

# 遥感机构数字伺服控制系统采样周期的确定

谢妮慧 王 淳 林 喆

(北京空间机电研究所 北京 100094)

**摘要:** 采样周期是影响数字伺服控制系统控制性能的很重要的因素之一,但采样周期的最终确定又是由很多因素共同决定的。香农采样定理给出了选择数字控制系统采样周期的指导原则,针对复杂的伺服控制系统设计远远不够。为了使离散系统的控制效果尽量接近于连续控制系统,采样周期应尽可能短,但是采样周期太短可能无法完成复杂的运动控制规律和控制算法。通过计算和分析发现,离散化过程中由于零阶保持器的引入而改变闭环系统极点的分布,有可能导致系统不稳定;采样周期值过大或者过小会使PID控制器的积分环节或者微分环节失效;干扰信号具有不同的频谱宽度和频率大小,所以为了有效的抑制干扰应根据不同干扰信号选择不同的采样周期值。

**关键词:** 数字伺服控制系统;采样周期;零阶保持器;PID控制器

**中图分类号:** TP273;TN98   **文献标识码:** A   **国家标准学科分类代码:** D590

## Determination of sampling period on the digital servo control system

Xie Nihui Wang Chun Lin Zhe

(Beijing Institute of Space Mechanics &amp; Electricity, Beijing 100094, China)

**Abstract:** Sampling period has important influence on the control performance of digital servo control system, and the sampling period is determined by a lot of factors including servo stability, hardware, interfering signal and so on. Shannon sampling theorem is only a guiding principle to choose sampling period. According to the sampling theorem, the higher the sampling frequency of digital control system, the closer of the control effect of the discrete control system to the continuous control system, but in practical applications, if the sampling frequency is too high and the sampling period is too short, it may not be able to perform complex control algorithm and complex rule of the motion control. It may lead to instability of the system because of the addition of zero order retainer during the process of discretization, and it cannot obtain the optimal effects of PID controller if the sampling period is too long or too short, and in order to restrain the interference signal effectively, it ask for different sampling period because of interference signal has different frequency size and it may be a narrow-band or a broad-band.

**Keywords:** digital servo control system; sampling period; zero order retainer; PID controller

## 1 引言

数字伺服控制系统是空间光学遥感器机构运动控制中最常使用的一种控制系统,它以数字运算处理设备例如数字信号处理器(DSP)、嵌入式处理器(ARM)、高性能单片机等计算输出伺服控制量,驱动电机带动机构(扫描镜、指向镜等)运动<sup>[1]</sup>。数字伺服控制系统是一种离散控制系统,采样周期的选择是数字伺服控制系统设计过程中需要重点考虑的一个要素,它对控制系统的控制性能具有直接的影响作用。为了提高伺服系统的控制性能、让离散之后的数字伺服控制系统更好的复现原连续控制系统,采样周期应尽可能短,但是如果采样周期太短,对处理器的运算速度、A/D和D/A的转换速度以及存储容量的要求又很高。在

数字伺服控制系统软件中,采样周期即CPU处理器的中断周期,采样周期太短,系统不能完成复杂的控制算法,中断程序的执行时间超出采样周期,会导致中断丢失或中断嵌套的现象。采样周期的选择与很多因素有关,包括控制系统的动态品质指标、被控对象的动态特性、控制算法、扰动信号、控制器字长等,但是到目前为止,都没有一个采样周期的确切计算方法。结合数字伺服控制系统的实际情况,本文重点分析讨论了系统稳定性、PID控制器控制效果以及系统抑制干扰能力与采样周期的选择的关系,并给出了一些采样周期的选择方法。

## 2 采样周期的选择

常见机构运动控制系统例如二维指向镜运动控制系统

由一个 CPU 处理器同时控制两台电机运动,要求电机能够实时快速响应遥控指令并实现复杂的运动规律,因此需要伺服系统具有较长的采样周期,但同时为了较好的成像,要求电机具有较高的跟踪精度和较小的稳态误差,因此采样周期又不宜太长;快门控制系统同样由一个 CPU 同时控制两台电机,并且要求实现较小的同步误差,因此采样周期也不宜太长和太短;扫描镜运动控制系统要求扫描镜具有较好的扫描重复性,伺服系统具有较好的控制性能,因此要求采样周期较短。

香农采样定理:假设有某采样器,其输入信号为  $e(t)$ , 输出信号为  $e^*(t)$ , 且  $e(t)$  具有有限带宽以及直到  $\omega_h$  的频率分量, 则从采样信号  $e^*(t)$  中恢复原信号  $e(t)$  的采样周期  $T$  必须满足:  $T \leq 2\pi/2\omega_h$  [2]。香农采样定理给出了通过离散信号对原连续信号进行复现所需要的最大采样周期值(最小采样频率)。但是香农采样定理只是给出了选择采样周期的初步指导原则, 针对遥感器机构伺服运动控制系统, 还需要进行进一步的分析和计算。

2.1 系统的稳定性(零阶保持器)与采样周期的选择

伺服系统进行等效离散化之后的  $z$  传递函数模型与采样周期的选择有关, 其极点分布必然与采样周期的选择有关, 因此采样周期的大小是影响闭环数字伺服控制系统稳定性的一个重要因素。采样周期对系统稳定性的影响主要是由于采样保持器引起的, 如果不考虑采样保持器的影响, 则采样周期对数字伺服控制系统的稳定性影响不大 [3-4]。

从伺服系统的反馈方式来说, 有开环和闭环, 在遥感器机构运动控制中两种系统均有应用。开环伺服控制系统具有结构简单、容易实现、控制精度低等特点, 常见遥感机构伺服控制系统如扫描控制系统、快门控制系统。而闭环反馈伺服控制系统具有较高的控制精度, 如二维指向控制系统。

对于很多实际应用对象, 都可以采用二阶惯性加纯滞后模型来描述其动态特性 [5], 本文将被控对象电机等价为一个二阶惯性加纯滞后模型, 引入零阶保持器之后的闭环伺服控制系统的结构如图 1 所示。

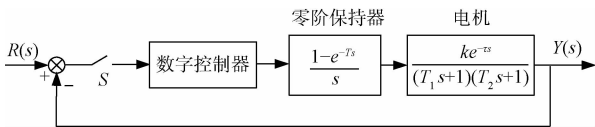


图 1 闭环伺服控制系统

被控对象的传递函数为:

$$G_p(s) = \frac{ke^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (1)$$

零阶保持器的传递函数为:

$$G_h(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \quad (2)$$

式中:  $T_1, T_2$  代表时间常数,  $T$  代表采样周期,  $\tau$  代表延迟时间常数,  $s$  为理想采样开关。

利用 MATLAB 可以求得纯时间延迟环节  $e^{-\tau s}$  的近似

有理函数为:

$$e^{-\tau s} = \frac{1 - \tau s/2}{1 + \tau s/2} = \frac{2 - \tau s}{2 + \tau s} \quad (3)$$

同理, 可得:

$$e^{-Ts} = \frac{2 - Ts}{2 + Ts} \quad (4)$$

结合式(1)~(4), 可计算电机伺服控制系统的闭环传递函数为:

$$G_c(s) = \frac{G_p(s)G_h(s)}{1 + G_p(s)G_h(s)} = \frac{\frac{ke^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \cdot \frac{1 - e^{-Ts}}{s}}{1 + \frac{ke^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \cdot \frac{1 - e^{-Ts}}{s}} = \frac{2kT(2 - \tau s)}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (5)$$

其中:

$$a = T_1 T_2 T \tau$$

$$b = 2T_1 T_2 (T + \tau) + T \tau (T_1 + T_2)$$

$$c = 2(T_1 + T_2)(T + \tau) + 4T_1 T_2 + T \tau$$

$$d = 4(T_1 + T_2) + 2(T + \tau) - 2kT \tau$$

$$e = 4 + 4kT$$

依据劳斯稳定判据, 伺服系统稳定的充分必要条件为:

$$a > 0; b > 0; c - \frac{ad}{b} > 0; d - \frac{b^2 e}{bc - ad} > 0; e > 0 \quad (6)$$

很显然, 在  $T > 0$  范围内并不能保证上述不等式恒成立。也就是说, 当保持器的采样周期  $T$  在某些区间内变化时, 系统是稳定的; 而当  $T$  在另外一些区间内变化时, 系统则是不稳定的。即闭环的伺服控制系统在引入零阶保持器的同时可能会引入右半平面的极点, 从而导致系统不稳定。通过计算, 可以得到使数字伺服控制系统稳定的采样周期  $T$  的取值范围。

开环伺服控制系统的传递函数为:

$$G_c(s) = G_p(s)G_h(s) = \frac{ke^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \cdot \frac{1 - e^{-Ts}}{s} = \frac{2kT(2 - \tau s)}{(2 + \tau s)(2 + Ts)(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (7)$$

根据式(7), 可以计算得到开环伺服控制系统的四个极点分别为  $-2/\tau, -2/T, -1/T_1, -1/T_2$ , 均在负实轴上, 且与采样周期的取值无关, 即开环伺服控制系统的稳定性与采样周期的选择无关。

另外, 零阶保持器会带来相位延迟, 导致系统稳定性降低。零阶保持器引入的相位延迟为:

$$\phi = \omega T/2$$

为了不影响原系统的相稳定裕度, 通常要求  $\phi$  在系统开环截止频率  $\omega_c$  处小于  $5^\circ \sim 10^\circ$  [6], 因此采样周期  $T$  的取值范围为:

$$T \leq 2 \times (5^\circ \sim 10^\circ) / 57.3 \omega_c = (0.17 \sim 0.35) / \omega_c$$

如果系统具有纯延滞时间  $\tau$ , 且延迟环节对系统的影响较大, 根据经验一般要求采样周期  $T$  为延滞时间  $\tau$  的  $1/4 \sim 1/10$  倍 [6]。

## 2.2 PID控制算法的实现与采样周期的选择

精密运动伺服控制系统一般由控制器、功率驱动、伺服电机和反馈装置等组成, 控制器是整个伺服系统的控制核心, 它以反馈信号(包括角度、转速或电机电流等)和给定值为输入, 通过计算输出控制量到功率驱动单元驱动电机运动。控制器是影响伺服控制系统性能指标的最主要的因素。

由于PID(比例-积分-微分)控制器的控制参数调整简单方便, 而且控制效果好, 所以在遥感机构运动控制系统中被广泛使用。除了要正确选择PID控制参数以外, 采样周期对控制器的控制效果也具有很大影响。模拟PID控制器的算法如式(8)所示, 由比例、积分和微分3个部分的和组成。

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (8)$$

式中:  $u(t)$  为控制器输出;  $e(t)$  为输出被控量与输入目标之差, 作为控制器的输入;  $K_p$  为比例系数,  $T_i$  为积分时间常数,  $T_d$  为微分时间常数。从上式可以看出, 比例环节成比例  $K_p$  的反应系统偏差, 系统一旦出现了偏差, 比例调节立马产生调节作用使偏差减小, 比例作用越大, 调节速度越快, 但是过大的比例会使系统稳定性下降, 甚至造成系统的不稳定。积分环节能够消除系统的稳态误差, 提高无差度, 积分作用的强弱取决于积分时间常数  $T_i$ ,  $T_i$  越小, 积分作用就越强, 反之  $T_i$  越大则积分作用弱, 但它有滞后现象, 使系统的响应速度变慢, 超调量变大并可能产生振荡。微分环节在一定范围内起阻尼作用, 它对改善系统超调量等动态性能具有很重要作用, 但是微分作用对噪声干扰有放大作用, 因此过强的加微分调节, 对系统抗干扰不利<sup>[7]</sup>。对模拟PID控制器进行离散化处理之后的控制量输出为:

$$u(k) = K_p \{ e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=1}^k e(j) + \frac{T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \} = K_p e(k) + K_p \frac{T}{T_i} \sum_{j=1}^k e(j) + K_p \frac{T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \quad (9)$$

式中:  $k$  表示采样时刻的顺序,  $T$  为采样周期值。由式(9)可知, 当采样周期值变大时, 积分项增大, 微分项减小, 反之则积分项变小, 微分项增大。从前文的分析可知, 比例环节、积分环节或是微分环节都不宜过强, 因此, 采样周期值  $T$  不能太大也不能太小。若想要PID控制器达到较好的控制效果, 要根据伺服控制系统的实际调试情况选择合适的采样周期值。

### 2.3 系统抗干扰能力与采样周期的选择

遥感机构运动伺服控制系统在工作过程中不可避免的受到各种干扰的影响, 干扰对系统的影响与采样周期的选择也有关。由于信号采样使系统丢失了采样点之间的干扰信息, 所以数字伺服控制系统抑制干扰的能力不如连续的伺服控制系统。如果采样开关的动作速度比干扰变化的速度慢得多, 系统对干扰就不能起到控制作用。常见干扰信号包括频谱很窄的有色干扰和频谱较宽的白噪声干扰<sup>[8-10]</sup>。

#### 1) 3种窄波干扰的滤波与采样周期的选择

根据采样定理, 采样频率  $\omega_s$  必须大于等于系统带宽频率  $B_w$  的两倍<sup>[4]</sup>, 因此将窄波干扰信号按频率  $\omega_f$  的大小分为远大于  $\omega_s$  的高频窄波干扰、介于  $\omega_s$  和  $B_w$  之间的中频窄波干扰以及非常接近于  $B_w$  的窄波干扰3种, 如图2所示。

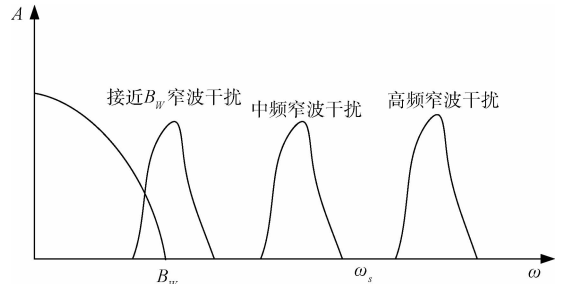


图2 3种窄波干扰与系统带宽的关系

当干扰为高频窄波干扰时, 通常在系统中加低通滤波器进行滤波, 此时, 采样频率的选择可以不考虑干扰信号对系统的影响。当干扰为介于采样频率和系统带宽之间的中频窄波干扰时, 由于窄波干扰信号的频率比较稳定, 通常采用带阻滤波器将其滤除, 而且带阻滤波器的谐振频率应小于采样频率, 此时, 干扰信号和带阻滤波器的谐振频率对控制系统的影响很小, 因此可以不予考虑。当干扰信号为频率非常接近系统带宽的窄波干扰时, 为了去除干扰仍需加低通滤波器和带阻滤波器, 但是低通滤波器时间常数很大, 带阻滤波器的谐振频率很高, 二者对控制系统的控制性能都具有较大影响, 可以采用数字滤波器(如Kalman滤波器), 通过调节滤波器的参数以适应干扰的动态变化, 在这种情况下, 采样频率必须大于滤波器的谐振频率, 否则滤波器得不到足够的干扰信号信息, 导致滤波效果比较差。

#### 2) 宽谱干扰的前置滤波和采样周期的选择

在离散化之后的数字伺服控制系统中, 只有在采样的瞬间, 控制器才能输出控制量, 而在采样点之间, 系统处于开环状态, 各种噪声干扰作用于控制系统。各种干扰信号对离散化之后的控制系统的作用大小不仅与滤波器、控制器的设计有关, 还与采样频率有关。很显然, 采样频率越高, 系统抑制广谱噪声干扰的能力越强。

### 2.4 中断程序执行时间与采样周期的选择关系

数字伺服控制系统的程序大都采用主函数中无限循环部分加中断程序的设计模式, 为了实现实时控制, 采样部分一般都放在中断程序中, 所以数字伺服控制系统的采样周期值即数字控制器的中断周期值。另外一些机构运动控制系统例如二维指向控制系统一般由一个控制器控制两个轴(俯仰轴和滚动轴)的运动, 机构的运动控制也是在中断程序中实行<sup>[11-13]</sup>, 再加上一些角度解算、逻辑控制和复杂的控制器算法等, 中断程序的执行时间很有可能会超出设置的中断周期, 从而导致中断丢失或者中断嵌套等现象。复杂的控制算法要求系统具有较长的采样周期, 而从提高系统控制性能方面来说要求较短的采样周期, 较高的采样频率。

所以数字伺服控制系统程序设计过程中需要综合考虑系统的控制性能要求与程序设计中算法的要求,选择最合适的采样周期。同时也可以通过提高程序的执行效率来缩短采样周期,例如采用查表法、减少浮点数计算等程序优化设计方法来缩短中断程序的执行时间,或者将耗时较长的程序放在主函数中执行。在进行软件设计过程中,可以采取事先估计或者直接测试的方法来确定采样周期值<sup>[14-17]</sup>。

## 2.5 微处理器的字长与采样周期的选择

数字控制系统微处理器的字长与采样频率的选择也有一定的关系。随着科学技术的发展以及遥感成像系统的发展,对遥感机构伺服控制系统的控制性能和控制精度的要求越来越高。为了使离散的数字伺服控制系统能够更加逼近于连续的控制系统,要求采样精度和采样频率都尽可能的高,而采样精度与微处理器的字长成正比。具有较小时间常数的伺服控制系统和快速随动系统为了实现实时控制,对采样频率具有较高的要求,因此控制系统的微处理器也应具有较长的字长。

到目前为止,都没有一个定量的确定采样周期的方法,工程应用中一般按照以下几个原则来选择采样周期。

1) 对于一个闭环控制系统,如果被控系统的主导极点的时间常数为  $T_d$ ,则采样周期  $T$  应该满足  $T < T_d/10$ ,如果被控对象的主导极点的开环特性较差(即主导极点的  $T_d$  较大),为了得到效果较好的闭环特性,采样周期应取较小值。

2) 如果被控对象中具有纯延滞时间  $\tau$ ,且占有一定的重要地位,则采样周期  $T$  应比延滞时间  $\tau$  小一定的倍数,通常为  $T < (1/4-1/10)\tau$ 。由于本文闭环控制系统没有纯延滞时间,所以不考虑这一项。

3) 如果闭环系统要求稳态调节时间为  $t_s$ ,闭环自然频率为  $\omega_n$ ,则采样周期或采样频率可以取为  $T < t_s/10, \omega_n > 10\omega_n$ 。

## 3 应用实例

以某一维指向运动控制系统为例,该系统采用直流电机驱动指向镜摆动,控制原理如图 3 所示。

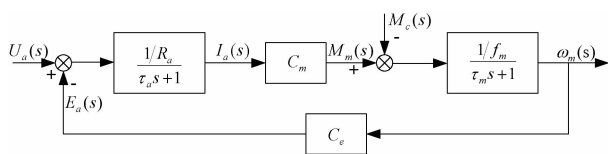


图 3 直流电机控制结构

电枢控制直流电动机的工作过程实际上是将输入的电转换成机械能。输入的电枢电压  $u_a(t)$  在电枢回路中产生电枢电流  $i_a(t)$ ,再由电枢电流  $i_a(t)$  与激磁磁通相互作用产生电磁转矩  $M_m(t)$ ,从而拖动负载运动。根据直流电机的动态结构图得到直流电机闭环系统的传递函数为:

$$\frac{\omega(s)}{U(s)} = \frac{C_m/R_a f_m}{(\tau_a s + 1)(\tau_m s + 1) + C_e C_m/R_a f_m}$$

其中  $E_a$  为电枢反电势,是电枢旋转时产生的反电势,其大小与激磁磁通及转速成正比,方向与电枢电压  $u_a(t)$  相反; $C_e$  为反电势系数; $\omega_m(t)$  为电机机械转速; $L_a$  为电枢电感; $R_a$  为电枢电阻; $C_m$  是电动机转矩系数; $M_m(t)$  是电枢电流产生的电磁转矩; $f_m$  是电动机和负载折合到电动机轴上的黏性摩擦系数; $J_m$  是电动机和负载折合到电动机轴上的转动惯量; $M_l(t)$  为负载转矩。 $Z_a = L_a/R_a$  为电枢时间常数; $\tau_m = J_m/f_m$  为机械时间常数。

查电机参数有,电机电枢电阻(定子电阻)值为  $4.64 \Omega$ ,电枢电感(定子电感)为  $7.43 \text{ mH}$ ,反电势系数  $C_e$  和电动机转矩系数  $C_m$  近似为  $0.62 \text{ Nm/A}$ ,转动惯量  $J_m$  为  $11986.2 \text{ kg} \cdot \text{mm}^2$ ,  $f_m$  近似为  $0$ 。

$$\frac{\omega(s)}{U(s)} = \frac{1.6129}{0.0002316s^2 + 0.139s + 1} = \frac{1.6129}{(0.00168665s + 1)(0.1373s + 1)}$$

依据本文的计算方法,主导极点的时间常数为  $T_d = 0.1373 \text{ s}$ ,所以采样周期的取值范围为:

$$T < T_d/10 = 13.73 \text{ ms}$$

本文分析了连续的某伺服控制系统,得到系统的采样周期值不能大于  $13.73 \text{ ms}$ 。实际应用中,还需再综合考虑离散之后的数字伺服控制系统对控制精度(系统字长)、控制系统的组成部分(程序的长短)、干扰信号种类以及 PID 控制器等多方面的因素,根据系统的具体技术要求不同会有所不同,本文在此不作赘述。

## 4 结 论

在遥感器机构伺服运动控制系统的设计中,采样周期的选择对系统的控制性能具有很重要的影响。为了使系统的控制效果更能接近于连续控制系统,数字伺服控制系统的采样频率应尽可能的高。但是如果采样频率太高,采样周期太短,不但会增加系统的硬件成本,而且可能无法完成复杂的运动控制规律和控制算法。本文重点分析讨论了采样周期的选择与系统稳定性、PID 控制器以及系统抑制干扰能力等的关系。通过分析计算发现,由于零阶保持器的引入可能会使原来稳定的闭环伺服控制系统变成不稳定的系统,但是采样周期的选择对开环控制系统的稳定性却没有影响;采样周期值过大或者过小都会影响 PID 控制器的比例环节、积分环节或者微分环节的控制效果;为了有效抑制干扰,应根据干扰信号的频谱宽度、信号频率大小选择不同的采样周期值;采样周期值设置的太小,可能会使中断程序的执行时间超出中断周期(即采样周期),最终导致中断丢失或中断嵌套的现象。采样周期值不宜太大,也不宜太小,应机构运动控制系统进行具体分析,综合各方面的因素进行确定。

## 参考文献

- [1] 韩安太,刘峙飞,黄海,等. DSP 控制器原理及其在运动

- 控制系统中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [2] 胡寿松. 自动控制原理简明教材[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
- [3] 刘建昌, 关守平, 周玮, 等. 计算机控制系统[M]. 北京: 科学出版社, 2009.
- [4] 徐丽娜. 数字控制[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1990.
- [5] 冯国良, 李太福, 钟秉翔, 等. 纯滞后控制系统采样周期的选择[J]. 重庆大学学报: 自然科学版, 2003, 26(6): 125-128.
- [6] 吕小云, 崔作龙, 王军, 等. 论数字控制系统中采样频率的选定[J]. 甘肃科学学报, 2001, 14(3): 83-87.
- [7] 王毅, 王平, 苏伟达. 基于 PI 控制的直流电机模型参数辨识[J]. 福建电力与电工, 2010, 30(2): 30-33.
- [8] 姜洲, 丁华平, 沈庆宏. 具有瞬时较大波动的信号降噪方法研究[J]. 电子测量技术, 2015, 38(3): 116-119.
- [9] 高天, 陈怀玉, 曹丽. 一种基于超声缺陷回波分析的小波降噪方法[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(增刊): 73-79.
- [10] 李涛, 张方, 姜金辉. 基于 HHT 变换和独立分量技术的模态参数识别[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(3): 42-45.
- [11] 扈宏杰. DSP 控制系统的设计与实现[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [12] 王璐钢, 陈林康, 曾岳南, 等. DSP C2000 程序员高手进阶[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [13] 于贵, 蒋辉雄. 直流电机数字调速软件的实现[J]. 电测与仪表, 2006, 49(5): 93-96.
- [14] 杨为民. 采样器和保持器的数学描述[J]. 青岛大学学报: 自然科学版, 2005, 18(4): 14-19, 35.
- [15] 廖永忠. 位置伺服控制系统的建模与仿真[J]. 湖南第一师范学报, 2009, 9(1): 163-165.
- [16] 黄晶, 阙沛文, 唐景肃. 论微机控制系统的采样周期[J]. 计算机测量与控制, 2003, 11(8): 588-589, 609.
- [17] 赵凯辉, 陈特放, 张昌凡, 等. 永磁同步牵引电机无速度传感器转矩精确控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(1): 39-47.

### 作者简介

谢妮慧, 工学硕士, 工程师, 主要研究方向为遥感相机机构运动控制软件设计等。  
E-mail: 524857918@qq.com

(上接第 151 页)

- [14] DEAK G, CURRAN K, CONDELL J, et al. Support vector machine classification in a device-free passive localisation (DfPL) scenario [C]. Image Processing and Communications Challenges 4. Berlin Heidelberg: Springer, 2013: 253-260.
- [15] PATWARI N, WILSON J. RF sensor networks for device-free localization: Measurements, models, and algorithms[J]. Proceedings of the IEEE, 2010, 98(11): 1961-1973.
- [16] WILSON J, PATWARI N. Radio tomographic imaging with wireless networks [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2010, 9(5): 621-632.
- [17] WILSON J, PATWARI N. See-through walls: Motion tracking using variance-based radio tomography networks[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2011, 10(5): 612-621.
- [18] ZHAO Y, PATWARI N. Robust estimators for variance-based device-free localization and tracking[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2015, 14(10): 2116-2129.
- [19] 刘凯, 余君君, 黄青华. 基于压缩感知的免携带设备双目标定位算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(4): 862-867.
- [20] 栗秀清. 应用菲涅耳原理计算 ILS 下滑台保护区[J]. 现代导航, 2014, 5(4): 250-256.
- [21] SAVAZZI S, NICOLI M, CARMINATI F, et al. A Bayesian approach to device-free localization: modeling and experimental assessment[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(1): 16-29.
- [22] 中国疾病预防控制中心. 中国居民营养与慢性病状况报告[R]. 2015.
- [23] 黄丹平, 于少东, 田建平, 等. 基于电力线室内定位算法研究[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(1): 136-143.
- [24] 林晓斐. 中国居民营养与慢性病状况报告 (2015 年)[J]. 中医药管理杂志, 2015, 23(13): 89-89.

### 作者简介

陈曲, 1994 年出生, 硕士, 主要研究方向为包括无源室内定位、信号处理。

Email: 18801911877@163.com

刘凯, 1981 年出生, 副教授, 博士, 主要研究方向为盲信号处理、通信信号处理、室内无线定位、雷达信号处理、雷达信号分选。

夏然, 1991 年出生, 硕士研究生, 主要研究方向为无线定位、信号处理。

Email: hmilyran@163.com