

一种苹果采摘机器人关节伺服控制系统设计及仿真

李小斌, 吴宏岐, 陈渭红, 张 力

(宝鸡文理学院 电子电气工程学院, 陕西 宝鸡 721016)

摘要: 当前, 苹果采摘机器人大多选用工业机械臂, 关节控制采用电机加减速装置来提高控制精度、增大驱动力矩, 这无疑会增加系统的复杂性、成本以及降低系统控制性能; 为改善这种情况, 给出一种基于直流力矩电动机加谐波减速器的苹果采摘机器人关节控制方案, 系统可大大减小驱动机构体积, 提高系统刚性, 实现低速稳定的精准控制; MATLAB 环境下仿真结果表明, 在 0.5° 和 60° 的阶跃给定下, 系统超调量和稳态误差均为 0; 在幅值为 5° , 频率为 3.14 rad/s 正弦信号输入下, 系统输出能够完全跟随输入; 系统控制精度达到了苹果采摘要求, 为后续简化采摘机器人机械臂结构、甚至实现直接驱动提供了有力的理论支持。

关键词: 力矩电机; 机器人; MATLAB/Simulink; 伺服系统; 苹果

Design and Simulation of a Joint Servo Control System for an Apple-picking Robot

Li Xiaobin, Wu Hongqi, Chen Weihong, Zhang Li

(School of Electronics and Electric Engineering, Baoji University of Arts and Sciences, Baoji 721016, China)

Abstract: At present, most apple-picking robots use industrial mechanical arms. Motor and reduction gears are generally used in the joint control for apple-picking robots to improve the control accuracy and increase the driving torque. It will undoubtedly increase the complexity and reduce the control performance to the system. In order to improve this situation, a joint control scheme of apple-picking robot based on DC torque motor and harmonic reducer is proposed. The system can greatly reduce the volume of driving mechanism, improve the system rigidity, achieve precise control of low speed and stability. The MATLAB simulation results show that the system overshoot and steady state error were all zero under the step inputs of 0.5° and 60° , the system output could completely follow the input by taking sinusoidal signal with 5° amplitude and 3.14 rad/s frequency as system input. The control precision of the system reached the requirement of apple picking. It's able to provides a strong theoretical support for simplifying the mechanical arm structure and even realizing direct drive for apple-picking robot.

Keywords: torque motor; robot; MATLAB/Simulink; servo system; apple

0 引言

中国目前已成为世界上最大的苹果生产国, 在每年的苹果采摘时节, 其收获采摘作业量约占整个生产作业量的 $50\% \sim 70\%$ ^[1], 其采摘工作主要依靠人工完成, 由于果树植株较高、果实成熟期较短, 使得苹果采摘劳动强度大、劳动需求大、危险性高。然而, 城镇化进程的推进和中国人口的老齡化, 使得农村劳动力大量减少, 严重制约着苹果产业的发展。因此, 研制商业化苹果采摘机器人实现其收获采摘作业自动化刻不容缓。

应用机器人技术进行果蔬采摘工作的思想是由美国学者 Schertz 和 Brown 于 1968 年提出的^[2-3], 随后世界各发达国家也都投入了大量的研究, 中国近些年来在各大高校和科研院所也掀起了研究热潮, 目前所研制的苹果采摘器

人大多采用多关节型机器人, 其系统复杂、外部环境未知, 存在灵活避障性差、结构复杂、成本高昂等问题, 且只能采摘树冠外开阔视野的果实, 因而难以商业化。造成这一问题的一个重要因素就是关节驱动系统, 由于大都采用电动机加减速器装置, 其机构复杂, 采摘效率低, 环境适应能力受限。这里提出一种采用直流力矩电动机加谐波减速器的苹果采摘机器人转动关节驱动系统实现方案, 可以减小体积、简化关节驱动机构, 提高控制性能。仿真结果表明该系统能够取得令人满意的控制效果^[4-5]。

1 苹果采摘机械手驱动系统要求

苹果作为水果的一种, 其娇嫩性、易脆性以及生长环境的复杂性、收获采摘所要求的时限性等, 对其采摘机器人关节驱动装置有如下要求:

收稿日期: 2020-07-21; 修回日期: 2020-09-08。

基金项目: 宝鸡市科技攻关项目(2018JH-09)。

作者简介: 李小斌(1972-), 男, 陕西凤翔人, 硕士, 副教授, 主要从事现代工业控制及检测技术方向的研究。

引用格式: 李小斌, 吴宏岐, 陈渭红, 等. 一种苹果采摘机器人关节伺服控制系统设计及仿真[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(3): 129-134.

1) 传动装置的功率质量比要尽可能高, 即其质量要尽可能轻, 单位质量的输出功率大, 传动效率也要尽可能的高;

2) 为保证采摘效率, 要求响应速度要快, 即要求力矩、转动质量比要大;

3) 功率放大器及控制系统都必须可逆, 动作平滑, 且不会产生机械冲击;

4) 有足够宽的调速范围, 控制精度高, 能够实现准确地定位且无超调;

5) 稳定性好, 安全可靠;

6) 使用方便, 维护简单;

7) 经济合理, 尤其是尽量减少占地面积。

2 直流力矩电动机与谐波减速器

要使苹果采摘机器人顺利实现苹果采摘, 必须使其末端执行器准确定位到目标果实, 因此必须保证各个关节都有足够的定位精度, 才能保证系统整体定位精度。传统的关节驱动都采用电动机加齿轮减速器的模式, 其齿轮间隙会降低系统的刚度, 引起系统在小范围内振荡, 对提高系统控制性能有害。这里考虑选择直流力矩电动机加谐波减速器来实现各个关节的驱动^[6-7]。

直流力矩电动机是一种适合低转速、大转矩负载的电动机, 它能够在长期堵转低速运行时产生足够大的转矩, 反应速度快、易于控制, 转矩和转速波动小, 机械特性和调节特性线性度好, 特别适合于在位置系统中作为执行元件, 一般情况可以不经齿轮减速而直接驱动负载, 为进一步减小关节驱动环节体积, 保证质量体积比, 考虑采用谐波减速器。

谐波减速器能满足机器人关节体积小、重量轻、机电时间常数小、节能省电等要求, 主要因为它具有结构非常简单、体积较小、重量较轻, 传动过程零件数量少, 集成度高, 传动效率高且精度更高的优点, 同时也具有承载能力大、平稳性更强、低噪音、大速比等特性。

3 苹果采摘机器人单关节控制系统数学建模^[8]

多关节苹果采摘机器人一般采用 D-H 坐标系建立机械臂的运动模型, 当给定各机械臂杆长和各个关节的转角时, 可以确定末端执行器的位姿; 反之, 如果知道末端执行器的位姿, 可以求得各个关节的转角。各个关节采用直流力矩电机独立驱动时, 其控制系统设计方法类似, 控制系统结构框图如图 1 所示。为保证系统响应速度和跟踪精度, 设置 3 个调节器, 分别调节位置、转速和电流。关节控制系统输入信号为角位移信号 (通过运动学正逆解求得), 其中位置调节器的参数决定关节定位精度和跟随性能, 转速调节器的输出限幅值决定着电机允许的最大电流, 电流调节器的输出限幅值决定着驱动装置的最大输出电压。当机器人每个关节的运动位移确定后, 整个机械臂的运动轨迹就确定了; 反之, 当确定了机器人末端执行器位置时,

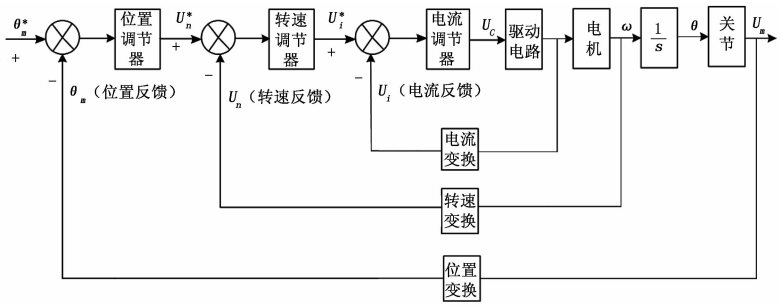


图 1 单关节伺服控制系统结构框图

可以通过逆运动求解, 得到每个关节的输入角位移信号^[9]。

3.1 控制对象的数学模型

直流力矩电动机本质是直流电动机, 与其等效电路相同, 如图 2 所示。

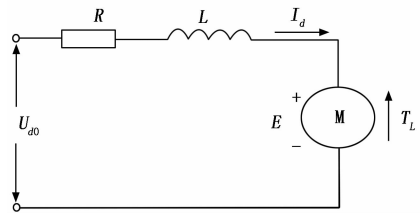


图 2 直流力矩电动机的等效电路

假定气隙磁通恒定, 则直流力矩电动机的状态方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}T_e - \frac{1}{J}T_L \\ \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R}{L}I_d - \frac{1}{L}E + \frac{1}{L}U_{d0} \end{cases} \quad (1)$$

式中, T_e 为电磁转矩 ($N \cdot m$); T_L 为负载转矩 ($N \cdot m$); J 为机械转动惯量 ($kg \cdot m^2$); ω 为直流力矩的电机角速度 (rad/s); U_{d0} 为驱动器理想空载电压 (V); I_d 为力矩电动机电枢电流 (A); R 为电枢回路总电阻 (Ω); L 为电枢回路总等效电感 (H); E 为反电动势 (V)。

感应电动势和电磁转矩分别为:

$$E = K_e \omega = C_e n \quad (2)$$

$$T_e = C_m I_d \quad (3)$$

式中, C_e 为电机常数 ($V \cdot \min/r$); K_e 为反电势系数 ($N \cdot m/A$); 电动机转速常用 n (r/\min) 表示, 它和角速度的换算关系为 $\omega = 2\pi/60$ (rad/s)。 C_m 为转矩系数 ($N \cdot m/A$)。

机械传动机构的状态方程为:

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \frac{\omega}{j} \quad (4)$$

式中, θ_m 为关节输出转角; j 为机械传动机构传动比。

驱动装置的近似等效传递函数为 $\frac{K_s}{T_s s + 1}$, 写成状态方程为:

$$\frac{dU_{d0}}{dt} = -\frac{1}{T_s}U_{d0} + \frac{K_s}{T_s}u_c \quad (5)$$

式中, T_s 为驱动装置的等效惯性时间常数; K_s 为驱动装置

的放大系数; u_c 为驱动装置的控制信号。

综合式 (1) ~ (5) 可得控制对象的数学模型为式 (6)。

$$\begin{cases} \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{\omega}{j} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{C_m}{J} I_d - \frac{1}{J} T_L \\ \frac{dI_d}{dt} = -\frac{1}{T_i} I_d - \frac{K_e}{L} \omega + \frac{1}{L} U_{d0} \\ \frac{dU_{d0}}{dt} = -\frac{1}{T_s} U_{d0} + \frac{K_s}{T_s} u_c \end{cases} \quad (6)$$

式中, T_i 为电枢回路电磁时间常数, $T_i = L/R$;

式 (6) 中的第二个式子又可以写成:

$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \quad (7)$$

式中, GD^2 为电力拖动系统折算到电动机轴上的飞轮惯量 ($N \cdot m^2$), 电力拖动系统机电时间常数 T_m (s), $T_m = GD^2 R / (375 C_e C_m)$, 且 $T_e = C_m I_d$, $T_L = C_m I_{dL}$, $E = K_e \omega = C_e n$, 于是有:

$$I_d - I_{dL} = \frac{T_m}{R} \frac{dE}{dt} \quad (8)$$

式中, I_{dL} 为负载电流 (A), 为便于计算, 取传动比 $j=1$, 于是得控制对象动态结构如图 3 所示, 输入为驱动装置控制电压 u_c , 输出为关节转角 θ_m (单位为 “°”)。转速 n (r/min) 换算成角速度 ($^\circ/s$) 的变换系数为 $360/60$, 即 $K_\theta = 6$, 然后积分可得输出角度 (“°”)。

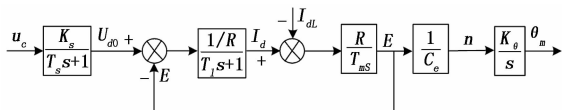


图3 直流力矩电动机动态结构框图

3.2 其它环节的数学模型

转速、电流反馈环节的传递函数可以认为就是它们的放大系数, 即:

测速反馈环节传递函数:

$$W_n(s) = \frac{U_n(s)}{\omega(s)} = \alpha \quad (9)$$

电流反馈环节传递函数:

$$W_i(s) = \frac{U_i(s)}{I_d(s)} = \beta \quad (10)$$

式中, α 是转速反馈系数 ($V \cdot \text{min}/r$), β 是电流反馈系数 (V/A)。为了方便计算, 取位置反馈环节传递函数为 1。

3.3 关节控制系统动态结构框图

将各环节的传递函数关系组合后, 就可以画出三环关节控制系统的动态结构框图, 如图 4 所示。

图中, APR 为位置调节器, ASR 为转速调节器, ACR 为电流调节器。为了抑制反馈环节中的干扰信号, 在电流反馈和转速反馈环节增加低通滤波 (可用一阶惯性环节来表示), 其作用结果会带来信号延迟。于是, 在转速给定和

电流给定环节也需加入一个同等时间常数的惯性环节以平衡反馈环节的信号延迟作用。

4 苹果采摘机器人单关节伺服控制系统设计^[10]

单关节控制系统设计采用工程设计方法, 各调节器的设计采用由内到外的原则, 即先设电流调节器, 随后将电流环等效成转速环中一个环节, 再设计转速调节器, 接着把转速环节等效为位置环中的一个环节, 就可以设计出位置调节器。

4.1 电流调节器设计

按照图 4 所构成的系统, 选用 90LY54 型力矩电动机, 系统各环节参数如表 1 所示。

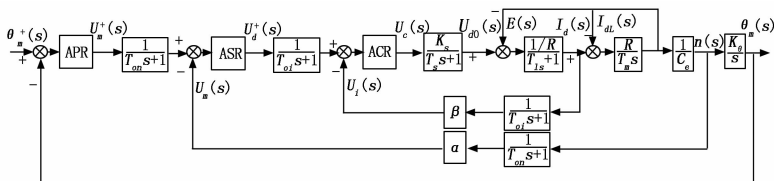


图4 关节控制系统动态结构框图

表1 单关节控制系统各环节参数

序号	参数名称	参数值
1	PWM 装置开关周期 T_s	0.1 ms
2	PWM 装置放大系数 K_s	8
3	电流环滤波时间常数 T_{oi}	0.002 s
4	电枢回路电阻 R	30 Ω
5	电枢回路电感 L	0.15 H
6	电磁时间常数 T_i	3 ms
7	机电时间常数 T_m	15 ms
8	电势常数 C_e	0.096 V · min/r
9	转矩系数 C_m	0.9168 N · m/A
10	电流反馈系数 β	3.3 V/A

在图 4 中, 单独拿出电流环。由于反电动势相对于电流环是一个变化较慢的扰动, 因此设计时忽略反电动势的影响不会对设计结果造成影响, 于是去掉反电动势作用, 再把给定信号滤波和反馈环节滤波等效地移到控制环内, 将小惯性环节合并处理, 得到化简后的电流环动态结构图, 如图 5 所示。

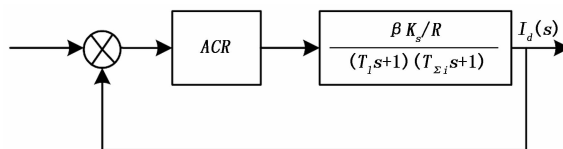


图5 简化的电流环动态结构框图

小惯性环节合并处理后时间常数为:

$$T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.002 \text{ s} \quad (11)$$

系统要求电流超调量小且以跟随性能为主，故将电流环校正成典型 I 型系统，调节器选择 PI 型，则 ACR 传递函数为：

$$W_{ACR}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \quad (12)$$

这里需要设计 K_i 和 τ_i 两个参数，选取 $\tau_i = T_i = 3 \text{ ms} = 0.003 \text{ s}$ ，对消掉控制对象中的大惯性环节，得电流环开环传递函数如式 (13)，为典型 I 型系统标准形式。

$$W_i(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \cdot \frac{\beta K_s / R}{(T_i s + 1)(T_{\Sigma i} s + 1)} = \frac{K_i}{s(T_{\Sigma i} s + 1)} \quad (13)$$

其中：

$$K_i = \frac{K_i K_s \beta}{\tau_i R} \quad (14)$$

按“二阶最佳系统”设计，取 $K_i T_{\Sigma i} = 0.5$ ，则：

$$K_i = \frac{T_i R}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} = 1.353 \quad (15)$$

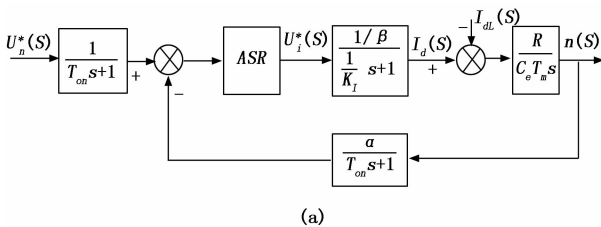
至此，电流调节器两个参数就都设计出来了。

4.2 速度环设计

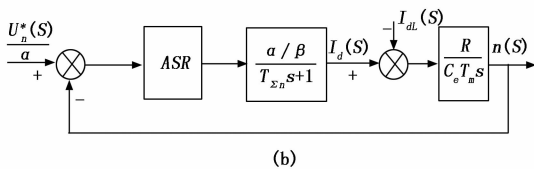
由图 5，电流环开环传递函数设计出来后，可得电流环的闭环传递函数，采用高阶系统的降阶近似处理方法进行降阶处理，等效为一阶惯性环节，如式 (16) 所示。

$$W_{di}(s) = \frac{I_d(s)}{U_i^*(s)/\beta} = \frac{\frac{K_i}{s(T_{\Sigma i} s + 1)}}{1 + \frac{K_i}{s(T_{\Sigma i} s + 1)}} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma i} s^2 + 1}{K_i s} + 1} \approx \frac{1}{\frac{1}{K_i} s + 1} \quad (16)$$

将等效的一阶惯性环节电流环作为转速环的一个小惯性环节处理，于是转速环的动态结构简化为图 6 (a)，将其进行等效变换，合并等效电流环小惯性环节与转速滤波小惯性环节后得到图 6 (b)。



(a)



(b)

图 6 等效后的转速环动态结构框图

合并以后总的时间常数是：

$$T_{\Sigma n} = \frac{1}{K_i} + T_{om} \quad (17)$$

按照控制要求，转速环校正为典型 II 型系统，调节器选择 PI 型，ASR 传递函数是：

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \quad (18)$$

不考虑扰动作用，令 $I_{dl}(s) = 0$ ，则速度环的开环传递函数为式 (19)，符合标准典型 II 型系统形式。

$$W_n(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \cdot \frac{\alpha R}{C_e T_m s (T_{\Sigma n} s + 1)} = \frac{K_n \alpha R (\tau_n s + 1)}{\tau_n \beta C_e T_m s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (19)$$

按照典型 II 型系统跟随性能和抗扰性能都较好的原则，选取 $h=5$ ，另外选取转速反馈系数 $\alpha = 0.01 \text{ V} \cdot \text{min/r}$ ， $T_{om} = 0.001 \text{ s}$ ， $T_{\Sigma n} = 0.0052 \text{ s}$ ，则：

$$\tau_n = h T_{\Sigma n} = 0.026 \text{ s} \quad (20)$$

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} = 1.827 \quad (21)$$

这样，转速调节器的两个参数 K_n 和 τ_n 就设计好了。令转速环开环增益为：

$$K_N = \frac{K_n \alpha R}{\tau_n \beta C_e T_m} \quad (22)$$

于是所设计的速度环开环传递函数为：

$$W_n(s) = \frac{K_N(\tau_n s + 1)}{s^2(T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (23)$$

4.3 位置环设计

将转速环等效成位置环的环节 $1/(1 + T_{Ms})^{[11]}$ ，得位置环动态结构图，如图 7 所示。苹果采摘机器人要求各个关节定位准确且响应快，因此考虑位置环校正成典型 I 型系统，调节器选择比例型，其电压放大系数 K_p 采用稳定边界法^[12]整定可得。

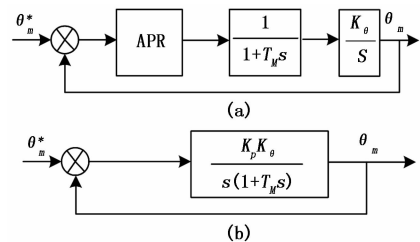


图 7 位置环简化动态结构图

4.4 各调节器参数

按以上各步所设计的各调节器参数如表 2 所示。

表 2 系统各调节器参数

参数	ASR	ACR	APR
比例放大系数	1.831	1.364	稳定边界 法整定
时间常数	0.0142	0.0022	
输出限幅	±5 V	±1 V	

5 实验仿真与分析^[13]

首先, 在 win10 系统, 启动 MATLAB (R2015a 版), 直接键入 simulink 命令或点击工具栏中的 Simulink Library 图标, 打开 Simulink 浏览器窗口, 单击 Simulink 工具栏中的新模型图标或选择 HOME→New→Simulink Model 菜单项, 进入模型编辑窗口。

然后, 将各相关模块从各模块库中拖入模型编辑窗口, 调整模块位置, 并按照设计结果修改相应参数。系统所需模块及其参数如表 3 所示。

接着, 按照控制原理将各模块连接起来, 如图 8 所示。

最后, 将阶跃输入设为 60° , 仿真时间设置为 2 s, 单击仿真工具条的按钮 或者选择 Simulation→Run 菜单项, 则可启动仿真过程, 再双击示波器 P 模块, 就可以看到图 9 (a) 所示结果; 将阶跃输入设为 0.5° , 重复上述步骤则可看到图 9 (b) 所示结果; 双击手动开关 S 模块, 切换到正弦输入, 将仿真时间设为 10 s, 运行后可观察到 9 (c) 所

示结果。

当给定信号分别为 60° 和 0.5° 时, 其阶跃响应曲线分别如图 9 (a) 和 9 (b), 可以看到两种给定的稳态误差都为 0, 超调量也都为 0; 给定信号为 60° 时调节时间为 0.92 s, 给定信号为 0.5° 时调节时间为 0.75 s, 说明系统具有很高的定位精度、快速性和相对稳定性。

当输入信号为频率 3.14 rad/s、幅值为 5° 的正弦信号时, 输出完全跟随输入, 如图 9 (c), 说明系统具有很高的跟踪性能。

6 结束语

本文将基于直流力矩电动机和谐波减速器的三闭环位置伺服系统应用到了苹果采摘机器人关节驱动系统中, 给出了完整的设计方法, 并通过 Matlab 仿真验证了所设计的控制系统, 结果表明单关节系统能够获得令人满意的控制效果。

表 3 系统各主要模块及其参数

序号	模块名称	模块所在库	模块参数
1	阶跃给定 Step	Sources	阶跃时间 0.5, 初值 0; 终值分别为 $0.5^\circ, 60^\circ$
2	正弦给定 Sine Wave	Sources	幅值 5; 频率 3.14
3	手动开关 S	Signal Routing	
4	比较点(加法器)	Math Operations	转速、电流负反馈设为+; PI 调节器设为++
5	位置调节器 Gain5	Math Operations	0.011
6	转速滤波环节 T	Continuous	分子设为[1]; 分母设为[0.001 1]
6	速度调节器比例系数 Gain1	Math Operations	1.831
7	速度调节器积分常数 Gain2	Math Operations	70.42
8	速度调节器积分 Integrator	Continuous	初始值设为 0
9	速度调节器限幅 Saturation	Discontinuities	上限值 5; 下限值 -5
10	转速反馈 Fn	Continuous	分子设为[0.01]; 分母设为[0.001 1]
11	电流滤波环节 Fi1	Continuous	分子设为[1]; 分母设为[0.002 1]
12	电流调节器比例系数 Gain3	Math Operations	1.364
13	电流调节器积分常数 Gain4	Math Operations	454.55
14	电流调节器积分 Integrator	Continuous	初始值设为 0
15	电流调节器限幅 Saturation	Discontinuities	上限值 1; 下限值 -1
16	电流反馈 Fi	Continuous	分子设为[3.3]; 分母设为[0.002 1]
17	IGBT(V1-V4)	Power Electronics	默认
18	二极管(D1-D4)	Power Electronics	默认
19	电动机 M	Machines	默认
20	PWM Generator	Pulse & Signal Generators	默认
21	信号分离 Demux	Signal Routing	PWM 发生器和电动机输出分别设为 2, 4
22	信号合成 Mux	Signal Routing	位置和给定信号合成到一个示波器
23	常数模块 Constant	Sources	模拟电机负载, 设定为 0
24	示波器 P	Sinks	设置背景、线型颜色, 坐标轴范围

注: 其它模块根据需要选择。

