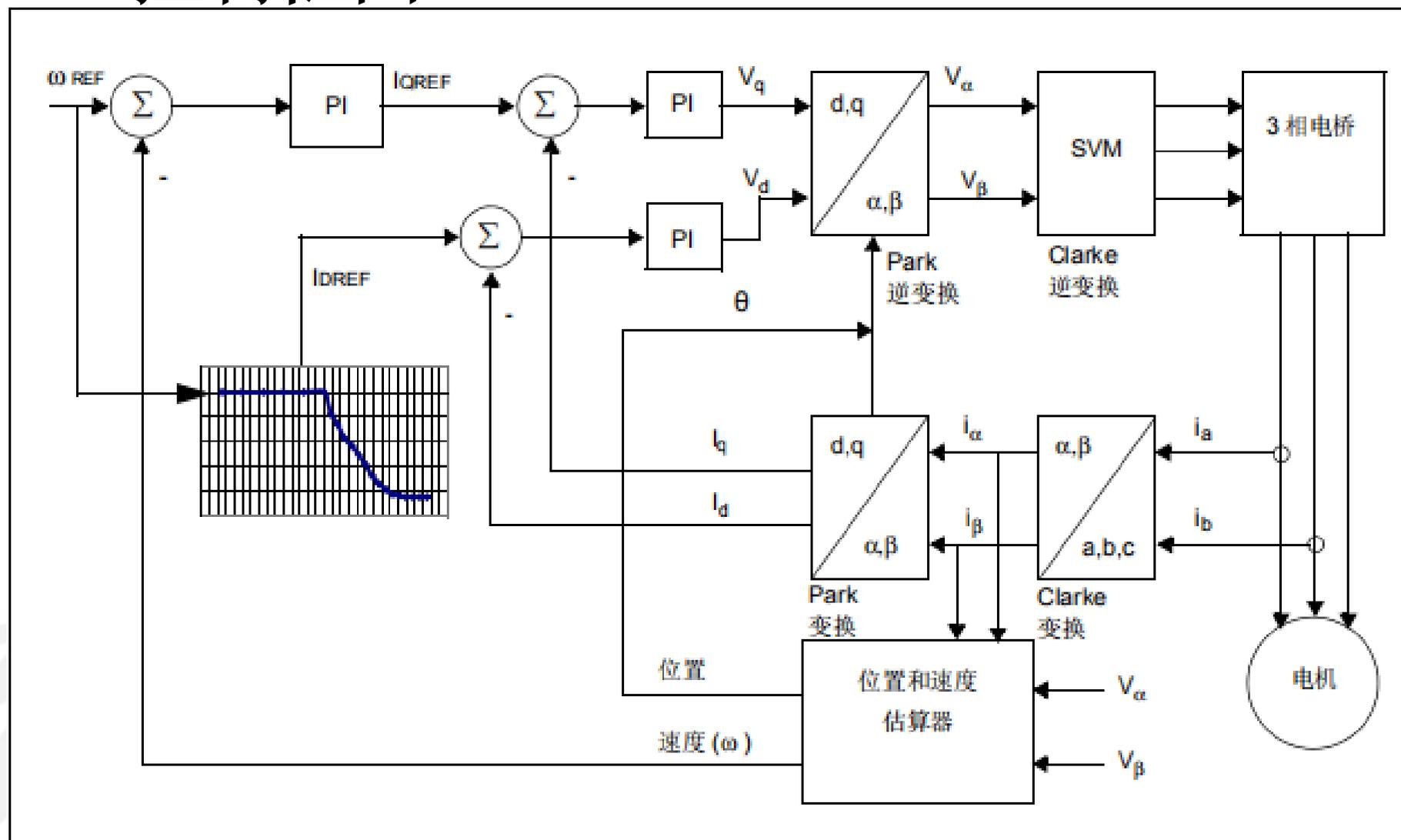


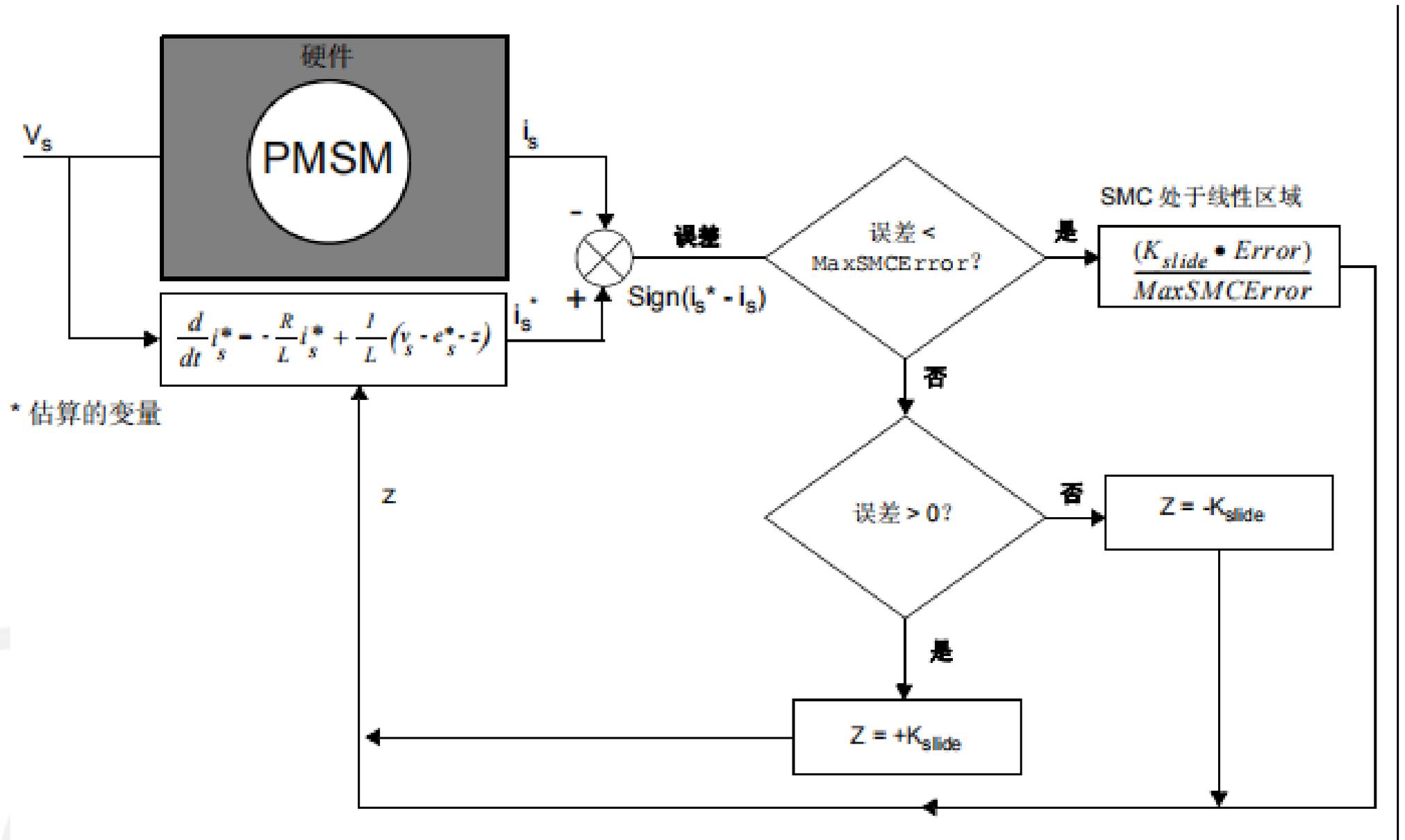
估算器介绍

矢量控制框图

FOC控制框图



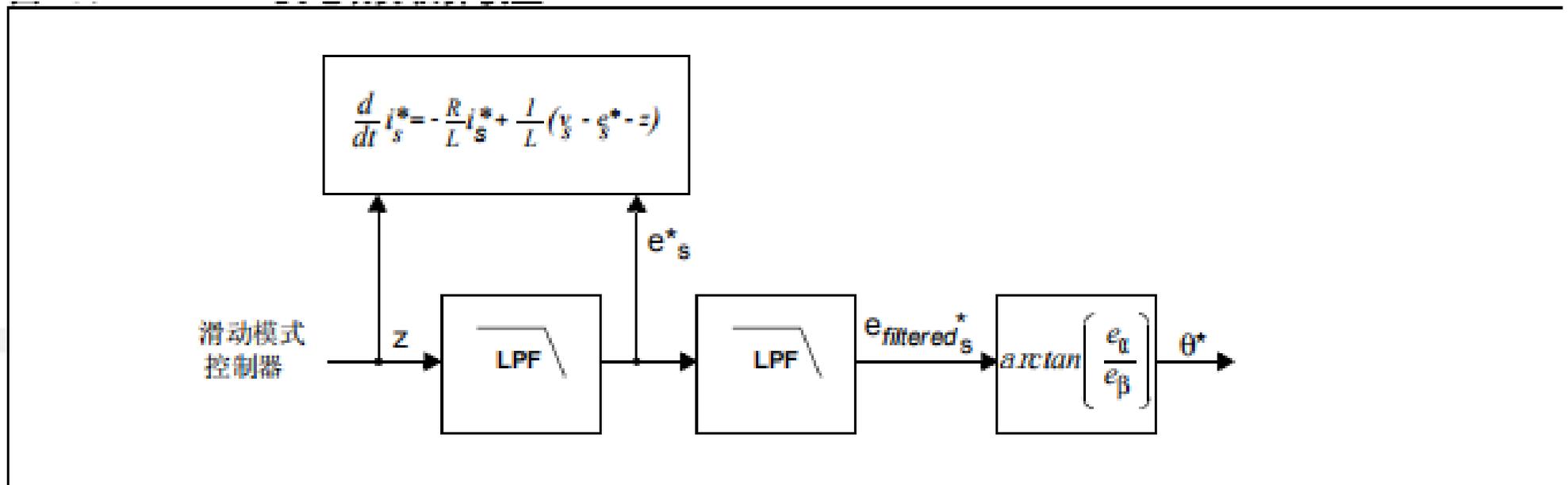
传统SMO



传统SMO

使用模型中的估算电流 (i_s^*) 来匹配测量电流 (i_s)，我们假设数字化模型的反电动势 (e_s^*) 与电机的反电动势 (e_s) 相同。

对数字化模型进行补偿之后，电机模型的输入电压 (V_s) 和电流 (i_s^*) 与数字化电机模型中的值相同。一旦对数字化模型补偿完后，下一步就要通过对校正因子 (Z) 滤波来估算反电动势 (e_s^*)，如图所示。随后反电动势的估算值 (e_s^*) 反馈给数字化电机模型，以在每个控制周期之后对变量 e_s^* 进行更新。 e_α 和 e_β 值 (e_s 的矢量分量) 用于估算 θ^* 。



AO与SMO对比

SMO数字化模型

$$v_s = Ri_s + L \frac{d}{dt} i_s + e_s$$

其中:

i_s = 电机电流矢量

v_s = 输入电压矢量

e_s = 反电动势矢量

R = 绕组电阻

L = 绕组电感

T_s = 控制周期

求解 i_s 可得到电机电流:

$$\frac{d}{dt} i_s = \left(-\frac{R}{L}\right) i_s + \frac{1}{L} (v_s - e_s)$$

在数字域中, 该方程式为:

$$\frac{i_s(n+1) - i_s(n)}{T_s} = \left(-\frac{R}{L}\right) i_s(n) + \frac{1}{L} (v_s(n) - e_s(n))$$

AO数字化模型

基于无模型理论有

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = F_a + \alpha_a u_a^* \\ \frac{di_\beta}{dt} = F_\beta + \alpha_\beta u_\beta^* \end{cases}$$

根据电机方程

$$p \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_a \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} (R_s i_q + \omega_e \psi_f) \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}$$

则有

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_\beta \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_s} (R_s i_q + \omega_e \psi_f) \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}$$

SMO估算器

模型

$$\begin{aligned}\frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R_s}{L}i_\alpha - \frac{1}{L}E_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha, \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R_s}{L}i_\beta - \frac{1}{L}E_\beta + \frac{1}{L}u_\beta,\end{aligned}$$

SMO

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} &= -\frac{R_s}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{K_{SW}}{L}\text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} &= -\frac{R_s}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{K_{SW}}{L}\text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)\end{aligned}$$

AO估算器

当把电阻上的电压算在系统输出中时，有

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = F_\alpha + \alpha_\alpha (u_\alpha^* - R_s i_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = F_\beta + \alpha_\beta (u_\beta^* - R_s i_\beta) \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_s} \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}$$

即对应我
们的ealp
和ebet

峰昭科技（深圳）有限公司
Fortior Technology (Shenzhen) Co., Ltd.

总结

- 由上述公式中我们可以得到以下信息：

传统的SMO估算器说基于电机控制时采样的电流 I_s 和电机电感 L 、电阻 R 、反电动势 E_s 进行位置估算，在估算时由于低转速 E_s 很小，没法采集到准确的数值，这时如果依然采用数字化模型的反电动势（ e_s^* ）与电机的反电动势（ e_s ）相同，则估算误差容易无法正常进行消除。基于滑模面我们虽然可以给误差做饱和限定，如下图，但是可能在不同电机中匹配时，会导致限定条件产生不匹配，没法做到多电机兼容。

总结

在滑膜面上，有

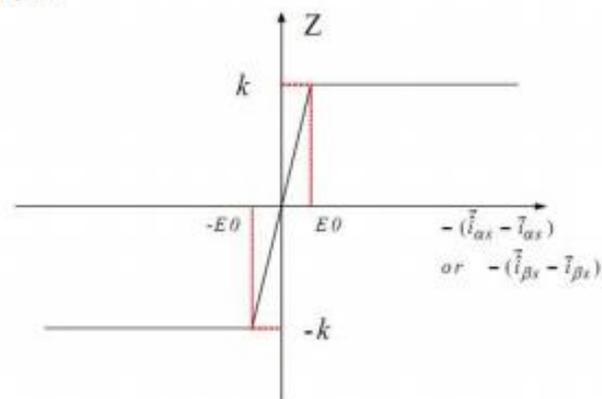
$$e_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha = 0, \quad e_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta = 0$$

所以

$$\begin{aligned} E_\alpha &= K_{SW} \text{sign } e_\alpha & \hat{E}_\alpha &= \frac{\omega_0}{s + \omega_0} E_\alpha \\ E_\beta &= K_{SW} \text{sign } e_\beta & \hat{E}_\beta &= \frac{\omega_0}{s + \omega_0} E_\beta \end{aligned}$$

$$\theta = -\tan^{-1} \frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta} + \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_0}$$

一般情况下给 K_{SW} 设定饱和值



总结

- 而基于无模型估算，电机位置是没有依靠数字化模型的反电动势（ es^* ）与电机的反电动势（ es ）相同。这个条件进行位置估算，其依靠的的是电机电阻 R 与电感 L 配合前几次采样进行多阶求导，进而得到电机的位置，由公式，在低速时 ω 比较小，电机的阻值对启动和低速运行会存在比较大影响：

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_s} (R_s i_q + \omega_e \psi_f) \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}$$

总结

- 在估算中，我们采取的是依靠前面采样进行当前位置估算，相比传统依靠当前采样进行PLL获取位置，AO估算在位置估算和位置变化相应的实时性上更快，在多电机兼容上对于电机电感和电阻差异不是特别巨大时能做到基本兼容。