

### 三、异步电机的稳态模型和调速方法

#### 1、异步电机知识回顾

##### (1) 基本等效电路

异步电动机与变压器电磁作用过程相同，可采用变压器的分析方法进行分析

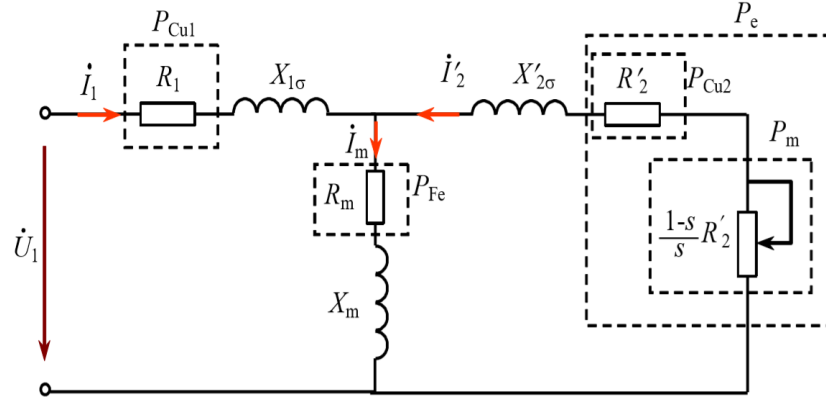


图 6.21 异步电机的τ型等效电路

如上图异步电机等效电路所示，其中 $R_1$ 为定子每相电阻， $X_{1\sigma}$ 为定子每相漏感。 $s$ 为转差率。 $R'_2$ 为折合到定子侧的转子每相电阻， $X'_{2\sigma}$ 为折合到定子侧的转子每相漏感。 $X_m$ 为定子每相绕组产生气隙主磁通的等效电感，即励磁电感。

##### (2) 能量流动

异步电机能量流动如下图所示

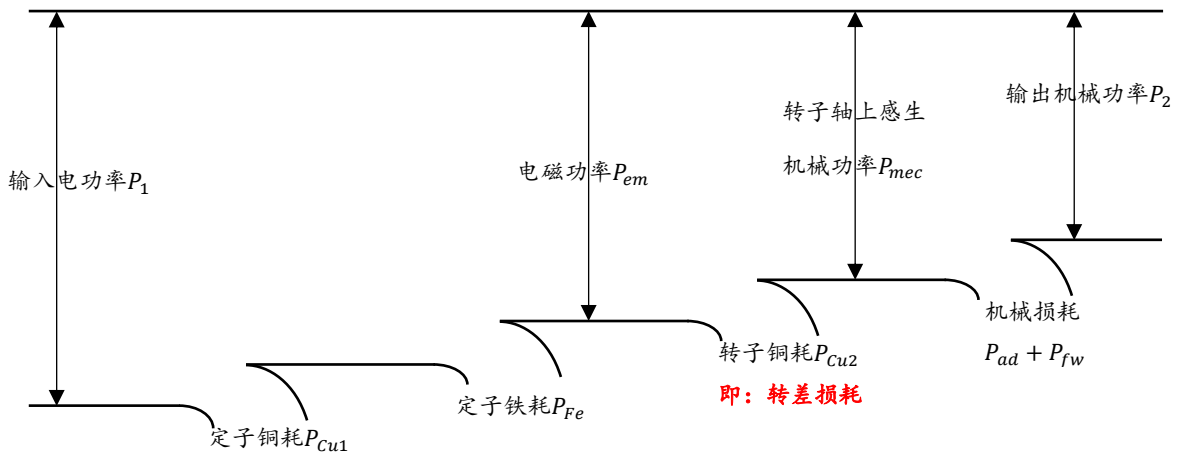


图 6.22 异步电机的能量流动

其中：输入电功率 $P_1 = U_1 I_1 \cos j_1$       转子功率因数角 $j_2 = \arctan \frac{X_{2\sigma}}{R_2/s}$

$$\text{定子铜耗 } P_{Cu1} = I_1^2 R_1$$

$$\text{转子铜耗 } P_{Cu2} = I_2'^2 R_2'$$

$$\text{定子铁耗 } P_{Fe} = I_m^2 R_m \quad (\text{在异步电机控制章节中一般忽略铁耗})$$

$$\text{电磁功率 } P_{em} = I_2'^2 \frac{R_2'}{s}$$

$$\text{转子转轴机械功率 } P_{mec} = I_2'^2 \frac{(1-s)R_2'}{s}$$

$$\text{输出（机械）功率 } P_2 = P_{mec} - P_{ad} - P_{fw}$$

## 2、异步电机稳态模型

在以下三个假定条件下：  
 { 忽略空间和时间谐波  
 { 忽略磁路饱和  
 { 忽略铁损  
 由T形等效电路可以得到：

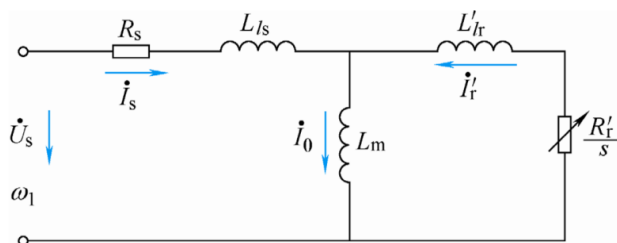


图 6.23 异步电机 T 形等效电路

其中  $R_s$  为定子每相电阻， $L_{ls}$  为定子每相漏感。 $s$  为转差率。 $R'_r$  为折合到定子侧的转子每相电阻， $L'_{lr}$  为折合到定子侧的转子每相漏感。 $L_m$  为定子每相绕组产生气隙主磁通的等效电感，即励磁电感。

PS：在计算的时候，定子电感： $L_s = L_{ls} + L_m$  转子电感： $L_r = L_{lr} + L_m$

由上图可以得到：
$$I'_r = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + C_1 \frac{R'_r}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + C_1 L'_{lr})^2}}$$

式中  $C_1 = 1 + \frac{R_s + j\omega_1 L_{ls}}{j\omega_1 L_m} \approx 1 + \frac{L_{ls}}{L_m}$ ，而一般情况下， $L_m \gg L_{ls}$ ， $C_1 \approx 1$ ，相当于忽略励磁电流。则电流公式可简化成：

定子电流  $\approx$  转子等效电流，即： $I_s \approx I'_r = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R'_r}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}}$  因此可化为以下电路图：

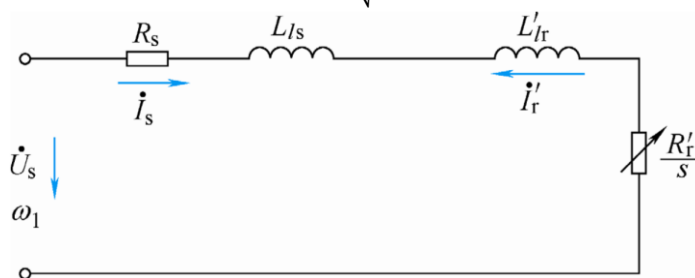


图 6.24 异步电机简化等效电路

## 3、异步电机机械特性

异步电机传递的电磁功率为  $P_m = \frac{3I_r'^2 R'_r}{s}$  同步机械角速度  $\omega_{m1} = \frac{\omega_1}{n_p}$  其中  $n_p$  为磁极对数、 $\omega_1$  为同步电磁角速度： $\omega_1 = 2\pi f_1$ ， $s$  为转差率，则：

异步电机的电磁转矩为  $T_e = \frac{P_m}{\omega_{m1}} = \frac{3n_p R'_r}{\omega_{m1} s} \cdot I_r'^2 = \frac{3n_p U_s^2 R'_r / s}{\omega_1 [(sR_s + R'_r)^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2]}$

由上可以看出电磁转矩  $T_e$  与电流平方  $I_r'^2$  成正比，与转差率  $s$  成反比。

▲我们要得到机械特性曲线（做 $T_e$ 与 $S$ 相关的曲线）那么我们把 $T_e$ 对 $s$ 求导，并令 $\frac{dT_e}{ds} = 0$

即对 $T_e = \frac{P_m}{\omega_{m1}} = \frac{3n_p R'_r}{\omega_{m1} s} \cdot I_r'^2 = \frac{3n_p U_s^2 R'_r / s}{\omega_1 [(sR_s + R'_r)^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2]}$ 对 $S$ 求导，得到以下式子：

$$\text{临界转差率 } s_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}} \quad \text{对应临界转矩 } T_{em} = \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_1 \left[ R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \right]}$$

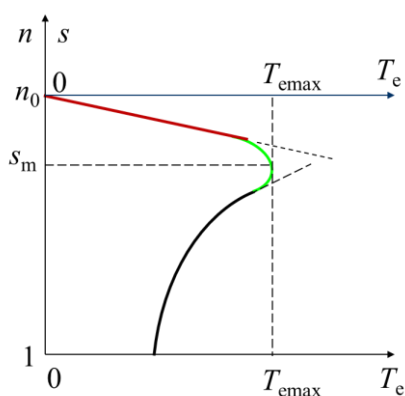


图 6.25 机械特性曲线

(PS: 转差率定义 $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ 其中 $n_1 = \frac{60f_1}{n_p}$ 为同步转速,  
 $n$ 为实际转速)

▲当转差率 $s$ 很小的时候（实际转速 $n$ 很大的时候）

忽略含有 $s$ 的项得到： $T_e \approx \frac{3n_p U_s^2 s}{\omega_1 R'_r} \propto s$ 近似成正比

▲当 $s$ 较大时，忽略分母中 $s$ 的一次项和零次项

得到： $T_e \approx \frac{3n_p U_s^2 R'_r}{\omega_1 s [R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2]} \propto \frac{1}{s}$ 近似于 $s$ 成反比

▲为中间数值时，机械特性从直线段逐渐过渡到双曲线段

#### 4、异步电机调速方法

总思想：人为的改变机械特性参数（①电机参数（ $R$ 、 $L$ 、 $n_p$ ）②电源电压 $U_s$ ③电源频率 $f_1$ 即角频率 $\omega_1$ ），使电机稳定工作，来达到调速的目的。

##### （1）气隙磁通

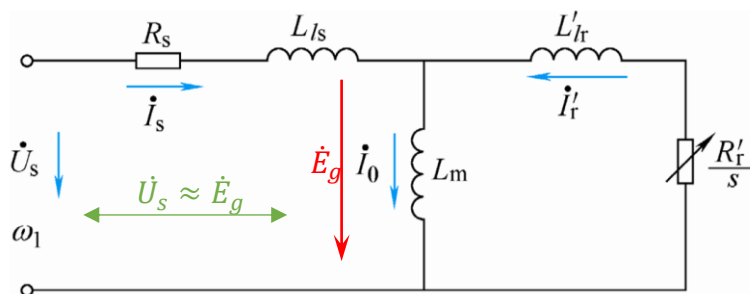


图 6.27 异步电机数学等效模型

三相异步电动机定子每相电动势的有效值 $E_g = 4.44f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$ 当我们忽略定子电阻 $R_s$ 和

漏磁感抗 $L_{ls}$ 上面压降的时候我们可以得到 $U_s \approx E_g = 4.44f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$  其中 $\Phi_m$ 称为气隙磁

通，由此变形得到 $\Phi_m$ 的表达式： $\Phi_m = \frac{E_g}{4.44f_1 N_s k_{N_s}}$

$N_s$ 为一相绕组的总串联匝

$k_{N_s}$ 为绕组因素数 $k_{N_s} = k_y \cdot k_q$ 其中

$$\begin{cases} k_y \text{ 为短距因数: } k_y = \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ = \frac{\text{短距线圈的电动势}}{\text{整距线圈的电动势}} \\ k_q \text{ 为分布因数: } k_q = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} = \frac{\text{分布绕组电动势}}{\text{集中绕组电动势}} \end{cases}$$

★有 $\Phi_m \propto E_g / f_1 \approx U_s / f_1$  因此为了使气隙磁通恒定，应使 $E_g / f_1 = C$ 或者近似 $U_s / f_1 = C$

## (2) 调压调速及其机械特性

保持额定电源频率 $f_1$ 不变，只改变定子电压 $U_s$ 的调速方法叫做叫变压调速，由于受电机绝缘和磁路饱和的限制，只能采用降压调速。

又因为同步转速 $n_1 = \frac{60f_1}{n_p}$ 不受电压改变的影响，因此降压调速同步转速或者说空载转速 $n_0$ 恒定不变。又因为气隙磁通 $\Phi_m = \frac{E_g}{4.44f_1N_s k_{N_S}} \approx \frac{U_s}{4.44f_1N_s k_{N_S}}$  因此当定子电压 $U_s$ 降低的时候，气隙磁通 $\Phi_m$ 也随之降低，因此降压调速属于弱磁调速。

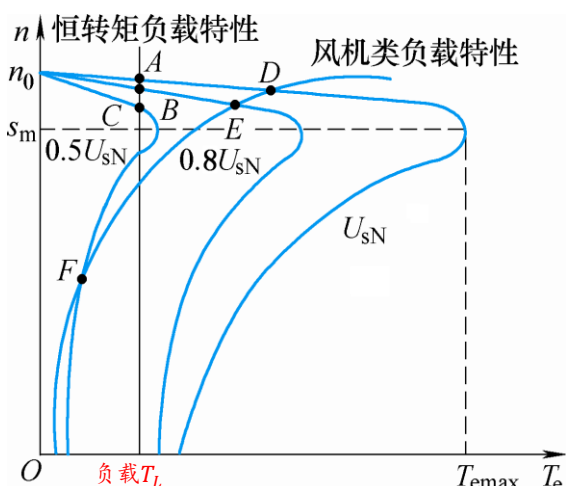


图 6.26 调压调速特性曲线

如左图所示：其中三条恒转矩负载特性曲线从左到右电压依次上升

▲电磁转矩 $T_e$ 与定子电压平方 $U_s^2$ 成正比

$$\text{因为 } T_e = \frac{3n_p U_s^2 R'_r / s}{\omega_1 [(sR_s + R'_r)^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2]}$$

▲理想空载转速 $n_0$ 保持为同步转速 $n_1$ 不变

(即 $n_0 = n_1 = 60f_1/n_p$ ) 空载时负载转矩

$T_L = 0$  所以对对应转速 $n = n_0$

▲临界转差率 $s_m$ 不变 (所以三条恒转矩负载特性的 $s_m$ 都处于同一水平直线上)

因为临界转差率 $s_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}}$  与电压 $U_s$ 无关

▲临界转矩随定子电压减小而平方下降，因为 $T_{em} = \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_1 \left[ R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \right]}$

### ★小总结

①带恒转矩负载时，普通笼型异步电动机降压调速时的稳定工作范围为： $0 < s < s_m$

②调速范围有限，图中A、B、C为恒转矩负载在不同电压时的稳定工作点。

③带风机类负载运行，调速范可以稍大一些，图中D、E、F为风机类负载在不同电压时的稳定工作点

▲带恒转矩负载工作时，定子侧输入的电磁功率 $P_{em} = \omega_{m1} T_L = \omega_1 T_L / n_p$

电磁功率恒定不变，与转速无关 ( $\omega_{m1}$ 、 $T_L$ 均为常数)

★注意！此处 $\omega_{m1}$ 是同步机械角速度！而 $\omega_1$ 是同步电磁角速度！

我们在Simulink仿真中输出的角速度都是机械角速度 $\omega_m$ 因此我们一般得到输出转速为 $n = \omega_m \cdot 30/\pi$ ！而我们在矢量控制中进行坐标变换等用的是电磁角速度！需要乘以一个系数磁极对数 $n_p$ 得到电磁角速度！

而输出功率 (转轴上的机械功率)  $P_{mec} = \omega_m T_L$  (实际上忽略了机械损耗 $P_{ad} + P_{fw}$ )

▲输出功率 $P_{mec} = \omega_m T_L = (1-s) \frac{\omega_1 T_L}{n_p}$  因为 $\omega_m$ 为输出角速度而 $\omega_1$ 是同步角速度，因为是异步电机，所以存在转差率 $s$ ，即 $\omega_1 \cdot (1-s) = \omega_m$

★转差功率 $P_s = sP_{em} = s\omega_m T_L = s \frac{\omega_1 T_L}{n_p}$  其中转差率 $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$

由上述转差功率表达式可以知道，随着转差率 $s$ 的增大（即转速 $n$ 的下降）转差功率 $P_s$ 也增大，所以带恒转矩负载 $T_L$ 的降压调速实际上是把功率都消耗在了转子电阻上（用增大转差功率、减小输出功率来换取转速的降低）称为**转差功率消耗性调速**

▲再由上述推导的临界转差率公式 $s_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}}$ 可以知道：增大转子电阻 $R'_r$ 则临界转差率变大，因此调速范围变大（因为调速范围受临界转差率 $s_m$ 限制：临界转差率时刻对应最小稳定工作转速，同时对应最大电磁转矩输出 $T_{em}$ ）

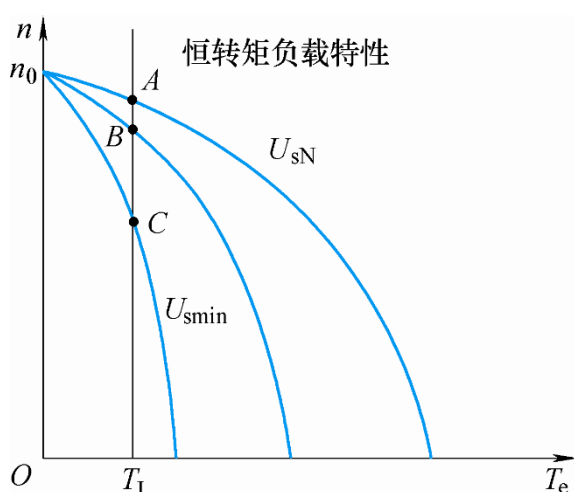


图 6.27 高转子电阻电机降压调速的机械特性

可以使电机在较低转速下运行且不至于过热，这种高转子电阻电动机又称为交流力矩电动机，其机械特性如左图所示，缺点是机械特性比较软。

PS：机械特性软硬是指当增加负载转矩时候，转速下降得越多，即机械特性越软！

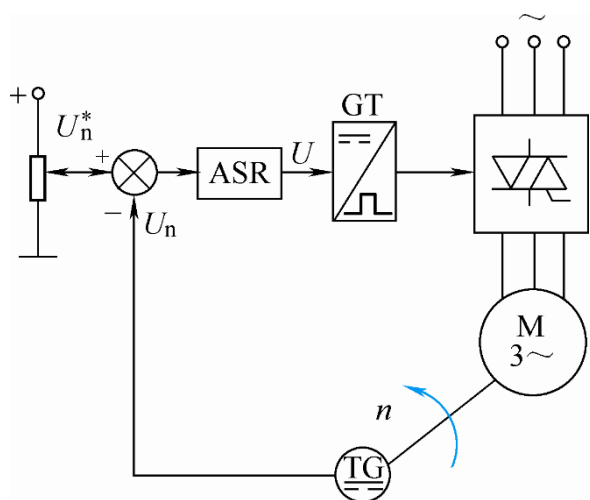


图 6.28 带转速负反馈闭环控制的交流调压调速系统

▲为了弥补机械特性问题：我们可以采用转速反馈的闭环控制系统，可以获得较大的调速范围，因为反馈控制会自动调整定子电压。

如图所示的ASR是由PI调节器组成，且要设定限幅输出（即ASR最大输出限幅值 $U_c$ 决定了PWM信号输出，间接决定了电机的定子电压 $U_s$ ）

ASR的PI环节的输入为电压差 $U_n^* - U_n$ 经过积分与比例环节输出控制电压 $U_c$ ，此时我们可以得知 $U_c$ 可能饱和，也可能不饱和。

当系统带负载稳定时，如果负载增大或减小，引起转速下降或上升，反馈控制作用会自动调整定子电压，使闭环系统工作在新的稳定

工作点。按照反馈控制规律，将稳定工作点连接起来便是闭环系统的静特性。

静特性左右两边都有极限，它们是额定电压下的机械特性和最小输出电压下的机械特性。

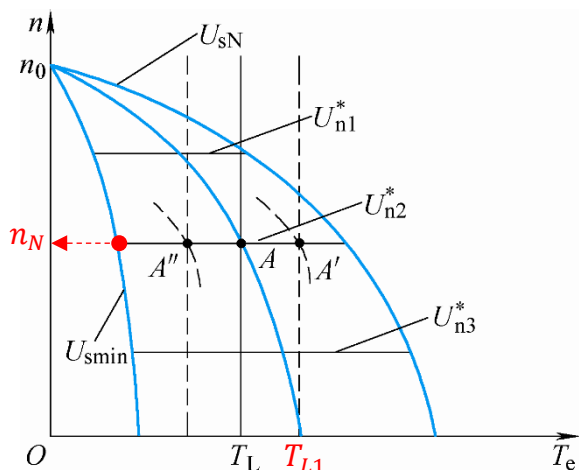


图 6.29 转速闭环控制的交流调压调速系统静特性

如左图所示为转速闭环控制交流调压调速系统静特性。

当负载为  $T_L$  时，稳定工作在  $A$  点，对应工作转速为  $n_N$ ，当我们负载转矩增大到  $T_{L1}$  时候，为了保持转速  $n_N$  不变，因此电压增大，对应工作点为  $A'$ 。

### (3) 变压变频调速

变压变频调速是改变异步电机同步转速的一种调速方法。原因是为了解决以下问题：

▲当异步电动机在基频（额定频率）以下运行时，如果磁通太弱，没有充分利用电机的铁心，是一种浪费；如果磁通过大，又会使铁心饱和，从而导致过大的励磁电流，严重时还会因绕组过热而损坏电机。因此最好是保持每极磁通量  $\Phi_m$  为额定值不变。

又磁通量表达式为：

$$\Phi_m = \frac{E_g}{4.44 f_1 N_s k_{N_s}} \approx \frac{U_s}{4.44 f_1 N_s k_{N_s}} \text{ 则 } \Phi_m \propto E_g / f_1 \approx U_s / f_1$$

要在保持磁通不变的情况下调整电压  $U_s$ ，那么频率  $f_1$  必须跟着改变。即始终保持  $E_g / f_1 \approx U_s / f_1 = C$  常数，即采用电动势频率比为恒值的控制方式。

★异步电动机绕组中的电动势是难以直接控制的，当电动势值较高时，可忽略定子电阻和漏磁感抗压降，认为  $U_s \approx E_g$

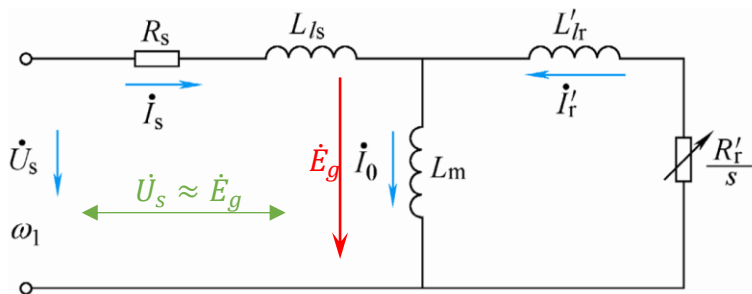


图 6.30 异步电机数学等效模型

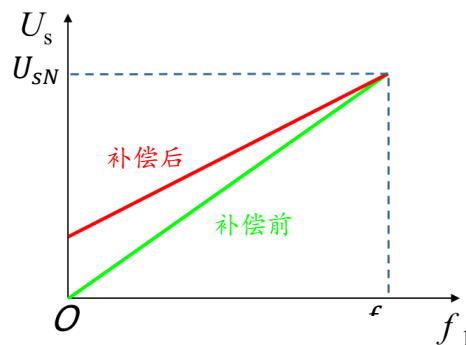


图 6.31 定子电压补偿曲线

★基频以下调速（低频转矩提升）

低频时（低速，尤其极低速），反电动势  $E_g$  越来越小，定子电阻和漏感压降所占的份量比较显著，不能再忽略。仍旧按照  $U_s / f_1 = C$ ，导致低频磁通大幅下降，带载能力减弱！因此为了保持有足够的电压，通常人为地把定子电压抬高一些，以补偿定子阻抗压降。负载大小不同，需要补偿的定子电压也不一样。



### ★基频以上调速

在基频以上调速时，频率从向上升高，受到电机绝缘耐压和磁路饱和的限制，定子电压不能随之升高，最多只能保持额定电压 $U_s$ 不变。

$$\Phi_m = \frac{E_g}{4.44f_1 N_s k_{N_s}} \approx \frac{U_s}{4.44f_1 N_s k_{N_s}}$$

这将导致磁通 $\Phi_m$ 与频率 $f_1$ 成反比地降低，使得异步电动机工作在弱磁状态（回顾：降压调速也是弱磁调速）

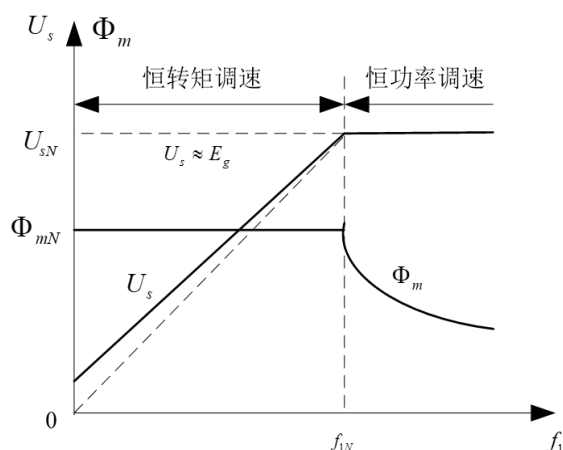


图 6.32 异步电机变压变频调速的

▲基频 $f_{1N}$ 以下：由于保持气隙磁通 $\Phi_m$ 不变，故允许输出转矩 $T_e$ 基本不变，所以基频以下的变频调速属于恒转矩调速。属于“恒转矩调速”。

▲基频 $f_{1N}$ 以上：由于频率提高而定子电压不变，气隙磁通 $\Phi_m$ 必减弱，允许输出转矩 $T_e$ 减小，但转速却升高了，可以认为允许输出功率基本不变。所以基频以上的变频调速属于弱磁恒功率调速。属于“恒功率调速”。

★在基频以下采用恒压频比控制时，可将异步电动机的电磁转矩改写为：

$$T_e = 3n_p \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R'_r}{(sR_s + R'_r)^2 + s^2\omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}$$

当转差率 $s$ 很小（转速 $n$ 比较大）时，可忽略上式分母中含 $s$ 各项，可以得到：

$$T_e \approx 3n_p \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R'_r} \propto s\omega_1$$

带负载时的转速降落为： $\Delta n = sn_1 = \frac{60}{2\pi n_p} s\omega_1 \approx \frac{10R'_r T_e}{\pi n_p^2} \left( \frac{\omega_1}{U_s} \right)^2 \propto T_e$

又因为电磁转矩 $T_e$ 基本不变，因此转速降落 $\Delta n$ 基本不变；

▲因此在恒压频比的条件下改变频率 $\omega_1$ ，机械特性基本上是平行下移，和直流他励电机变压调速时的情况相似。

$$\text{临界转矩为: } T_{em} = \frac{3n_p}{2} \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{\frac{R_s}{\omega_1} + \sqrt{\left( \frac{R_s}{\omega_1} \right)^2 + (L_{ls} + L'_{lr})^2}}$$

随 $\omega_1$ 降低而减小，因此当频率较低时，电机带载能力减弱，采用低频定子压降补偿，适当提高电压，增强带载能力！

转差功率为： $P_s = sP_m = \frac{s\omega_1 T_e}{n_p} \approx \frac{R'_r T_e^2}{3n_p^2 \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2}$ 与转速无关，故称作转差功率不变型。

## ★在基频以上调速

临界转差率  $s_m = \frac{R_r'}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2(L_{ls} + L_{lr}')^2}}$  当  $s$  很小时, 忽略上式分母中含  $s$  各项得到  $T_e \approx 3n_p \frac{U_{sN}^2}{\omega_1 R_r'}$

或者  $s\omega_1 \approx \frac{R_r' T_e \omega_1^2}{3n_p U_{sN}^2}$

带负载时的转速降落:  $\Delta n = sn_1 = \frac{60}{2\pi n_p} s\omega_1 \approx \frac{10R_r' T_e}{\pi n_p^2} \frac{\omega_1^2}{U_{sN}^2}$  对于相同的电磁转矩, 角频率越大, 转速降落越大, 机械特性越软, 与直流电动机弱磁调速相似。

转差功率  $P_s = sP_m = s\omega_1 T_e \approx \frac{R_r' T_e^2 \omega_1^2}{3n_p U_{sN}^2}$  带恒功率负载运行时  $T_e^2 \omega_1^2 \approx$  常数, 因此转差功率基本不变。

### (4) 定子电压补偿

基频以下运行时, 采用定子电压补偿控制, 根据定子电流的大小改变定子电压, 可更好保持磁通恒定。重点是不同磁通恒定时机械特性的变化。为了使参考极性与电动状态下的实际极性相吻合, 感应电动势采用电压降的表示方法, 由高电位指向低电位。

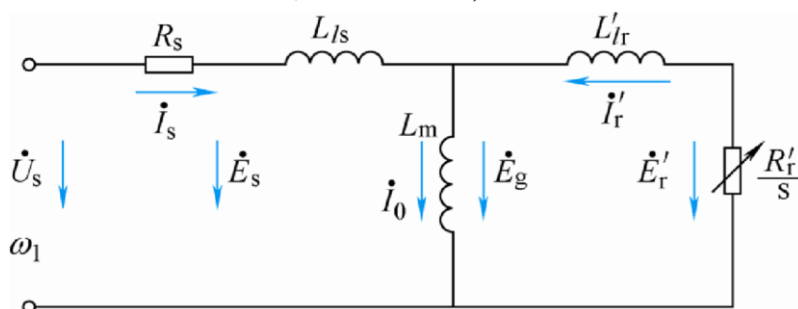


图 6.33 异步电动机等值电路和感应电动

基频以下采用恒压频比控制, 简单易行。不考虑保持漏磁通恒定, 漏磁通未参与能量转换。定子补偿电压随负载大小 ( $I_s$ ) 而变, 维持磁通恒定。

▲有以下三种磁通: (因此我们的恒定磁通控制也分为三种)

定子全磁通感应电动势:  $E_s = 4.44f_1 N_s k_{N_s} \Phi_{ms}$

气隙磁通感应电动势:  $E_g = 4.44f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$

转子全磁通感应电动势:  $E_r' = 4.44f_1 N_s k_{N_s} \Phi_{mr}$

### A 恒定子磁通控制:

由上式可以得出要使定子磁通恒定, 则只需要  $E_s/f_1 =$  常数, 即可保持定子磁通  $\Phi_{ms}$  恒定, 能够直接控制的只有定子电压。定子电压  $U_s$  与  $E_s$  关系为  $\dot{U}_s - R_s \dot{I}_s = \dot{E}_s$  因此只要恰当地提高定子电压, 按关系式补偿定子电阻压降, 以保持常值, 就能够得到恒定子磁通。电磁转矩

$$T_e = 3n_p \left( \frac{E_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2} \text{ 对比恒压频比的电磁转矩 } T_e = 3n_p \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{(sR_s + R_r')^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}$$

相同负载变化, 恒定子磁通控制时转速降落更小! 机械特性更硬!



## B 恒气隙磁通控制:

维持 $E_g/\omega_1$ 为恒值, 保持气隙磁通为常值, 定子电压为 $\dot{U}_s = (R_s + j\omega_1 L_{ls})\dot{I}_s + \dot{E}_g$ 即除了补偿定子电阻 $R_s$ 上面的压降外, 还补偿了定子漏电抗 $L_{ls}$ 上面的压降。

$$\text{由等效电路得到 } I_r' = \frac{E_g}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_{lr}'^2}}$$

电磁转矩为:

$$T_e = \frac{3n_p}{\omega_1} \cdot \frac{E_g^2}{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_{lr}'^2} \cdot \frac{R_r'}{s} = 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1}\right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2 \omega_1^2 L_{lr}'^2}$$

$$\text{临界转差率为: } s_m = \frac{R_r'}{\omega_1 L_{lr}'} \quad \text{临界转矩为: } T_{em} = \frac{3n_p}{2} \left(\frac{E_g}{\omega_1}\right)^2 \frac{1}{L_{lr}'}$$

则有当频率变化时, 临界转矩 $T_{em}$ 更大, 且恒定不变!

## C 恒转子磁通控制:

维持 $E_r'/\omega_1$ 恒定, 保持转子磁通为恒定值, 则 $\dot{U}_s = [R_s + j\omega_1(L_{ls} + L_{lr}')] \dot{I}_s + \dot{E}_r$ 不仅要补偿定子电阻 $R_s$ 和漏感 $L_{ls}$ 压降, 还要补偿转子漏感 $L_{lr}'$ 压降 (此处近似认为转子电流 $I_r' \approx I_s$ )

$$\text{实际上转子电流 } I_r' = \frac{E_r}{R_s'/s}$$

$$\text{电磁转矩 } T_e = \frac{3n_p}{\omega_1} \frac{E_r'^2}{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2} \frac{R_r'}{s} = 3n_p \left(\frac{E_r'}{\omega_1}\right)^2 \frac{s\omega_1}{R_r'}$$

▲机械特性是一条直线, 与直流电机相同, 性能优异!

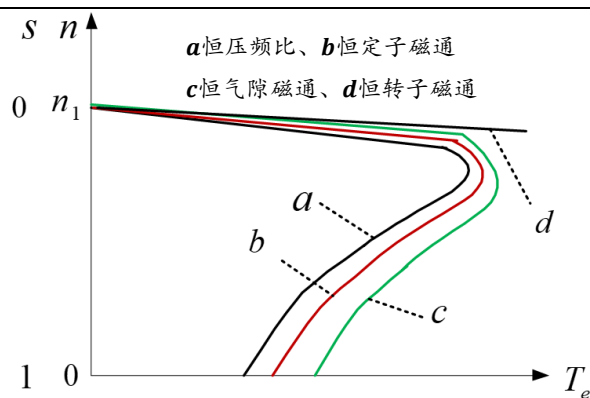


图 6.34 异步电动机恒定磁通控制机械特性

## 5、转速闭环转差频率控制的变压变频调速系统

对于之前转速开环的调速来说：转速开环变频调速系统静、动态性能不够理想。采用转速闭环控制可提高静、动态性能，实现稳态无静差。转速闭环转差频率控制的变压变频调速是基于异步电动机稳态模型的转速闭环控制。

### (1) 转差频率控制的基本概念及特点

$$\text{异步电机恒气隙磁通电磁转矩公式: } T_e = \frac{3n_p}{\omega_1} \cdot \frac{E_g^2}{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_{lr}'^2} \cdot \frac{R_r'}{s} = 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1}\right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2 \omega_1^2 L_{lr}'^2}$$

$$E_g = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_1 N_s k_{N_s} \Phi_m \quad \text{其中 } K_m = \frac{3}{2} n_p N_s^2 k_{N_s}^2 \text{ 为电机的结构常数，定义}$$

转差角频率  $\omega_s = s\omega_1$  则  $T_e = K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s R_r'}{R_r'^2 + \omega_s^2 L_{lr}'^2}$  当电机稳态运行的时候，转差率  $s$  比较小（也就是说转速比较大），因此 转差角频率  $\omega_s$  也比较小，因此上述转矩，可以忽略  $\omega_s^2$  项，因此可以近似表示为  $T_e \approx K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s}{R_r'}$ ，由此可见，如果气隙磁通  $\Phi_m$  近似保持不变，且  $s$  值较小的情况下，异步电机转矩  $T_e$  就近似与转差角频率  $\omega_s$  成正比。这就是基本控制思想。

也就是说在保持气隙磁通  $\Phi_m$  不变的前提下，可以通过控制转差角频率  $\omega_s$  来控制转矩  $T_e$

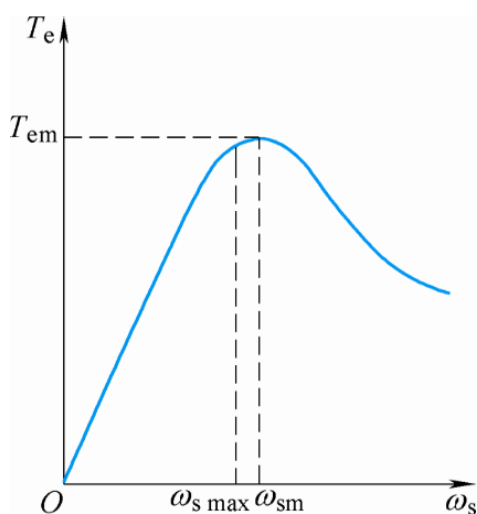


图 6.35 恒气隙磁通控制的机械特性

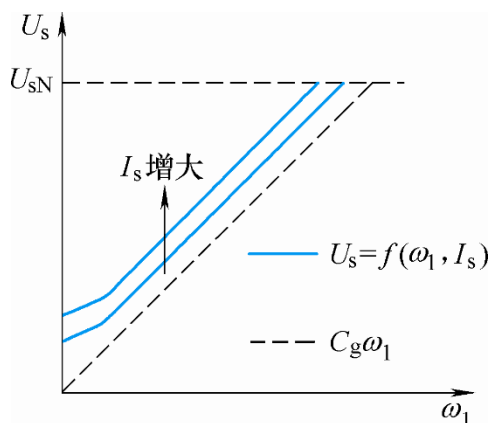


图 6.36 定子电压补偿控制的电压-频率特性

▲要保证系统稳定运行，必须使  $\omega_s < \omega_{sm}$

转差频率控制系统允许的最大转差频率小于临界

$$\text{转差频率: } \omega_{smax} < \omega_{sm} = \frac{R_r}{L_{lr}}$$

又要保持气隙磁通恒定，即要定子电压补偿！

$$\text{又定子电压为: } \dot{U}_s = (R_s + j\omega_1 L_{ls}) \dot{I}_s + \dot{E}_g$$

若忽略电流相位上的变化，仅采用幅值补偿，则电压/频率特性为：

$$U_s = f(\omega_1, I_s) \sqrt{R_s^2 + (\omega_1 L_{ls})^2} I_s + E_g$$

$$U_s = Z_{ls}(\omega_1) I_s + \left(\frac{E_{gN}}{\omega_{1N}}\right) \omega_1 = Z_{ls}(\omega_1) I_s + C_g \omega_1$$

其中  $C_g = \frac{E_{gN}}{\omega_{1N}} = \text{常数}$   $\omega_{1N}$  为额定角频率  $E_{gN}$  为额定

气隙磁通  $\Phi_{mN}$  在角频率下定子每相绕组中的感应电动势

在高频（转速高、电压高）时，我们可以忽略定子电阻的影响，那么可以得到：

$$U_s = f(\omega_1, I_s) \approx \omega_1 L_{ls} I_s + E_g = \omega_1 L_{ls} I_s + C_g \omega_1$$

▲高频时，电压—频率特性近似呈线性。低频时，定子电阻的影响不可忽略，曲线呈现非线性性质。

## (2) 转差频率控制系统结构及性能分析

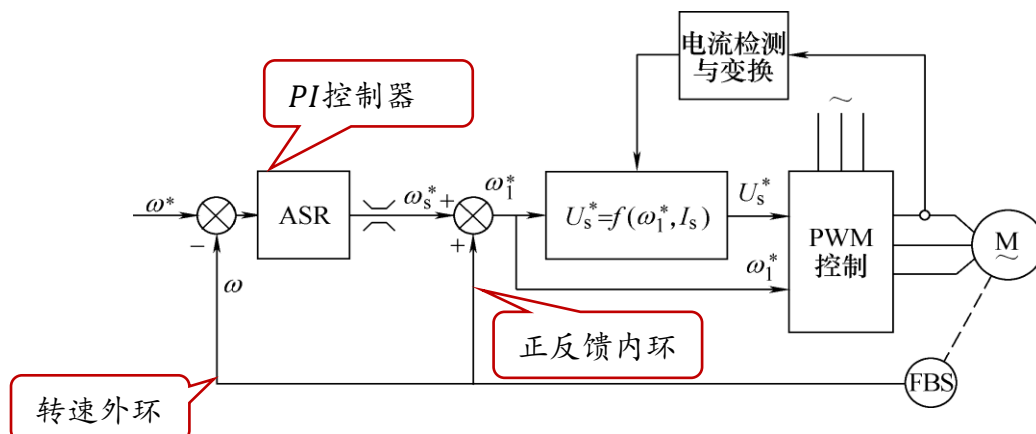


图 6.37 转差频率控制的转速闭环变压变频调速系统结构原理图

▲转速外环为负反馈，ASR为转速调节器，一般选用PI调节器，转速调节器ASR的输出转差频率 $\omega_s^*$ 给定相当于电磁转矩给定

▲内环为正反馈，将转速调节器ASR的输出信号转差频率给定 $\omega_s^*$ 与实际转速 $\omega_s$ 相加，得到定子频率给定信号 $\omega_1^*$ 。即 $\omega_1^* = \omega_s^* + \omega_s$ 。由于正反馈是不稳定结构，必需设置转速负反馈外环，才能使系统稳定运行。

▲定子电压给定： $U_s^* = f(\omega_1^*, I_s)$  函数由电压合成及电压补偿组成与前面开环类似。

★动态分析：

(1) 启动过程：

▲（转矩上升过程）在 $t = 0$ 时，突加给定 $\omega^*$ ，转速调节器ASR很快进入饱和，输出为限幅值 $\omega_{smax}$ ，转速和电流反馈尚未建立，给定定子频率 $\omega_1^* = \omega_{smax}$ （即ASR输出限幅值）

电压输出 $U_s = C_g \omega_{smax}$  其中 $C_g = E_g / \omega_1$

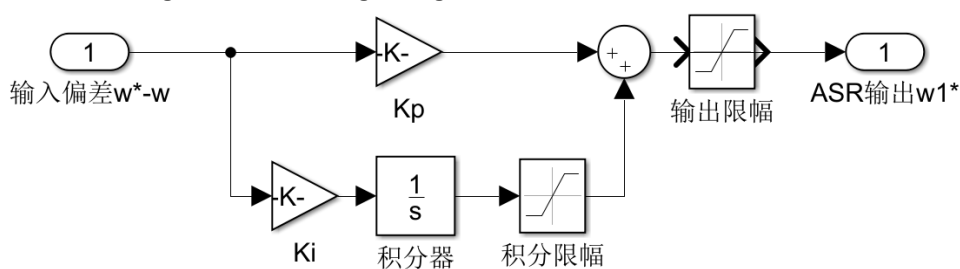


图 6.38 ASR 的 PI 结构分析

▲PI调节器分析：由上图我们可以知道ASR实质上为PI调节器，P为比例环节，I为积分环节。当刚开始的时候因为给定转速（频率） $n^*$ 与实际反馈的（频率）转速 $n$ 不同，因此分别对应的反馈电压 $\omega^*$ 与 $\omega$ 不相同，所以ASR输入端有正电压偏差值 $\omega^* - \omega > 0$

又因为ASR的输入偏差值 $\omega^* - \omega \neq 0$ ，因此积分环节I和比例环节P均开始工作，而正是因为有积分环节的存在，我们由数学积分性质可以知道，积分是一个时间积累的过程，初值不为零，且中间因为给定转速 $n^*$ 都大于实际转速 $n$ ，因此反馈电压差 $\omega^* - \omega$ 都为正，即使达到额定转速的时候，积分环节一直存在值，即使输入环节的偏差电压 $\omega^* - \omega = 0$ ，但是ASR输出电压 $\omega_s^*$ 还是不为0（为积分的积累值）。

▲（恒转矩升速）当 $t = t_1$ 时候，电流达到最大值，起动电流等于最大的允许电流：

$$I_{smax} = I_{sQ} \approx I'_{rQ} \frac{E_g/\omega_1}{\sqrt{(R'_r/\omega_{smax})^2 + L'^2_{lr}}} = \frac{C_g}{\sqrt{(R'_r/\omega_{smax})^2 + L'^2_{lr}}}$$

启动时最大允许输出转矩为：

$$T_{emax} = T_{eQ} \approx 3n_p \left( \frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_{smax}}{R'_r} = 3n_p C_g^2 \frac{\omega_{smax}}{R'_r}$$

随着电流的建立和转速的上升，定子电压和频率上升，转差频率不变 $\omega_s = \omega_{smax}$

起动电流和起动转矩也不变，电动机在允许的最大输出转矩下加速运行。

转差频率控制变压变频调速系统通过最大转差频率 $\omega_{smax}$ 间接限制了最大的允许电流。

▲（转速调节）当 $t = t_2$ 时，转速达到给定值，ASR开始退饱和，**转速略有超调后**，到达稳态： $\omega = \omega^*$ 使得ASR输入为 $\omega^* - \omega = 0$  但是因为上述提及了ASR为PI结构，在积分作用下，原来是饱和输出 $\omega_{smax}$ （ASR输出限幅值），那么理论来说即使输入为0，也应该是饱和状态！因此ASR要退饱和，必须使反馈转速 $\omega > \omega^*$ （**即转速必须要略有超调**）使得ASR输入有一瞬间的负值，来使积分器不饱和！再使输入 $\omega^* - \omega = 0$ 从而达到退饱和的目的。

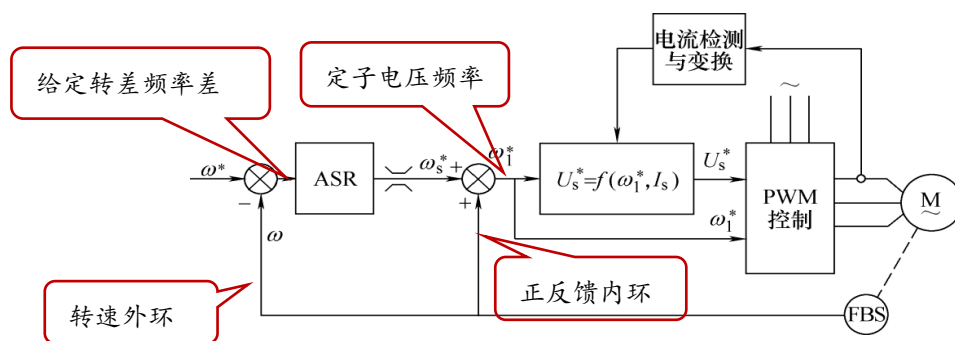


图 6.38 转差频率控制的转速闭环变压变频调速系统

**稳态条件下：** $\omega^* - \omega = 0$  定子电压频率为 $\omega_1^* = \omega_s^* + \omega_s$  电磁转矩等于负载转矩 $T_e = T_L$

转差频率 $\omega_s$ 与负载有关

**总过程：**与直流调速系统相似，起动过程可分为转矩上升、恒转矩升速与转速调节三个阶段。在恒转矩升速阶段内，ASR饱和，不参与作用，相当于转速开环，在正反馈内环的作用下，保持加速度恒定。转速超调后，ASR退出饱和，进入转速调节阶段，达到稳态。

**(2) 加载过程：**

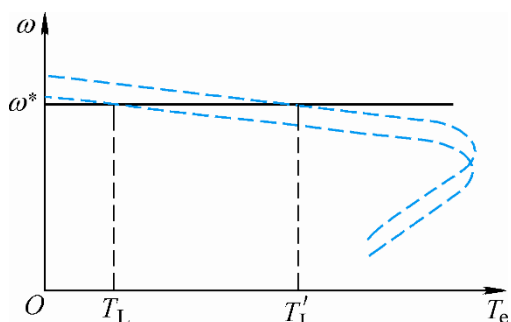


图 6.39 转差频率控制的转速闭环变压变频调速系统静态特性

在负载转矩的作用下转速下降（**反馈频率ω减小**），正反馈内环的作用使**定子电压频率 $\omega_1^* = \omega_s^* + \omega_s$** 下降，但在外环的作用下，**给定转差频率差 $\omega^* - \omega$ 上升**（经过ASR的PI调节之后，输出 $\omega_s^*$ 增大），定子电压频率上升，电磁转矩增大，转速回升，到达新的稳态。即： $T_e = T'_L > T_L$ 且 $\omega_1' = \omega + \omega_s' > \omega_1 = \omega + \omega_s$

（因为定子电压由频率计算得到，又新稳态电压大于原来的电压，因此新稳态频率大于原来的频率）

---

### (3) 最大转差频率分析计算

从理论上说，只要使系统最大的允许转差频率小于临界转差频率，即：

$$\omega_{smax} < \omega_{sm} = \frac{R_r}{L_{lr}}$$

就可使系统稳定运行，并通过转差频率来控制电磁转矩。

▲最大转差频率与起动电流和起动转矩有关

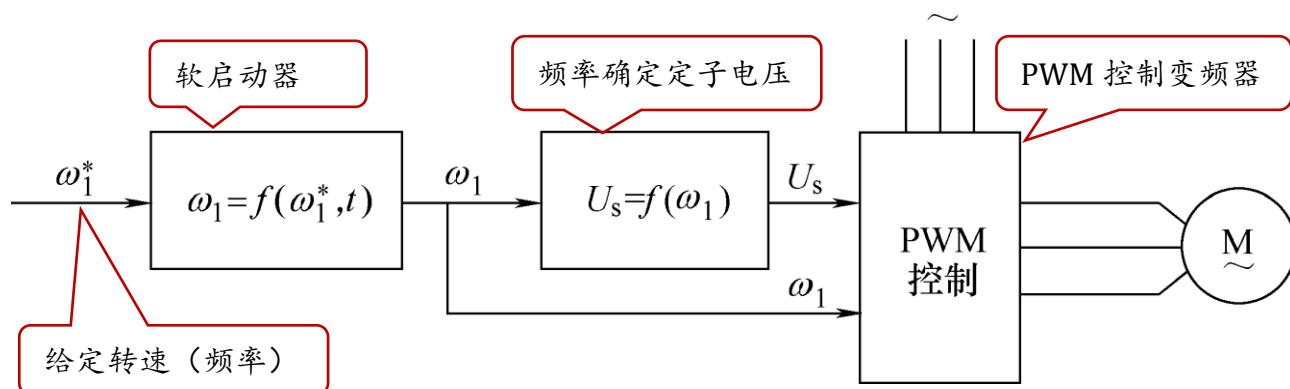
允许的启动过流倍数： $\lambda_I = \frac{I_{sq}}{I_{sN}}$  要求的启动转矩倍数 $\lambda_T = \frac{T_{eq}}{T_{eN}}$  使系统具有一定的重载起动和过载能力，且起动电流 $I_{st}$ 小于允许电流，则最大转差频率：

$$\frac{R'_r \lambda_T T_{eN}}{3n_p C_g^2} < \omega_{smax} < \frac{\lambda_I R'_r I_{sN}}{\sqrt{C_g^2 - (\lambda_I L'_{lr} I_{sN})^2}}$$

根据起动转矩倍数 $\lambda_T$ 确定最大转差频率 $\omega_{smax}$ ，然后，由最大转差频率 $\omega_{smax}$ 求得过流倍数 $\lambda_I$ ，并由此确定变频器主回路的容量。

## 四、Simulink 仿真的实现

### 1、总体结构设计



### 2、软启动环节：

$$\omega_1(t) = \begin{cases} \omega_1^* & \omega_1 = \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) + \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{up}} dt & \omega_1 < \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) - \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{down}} dt & \omega_1 > \omega_1^* \end{cases}$$

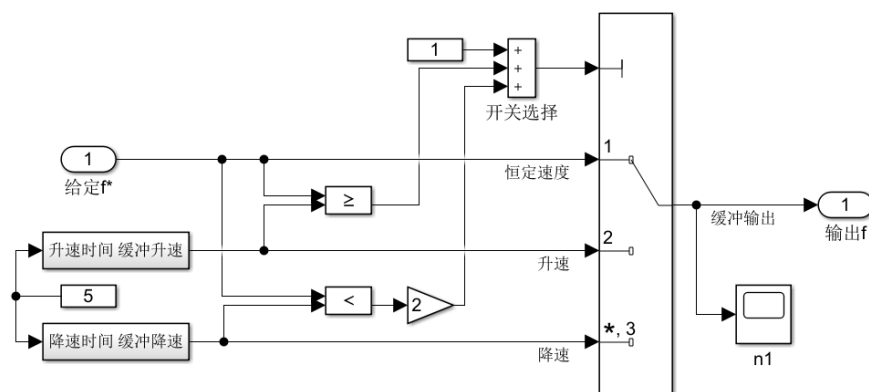
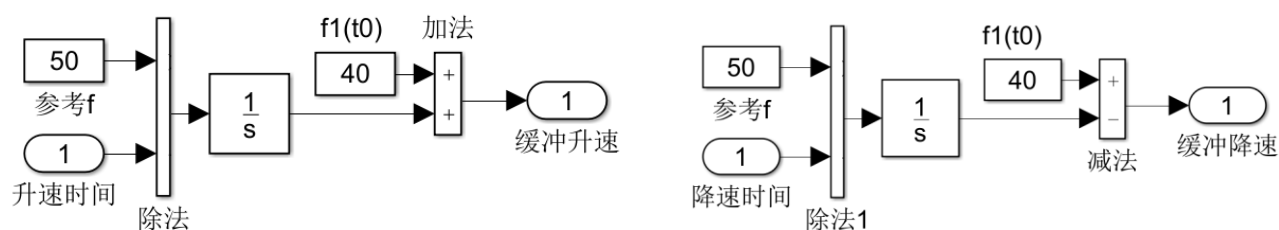
因为系统本身没有限制启动电流的作用。因此

频率设定必须通过给定积分算法产生平缓的升速或降速信号，来达到平缓调速的目的。我们令 $\tau_{up}$ 为从0上升到额定频率的时间。 $\tau_{down}$ 为从0下降到额定频率的时间。

▲其simulink模型如下：

（直接采用频率 $f$ 而非角速度 $\omega$ ）

设 $\tau_{up}$ 与 $\tau_{down}$ 均为5， $f_1(t_0) = 40 * 2\pi$ 设则其模型搭建如下





### 3、电压/频率特性：

$$U_s = f(\omega_1) = \begin{cases} U_N & \omega_1 \geq \omega_{1N} \\ f'(\omega_1) & \omega_1 < \omega_{1N} \end{cases} \quad \text{即当频率 } \omega_1 \geq \omega_{1N} \text{ 时, } U_s = U_N, \text{ 当频率 } \omega_1 < \omega_{1N}$$

时,  $U_s = f'(\omega_1)$  一般是带有低频补偿的恒压频比控制。

▲其simulink模型如下（此处仅搭建恒定子磁通补偿）

(1) 恒定子磁通补偿装置（此处定子电阻为 0.435 欧姆）

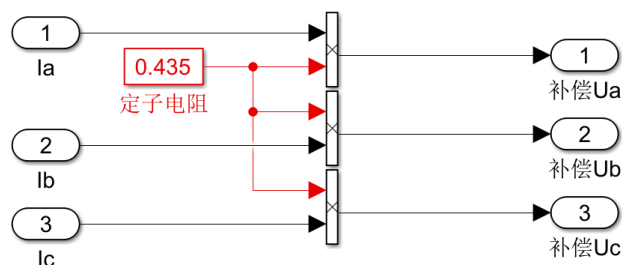


图 恒定子磁通补偿

(2) 电压计算模块

对于电压来说，我们知道一个正弦电压  $U = U_m \sin(\omega t + \theta)$  即需要幅值  $U_m$ 、频率  $\omega = 2\pi f$ 、相位  $\theta$ 。对此，那么我们在已知频率  $f$  即  $(\omega)$  的情况下，要得到一个正弦电压  $U$ ，我们还需要知道幅值  $U_m$ ，而我们本身要做恒压频比调速，即  $U_m/f = C$  常数。

已知电机额定电压  $U_m = 380V$  额定频率  $f = 50Hz$  那么我们可以知道比例常数，因此可以由频率来控制电压  $U_m$  的输出值！因此可以搭建电压幅值计算模块如下：

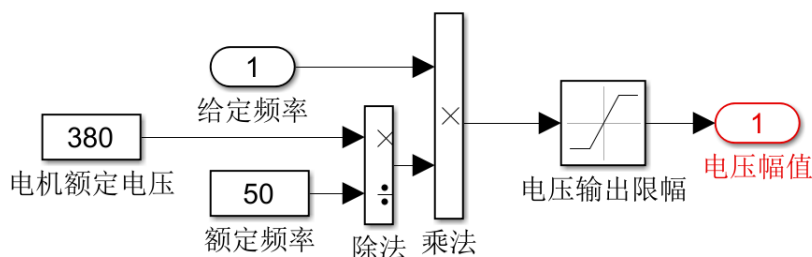


图 电压幅值计算模块

又我们知道三相电压相差  $\theta = 2\pi/3$ ，且频率  $f$  已经给定，因此可以得到理论上需要的三

相电压  $\begin{cases} U_a = U_m \sin(2\pi f t + 2\pi/3) \\ U_b = U_m \sin(2\pi f t) \\ U_c = U_m \sin(2\pi f t - 2\pi/3) \end{cases}$  由此搭建得到以下模型（注意正转是A相超前）：

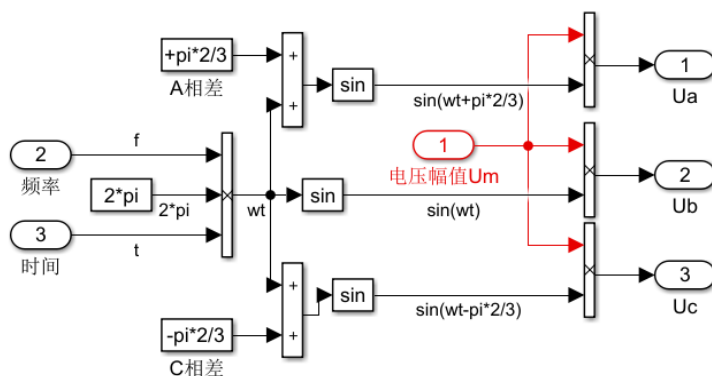
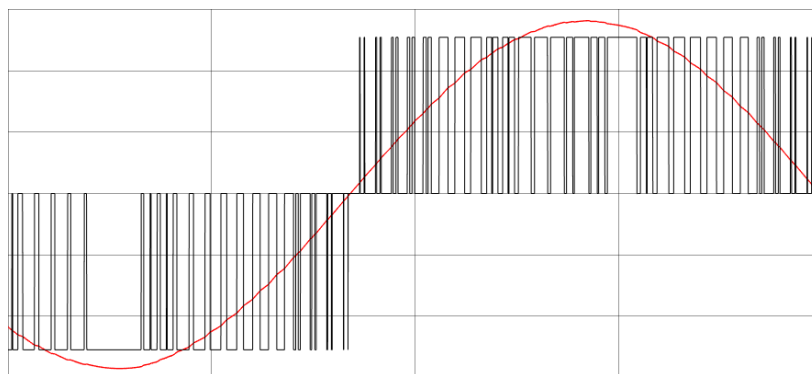
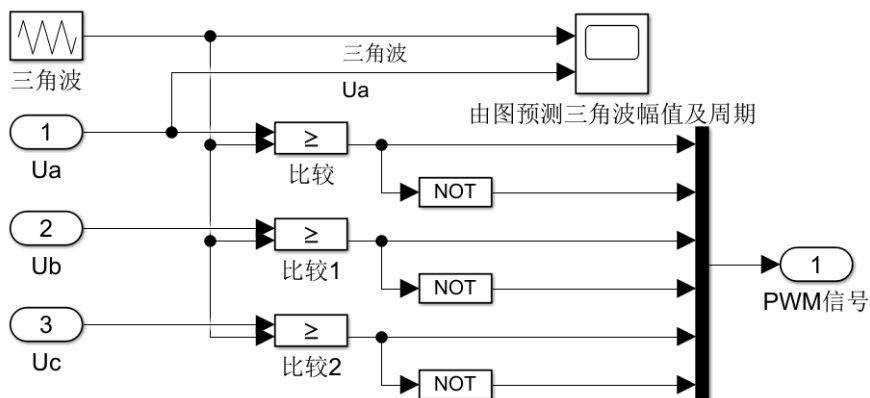


图 理想电压生成模块

#### 4、SPWM 模块

因为我们已经知道了需要的电压，因此要得到我们需要的电压，就需要产生该电压所需要的PWM波形，此处我们用比较法得到SPWM脉宽调制脉冲（即所需要的PWM信号）再把该信号供给晶闸管，就可以逆变出等效的电压。



**图 波形示例**

## 5、总体模型

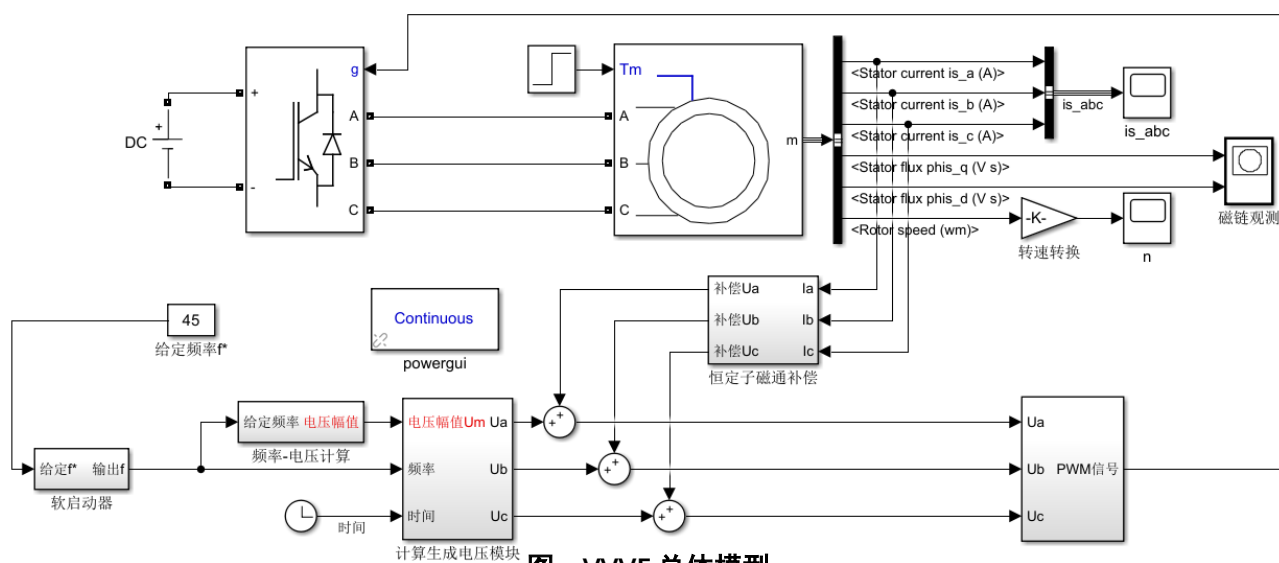


图 VVVF 总体模型

注：我们也可以恒定定子电压补偿值，只需要补偿恒定的常数值，而非  $I_s \cdot R_s$

## 6、转差频率控制系统

### (1) 总体结构设计：

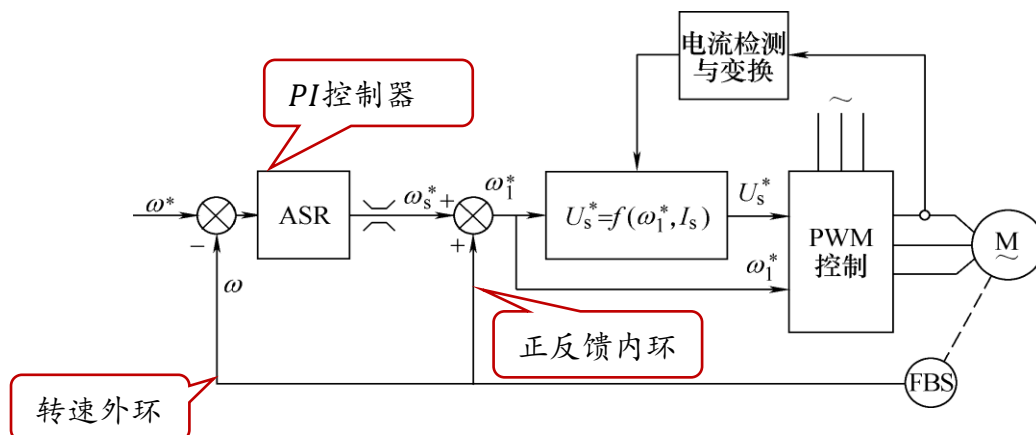


图 转差频率控制的转速闭环变压变频调速系统结构原理图

对此我们知道需要搭建的模块与之前开环变压变频调速模块大致相同，但是多了ASR转速调节器及其反馈模块。另外此处因为才用的是恒气隙磁通的幅值补偿，因此补偿装置也需要改变。

### (2) 恒气隙磁通补偿装置

此处我们对于恒气隙磁通的补偿采用了分段、幅值补偿。由幅值补偿公式我们可以得知： $U_s = f(\omega_1, I_s) \sqrt{R_s^2 + (\omega_1 L_{ls})^2} I_s + E_g$ ，对于此相当于是取模。需要的量有  $\omega_1$ 、 $L_{ls}$ 、 $R_s$  和  $I_s$  此处我们  $I_s$  与  $\omega_1$  均由外部输入。而要实现分段（即 1000 转以下才补偿）那么还需要速度传感器的输入。因此可以搭建以下Simulink模型：

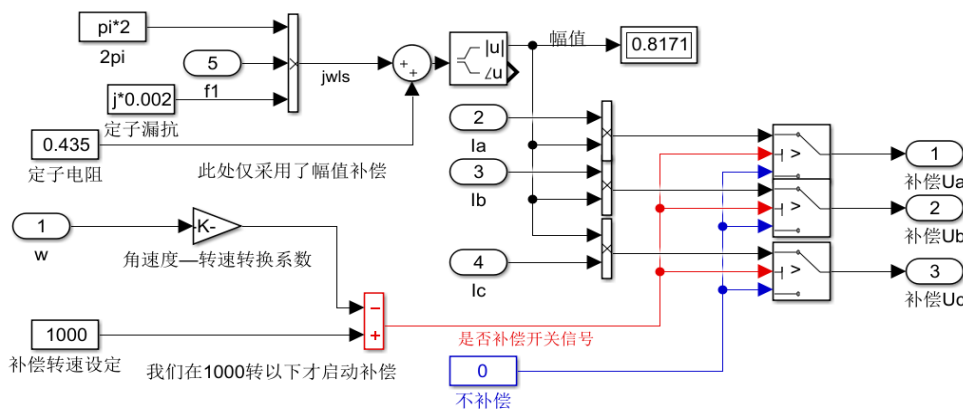


图 恒气隙磁通补偿装置（1000 转以下补偿）

### (3) ASR的设置

由上述分析我们可以知道，ASR是由PI调节器组成，且ASR的输出饱和值为  $\omega_s^*$ ，因此必须加入限幅器！那么限幅器到底限幅多少合适呢？我们知道电机工作频率是  $\omega_s^* + \omega_1$ ，理论上来说正常工作为  $f = 50\text{Hz}$  由于涉及到带载性能，因此我们选择最大输出为  $f = 55\text{Hz}$ （即限幅器设定限值为  $55 \times 2\pi$ ）

那么积分环节需要设置积分限幅吗？答案是肯定的！因为积分器的性质是时间的积累，如果我们在前期积累的积分足够的大，而输出就一直保持在最大积分值，当转速差输入值（ $\omega^* - \omega$ ）不够小的话，那么我们也无法让积分退饱和，从而无法实现ASR退出饱和。因此我们在这里同样可以限值积分器的积分输出为  $60 \times 2\pi$

▲对于比例环节和积分环节的增益 $K_p$ 与 $K_i$ 的设置：

积分增益 $K_i$ 思考一下，我们在达到额定转速的时候，需要的是积分增益最好能够刚好达到饱和，然而这是不容易现实的。因为随着时间的推移，转速上升，那么输入的转差角速度 $\omega^* - \omega$ 也会逐渐减小，那么要使得输出的 $\omega_s^*$ 在转速上升时间内维持最大饱和输出的话，理想情况应该是：当转速达到额定转速时候积分器也刚好也能达到总输出限幅的饱和值。即我们得到总限幅值为： $K_p + \int K_i dt = 55 \times 2\pi$ 。积分器限幅值设置可以稍微多一点，这样才能够抵消一部分比例环节带给输出值的波动误差。

同时我们的比例增益 $K_p$ 不能太大，因为如果太大的话，当转速超调的时候，造成的误差也会成倍数的放大，导致ASR输出波动大！

对于 $K_p$ 与 $K_i$ 的设置，这里可以考虑用示波器看一下，什么时候能够刚好达到最大值。慢慢调整！

这里采用 $K_p = 11$   $K_i = 10$ （当然，最好的方法是建立传递函数模型，根据工程调整法来进行调整）

因此搭建以下ASR的Simulink模型：

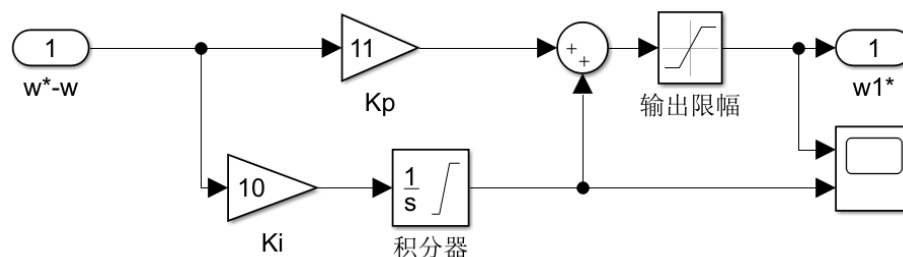


图 ASR 的PI 调节器模型

综上搭建整体Simulink模型：

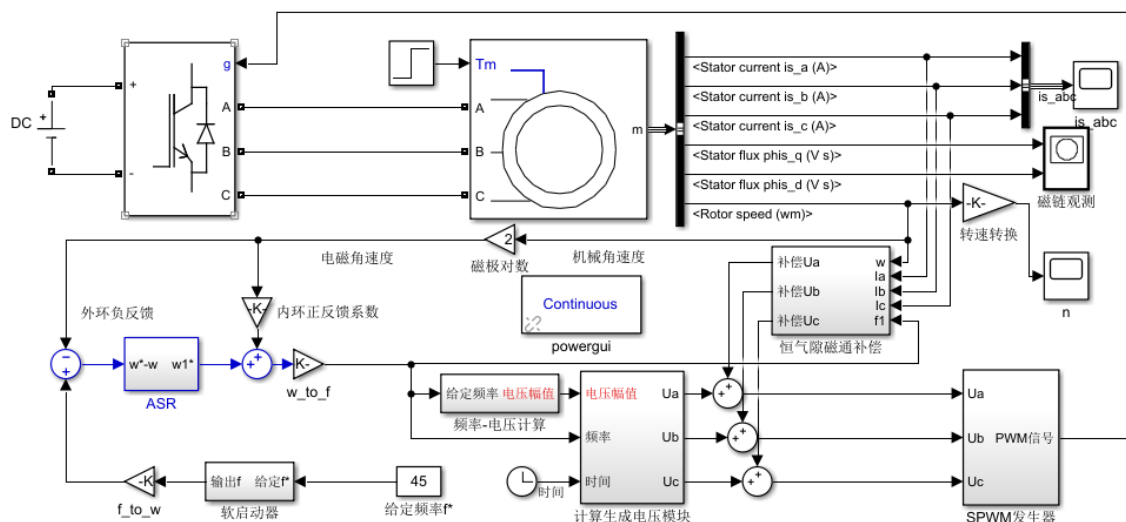


图 带转速闭环的VVVF 总体

▲对于其他参数：角度—频率转换系数（ $\omega - to - f$ ）为 $1/2\pi$   
频率—角度转换系数（ $f - to - \omega$ ）为 $2\pi$   
SWPM 与开环类似（三角波需要微调一下）  
内环正反馈系数 0.01