 文 采

This paper discusses the advantage, principle and design of bipolar pulse width modulated(PWM) in the intermediate follow-up system of gyro-stabilized platform, and derives a model of relevant characteristics.

On this basis and according to the force moment follow-up plan, simulation on this system is done with an analog computer and optimal dynamic performance indices are obtained.

代血便辨旺内管圆壁幕口开分册 .一

代血便辨旺 .1

部全血便辨旺科直面端率半代到展由, 甲并系前辨旺由自适

(1)

(2)

(3)

$$\frac{\phi_0}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0}$$

台代现, 某因内2千大(对心中事壁)斗能器口开离理而端解本, 出能得全由路由强解从

得(2), (3), (1)先示未利全路以算, 关育(到要已只, 关30武辨旺辨坐对已市

$$\omega_0 = \omega \left(\frac{1}{\omega_0} + \frac{1}{\omega_0} + \frac{1}{\omega_0} \right) = \omega^2$$

站, 关示(到要已市在代现因

(1)

(2)

$$\frac{1}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0} \left(1 + \frac{1}{\omega_0} \right) = \frac{1}{\omega_0} \left(1 + \frac{1}{\omega_0} \right)$$

模可示测1图成

1999年1月第1期