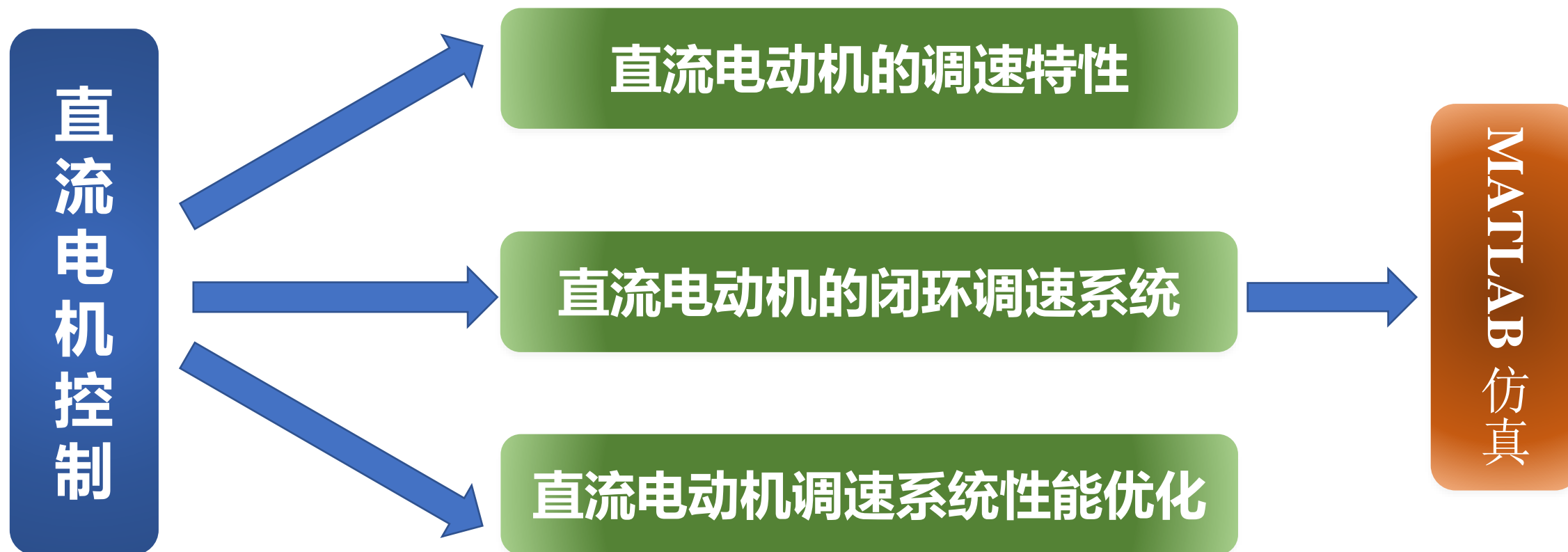


第二章 直流电动机控制

- 直流电动机具有良好的控制性能，起动、制动方便，适合在宽范围内平滑调速，直流电动机调速在电机控制理论和实践上都比较成熟。
- 随着高性能交流调速技术的发展，大部分原来采用直流调速系统的电力拖动设备都被交流调速系统取代，在小功率调速系统中仍有应用。
- 直流调速系统中形成的理论是电机调速控制的基础。



目 录

- 「2.1」 直流电动机的调速特性
- 「2.2」 直流电动机的闭环调速系统
- 「2.3」 直流电动机调速系统性能优化
- 「2.4」 双闭环调速系统MATLAB 仿真

CONTENT

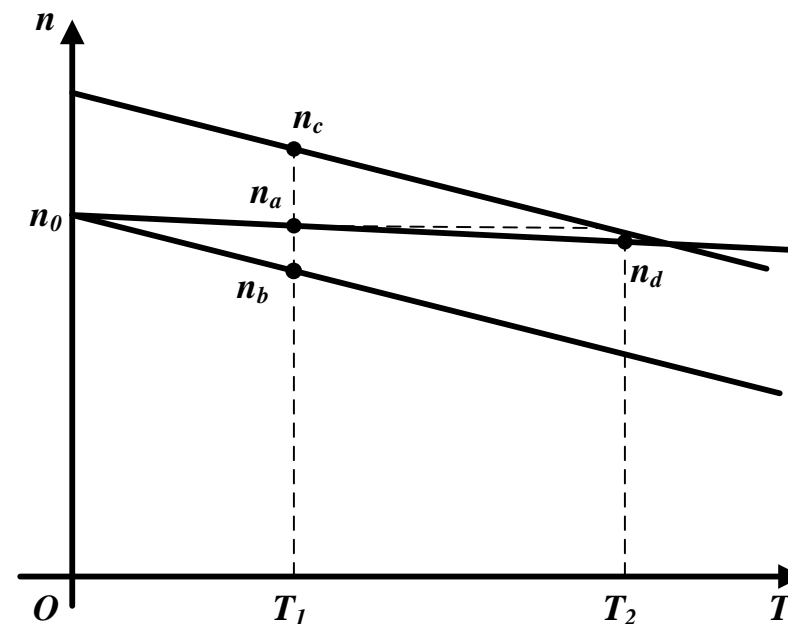


2.1 直流电动机的调速特性

2.1.1 调速的定义

调速是指在某一具体负载下，通过改变电源参数，使机械特性曲线得以改变，从而使电动机转速发生变化或保持不变。

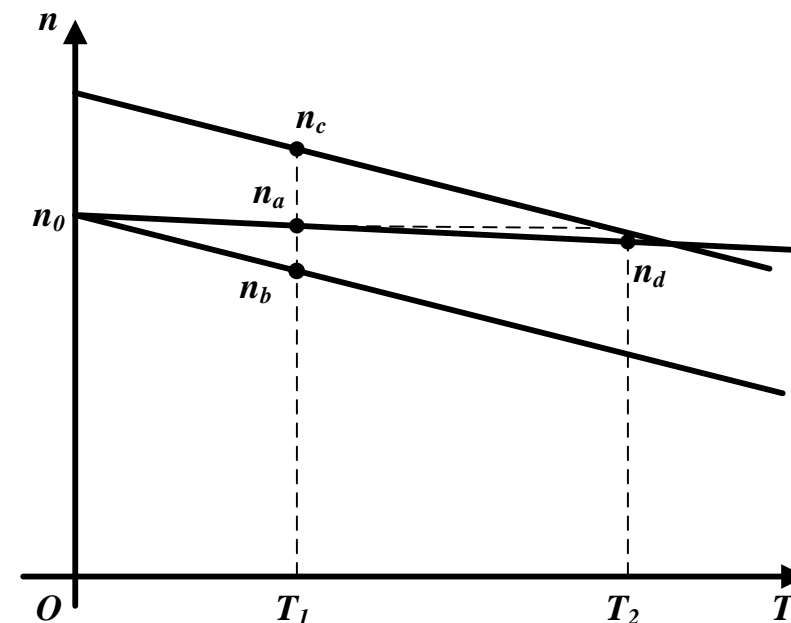
调速包含两方面含义：一是在一定转速范围内“变速”，如图，恒定负载为 T_1 时，转速由 n_a 变到 n_c 或 n_b 。



调速的含义

二是保持“稳速”：

在某一转速下运行的生产机械受到外界干扰，使调节后的转速尽量稳定于原来转速，如图中 n_d ，负载由 T_1 增至 T_2 后的转速，与 n_a 基本保持一致。



调速的含义

2.1.2 直流电动机的调速方法

据直流电动机稳态电路图，直流电动机稳态运行时的电压方程为

$$U_a = E_a + I_a R_\Sigma$$

U_a ——电枢电压，V；

I_a ——电枢电流，A；

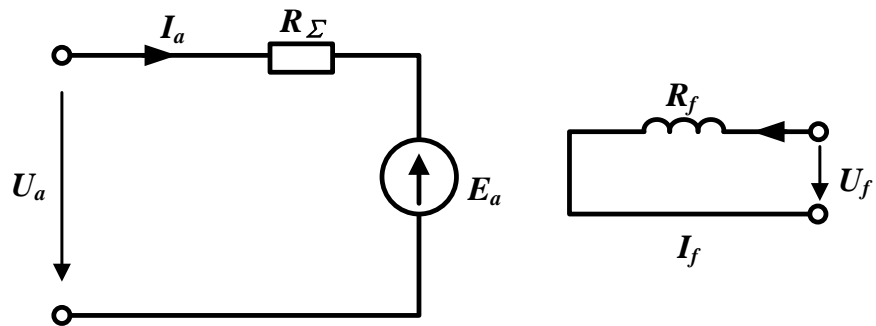
R_Σ ——电枢回路电阻， Ω ；

E_a ——电枢绕组的感应电动势，V；

$$E_a = C_e n \Phi$$

n ：电动机转速，r/min（转每分）；

C_e ：电动势常数，V/(r/min)；



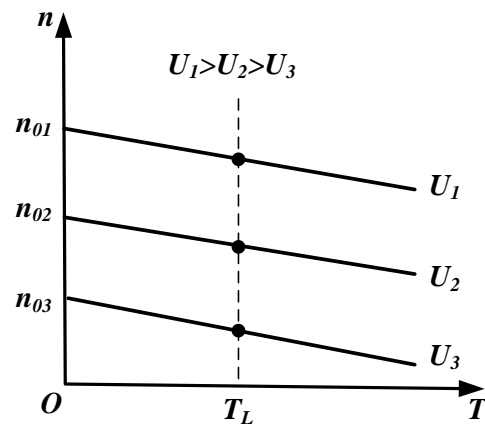
直流电动机稳态电路图

由直流电动机稳态电压方程
得直流电动机转速的表达式为

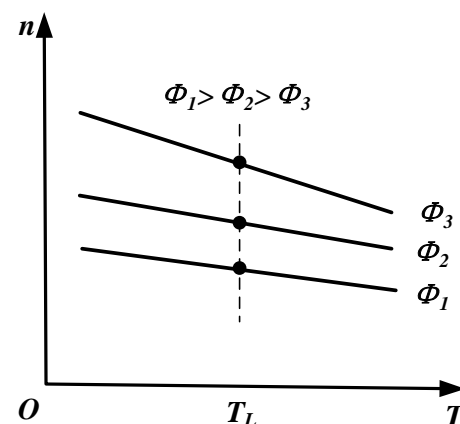
$$n = \frac{U_a - I_a R_{\Sigma}}{C_e \Phi}$$

直流电动机3种调速方法：

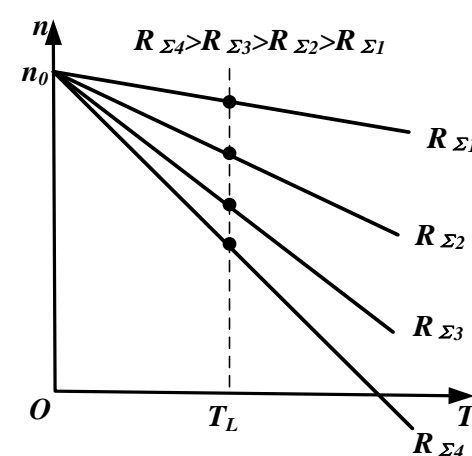
- (1) 改变电枢电压 U_a ；
- (2) 改变励磁磁通 Φ ；
- (3) 改变电枢回路电阻 R_{Σ} 。



(a)调压调速



(b)变磁通调速



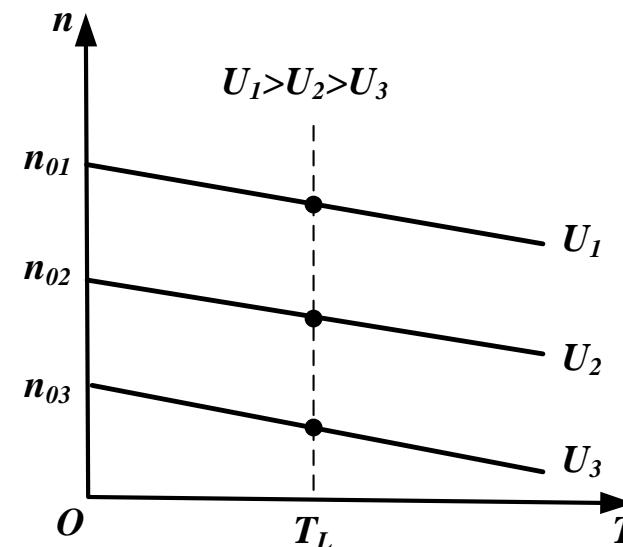
(c)变电阻调速

直流电动机的人为机械特性

(1) 调压调速

图a为改变电枢电压 U_a 时的机械特性，

- 调压调速一般应用于额定转速以下调速；
- 调速范围宽、机械特性硬和动态性能；
- 在连续改变电枢电压时，能实现无级调速
- 是直流电动机的主要调速方法。

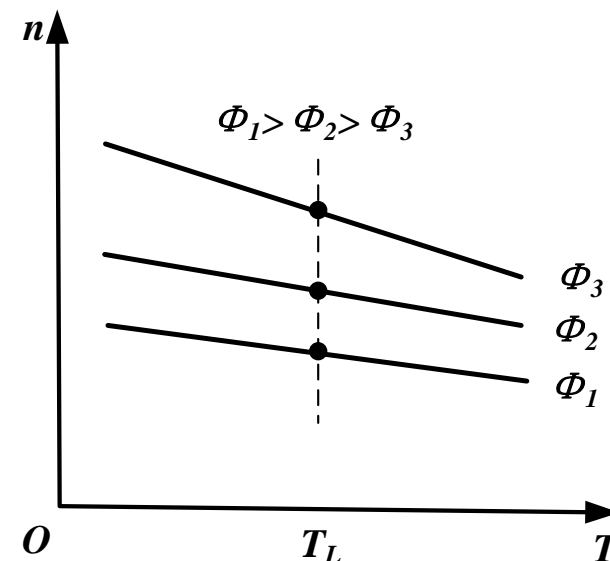


(a)调压调速

(2) 变磁通调速

直流电动机在额定磁通下运行时，磁路已接近饱和，若降低励磁回路的供电电压（电流），则可实现弱磁升速，称为**弱磁调速**。

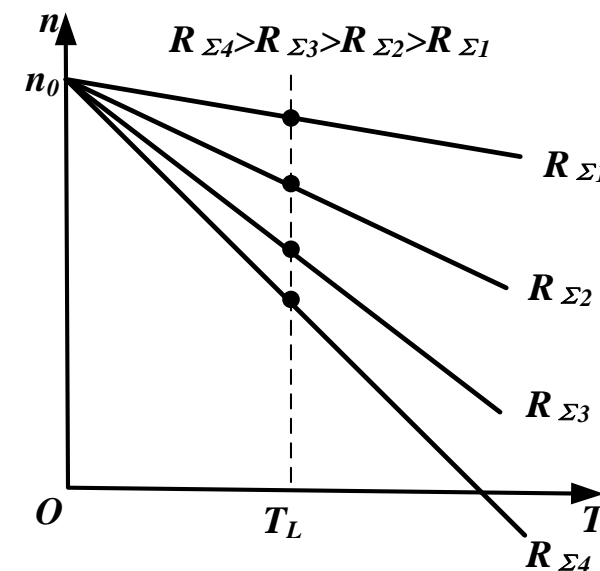
- 一般在额定转速以上调速采用弱磁调速；
- 需与调压调速相结合，以扩大调速范围。



(b)变磁通调速

(3) 变电阻调速

改变电枢回路电阻，即在电枢回路串接不同阻值的附加电阻，可以改变转速，称为变电阻调速。外接电阻越大，电阻功耗越大，特性越软，稳定性越差，一般采用有级调速方式，目前已经很少应用。



(c)变电阻调速

2.1.3 调速指标

对于不同的生产机械，要求电机控制系统具有不同的调速性能指标，可概括为静态和动态性能指标。

1. 静态性能指标

(1) 调速范围D。

电动机在额定负载下，运行的最高转速 n_{max} 与最低转速 n_{min} 之比称为调速范围，用D表示，即

$$D = \frac{n_{max}}{n_{min}}$$

(2) 静差率 s 。

静差率 s 是指电动机在稳定运行时，当负载由理想空载增至额定负载时对应的转速降落 Δn_N 与理想空载转速 n_0 之比，用百分数表示为

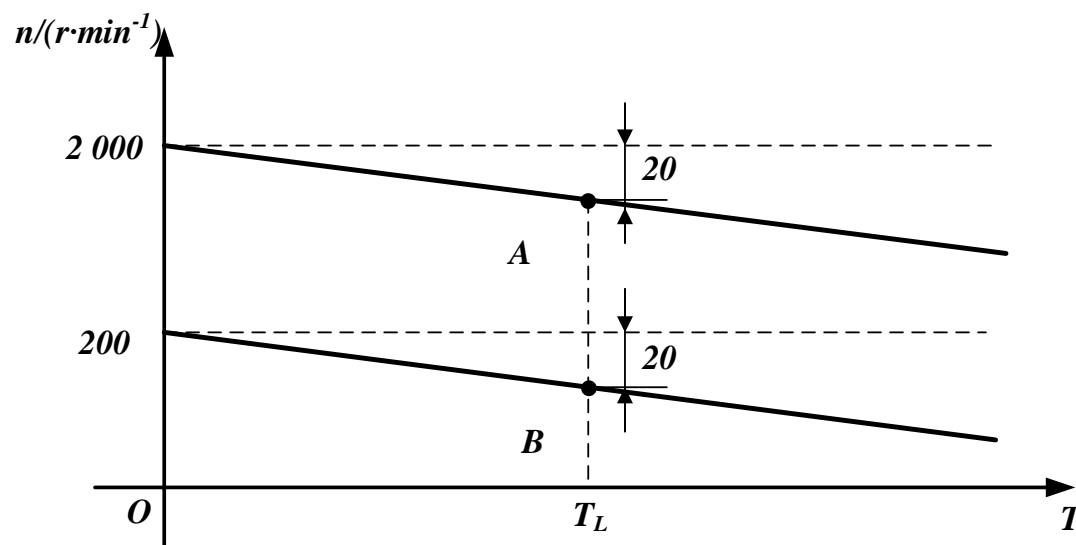
$$s = \frac{\Delta n_N}{n_0} \times 100\% = \frac{n_0 - n_N}{n_0} \times 100\%$$

静差率 s 反映了电动机转速受负载变化的影响程度，它与机械特性有关， Δn_N 越小，特性越硬，静差率越小，转速的稳定性越好。

但 Δn_N 相同，静差率不一定相同，因为 s 与理想空载转速有关。

如图所示，A、B两点转矩相同，在两条平行的调压特性曲线上，但A点静差率为1%，B点静差率为10%。

调速系统的静差率 s 指标是指最低转速下的静差率。



不同转速下的静差率

(3) 调速范围 D 与静差率 s 的关系。

在调速系统中额定转速为最高转速，即 $n_{max} = n_N$ 。静差率为最低转速时的静差率，则最低转速

$$n_{min} = n_{0min} - \Delta n_N = \frac{\Delta n_N}{s} - \Delta n_N = \frac{(1-s)\Delta n_N}{s}$$

则调速范围 D 与静差率 s 满足

$$D = \frac{n_{max}}{n_{min}} = \frac{n_N}{\frac{(1-s)\Delta n_N}{s}} = \frac{n_N s}{(1-s)\Delta n_N}$$

当一个调速系统的机械特性硬度 (Δn_N) 一定时，对静差率要求越高，允许的调速范围也越小。

【例2-1】直流电动机调速系统额定转速 $n_N=1500\text{r/min}$ ，额定速降 $\Delta n_N=120\text{r/min}$ 。

(1) 要求 $s \leq 0.2$ ，此时允许的调速范围 D 为多少？

(2) 当最低允许速度为 500r/min 时， s 、 D 各为多少？

【解】

(1) 调速范围

$$D = \frac{n_N s}{(1-s)\Delta n_N} = \frac{1500\text{r/min} \times 0.2}{(1-0.2)120\text{r/min}} = 3.1$$

(2) 当最低转速运行时，其理想空载转速为

$$n_{0min} = n_{min} + \Delta n_N = \frac{(500 + 120)r}{min} = 620r/min$$

静差率

$$s = \frac{\Delta n_N}{n_{0min}} = \frac{120r/min}{620r/min} = 0.19$$

调速范围

$$D = \frac{n_{max}}{n_{min}} = D = \frac{1500r/min}{500r/min} = 3$$

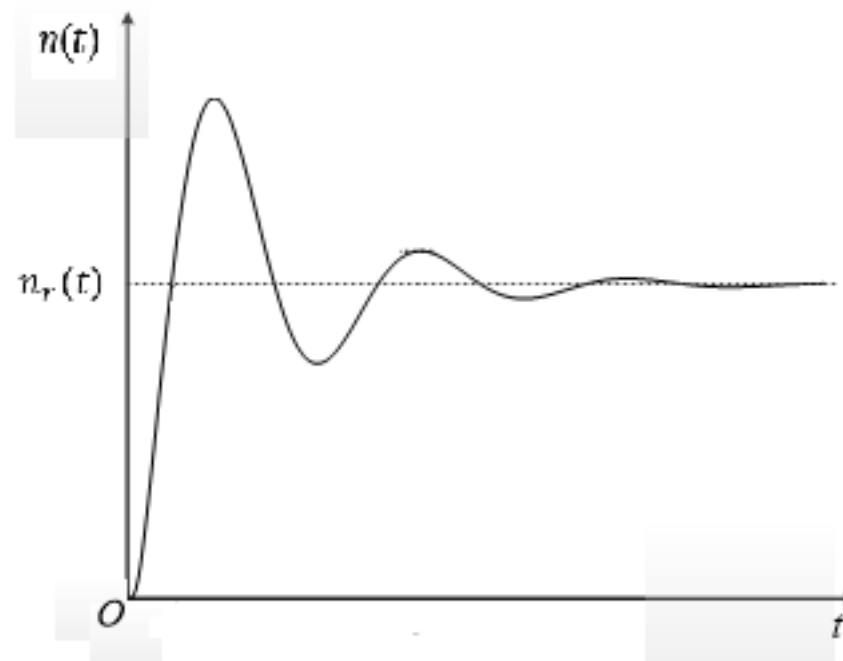
2. 动态性能指标

动态性能指标包括跟随性能指标和抗扰性能指标两类。

(1) 跟随性能指标。

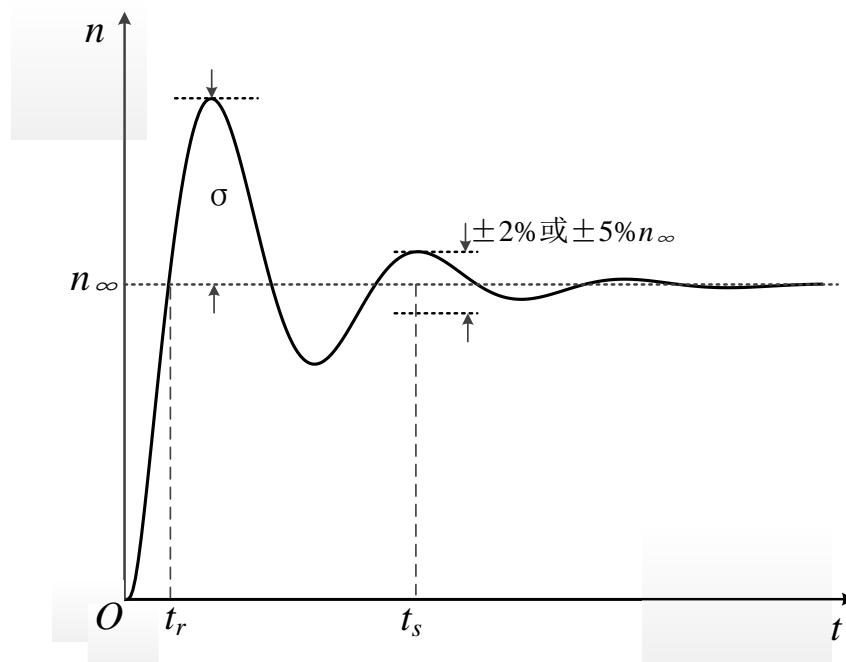
在给定信号(或称参考输入信号) $n_r(t)$ 的作用下, 系统输出量 $n(t)$ 的变化情况可用跟随性能指标来描述。

常以给定在阶跃变化下的过渡过程作为典型的跟随过程, 又称为**阶跃响应**。



调速系统的阶跃响应曲线

上升时间：在典型的阶跃响应跟随过程中，输出量从零起第一次上升到稳态值 n_{∞} 所经过的时间，称为上升时间，用 t_r 表示。

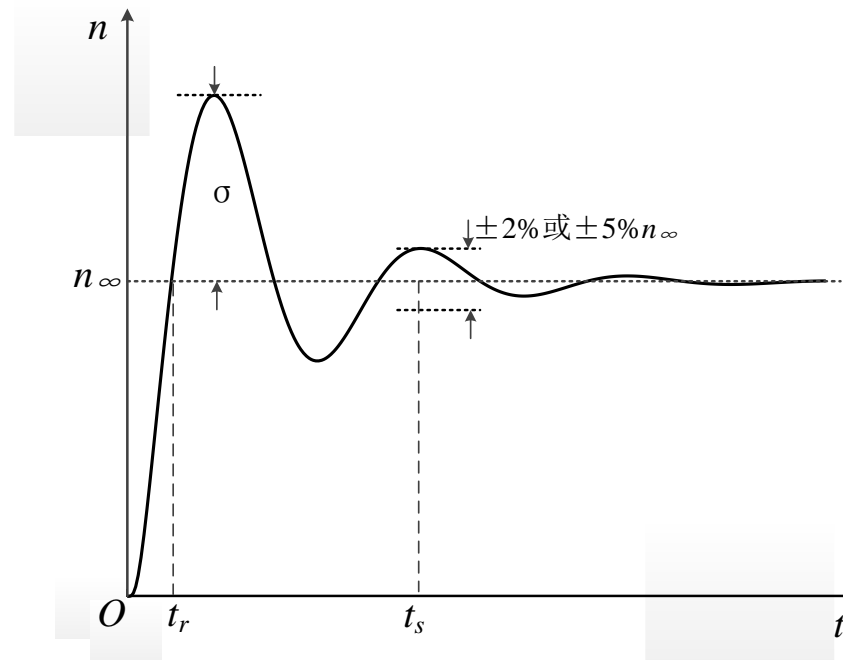


阶跃响应和跟随性能指标

超调量：在阶跃响应跟随过程中，输出量超出稳态值的最大偏离量与稳态值之比，用百分数表示，称为超调量 σ ，则

$$\sigma = \frac{n_{max} - n_{\infty}}{n_{\infty}} \times 100\% D$$

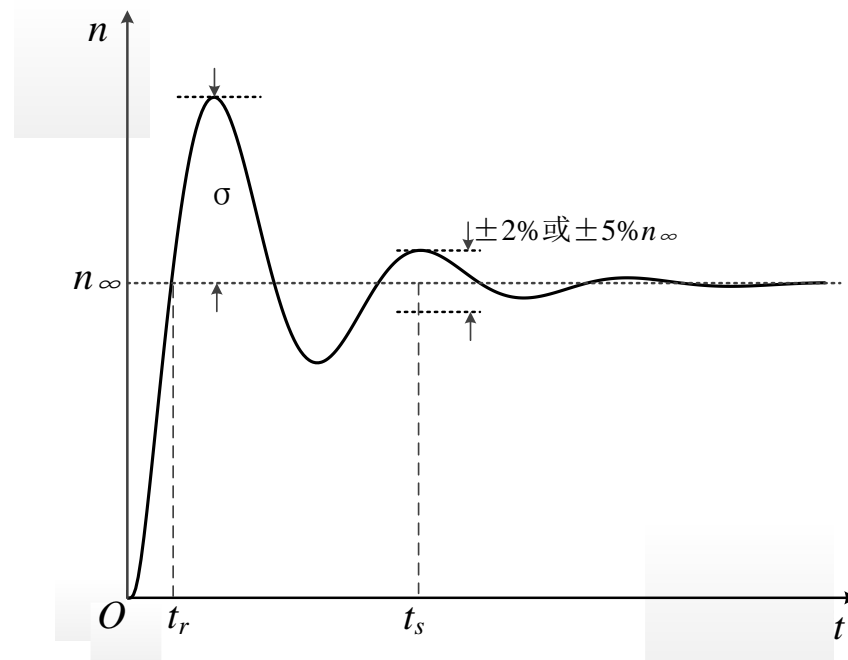
超调量反映系统的相对稳定性，超调量越小，相对稳定性越好。



阶跃响应和跟随性能指标

调节时间：调节时间又称过渡过程时间，用来衡量系统调节过程的快慢。

原则上是从给定量阶跃变化起到输出量完全稳定下来为止的时间。但对实际系统，一般在阶跃响应曲线的稳态值附近，取 $\pm 5\%$ (或 $\pm 2\%$) 作为允许误差带，定义为调节时间 t_s 。



阶跃响应和跟随性能指标

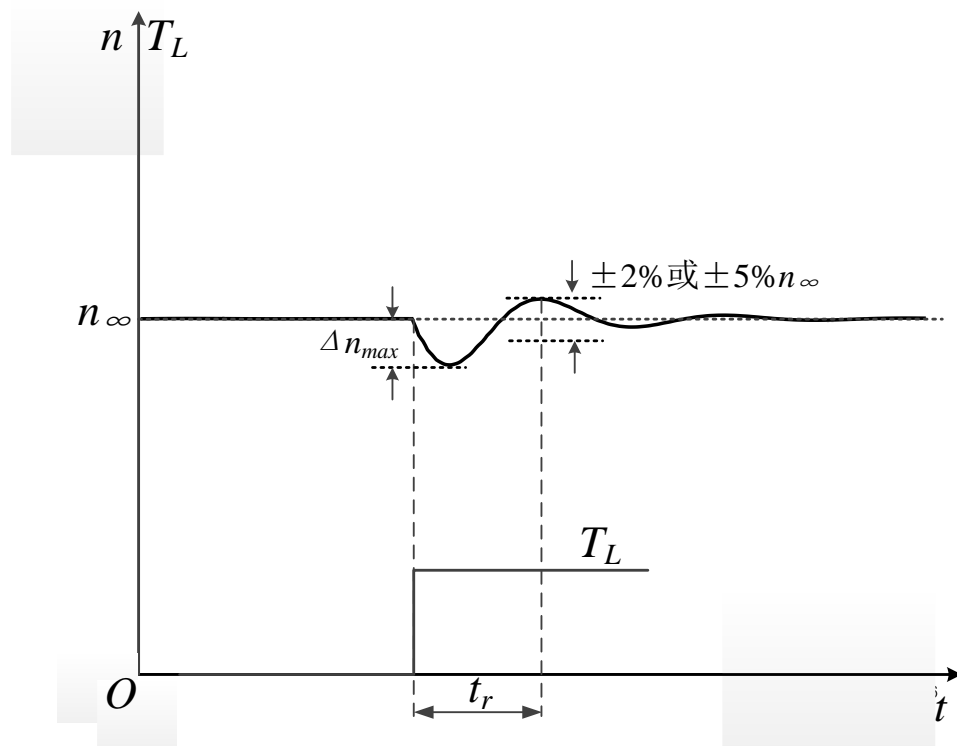
(2) 抗扰性能指标

一般以电动机稳定运行时，突加负载后的动态过程作为典型的抗扰过程，并由此定义抗扰性能指标。

动态降落 Δn_{\max}

系统稳定运行时，突加扰动后引起转速的最大降落值 Δn_{\max} 称为动态降落。

可用输出量原稳态值 $n_{\infty 1}$ 的百分比来表示。



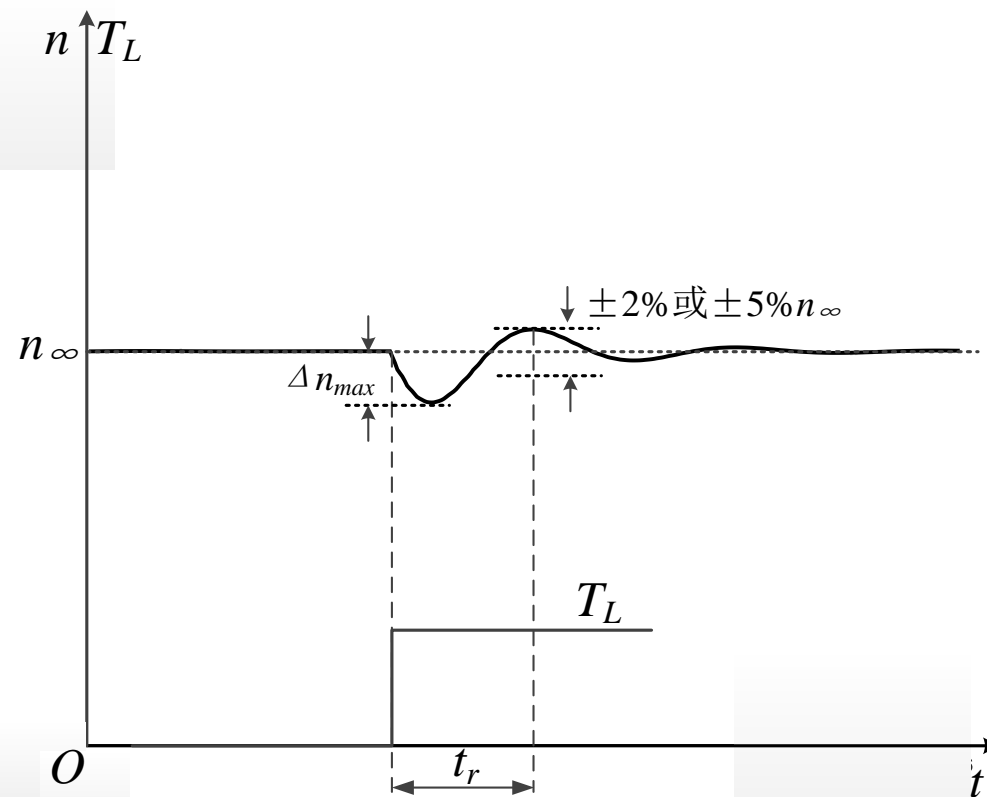
突加负载时的动态过程和抗扰性能指标

恢复时间 t_r

从阶跃扰动作用开始，到被调量进入稳态值 $\pm 5\%$ 或 $\pm 2\%$ 区域内所需要的时间。

振荡次数

在恢复时间内被调量在稳态值上下摆动的次数，代表系统的稳定性和抗扰能力的强弱。



突加负载时的动态过程和抗扰性能指标

目 录

「2.1」 直流电动机的调速特性

「2.2」 直流电动机的闭环调速系统

「2.3」 直流电动机调速系统性能优化

「2.4」 双闭环调速系统MATLAB 仿真

CONTENT

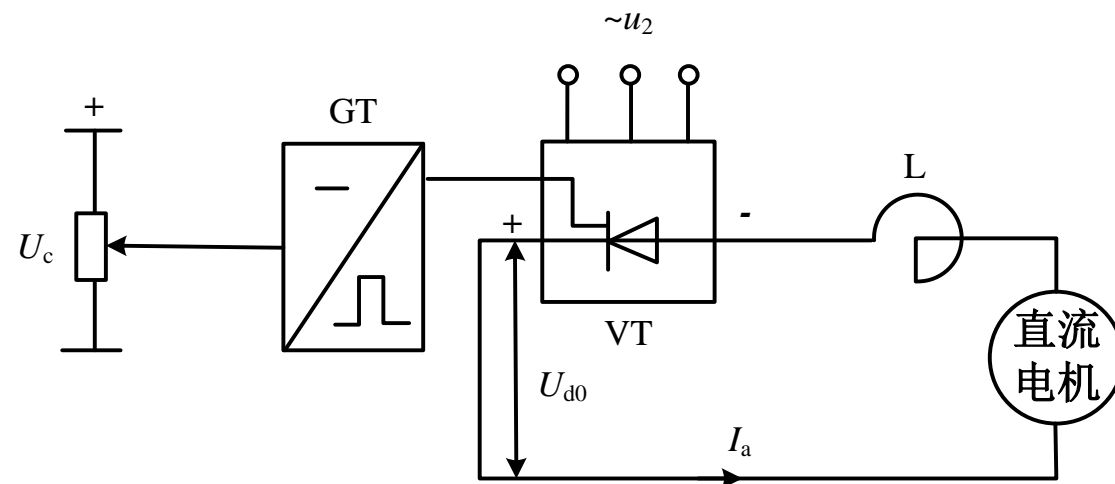


2.2 直流电动机的闭环调速系统

2.2.1 晶闸管-直流电动机调速系统

图为晶闸管-直流电动机调速系统(V-M系统)原理图, u_2 为整流变压器电压。一般在电路中设置电感量足够大的平波电抗器 L 避免电流断续。

调节控制电压 U_c , 可以移动触发装置 GT 的脉冲相位, 改变晶闸管变流器 VT 输出平均电压 U_{d0} 。



晶闸管-直流电动机调速系统 (V-M系统)
原理图

当电枢电流连续时，若系统处于稳

式中

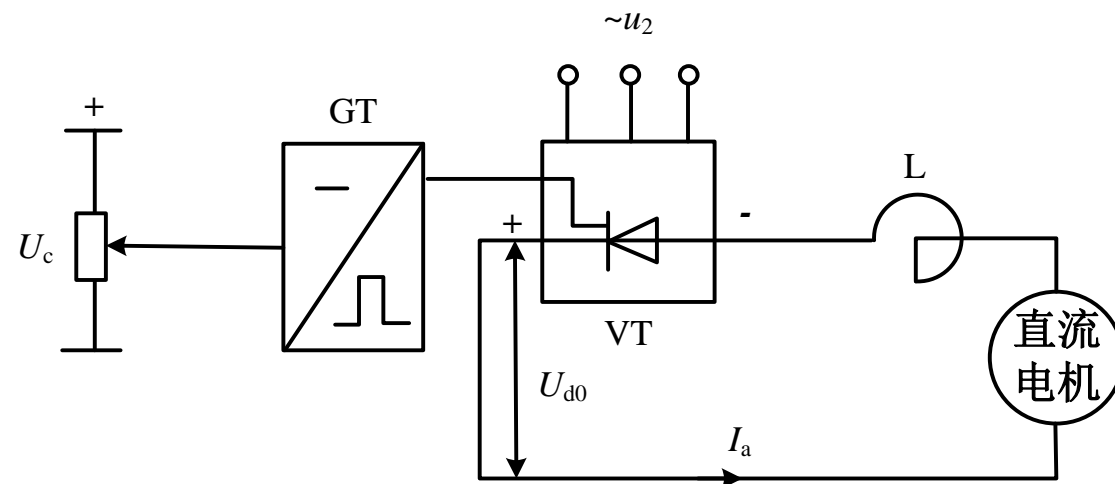
U_{d0} ——理想空载整流电压平均值

E——电动机反电动势， $E=C_e n \Phi$ ；

I_a ——电动机电枢电流；

R_{Σ} ——电枢回路总电阻;

$$\mathbf{R}_{\Sigma} = \mathbf{X}_T \mathbf{m} / 2\pi + \mathbf{R}_T + \mathbf{R}_L + \mathbf{R}_{av}$$



晶闸管-直流电动机调速系统（V-M系统）原理图

$$R_{\Sigma} = X_T m / 2\pi + R_T + R_L + R_{av}$$

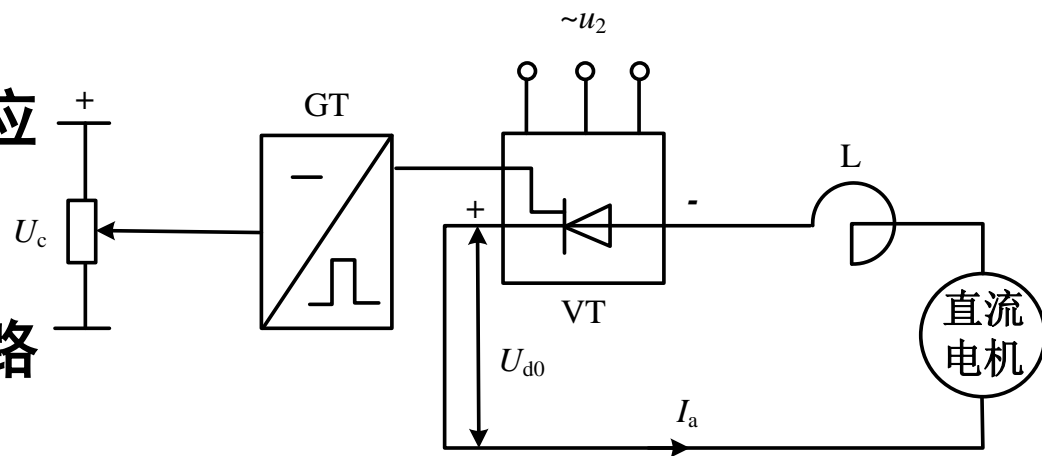
$X_T m / 2\pi$ 为整流变压器漏抗引起的换向压降对应的等效电阻；

参数 m 与整流电路形式有关，在三相零式整流电路中 $m=3$ ，在三相全控桥式整流中 $m=6$ 等；

R_T — 整流变压器绕组折合到二次侧的等效电阻；

R_L — 平波电抗器电阻； R_{av} — 包括电动机电枢电

阻及整流装置内阻。



晶闸管-直流电动机调速系统
(V-M系统) 原理图

表 3-2 各种整流电路换相压降和换相重叠角的计算

电路形式	单相全波	单相全控桥	三相半波	三相全控桥	m 脉波整流电路
ΔU_d	$\frac{X_B}{\pi} I_d$	$\frac{2X_B}{\pi} I_d$	$\frac{3X_B}{2\pi} I_d$	$\frac{3X_B}{\pi} I_d$	$\frac{mX_B}{2\pi} I_d$ ①
$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2}$	$\frac{2I_d X_B}{\sqrt{2} U_2}$	$\frac{2X_B I_d}{\sqrt{6} U_2}$	$\frac{2X_B I_d}{\sqrt{6} U_2}$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}$ ②

2.2 直流电动机的闭环调速系统

2.2.1 晶闸管-直流电动机调速系统

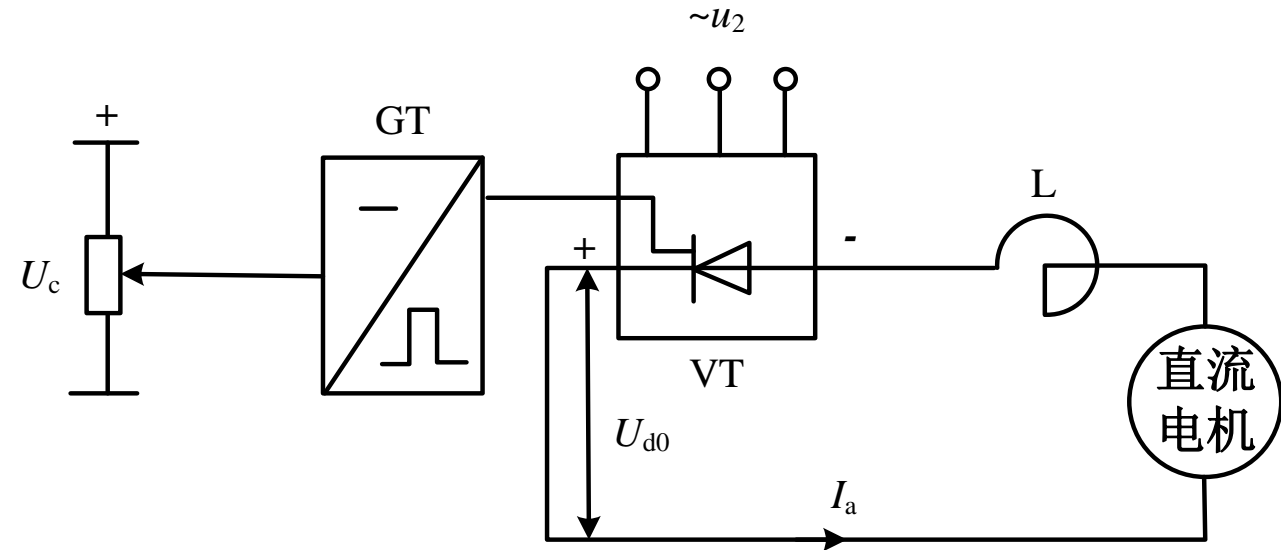
$$n = \frac{U_a - I_a R_\Sigma}{C_e \Phi} = \frac{U_{d0}}{C_e \Phi} - \frac{I_a R_\Sigma}{C_e \Phi}$$

$$= n_0 - \Delta n_{N0}$$

Δn_0 — V-M系统的开环速降。

$$\Delta n_0 = \frac{I_a R_\Sigma}{C_e \phi}$$

只要电流连续，晶闸管变流装置就可看作一个线性可控电压源。



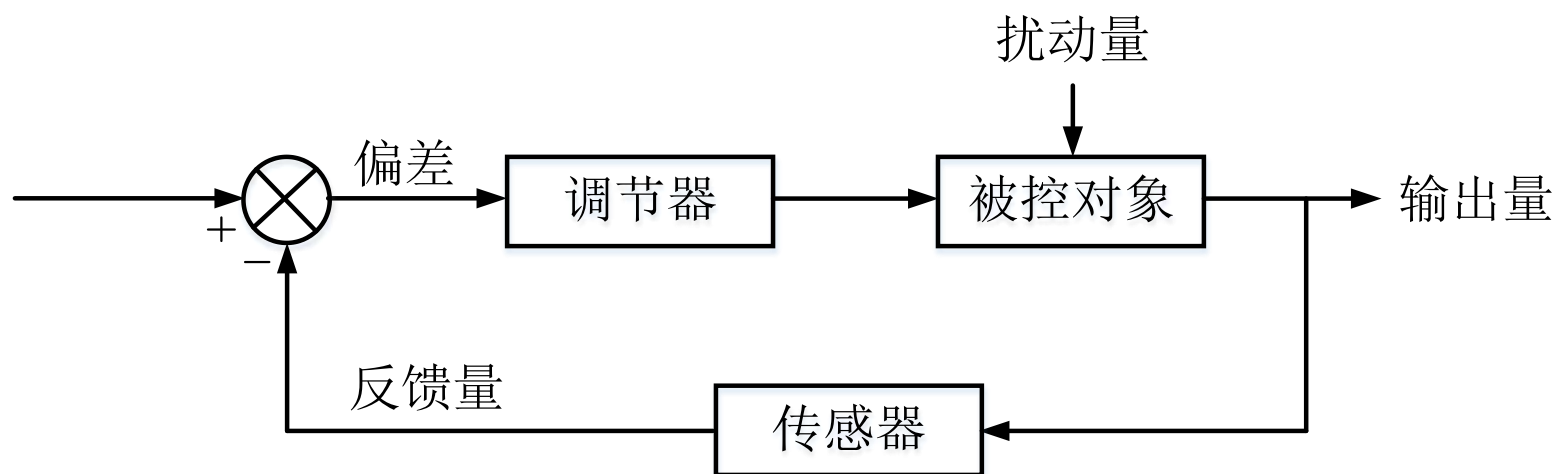
晶闸管-直流电动机调速系统（V-M系统）原理图

2.2.2 单闭环调速系统

开环调速系统不能满足对调速性能有较高要求的场合，必须采用闭环系统。

把系统的输出量与系统的给定量进行比较，从而得到偏差，通过调节器产生控制自动纠正偏差。

闭环系统可以提高系统抗扰性能，并且改善控制精度，被广泛应用在各类自动控制系统中。



闭环系统方框图

比例-积分调节器 (PI)

传递函数:

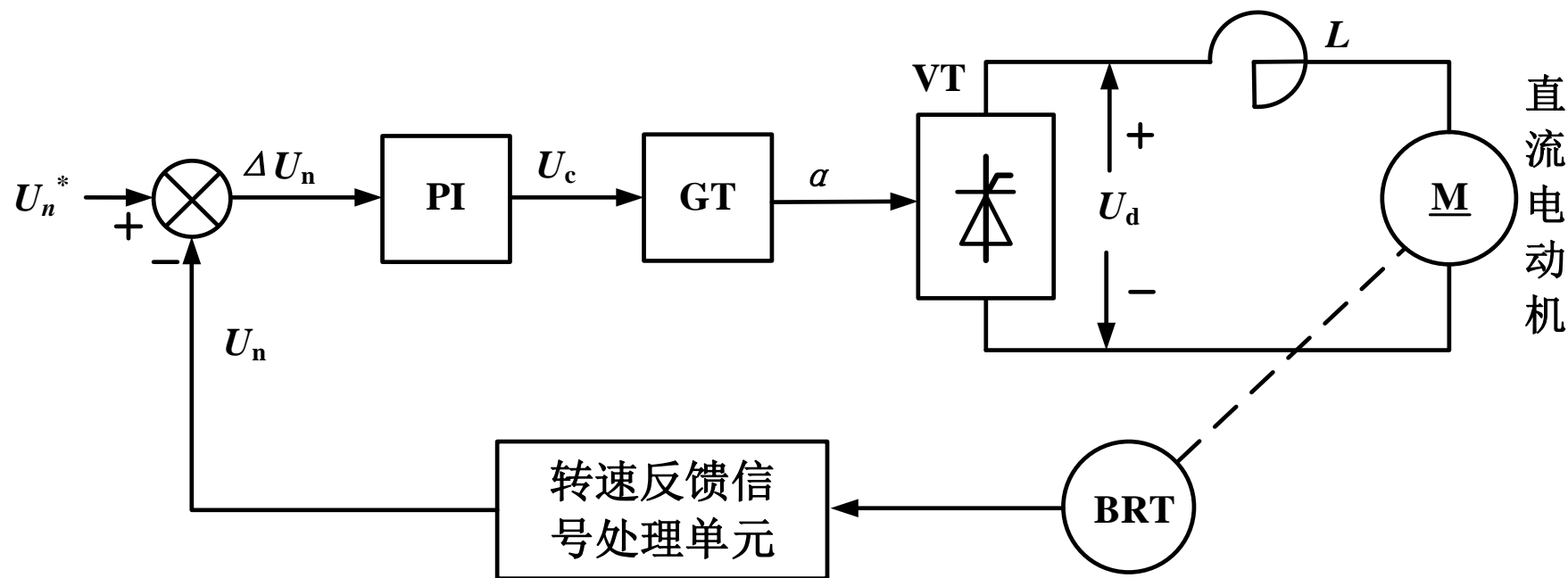
$$G_I(s) = \frac{K_p * s + K_i}{s}$$

比例控制器：比例控制是一种最简单的控制方式。其控制器的输出与输入误差信号成比例关系。采用比例控制时系统输出存在稳态误差。

积分控制器：为了消除稳态误差，在控制器中必须引入“积分项”。积分项对误差取决于时间的积分，随着时间的增加，积分项会增大。这样，即便误差很小，积分项也会随着时间的增加而加大，它推动控制器的输出增大使稳态误差进一步减小，直到等于零。**到了目标后，假设目标没有波动，积分值则不再变动。**

比例+积分(PI)控制器，可以使系统在进入稳态后无稳态误差。

直流调速系统的被控量是电动机的转速。通过转速传感器 BRT 检测转速反馈电压 U_n ，与转速给定 U_n^* 比较得到偏差电压 ΔU_n ，经调节器产生控制电压 U_c ，控制电动机转速，构成了转速反馈控制的闭环调速系统。

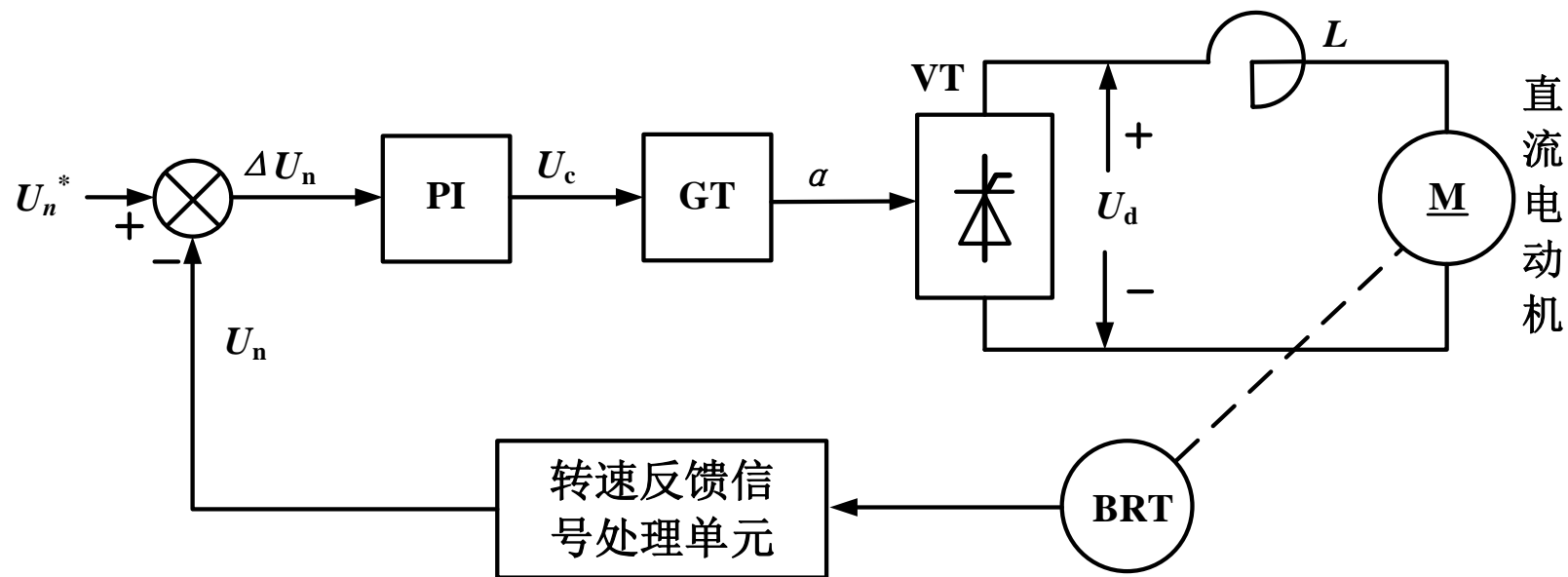


采用转速负反馈的单闭环调速系统

只有转速反馈的调速系统称为**单闭环调速系统**。

系统由比较环节、比例积分调节器、触发装置GT与晶闸管整流器VT、直流电动机和测速发电机BRT等组成。

采用比例积分调节器，从根本上消除了静差，实现了无静差调速。



采用转速负反馈的单闭环调速系统

2.2.3 转速、电流双闭环直流调速系统

要控制电机的转速，唯一的途径就是控制电机的电磁转矩，转矩控制是调速系统的关键问题。

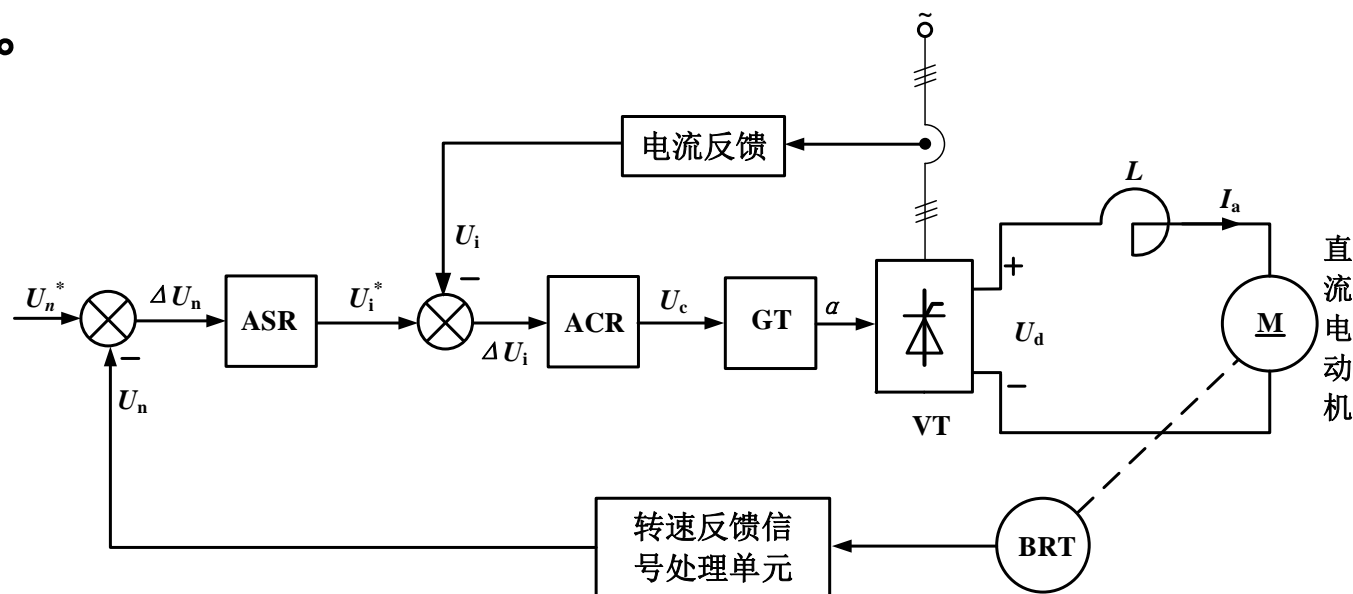
转速单闭环调速系统并没有对转矩进行控制。

恒定励磁状态下的直流电动机的电枢电流与电磁转矩成正比，所以，控制转矩就是控制电流，需对电枢电流进行单独的闭环控制。

在转速闭环内引入电枢电流闭环控制，就构成了转速-电流双闭环控制系统，简称双闭环调速系统；

在系统中设置两个调节器，分别为转速调节器 ASR 和电流调节器 ACR 。

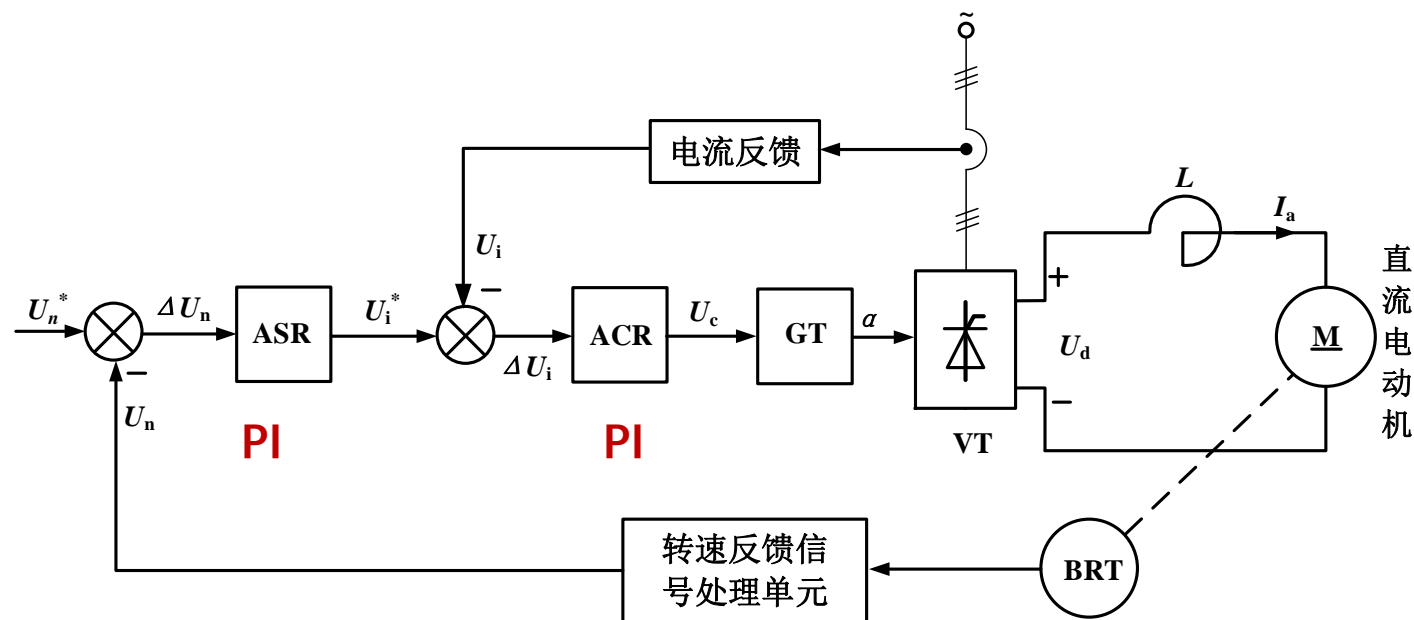
转速调节器的输出电流调节器的给定值，电流调节器的输出控制晶闸管整流装置的输出电压。



转速、电流双闭环调速系统原理框图

从闭环结构上看，电流环是内环，转速环是外环。

由电力电子变换器组成的直流闭环调速系统，一般采用 PI 调节器的串联校正，系统要求无静差，因此双闭环调速系统的两个调节器通常都采用 PI 调节器。

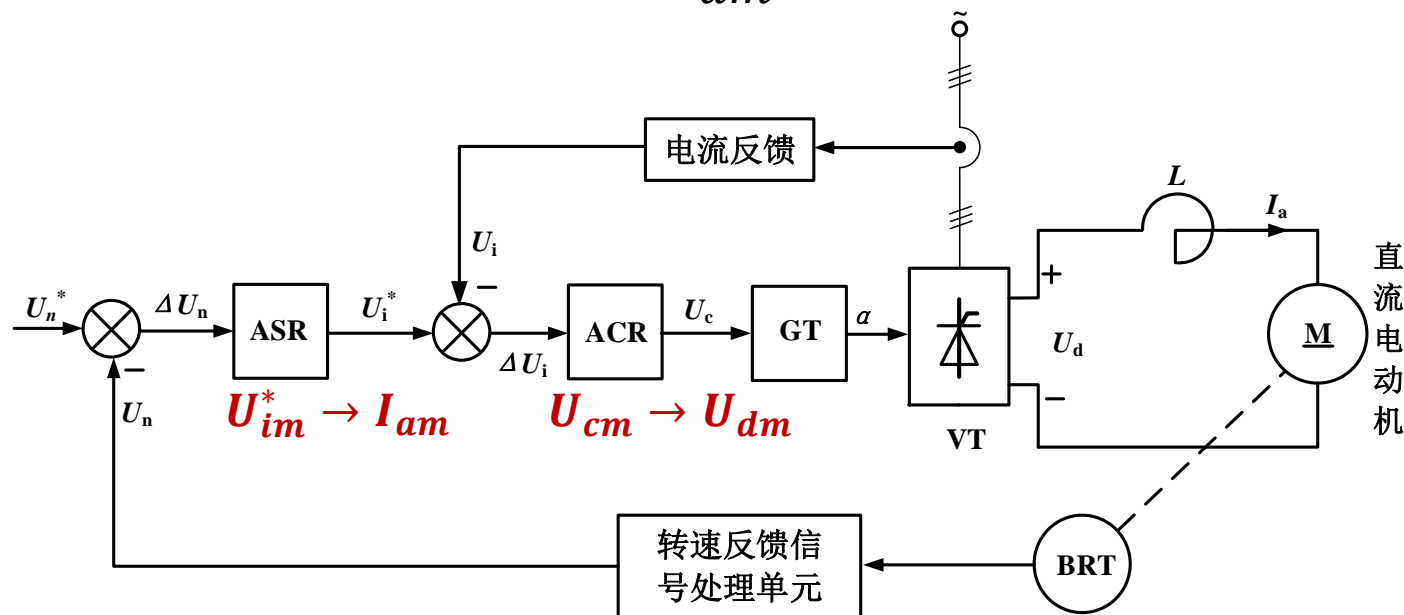


转速、电流双闭环调速系统原理框图

PI 调节器的饱和和不饱和两种工作状态，是分析双闭环调速系统的关键。

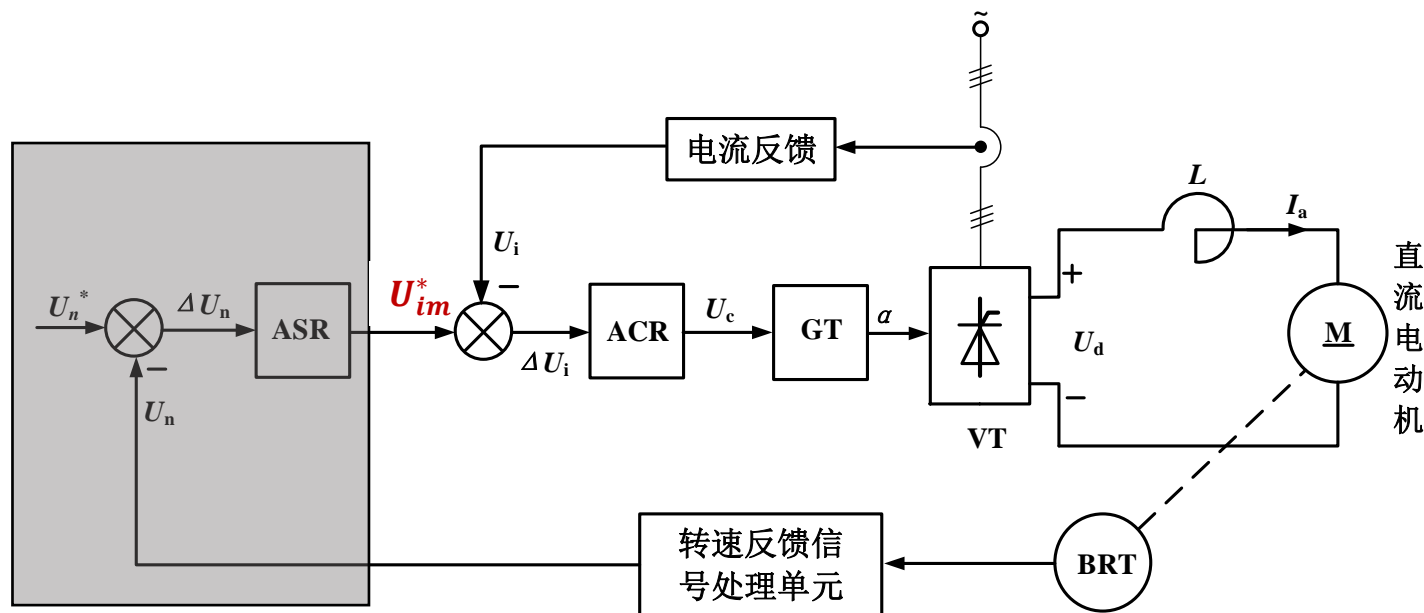
调节器饱和时，输出为恒值，输入的变化不再影响输出；当转速调节器处于不饱和状态时，稳态时转速调节器的输入偏差电压为零。

ASR 的输出限幅值 U_{im}^* 决定了电枢电流的最大值 I_{am} ， ACR 的输出限幅电压 U_{cm} 限制了晶闸管整流装置输出电压的最大值 U_{dm} 。



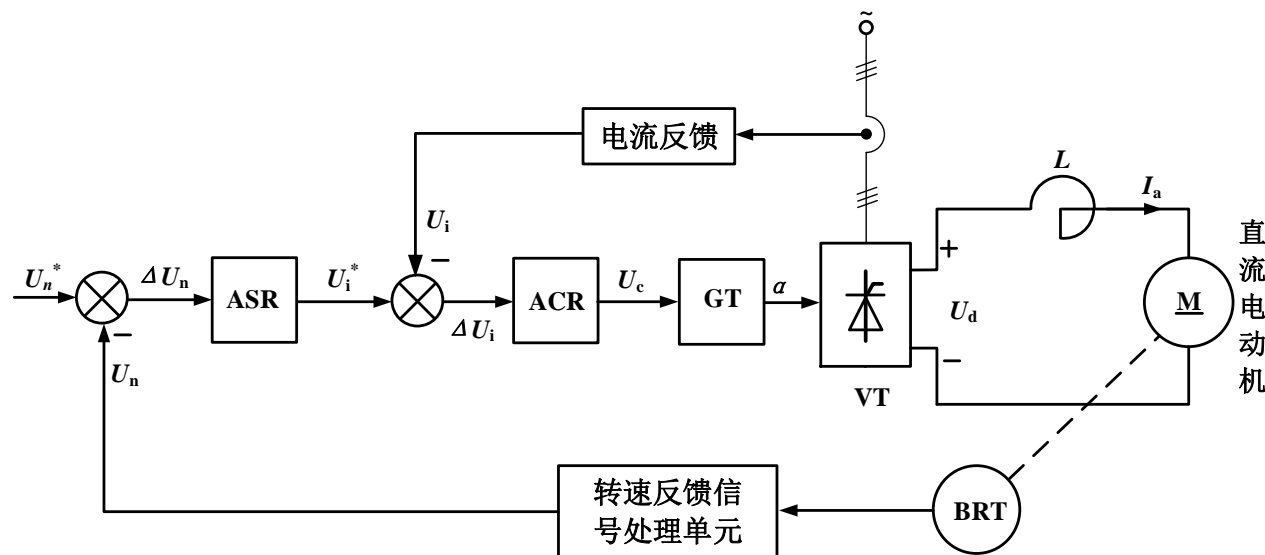
双闭环调速系统正常运行时，电流调节器不会达到饱和状态，只有转速调节器存在饱和与不饱和两种情况，转速调节器不饱和时，稳态偏差为零。

转速调节器饱和时，输出为限幅值 U_{im}^* 。转速环开环，系统为电流无静差的单闭环恒流调节系统。 U_{im}^* 由设计者根据电动机的容许过载能力以及拖动系统允许的最大加速度选定。



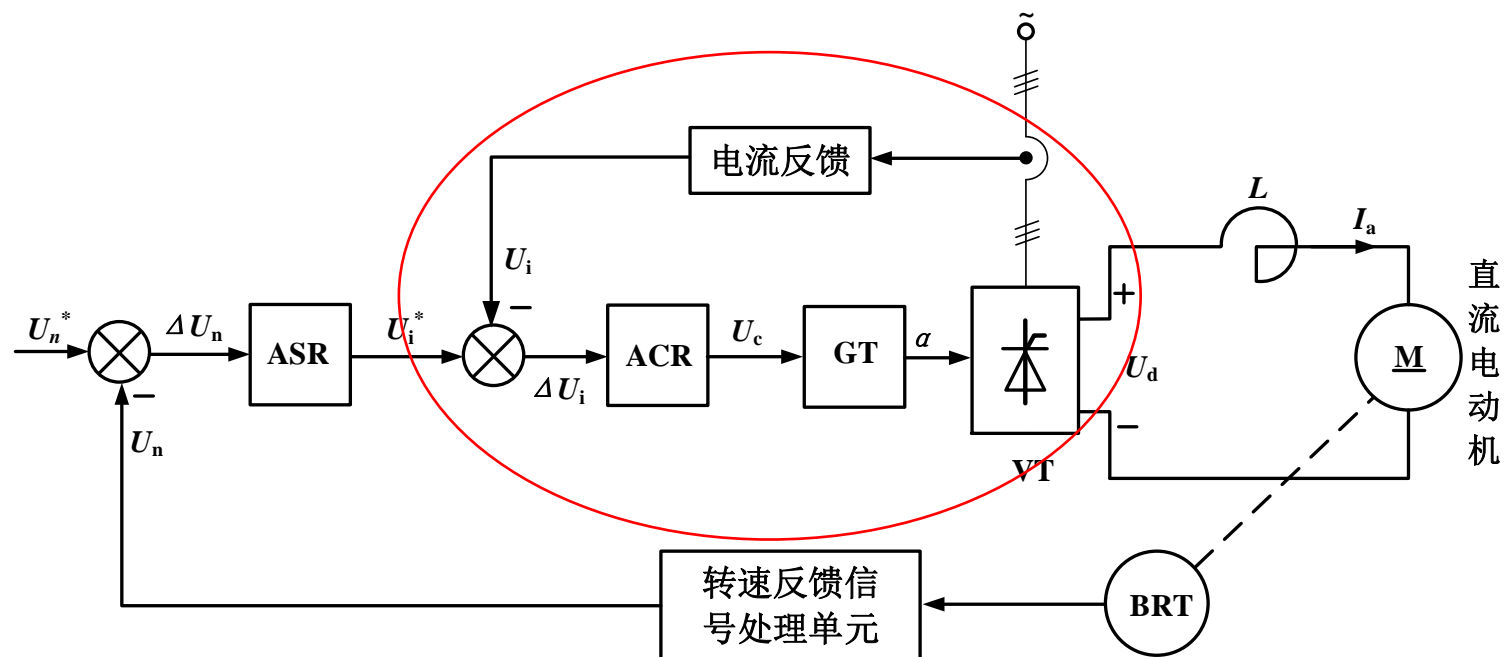
由以上分析可知，双闭环调速系统 $I_d < I_{dm}$ 时，表现为转速无静差，这时 ASR 起主要调节作用。

ASR 饱和时， ACR 起主要调节作用，系统表现为电流无静差，从而实现过电流自动保护，同时系统可实现最大加速度起动。



电流环对电网电压波动的抗扰性能分析

电网电压波动直接影响电机电流，使电流偏离给定值，电流反馈可快速将电流恢复到给定值，而不必等到转速波动后，再由转速调节器做出反应。因此，在双闭环调速系统中，由电网电压扰动所引起的动态速度变化要比在单闭环调速系统中小得多。



两个调节器的作用

(1) 转速调节器的作用。

- ①使电动机转速 n 跟随给定电压 U_r 变化，保证稳态转速无静差；
- ②对负载扰动起抑制作用；
- ③其输出限幅值决定允许的最大电流，在启动时给出最大限定电流。

(2) 电流调节器的作用。

- ①对电网电压扰动起及时抑制作用；
- ②启动时保证获得恒定的最大允许电流；
- ③当电动机堵转时，限制电枢电流最大值，起到快速、安全、保护作用；
- ④在转速调节过程中，使电流 I_d 跟随给定电压 U_i 变化。

2.2.4 可逆调速系统

很多生产机械要求电机具有正反转和制动功能，即要求调速系统能四象限运行，这样的调速系统称为可逆调速系统。

以晶闸管为基础的V-M系统的性能受到一定限制，构成可逆调速系统在电路和控制方面都比较复杂。

由MOSFET、IGBT等全控器件组成的直流脉宽调速系统近年来已发展成熟，用途越来越广，在调速系统中呈现越来越普遍的趋势。

PWM调速系统的优越性：

- ①主电路线路简单，需要的功率元件少；
- ②开关频率高，电流容易连续，谐波少，电动机损耗和发热都较少；
- ③低速性好，稳速精度高，调速范围宽；
- ④系统频带宽，快速响应性能好，动态抗干扰能力强；

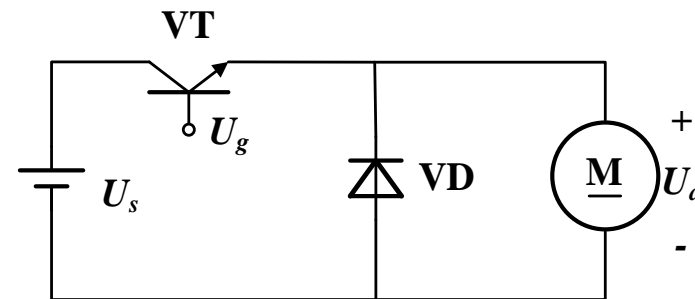
1. 脉宽调制变换器

由脉冲宽度调制变换器向直流电动机供电的系统称为脉冲宽度调制调速系统（PWM调速系统）。

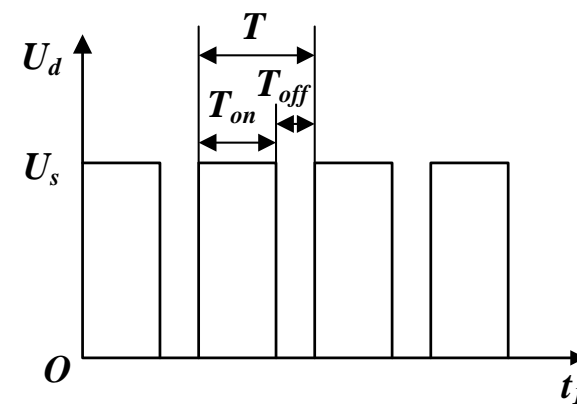
在一个开关周期 T 内，开关管VT导通时间为 T_{on} ，关断时间为 T_{off} ，则电动机电枢端电压平均值 U_d 为

$$U_d = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} U_s = \frac{T_{on}}{T} U_s = \rho U_s$$

$\rho = \frac{T_{on}}{T}$ 称为占空比。



(a)原理图



(b)输出电压波形

PWM调速系统

$$U_d = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} U_s = \frac{T_{on}}{T} U_s = \rho U_s$$

使用下面3种方法，都可以改变 ρ ，从而改变 U_d

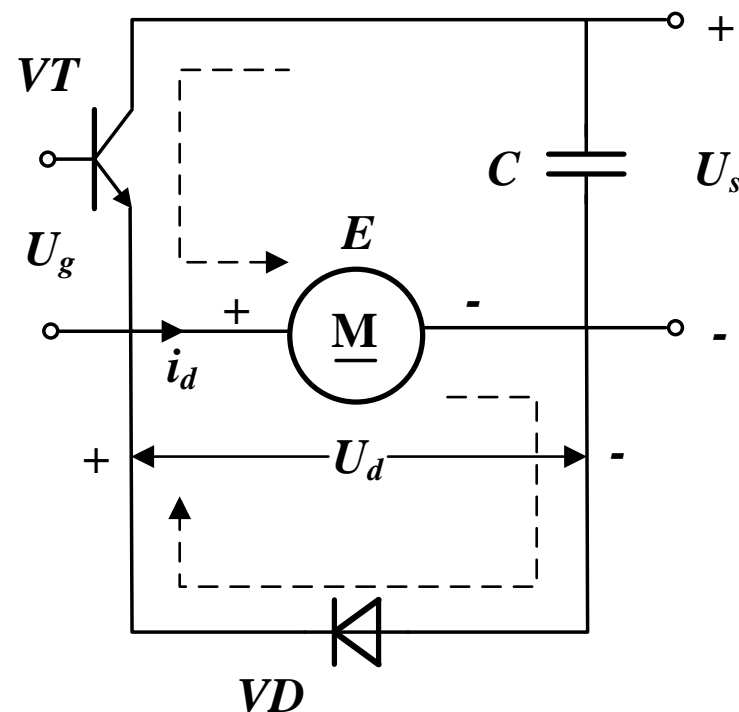
- (1) 保持 T 恒定，调节开关导通时间 T_{on} ，称为脉宽调制（PWM）。
- (2) 保持 T_{on} 恒定，改变开关周期 T ，称为频率调制或调频型。
- (3) T 和 T_{on} 都可调，使占空比改变，称为混合型。

PWM变换器有不可逆和可逆两类，可逆变换器又有双极式、单极式和受限单极式等多种电路。

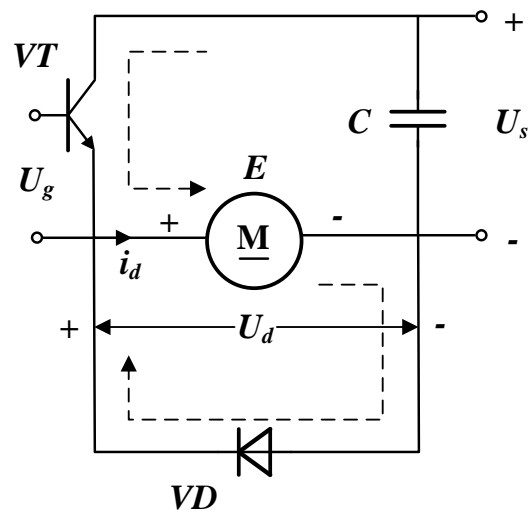
2. 不可逆PWM变换器

简单不可逆PWM变换器

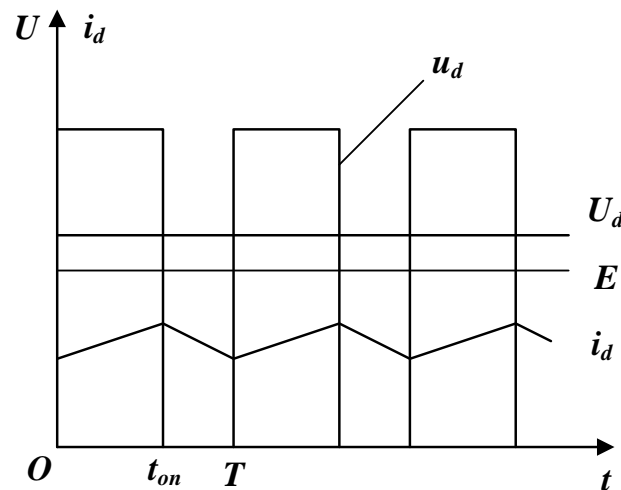
不可逆PWM变换器分为无制动作用和有制动作用两种。如图所示为无制动作用的简单不可逆PWM变换器主电路图，采用全控式电力电子器件，二极管VD的作用是为VT关断时提供续流回路。



简单的不可逆PWM变换电路原理图



(a)原理图



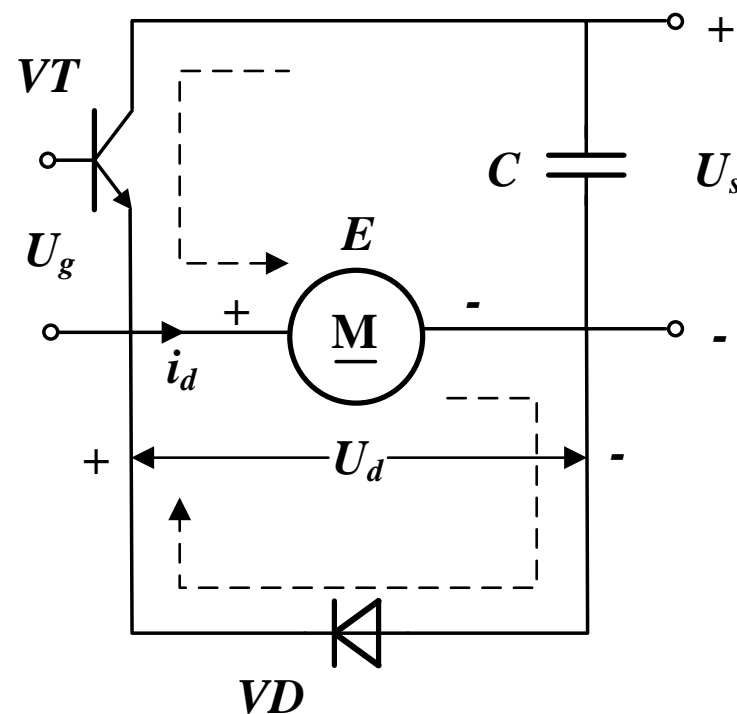
(b)电压和电流波形

开关管VT由 U_g 驱动。在一个开关周期 T 内，当 $0 \leq t \leq t_{on}$ 时， U_g 为正，VT饱和导通，电机电压为 U_d ；当 $t_{on} \leq t < T$ 时， U_g 为负，VT截止，电流经二极管VD续流，电枢电压为0。

电枢电压平均值为

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s = \rho U_s$$

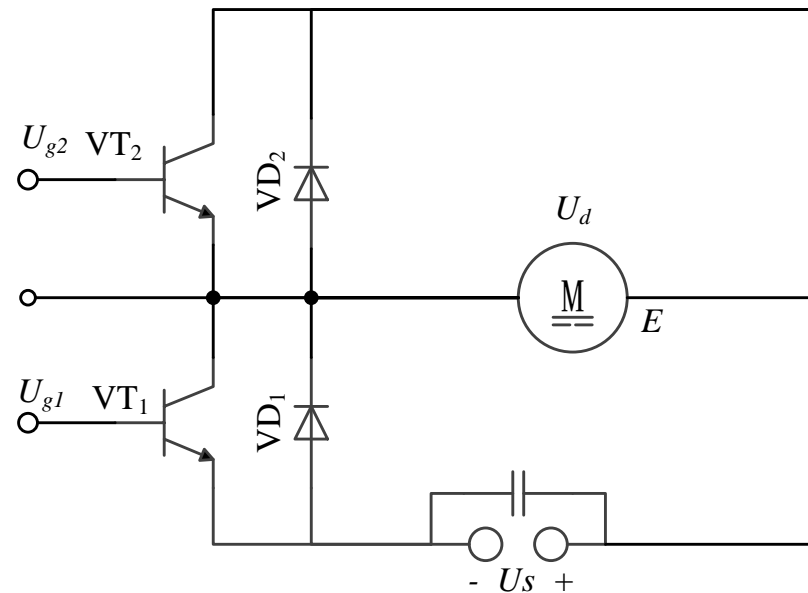
简单不可逆PWM电路中, 由于电动机的电枢电流 i_d 不能反向, 系统没有制动功能, 电机也只能单向运行, 又称为“受限式”不可逆PWM电路。调速系统在空载或轻载情况下可能出现电流断续现象, 静、动态性能均较差。



具有制动作用的不可逆PWM变换器

电路设置了两个开关管 VT_1 和 VT_2 ，形成两者交替开关的电路，提供了反向电流的通路。这种电路组成的PWM调速系统可工作在正向运行和正向制动状态，在第I、II两个象限中运行。

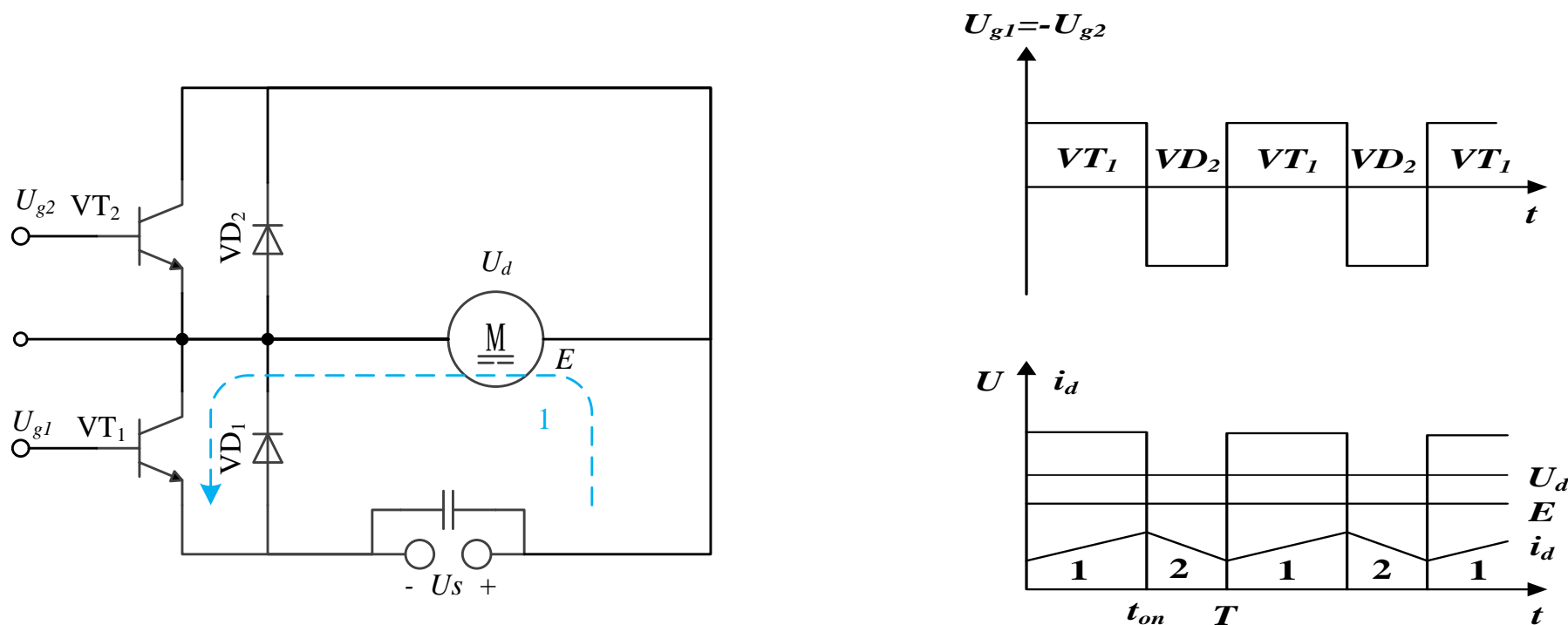
不可逆PWM变换电路中， VT_1 和 VT_2 的驱动信号电压大小相等，极性相反，即 $U_{g1} = -U_{g2}$ 。



具有制动作用的不可逆PWM变换器电路

电动状态：当负载较大时，电动机工作在电动状态，设在一个周期内电流均为正值。

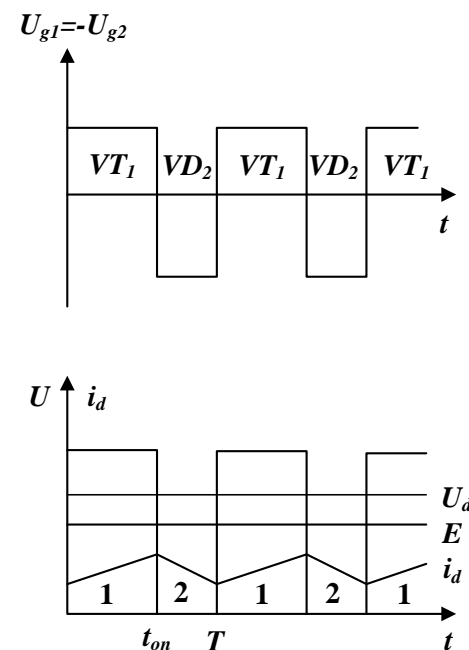
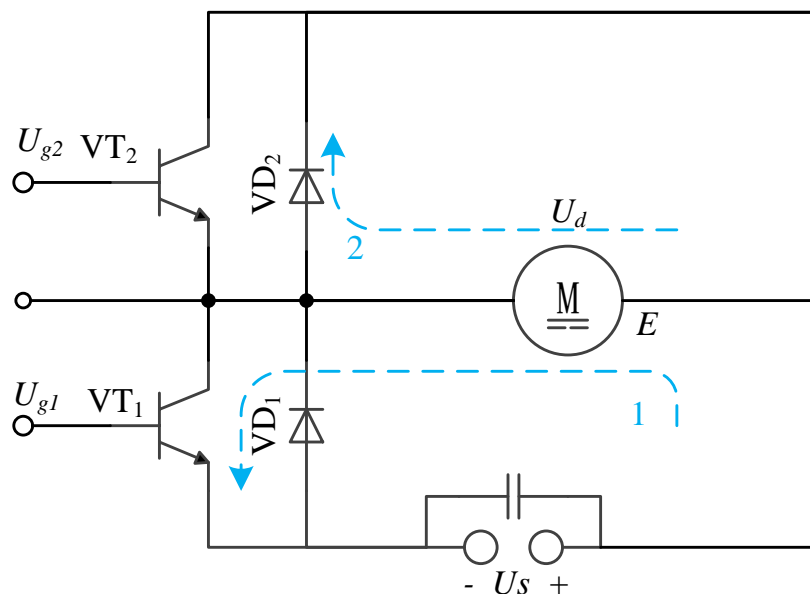
电流 i_d 分两段变化。在 $0 \leq t \leq t_{on}$ 期间， U_{g1} 为正， VT_1 饱和导通； U_{g2} 为负， VT_2 截止。此时，电源 U_s 加到电动机电枢两端，电流 i_d 沿图中的回路1流通



(b) 电压和电流波形

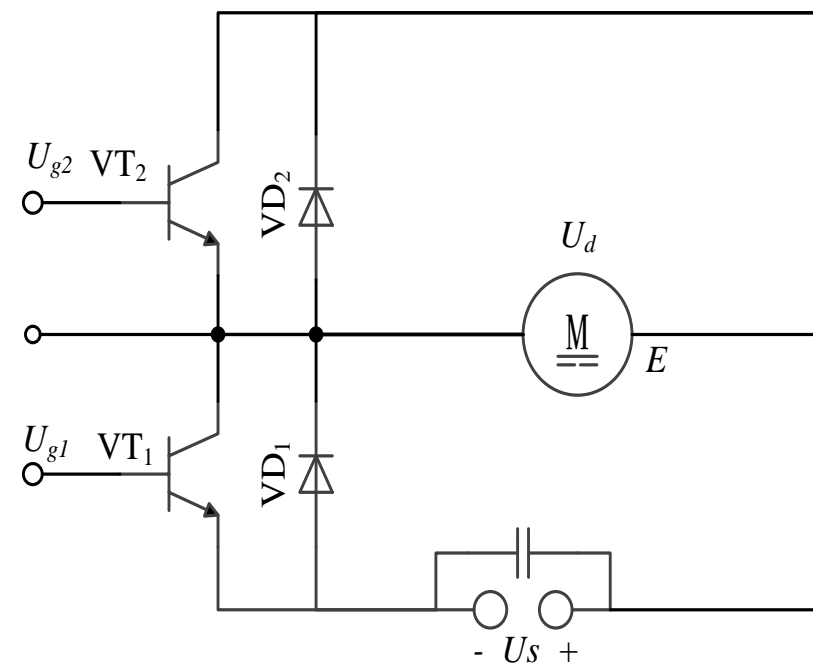
在 $t_{on} \leq t < T$ 期间, U_{g1} 和 U_{g2} 改变了极性, VT_1 截止, 电枢电流方向不变, i_d 沿回路2经二极管 VD_2 续流;

这种工况下 VT_1 和 VD_2 交替导通, 而 VT_2 、 VD_1 则始终不导通, 其电压、电流波形如图 (b) 所示。

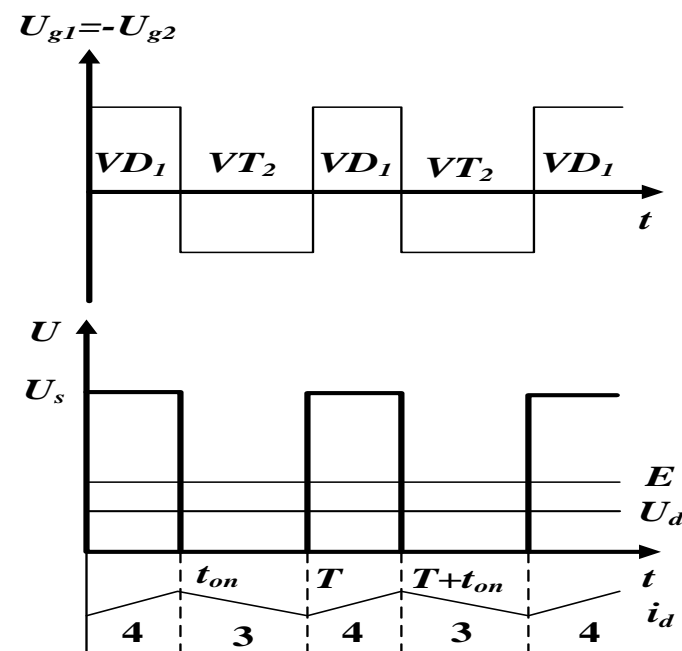
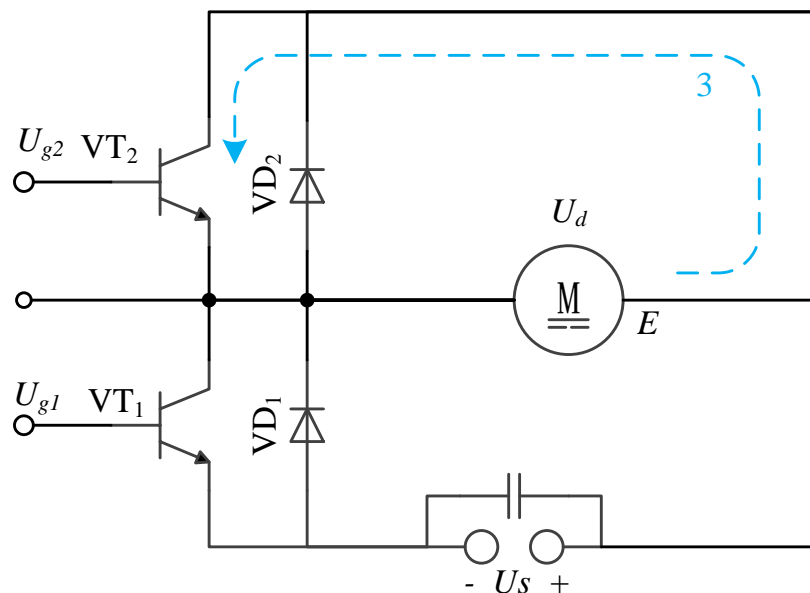


(b)电压和电流波形

制动状态：如果电动机工作由电动状态转为制动状态，可将控制电压减小，使 U_{g1} 的正脉冲变窄，负脉冲变宽，从而使电动机电枢两端的平均电压 U_d 降低。但是由于惯性，电动机的转速 n 和电动势 E 不会立即降至0，因而出现 $U_d < E$ 的情况，这时 VT_2 能在电动机制动中起作用。

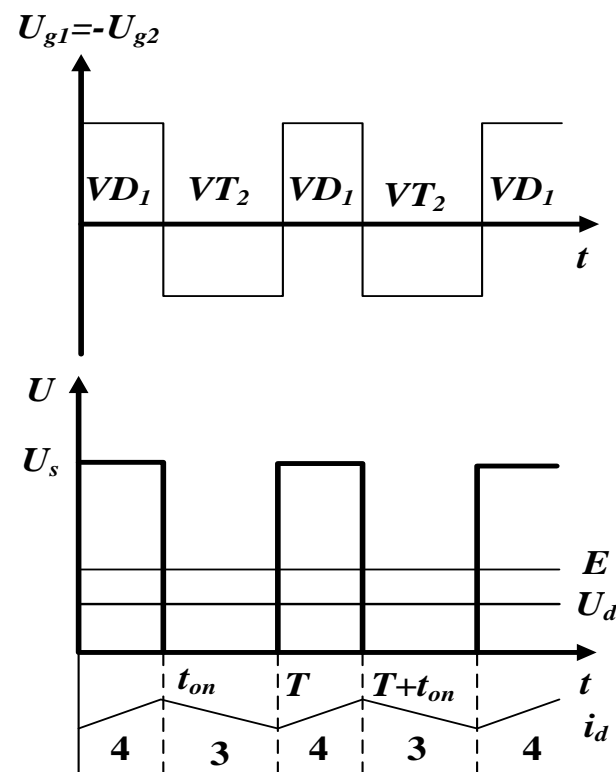
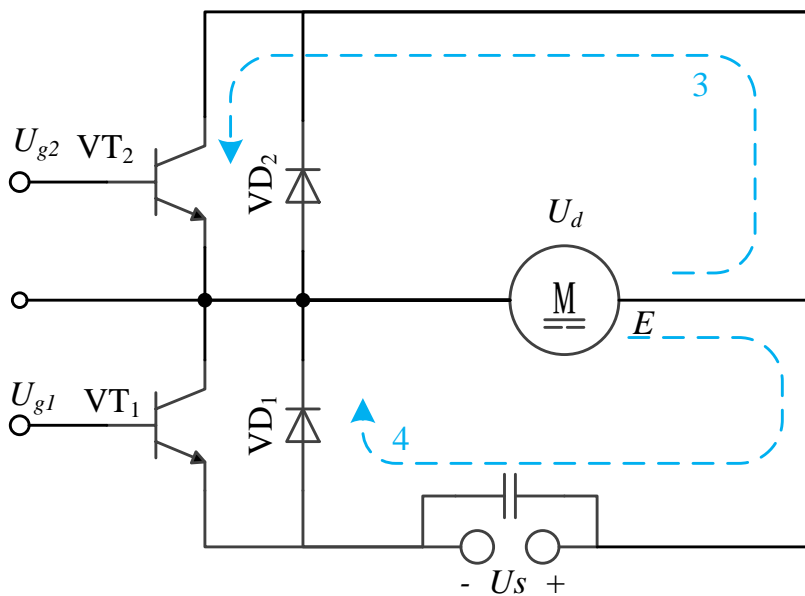


在 $t_{on} \leq t < T$ 期间, VT_2 在正的 U_{g2} 和反电动势 E 的作用下饱和导通, 由 $E - U_d$ 产生的反向电流沿回路3通过 VT_2 流通产生制动, 一部分能量消耗在回路电阻上, 一部分转化为磁场能存储在回路电感中, 直到 $t = T$ 为止。



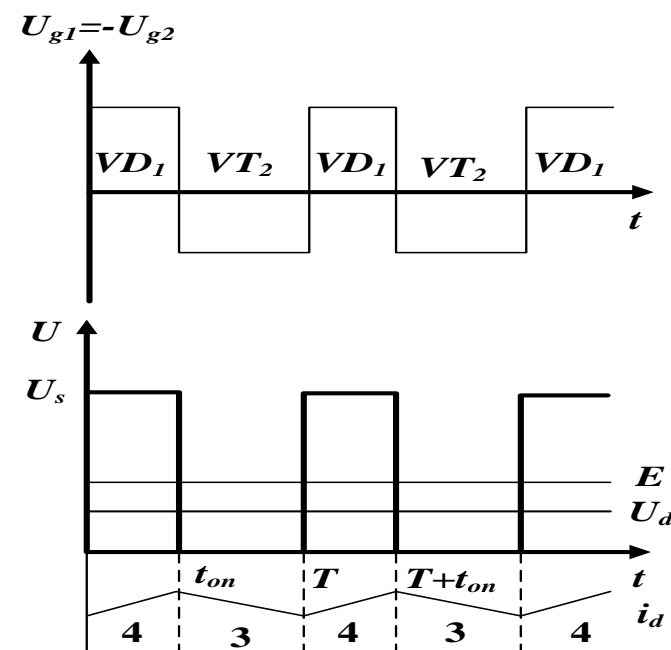
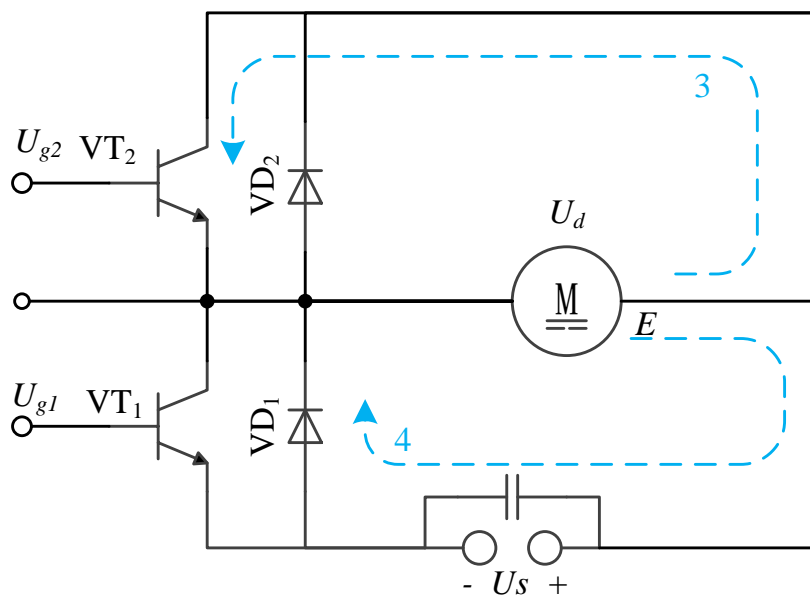
(c) 制动状态的电压、电流波形

在 $T \leq t < t_{on} + T$ (也就是 $0 \leq t \leq t_{on}$) 期间, 因 U_{g2} 变负, VT_2 截止, $-i_d$ 只能沿回路4经二极管 VD_1 续流, 对电源回馈制动, 同时在 VD_1 上产生的压降使 VT_1 承受反压而不能导通。



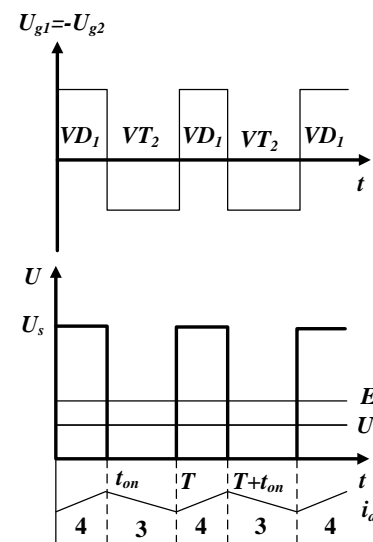
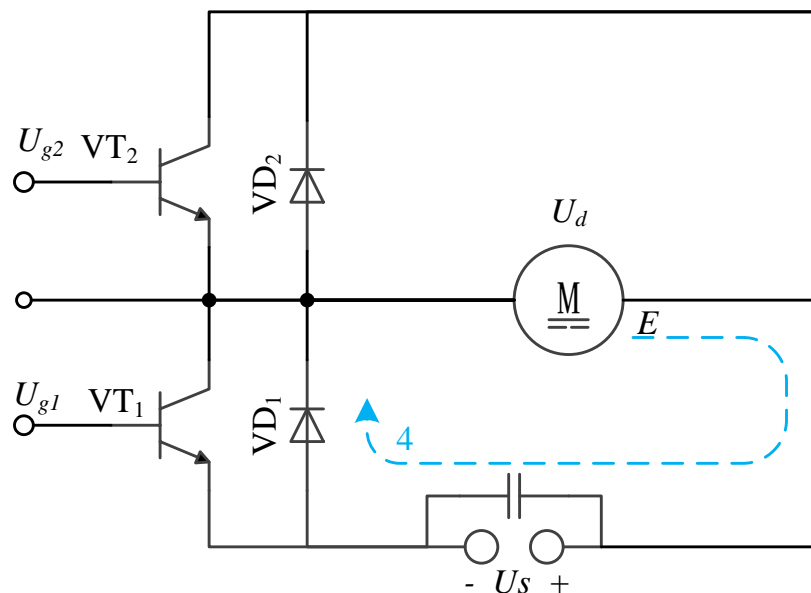
(c) 制动状态的电压、电流波形

在整个制动状态中， VT_2 和 VD_1 轮流导通， VT_1 始终截止，此时电动机处于发电状态，电压和电流波形如图（c）所示。反向电流的制动作用使电动机转速下降，直到新的稳态。



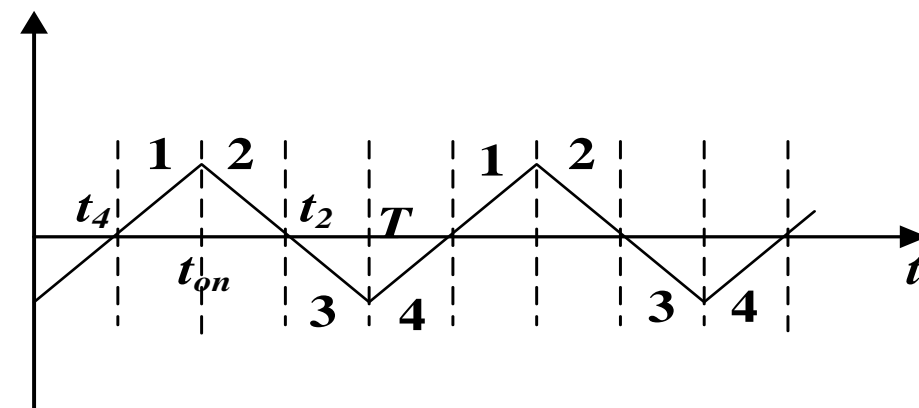
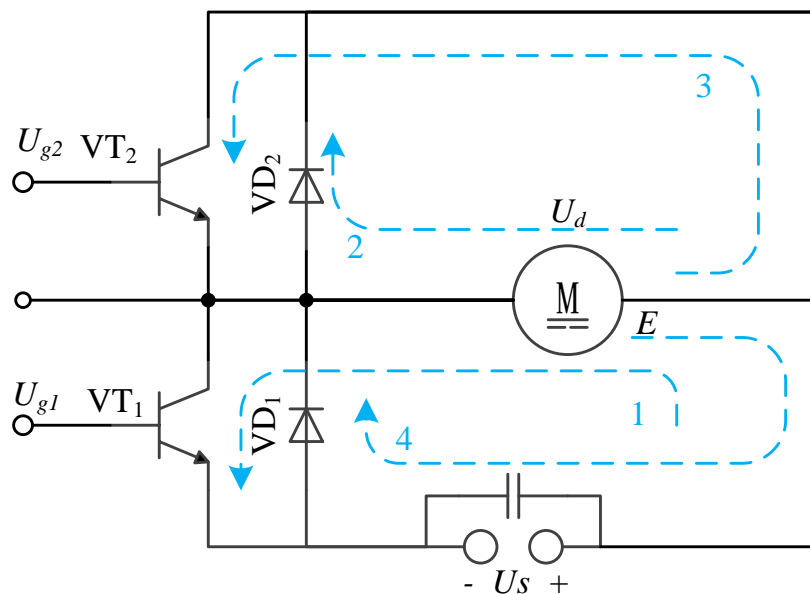
(c)制动状态的电压、电流波形

泵升电压：当直流电源采用不可控半导体整流装置时，在回馈制动阶段电能不可能通过它送回电网，只能对滤波电容器充电而造成瞬时的电压升高，称作“泵升电压”，必须采取措施加以限制，以免损坏开关管和整流二极管。



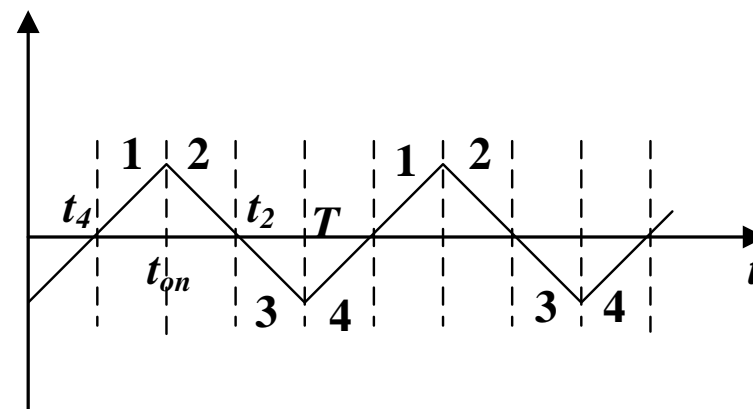
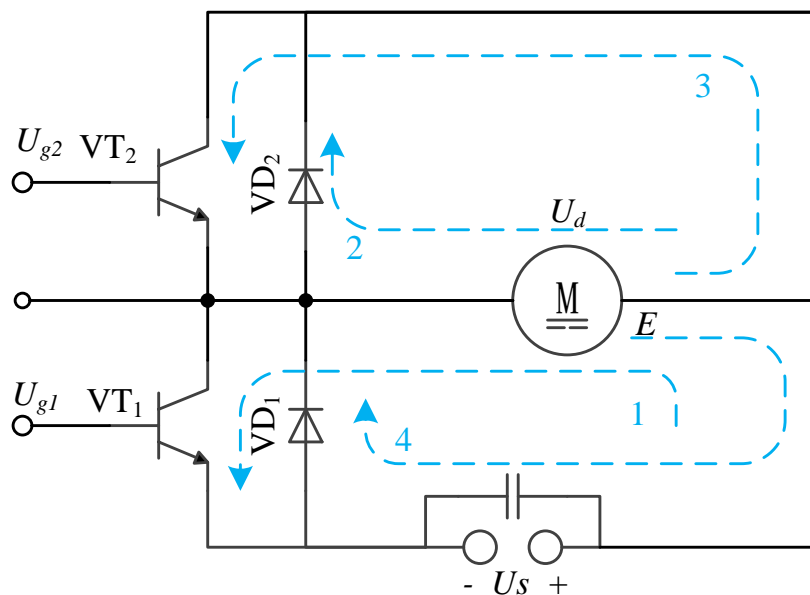
(c) 制动状态的电压、电流波形

轻载电动状态：这种电路构成的调速系统还存在一种特殊情况，即在电动机的轻载电动状态中，负载电流很小，在 VT_1 关断后(即 $t_{on} \leq t < T$ 期间)沿回路2经 VD_2 的续流电流 i_d 很快衰减到零，图(d)中的 t_2 时刻。



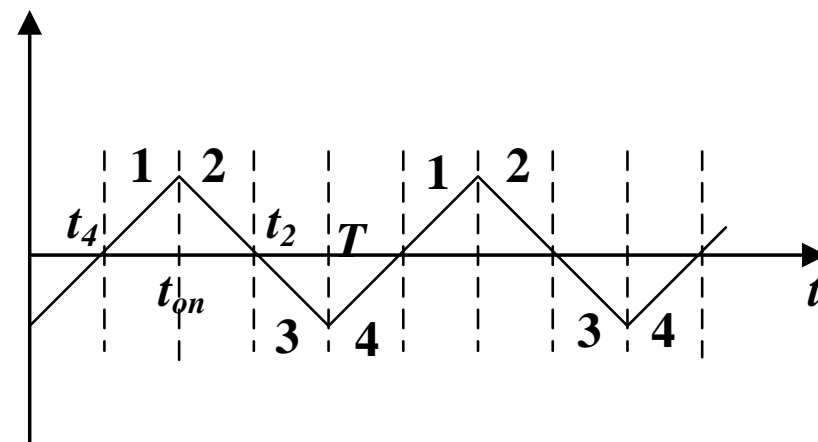
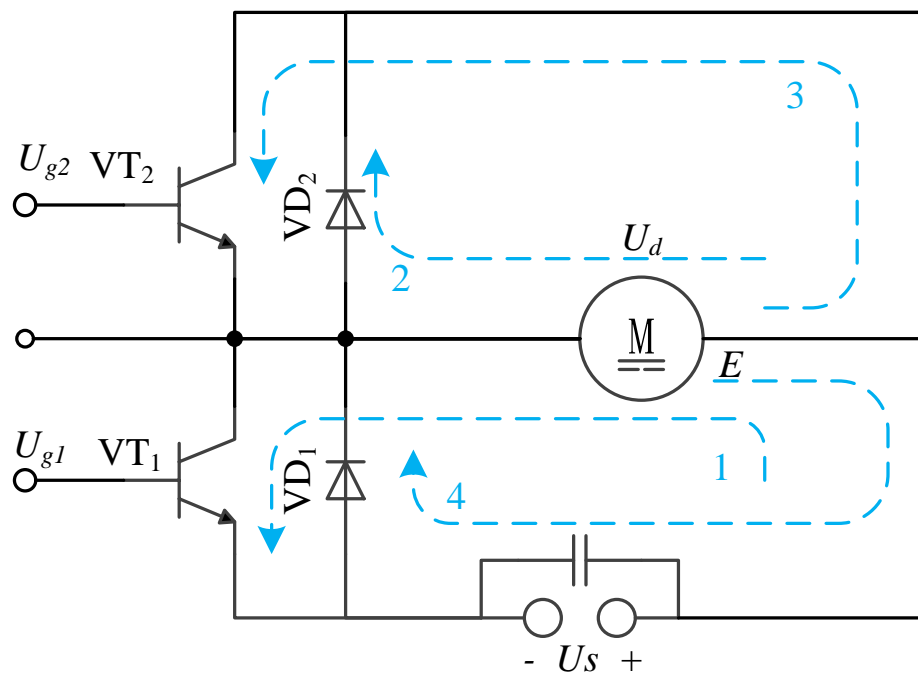
(d)轻载状态的电流波形

在 t_2 时刻， VD_2 两端的压降也降为零，而此时由于 U_{g2} 为正，使没有了反压的 VT_2 得以导通，反电动势 E 经 VT_2 沿回路3流过反向电流 $-i_d$ ，产生局部时间的能耗制动作用。



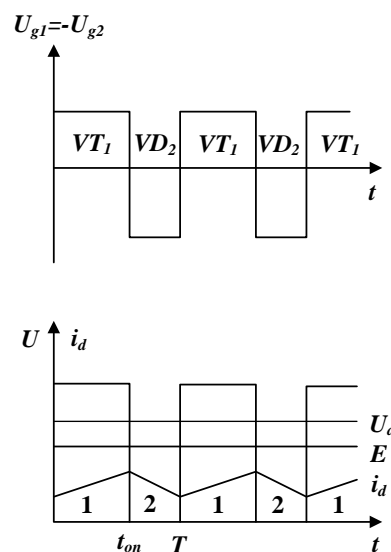
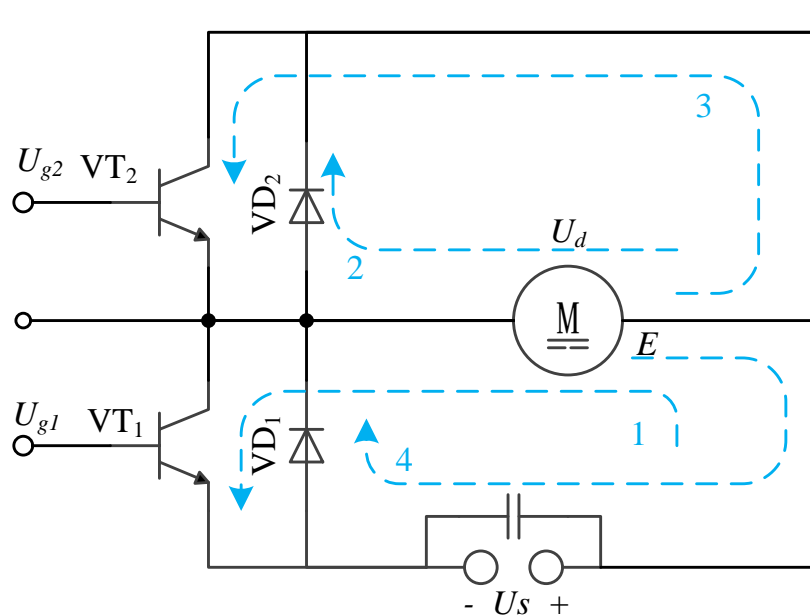
(d)轻载状态的电流波形

到了 $0 \leq t < t_{on}$ 期间, VT_2 关断, 又沿回路4经 VD_1 续流, 到 $t = t_4$ 时 $-i_d$ 衰减到零, VT_1 在 U_{g1} 的作用下因不存在反压而导通, 电枢电流再次改变方向为 i_d 沿回路1经 VT_1 流通。在一个开关周期内, VT_1 、 VD_2 、 VT_2 、 VD_1 4个电力电子开关器件轮流导通, 其电流波形如图 (d) 所示。

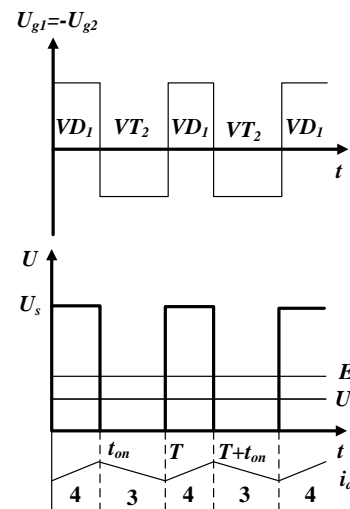


(d) 轻载状态的电流波形

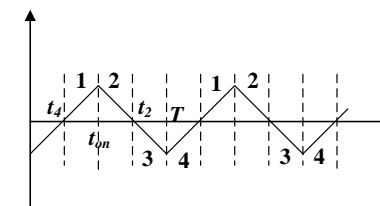
综上所述，具有制动作用的不可逆PWM变换器构成的调速系统，电动机电枢回路中的电流始终是连续的；而且，由于电流可以反向，系统可以实现二象限运行，具有较好的静、动态性能。



(b) 电压和电流波形



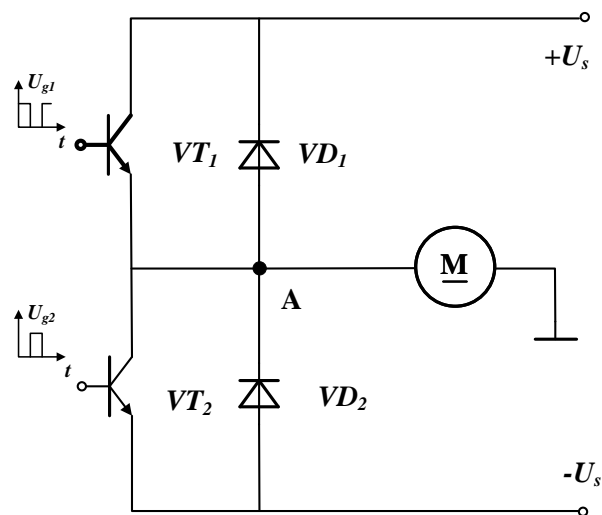
(c) 制动状态的电压、电流波形



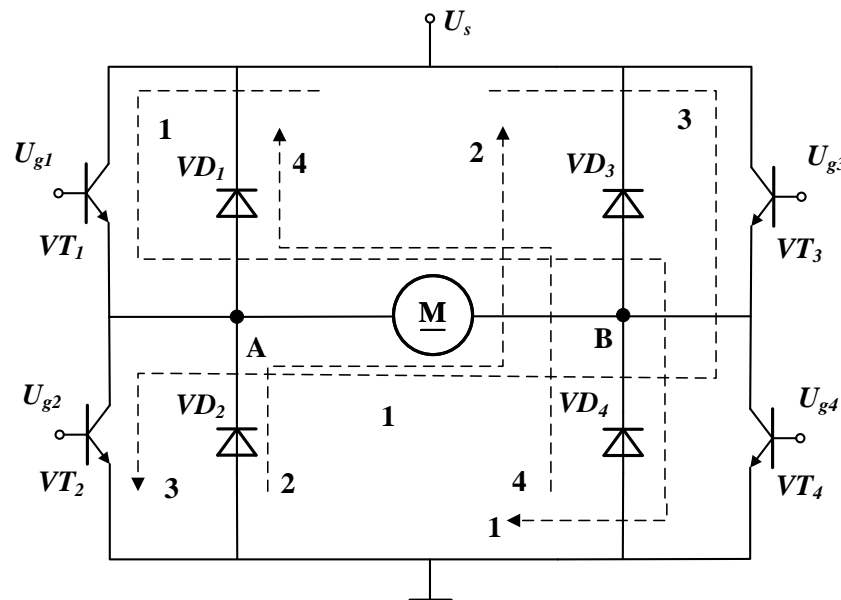
(d) 轻载状态的电流波形

3. 可逆PWM变换器

可逆PWM变换器主电路的结构形式有T型和H型两种，图 (a) 为T型，图 (b) 为H型。



(a) T型



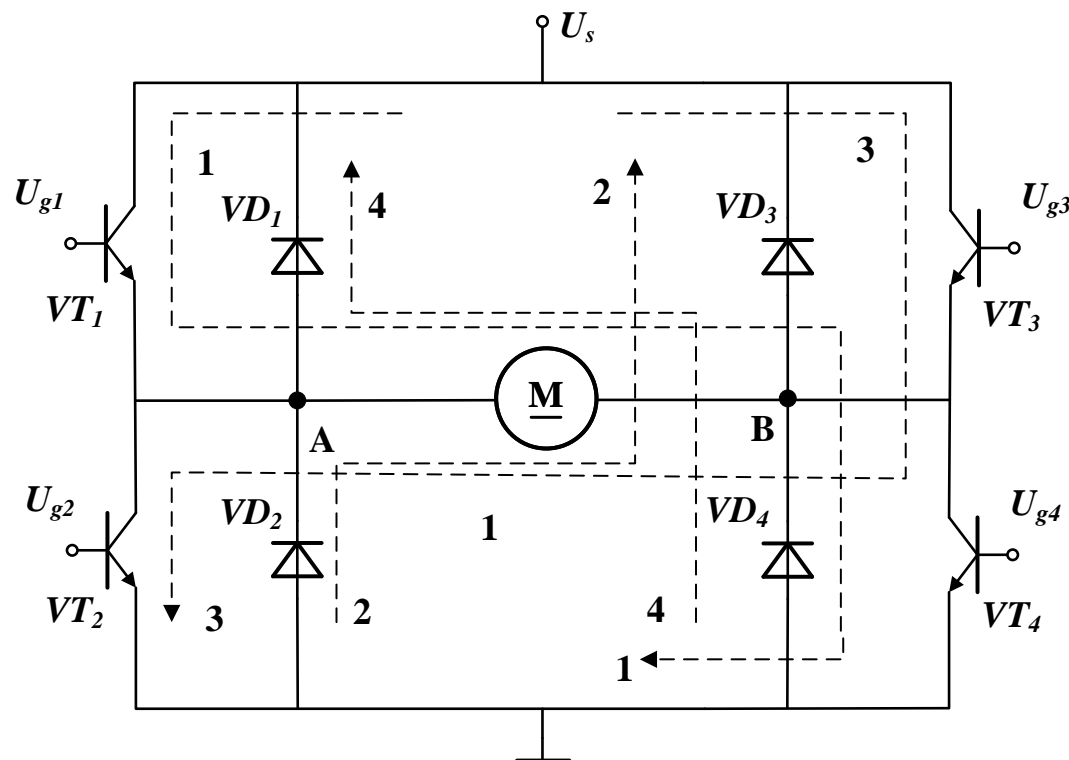
(b) H型

T型电路所用元件少，线路简单，但需正负对称的双极性直流电源，电路中的器件要承受两倍的电源电压，在相同的直流电源电压下，其输出电压的幅值为H型电路的一半。H型电路是实际中广泛应用的可逆PWM变换器电路。

H型双极式可逆PWM变换器

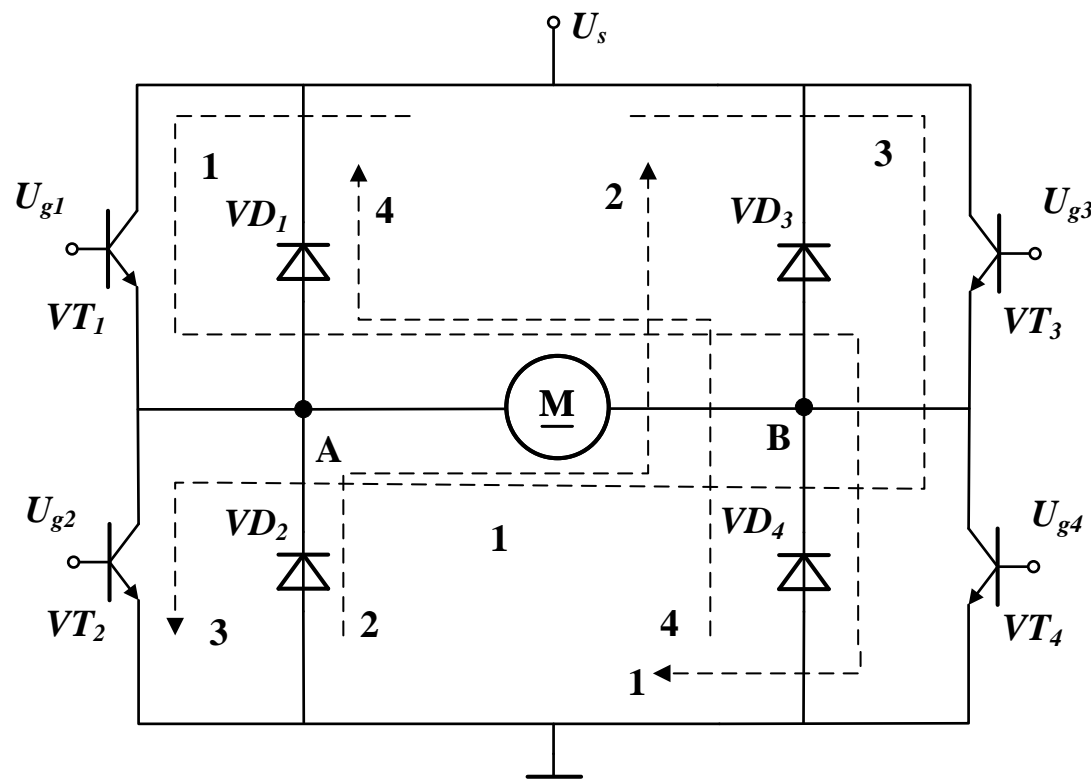
H型变换器电路在控制方式上分为双极式、单极式和受限单极式3种。

以双极式可逆PWM变换器为例，4个开关管分为两组， VT_1 和 VT_4 为一组， VT_2 和 VT_3 为另一组；



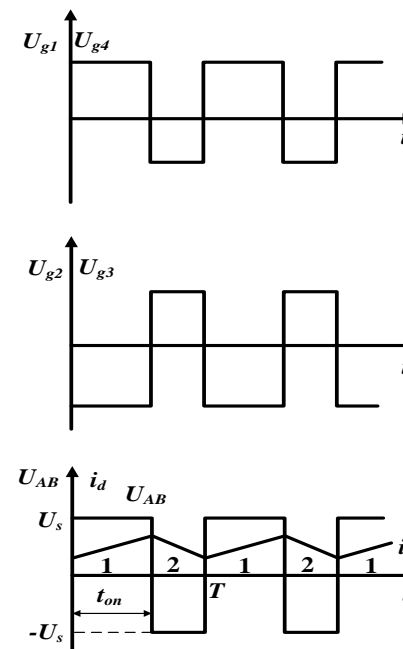
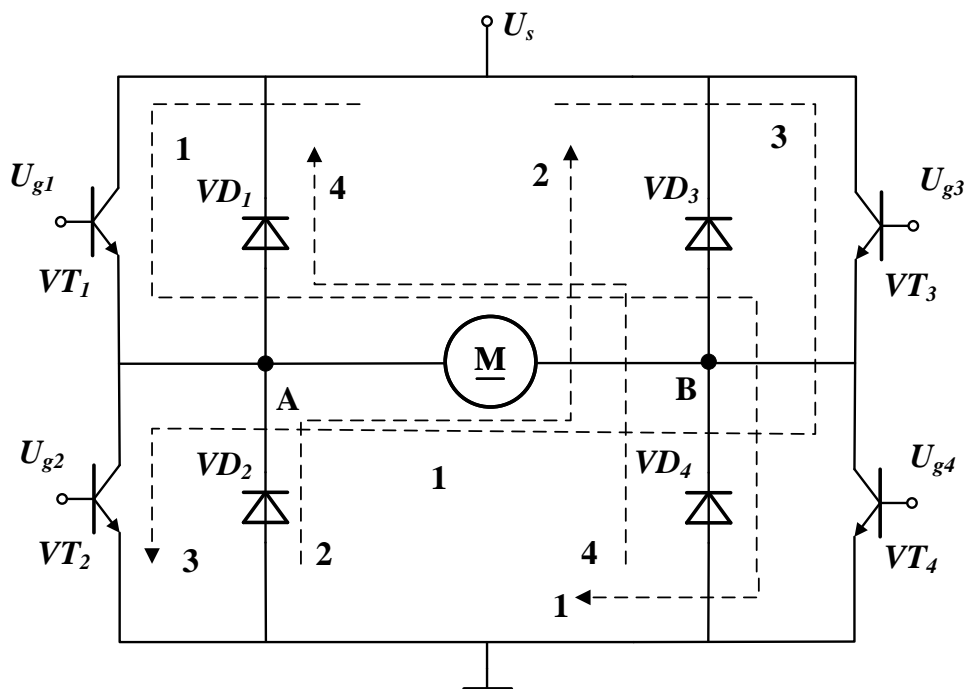
同一组中两个开关管的基极驱动电压波形相同，即 $U_{g1} = U_{g4}$ ， VT_1 和 VT_4 同时导通关断； $U_{g2} = U_{g3}$ ， VT_2 和 VT_3 同时导通关断，而且 U_{g1} 、 U_{g4} 和 U_{g2} 、 U_{g3} 相位相反；

在一个开关周期内 VT_1 、 VT_4 和 VT_2 、 VT_3 两组晶体管交替地导通和关断，变换器输出电压 U_{AB} 在一个周期内有正负极性变化，故称“双极”。



重载运行

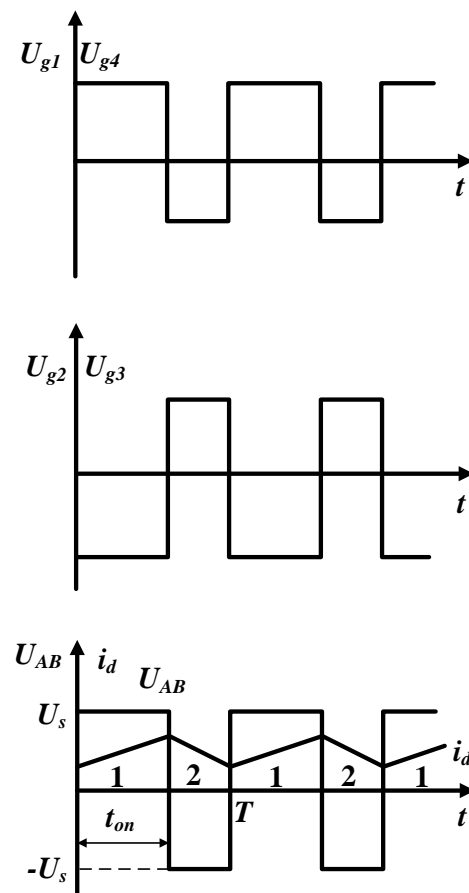
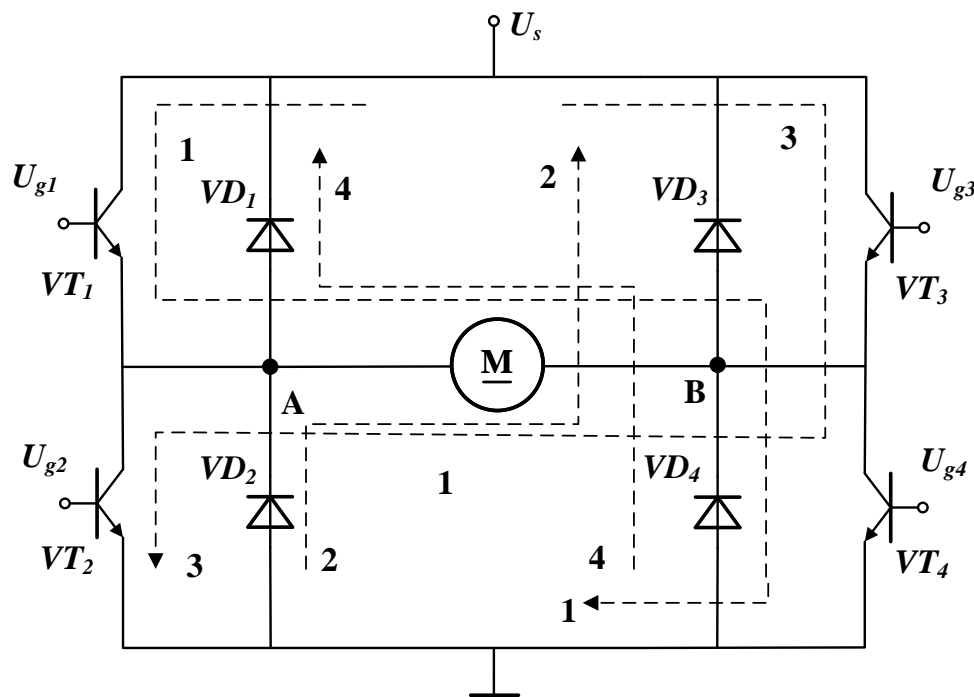
如果电动机的负载较重，平均负载电流较大，电流恒为正。在 $0 \leq t < t_{on}$ 时， U_{g1} 和 U_{g4} 为正， VT_1 和 VT_4 饱和导通；而 U_{g2} 和 U_{g3} 为负， VT_2 和 VT_3 截止。此时， $+U_s$ 加在电枢AB两端， $U_{AB} = U_s$ ，电枢电流 i_d 沿回路1流通，电动机处于电动状态。



2.2 直流电动机的闭环调速系统

2.2.4 可逆调速系统

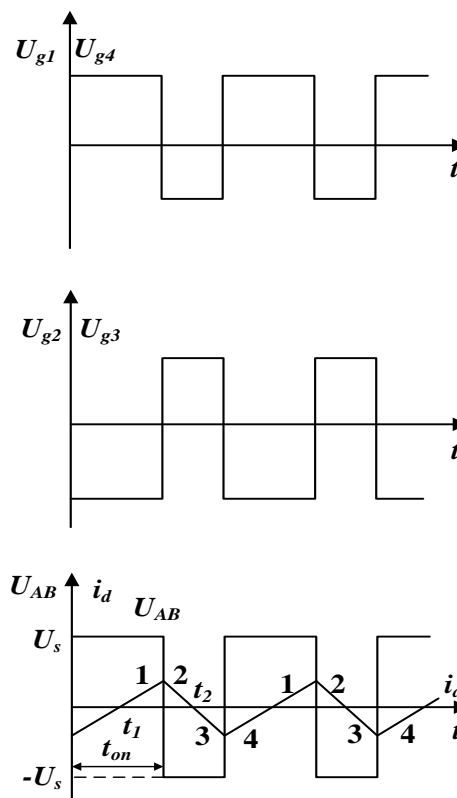
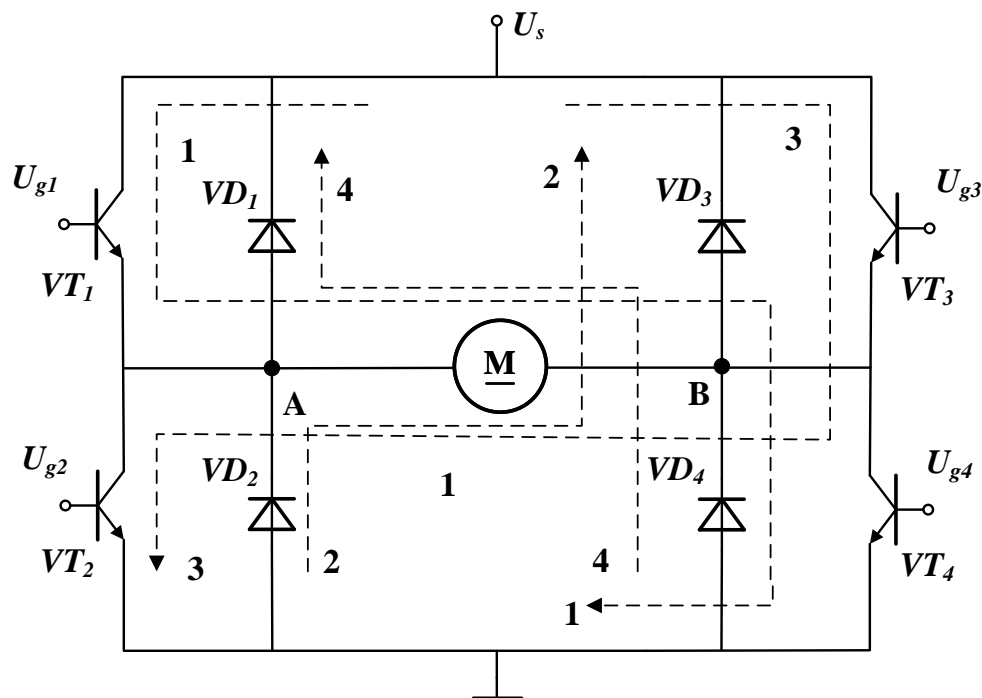
在 $t_{on} \leq t < t_{off}$ 时, U_{g1} 和 U_{g4} 为负, VT_1 和 VT_4 截止, U_{g2} 和 U_{g3} 虽为正, 但电枢电感释放储能由二极管 VD_2 和 VD_3 续流, VT_2 和 VT_3 承受反压而不能导通, $U_{AB} = -U_s$, 电枢电流 i_d 沿回路2流通, 电动机仍处于电动状态。电流电压波形示于图(a)。



(a) 电动机负载较重时

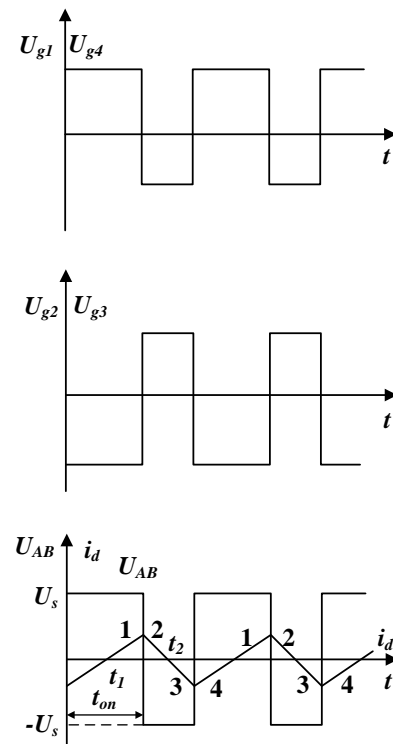
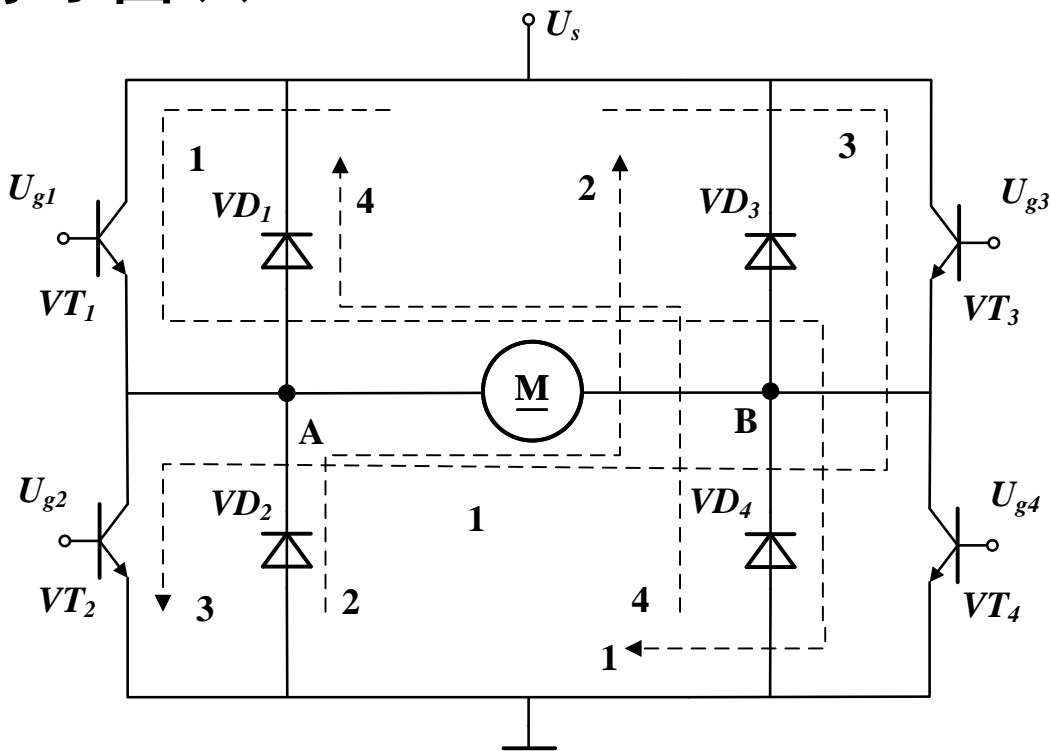
轻载运行

如果电动机负载较轻，平均电流小，在续流阶段 $t = t_2$ 时电流很快衰减到零，此时 VT_2 和 VT_3 在负电源电压 $-U_s$ 和电动机反电动势 E 的共同作用下导通，电枢电流 i_d 反向，沿回路3流通，电动机处于反接制动状态。



(b)电动机负载较轻时

在 $(0 \leq t < t_{on})$ 时, U_{g2} 和 U_{g3} 变负, VT_2 和 VT_3 截止, 电流经 VD_1 和 VD_4 续流, 使 VT_1 和 VT_4 承受反压, 虽然 U_{g1} 和 U_{g4} 为正, VT_1 和 VT_4 也不能导通, 电流沿回路4流通, 电动机工作在制动状态。当 $t_1 \leq t < t_{on}$ 时, VT_1 和 VT_4 才导通, 电流又沿回路1流通。电流电压波形示于图(b)。



(b)电动机负载较轻时

双极式可逆PWM变换器的电压都在 $+U_s$ 和 $-U_s$ 之间变换。

当正脉冲较宽时， $t_{on} > T/2$ ，电枢两端平均电压为正，电动机正转；

当正脉冲较窄时， $t_{on} < T/2$ ，电枢两端平均电压为负，电动机反转；

如果正、负脉冲宽度相等， $t_{on} = T/2$ ，平均电压为零，电动机停止。

双极式可逆PWM变换器电动机电枢两端的平均电压为

$$U_d = \frac{1}{T} [t_{on} U_s - (T - t_{on}) U_s] = \left(\frac{2t_{on}}{T} - 1 \right) U_s$$

双极式可逆PWM变换器的优点

电流一定连续，可以使电动机实现四象限运行；

电动机停止时的微振交变电流可以消除静摩擦死区；

低速时由于每个电力电子器件的驱动脉冲仍较宽而有利于器件的可靠导通；低速平稳性好，可达到很宽的调速范围。

双极式可逆PWM变换器存在如下缺点

在工作过程中，4个电力电子器件都处于开关状态，开关损耗大。

目 录

- 「2.1」 直流电动机的调速特性
- 「2.2」 直流电动机的闭环调速系统
- 「2.3」 直流电动机调速系统性能优化
- 「2.4」 双闭环调速系统MATLAB 仿真

CONTENT



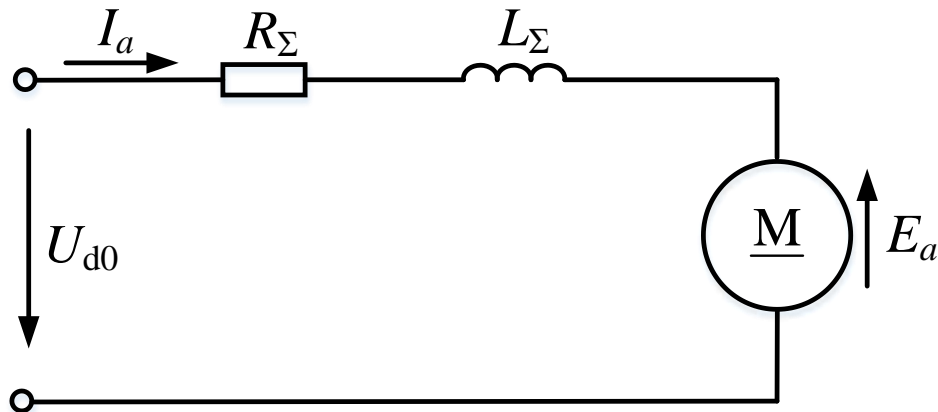
2.3 直流电动机调速系统性能优化

2.3.1 直流电动机的动态模型与传递函数

为了对调速系统进行动态性能分析，必须首先建立系统的动态数学模型，即推导出单闭环调速系统各环节的传递函数。

1. 直流电动机的传递函数。

额定励磁下他励直流电动机的等效电路如图所示

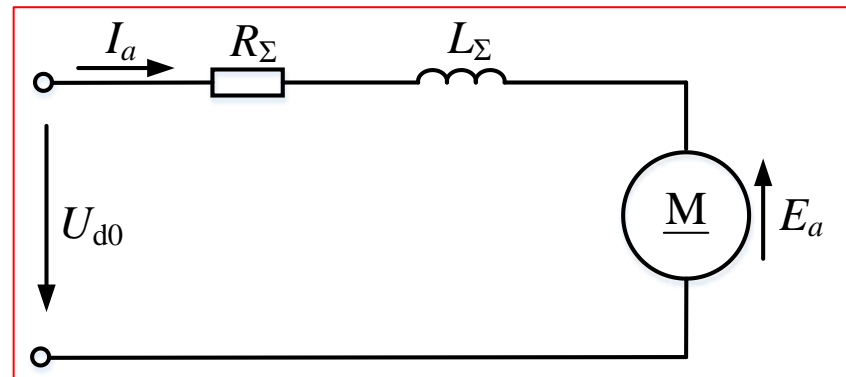


主电路电流连续时电压方程为

$$U_{d0} = I_a R_\Sigma + L_\Sigma \frac{dI_a}{dt} + E$$

机械运动方程为

$$T_{em} - T_L = \frac{GD^2 dn}{375 dt}$$



式中 T_{em} ——额定励磁下的电磁转矩，单位为 $N \cdot m$ ， $T_{em} = C_M \Phi I_a$ ，其中 C_M

为直流电动机的转矩系数， $N \cdot m/A$ ， $C_M = \frac{30}{\pi} C_e$ ；

T_L ——包括电动机空载转矩在内的负载转矩， $N \cdot m$ ；

GD^2 ——电力拖动系统运动部分折算到电动机轴上的飞轮惯量， $N \cdot m^2$ 。

定义两个时间常数 τ_L 、 τ_M ，单位为s：

电枢回路： $\tau_L = \frac{L_\Sigma}{R_\Sigma}$ ；

系统的机电时间常数： $\tau_M = \frac{GD^2 R_\Sigma}{375 C_e C_M \Phi^2}$ 。

将 τ_L 、 τ_M 代入式(2.17)：

$$U_{d0} - E = R_\Sigma \left(I_a + \tau_L \frac{dI_a}{dt} \right)$$

$$I_a - I_L = \frac{\tau_M dE}{R_\Sigma dt}$$

$$E = C_e n \Phi, \quad T_{em} = C_M \Phi I_a$$

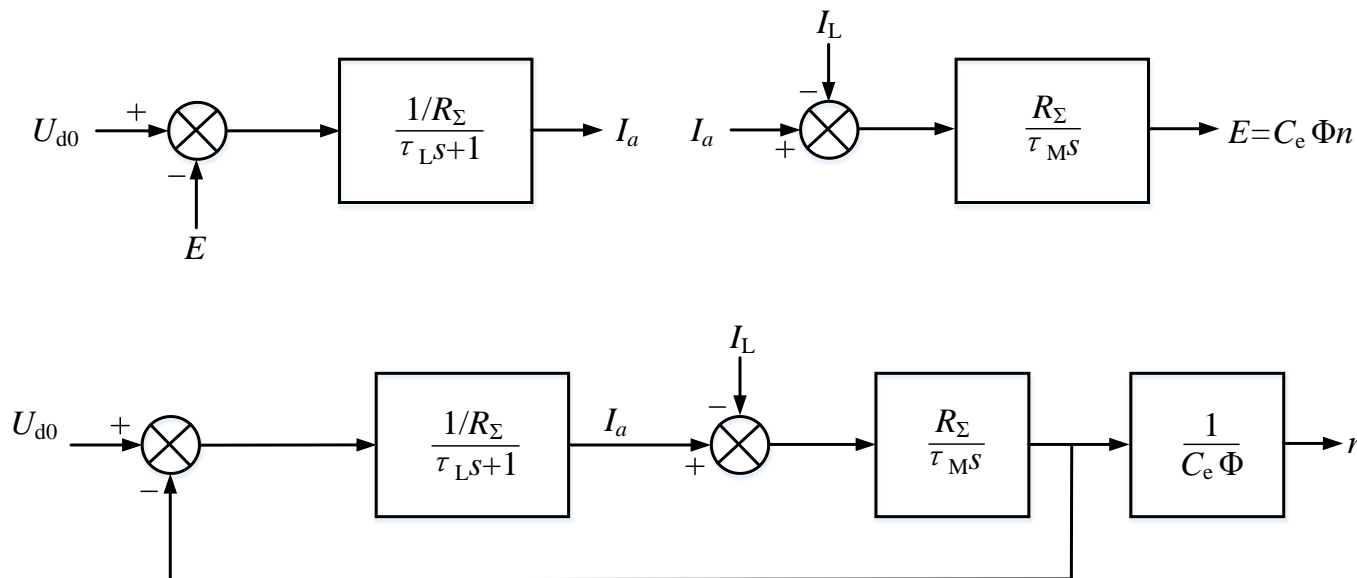
式中 I_L ——负载电流， $I_L = T_L / (C_m \Phi)$ 。

将等式两侧取拉普拉斯变换，则可
以得到电压与电流间的传递函数为

$$\frac{I_a(s)}{U_{d0}(s) - E(s)} = \frac{U_{d0}}{C_e \Phi} - \frac{1}{\tau_L s + 1}$$

电流与电动势间的传递函数为

$$\frac{E(s)}{I_a(s) - I_L(s)} = \frac{R_\Sigma}{\tau_M s}$$

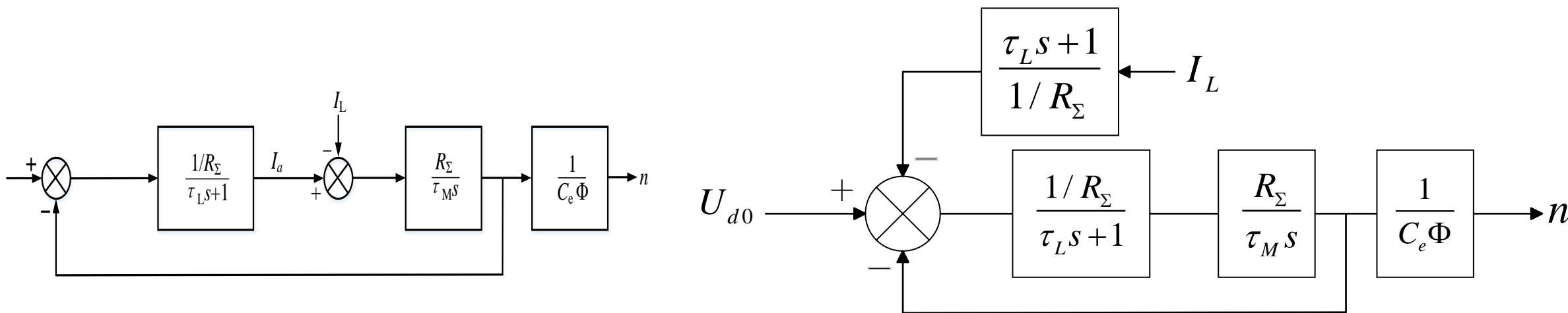


直流电动机的动态结构图

考虑到 $n = E/(C_e \Phi)$ ，得额定励磁下
直流电动机动态结构图

由结构图可以看出，直流电动机有两个输入量：一个是理想空载整流电压 U_{d0} 另一个是负载电流 I_L ，前者是给定输入量，后者是扰动输入量。

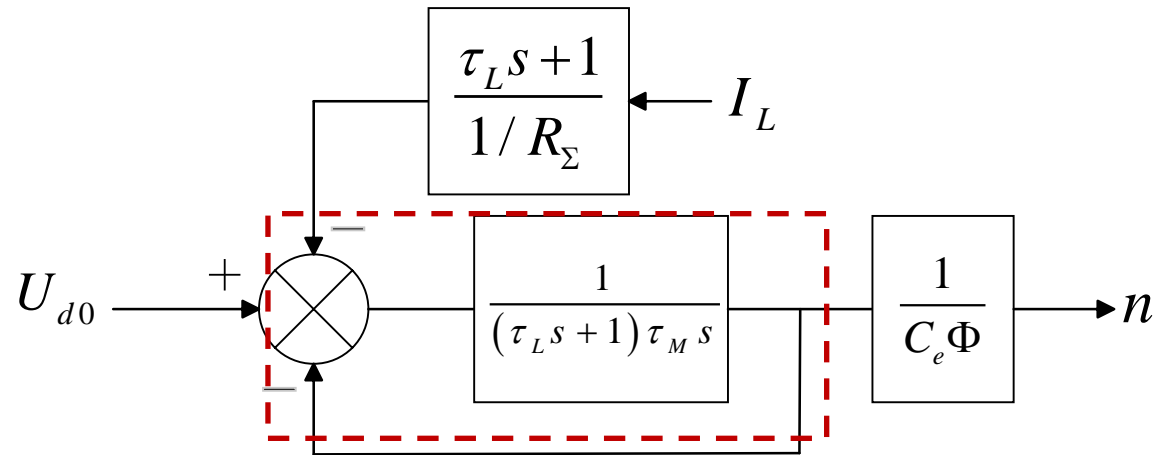
将扰动量 I_L 的综合点前移，再进行等效变换，得简化结构图。



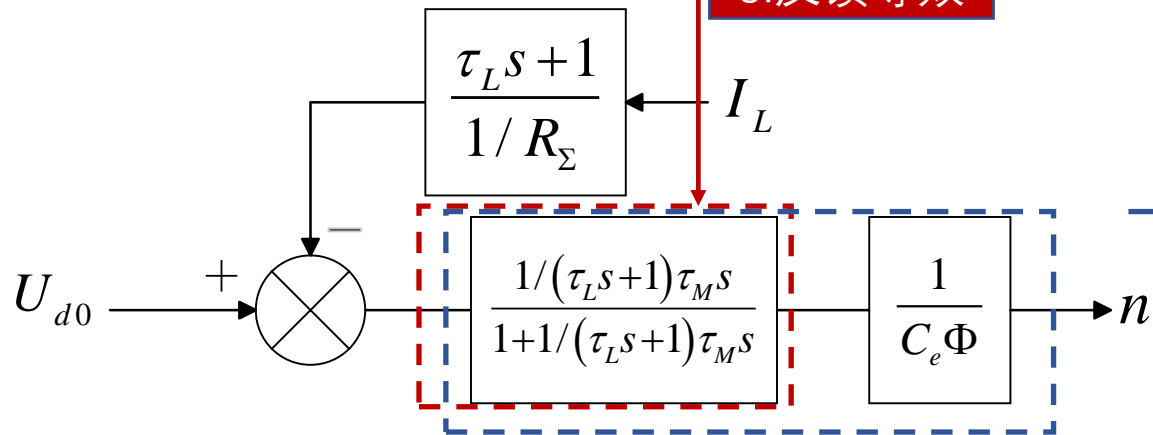
直流电动机动态结构图的变换和简化

2.3 直流电动机调速系统性能优化

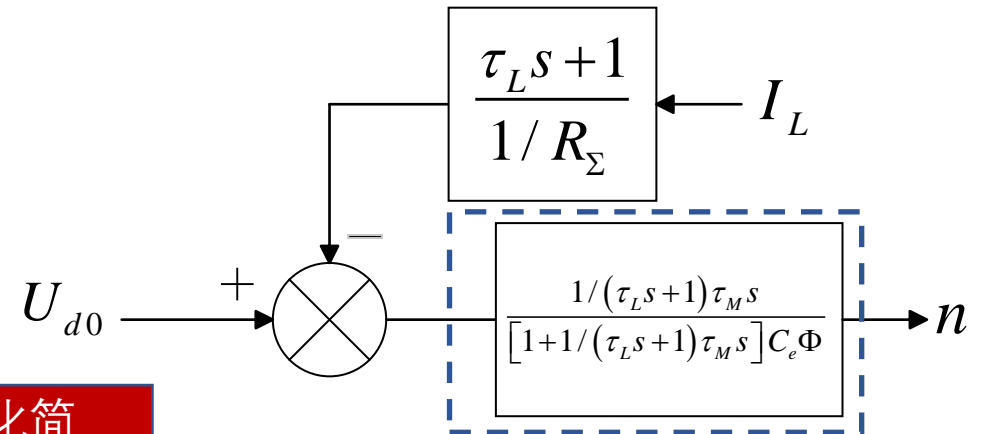
2.3.1 直流电动机的动态模型与传递函数



3.反馈等效



4.化简



2. 晶闸管整流装置和PWM变换器的传递函数

晶闸管触发电路的控制电压为 U_c ，输出电压为 U_{d0} ，晶体管触发电路与整流装置可以看成是一个纯滞后的放大环节，放大倍数为 K_v ，当控制角由 α_1 变到 α_2 的时，到下一个自然换向点以后才起作用。这样，晶闸管整流电路的输出平均电压 U_d 的改变就比控制电压 U_c 延迟了一段时间 τ_V 。最大滞后时间为

$$\tau_{Vmax} = \frac{1}{mf}$$

式中 f ——交流电源频率；

m ——整流电路在一个周期内的脉波数。

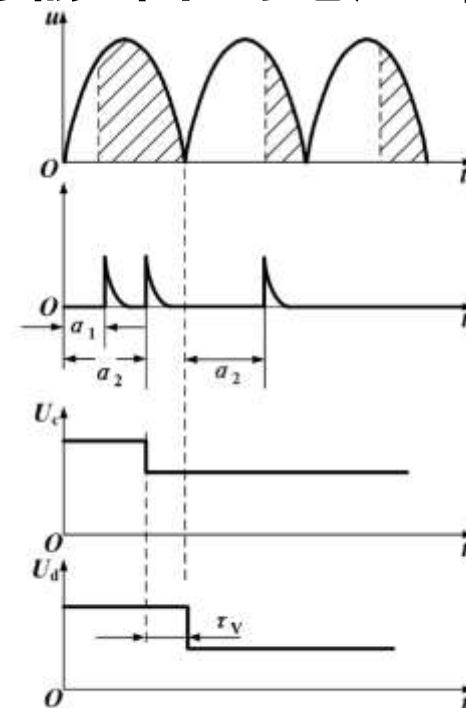


图2.19 U_d 较 U_c 滞后 τ_V 的示意图

晶闸管触发电路和整流装置的传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{U_{d0}(s)}{U_c(s)} = K_V e^{-\tau_V s} \quad K_V = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_c}$$

2. 延时特性 (时域平移)

若

$$\mathcal{L}[f(t)] = F(s)$$

则

$$\mathcal{L}[f(t-t_0)u(t-t_0)] = F(s)e^{-st_0}$$

注意:

- (1) 一定是 $f(t-t_0)u(t-t_0)$ 的形式信号才能用时移性质
- (2) 信号一定是右移 $t_0 > 0$ 。
- (3) 表达式 $f(t-t_0)$, $f(t)u(t-t_0)$, $f(t-t_0)u(t)$ 等所表示的信号不能用时移性质

$$U_d = K_V U_c \times 1(t - \tau_V)$$

晶闸管触发电路和整流装置的传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{U_{d0}(s)}{U_c(s)} = K_V e^{-\tau_V s}$$

将式(2.20)按泰勒级数展开, 近似处理为一阶惯性环节, 可得

$$G(s) = \frac{U_{d0}(s)}{U_c(s)} \approx \frac{K_V}{1 + \tau_V s} \quad e^x = 1 + \frac{1}{1!}x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + o(x^3)$$

PWM变换器传递函数与晶闸管触发和整流装置类似, 滞后时间常数为

$$\tau_V = \frac{1}{2f} \quad f \text{ 为PWM的开关频率;}$$

3. 比例放大器的传递函数。

比例放大器的响应可以认为是瞬时的，因此，它的放大系数即传递函数

$$\frac{U_c(s)}{\Delta U_c(s)} = K_A$$

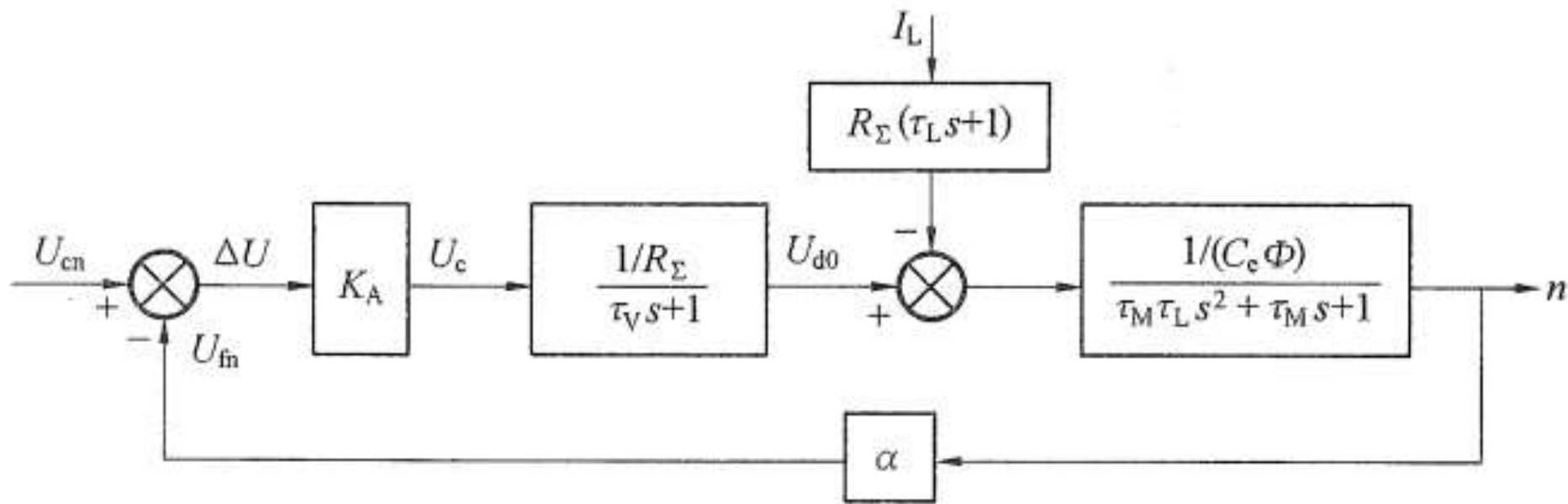
4. 测速发电机传递函数。

测速发电机是测量电动机转速的装置，它与直流电动机同轴安装，其输出是与电动机转速成比例的电压。其输入和输出的关系为

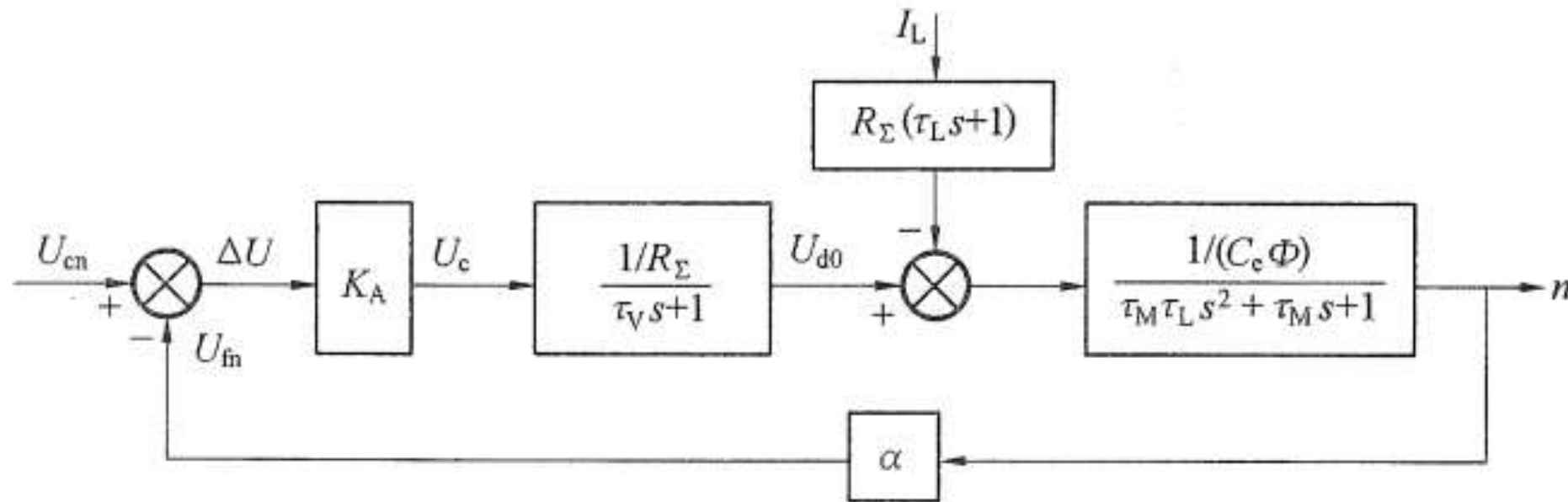
$$U_{fn}(s) = \alpha n(s)$$

5. 单闭环调速系统的动态结构图。

将上述4个环节连在一起，便得到转速闭环系统的动态结构图，单闭环调速系统可作为一个三阶线性系统。



单闭环调速系统的动态结构图



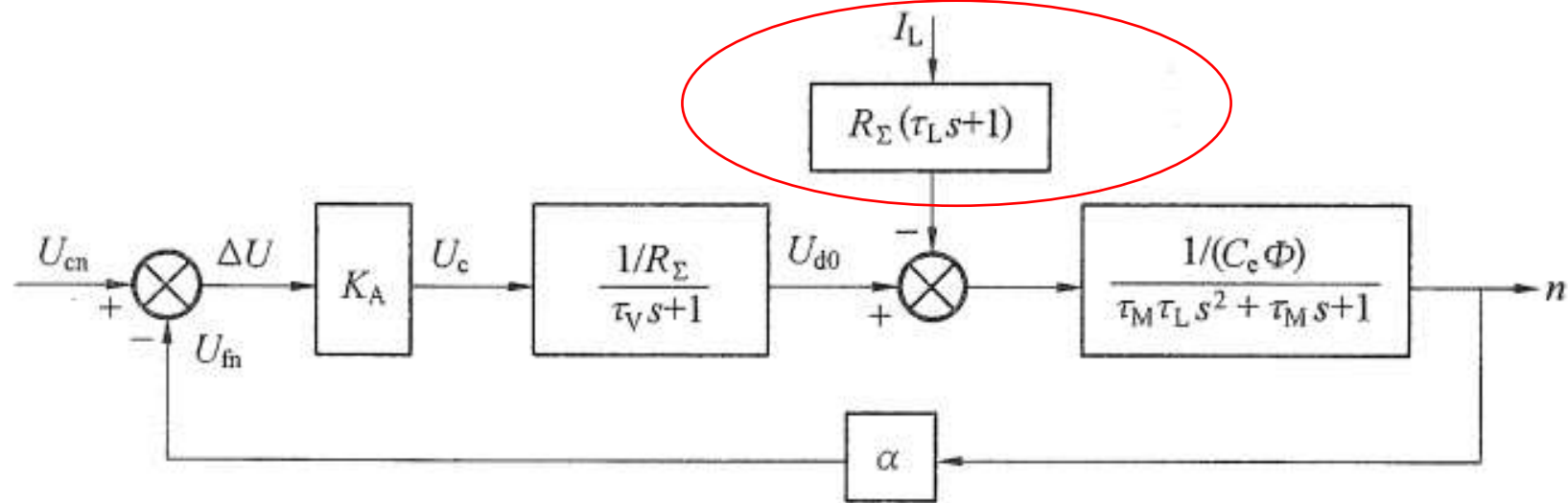
单闭环调速系统的开环传递函数是

$$G_0(s) = \frac{K}{(\tau_V s + 1)(\tau_M \tau_L s^2 + \tau_M s + 1)}$$

式中， $K = K_A K_V \alpha / (C_e \Phi)$ 。

2.3 直流电动机调速系统性能优化

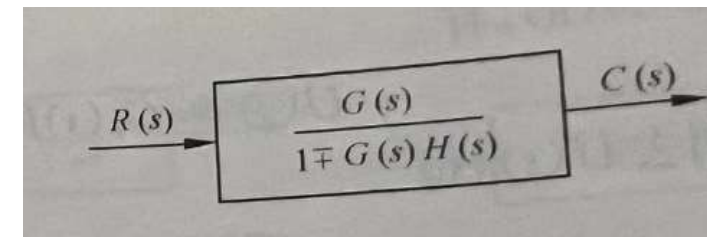
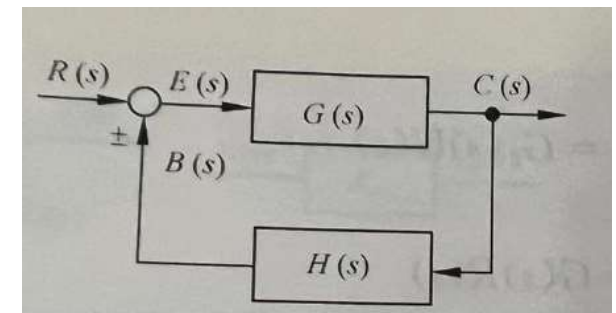
2.3.1 直流电动机的动态模型与传递函数



若不考虑负载扰动作用，则系统的闭环传递函数为

$$G_c(s) = \frac{n(s)}{U_{cn}(s)} = \frac{k_A k_V / (C_e \Phi)}{(\tau_V s + 1)(\tau_M \tau_L s^2 + \tau_M s + 1) + K}$$

$$= \frac{\frac{k_A k_V / (C_e \Phi)}{1 + K}}{\frac{\tau_M \tau_L \tau_V}{1 + K} s^3 + \frac{\tau_M(\tau_L + \tau_V)}{1 + K} s^2 + \frac{\tau_M + \tau_V}{1 + K} s + 1}$$



2.3.2 调节器的工程设计方法

1. 控制系统的动态性能指标

控制系统的动态性能指标包括对给定输入信号的跟随性能指标和对扰动输入信号的抗扰性能指标，调节器工程设计方法所遵循的原则是：

- 1概念清楚、易懂；
- 2计算公式简明、好记；
- 3不仅给出参数计算的公式，而且指明参数调整的方向；
- 4能考虑饱和非线性控制的情况，同样给出简单的计算公式；
- 5适用于各种可以简化成典型系统的反馈控制系统。

控制系统的开环传递函数都可以表示为

$$W(s) = \frac{K \prod_{i=1}^m (\tau_i s + 1)}{s^r \prod_{j=1}^n (T_j s + 1)}$$

分母中的 s^r 项表示该系统在 $s=0$ 处有 r 重极点，或系统含有 r 个积分环节， r 称为系统的型。开环传递函数具有 r 个积分环节的控制系統称作 r 型系统， r 为1或2时分别称控制系统为I型系统和II型系统。

2. 典型I型系统的动态跟随性能指标

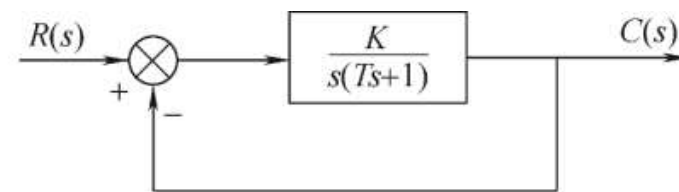
典型的I型系统的开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)}$$

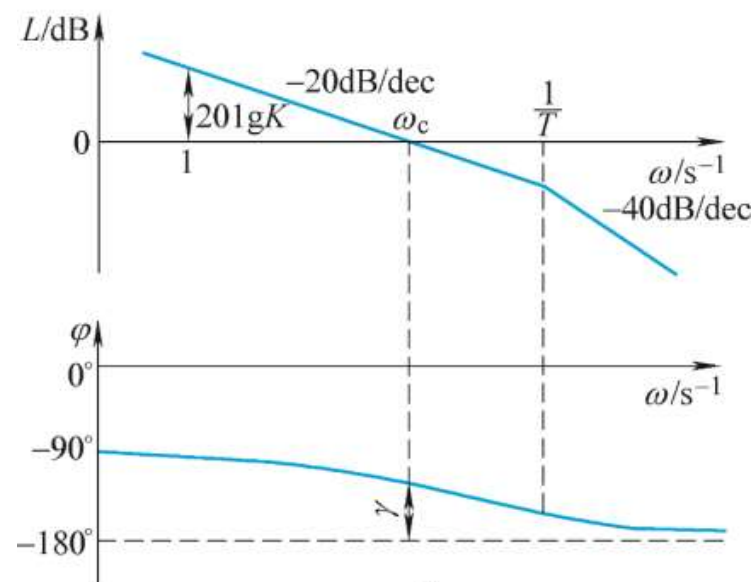
式中， T ——系统的惯性时间常数；

K ——系统的开环增益。

典型I型系统的闭环系统结构图如图 (a) 所示，图 (b) 为其开环对数频率特性。



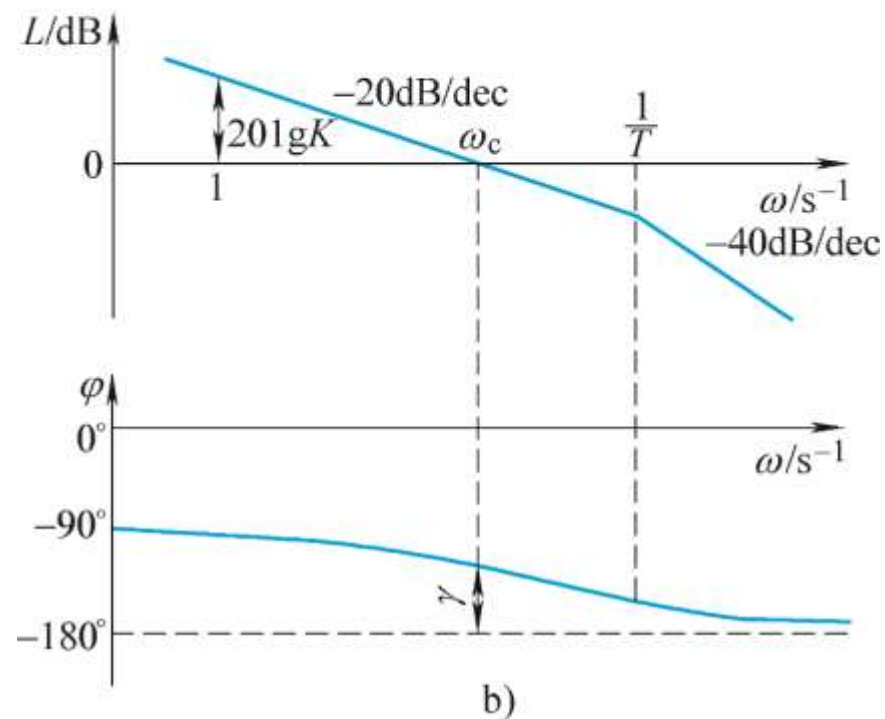
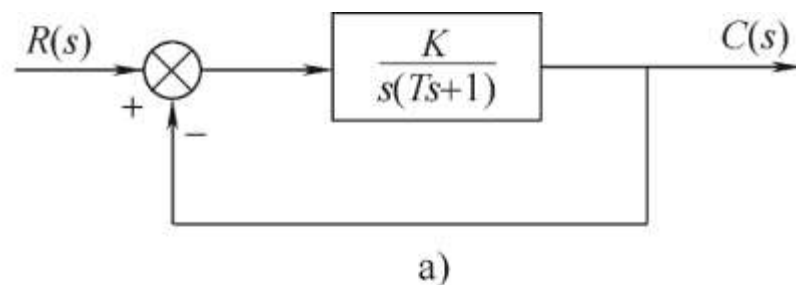
a)



b)

对数幅频特性的中频段以 -20dB/dec 的斜率穿越零分贝线，只要参数的选择能保证足够的中频带宽，系统就一定是稳定的。

典型I型系统只包含开环增益 K 和时间常数 T 两个参数，时间常数 T 往往是控制对象本身固有的，唯一可变的只有开环增益 K ，设计时，需要按照性能指标选择参数 K 的大小。



当 $\omega < \frac{1}{T}$ 时，由开环对数频率特性可知：

$$20\lg K = 20(\lg \omega_c - \lg 1) = 20\lg \omega_c$$

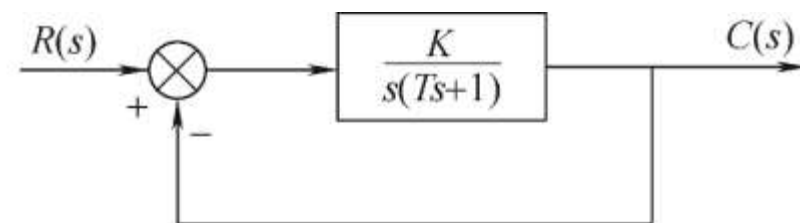
$$K = \omega_c$$

相角裕度 γ 物理意义是当输入为频率为 ω_c 的正弦信号时，输出正弦信号的相位与 -180° 的差，即

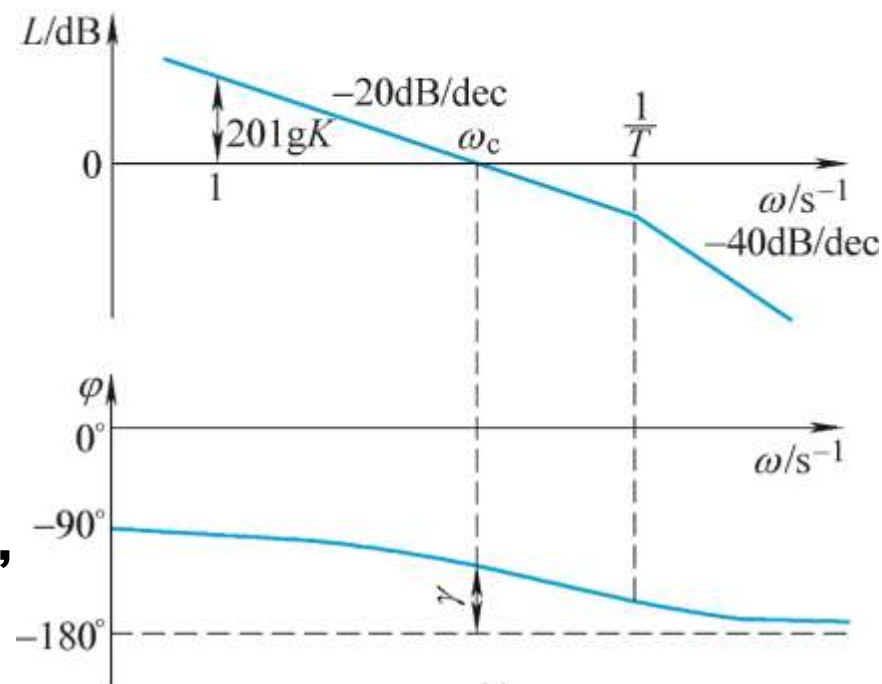
$$\gamma = 180^\circ - 90^\circ - \arctg \omega_c T = 90^\circ - \arctg \omega_c T$$

$$\omega_c < \frac{1}{T}$$

K值越大，截止频率 ω_c 也越大，系统响应越快，相角稳定裕度 γ 越小，快速性与稳定性之间存在矛盾，在选择参数K时，需在二者之间取折中。



a)



b)

典型 I 型系统的闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) = \frac{\frac{K}{s(Ts + 1)}}{1 + \frac{K}{s(Ts + 1)}} = \frac{\frac{K}{T}}{s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{K}{T}} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

式中， $\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T}}$ ——自然振荡角频率， $\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{KT}}$ ——阻尼比。

典型 I 型系统是一个二阶系统，当 $\xi < 1$ 时，系统阶跃响应曲线是欠阻尼的振荡特性，当 $\xi > 1$ 时，过阻尼的单调特性，当 $\xi = 1$ 时，是临界阻尼。过阻尼动态响应较慢，一般把系统设计成欠阻尼，即 $0 < \xi < 1$ 。

据典型I型系的闭环传函： $W_{cl}(s) = \frac{\frac{K}{s(Ts+1)}}{1 + \frac{K}{s(Ts+1)}} = \frac{\frac{K}{T}}{s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{K}{T}} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$ 可求其性能指标

超调量： $\sigma = e^{-(\xi\pi/\sqrt{1-\xi^2})} \times 100\%$

上升时间： $t_r = \frac{2\xi T}{\sqrt{1-\xi^2}} (\pi - \arccos \xi)$ ； **峰值时间：** $t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}}$

调节时间： $t_s \approx \frac{3}{\xi\omega_n} = \frac{3}{\frac{1}{2T}} = 6T$ ； **截止频率：** $\omega_c = \omega_n [\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2]^{\frac{1}{2}}$

相角稳定裕度： $\gamma = \arctg \frac{2\xi}{[\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2]^{\frac{1}{2}}}$

可见，典型的I型系统跟随性能指标由 $\omega_n(=\sqrt{\frac{K}{T}})$ 和 $\xi(=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{KT}})$ 确定，即由开环
传函参数 ($W(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}$) 参数确定，具体来说，与K, T的乘积KT有关：

表2.2 典型 I 型系统动态跟随性能指标和频域指标与参数的关系

参数关系KT	0.25	0.39	0.5	0.69	1.0
阻尼比 ξ	1.0	0.8	0.707	0.6	0.5
超调量 σ	0%	1.5%	4.3%	9.5%	16.3%
上升时间 t_r	∞	6.6T	4.7T	3.3T	2.4T
峰值时间 t_p	∞	8.3T	6.2T	4.7T	3.2T
相角稳定裕度 γ	76.3°	69.9°	65.5°	59.2°	51.8°
截止频率 ω_c	0.243/T	0.367/T	0.455/T	0.596/T	0.786/T

3. 典型 II 型系统的动态跟随性能指标

典型 II 型系统的开环传递函数表示为

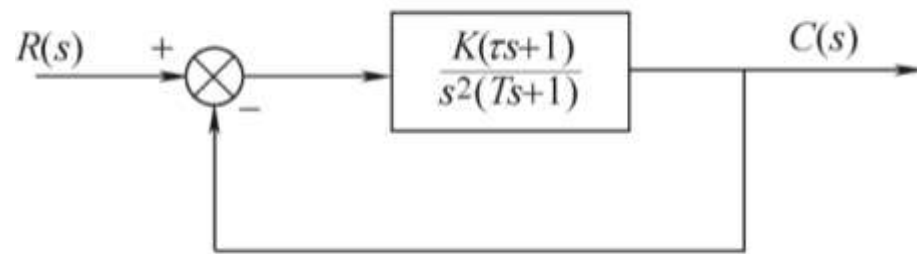
$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)}$$

典型 II 型系统的闭环系统结构如图 (a) 所示，图 (b) 为其开环对数频率特性。对数幅频特性的中频段也是以 -20dB/dec 的斜率穿越零分贝线，要实现图 (b) 的特性，应该保证

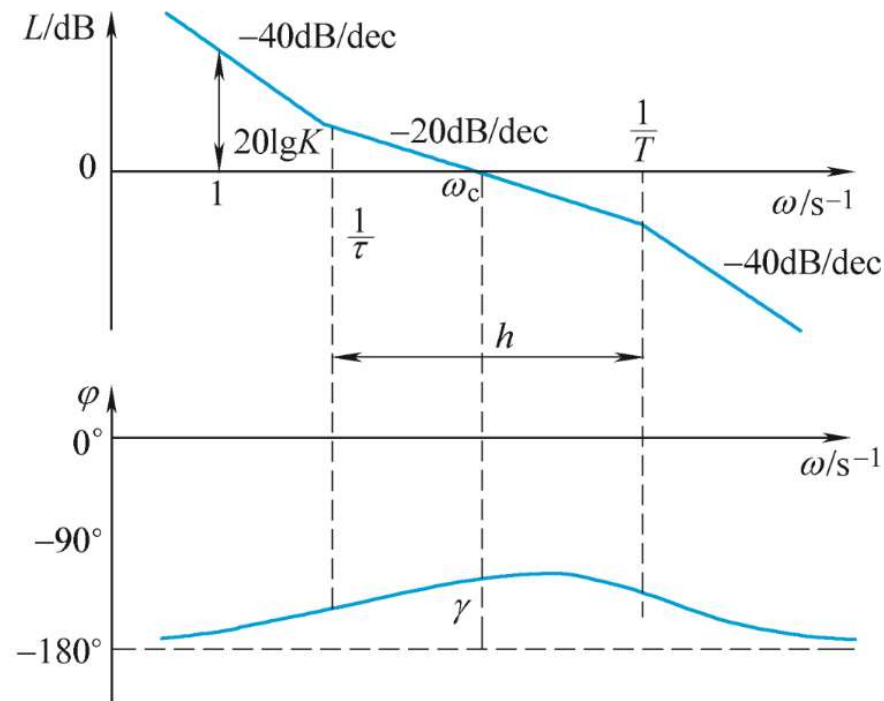
$$\frac{1}{\tau} < \omega_c < \frac{1}{T}$$

或

$$T > \tau$$



a)



b)

典型II型系统的时间常数 T 也是控制对象固有的，而待定的参数有两个，即 K 和 τ ，定义中频宽度

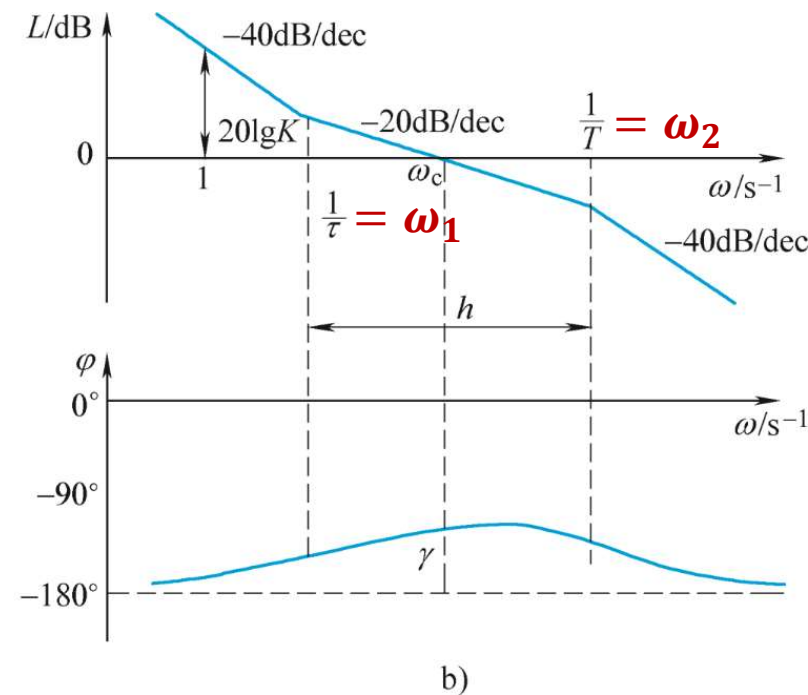
$$h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$$

h 是斜率为 -20dB/dec 的中频段宽度，是一个与性能指标紧密相关的关键参数。 h 与闭环系统的快速性有关。

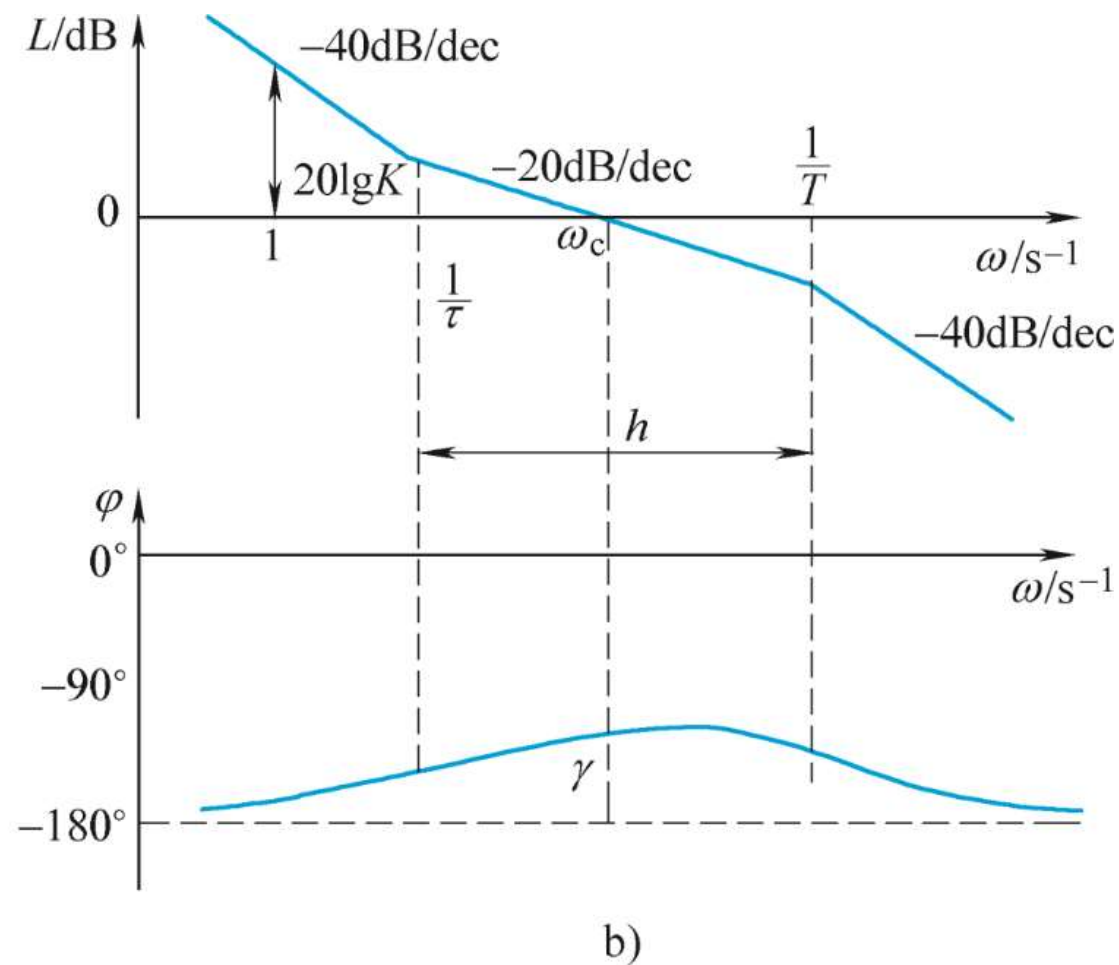
一般情况下， $\omega = 1$ 点处在 -40dB/dec 段，由图：

$$\begin{aligned} 20\lg K &= 40(\lg \omega_1 - \lg 1) + 20\lg(\omega_c - \lg 1) \\ &= 20\lg \omega_1 \omega_c \end{aligned}$$

$$K = \omega_1 \omega_c$$



由 $h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$, T 值一定, 改变 τ 就相当于改变中频宽度 h , 在 τ 确定后, 改变 K 相当于使开环对数幅频特性上下平移, 从而改变了截止频率 ω_c , 因此在设计调节器时, 选择频域参数 h 和 ω_c , 就相当于选择参数 τ 和 K 。



采用“振荡指标法”中的闭环幅频特性峰值-谐振峰值 M_{rmin} 最小准则准则，可以找到和两个参数 K 和 τ 之间的一种最佳配合：

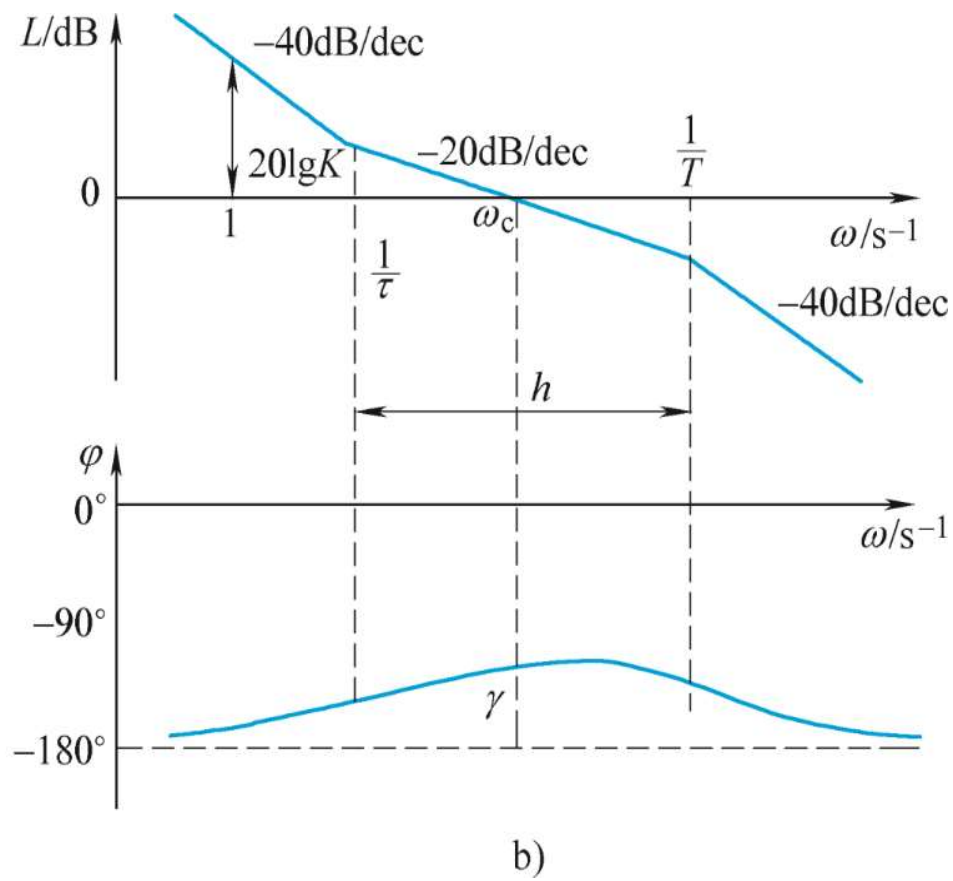
$$\frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1}, \quad \frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2}$$

以上二式称为 M_{rmin} 准则的“最佳频比”。

在确定了 h 之后，可求得

$$\tau = hT \quad (2.40)$$

$$K = \omega_1 \omega_c = \omega_1^2 \cdot \frac{h+1}{2} = \left(\frac{1}{hT}\right)^2 \frac{h+1}{2} = \frac{h+1}{2h^2 T^2} \quad (2.41)$$



式(2.40)和(2.41)是工程设计方法中计算典型II型系统参数的公式，只要按照动态性能指标要求由下表确定 h 值，就可以代入这两个公式计算 K 和 τ ，并由此计算调节器参数。一般 $h=5$ 的典型II型系统动态跟随性能比较适中。

表2.3 典型 II 型系统阶跃输入跟随性能指标(按 M_{rmin} 最小准则)								
h	3	4	5	6	7	8	9	10
σ	52.6%	43.6%	37.6%	33.2%	29.8%	27.2%	25.0%	23.3%
t_r/T	2.4	2.65	2.85	3.0	3.1	3.2	3.3	3.35
t_s/T	12.1	11.6	9.55	10.4	11.3	12.2	13.2	14.2
振荡次数 k	5	5	5	5	0	5	5	0
振荡次数 k	3	2	2	1	1	1	1	1

4. 控制对象的工程近似处理方法

(1) 高频段小惯性环节的近似处理

当高频段有多个小时间常数 T_1 、 T_2 、 $T_3 \dots$ 的小惯性环节时，可以等效地用一个时间常数 T 的惯性环节来代替。其等效时间常数为

$$T = T_1 + T_2 + T_3 + \dots$$

考察一个有2个高频段小惯性环节的开环传递函数

$$W(s) = \frac{K}{s(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

其中 T_1 、 T_2 为小时间常数。

$W(s) = \frac{K}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}$ 的频率特性为

$$W(j\omega) = \frac{1}{(j\omega T_1+1)(j\omega T_2+1)} = \frac{1}{(1-T_1T_2\omega^2)+j\omega(T_1+T_2)} \quad (2.42)$$

近似处理后的近似传递函数为

$$W'(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}$$

其中 $T = T_1 + T_2$ ，它的频率特性为

$$W'(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega T} = \frac{1}{1+j\omega(T_1+T_2)} \quad (2.43)$$

式(2.42)、(2.43)近似相等的条件是

$$T_1 T_2 \omega^2 \ll 1$$

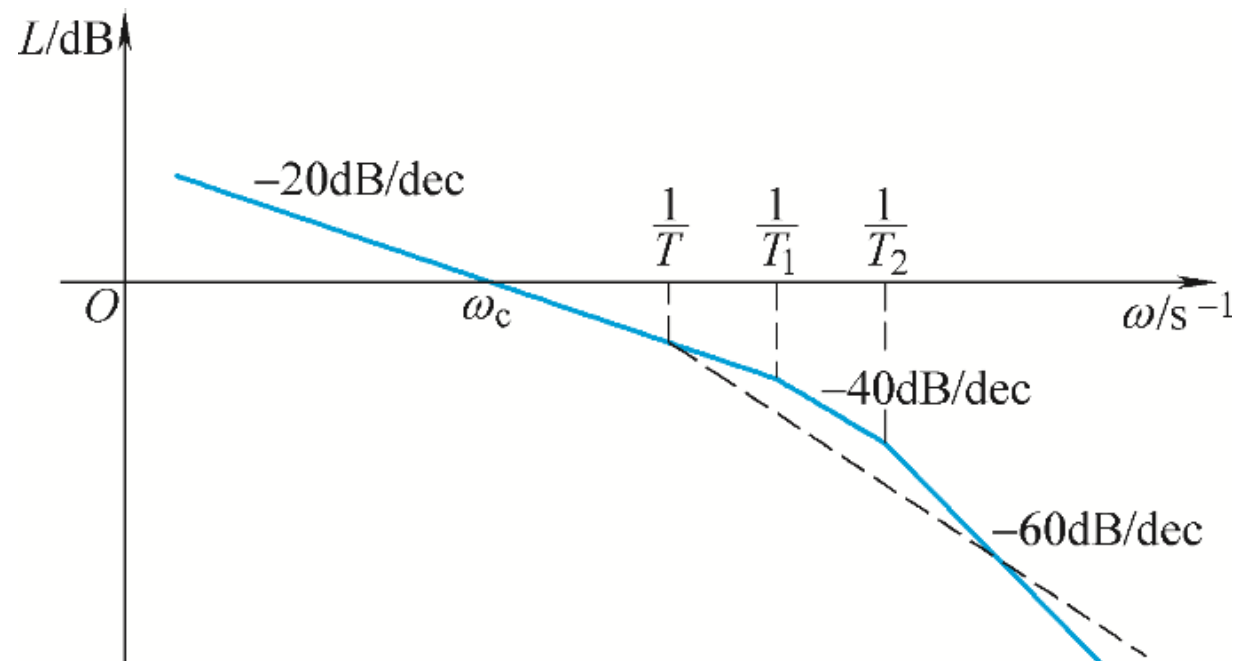
在工程计算中，一般允许有10%以内的误差，近似条件可写成

$$T_1 T_2 \omega^2 \leq \frac{1}{10}$$

或近似表示为

$$\omega_c \leq \frac{1}{3\sqrt{T_1 T_2}}$$

简化后幅频特性如图中虚线所示



如果有三个小惯性环节，其近似处理的表达式是

$$\frac{1}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)(T_3s + 1)} \approx \frac{1}{(T_1 + T_2 + T_3)s + 1}$$

近似的条件为

$$\omega_c \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_1T_2 + T_2T_3 + T_3T_1}}$$

(2) 高阶系统的降阶近似处理

三阶系统

$$W(s) = \frac{K}{as^3 + bs^2 + cs + 1}$$

降阶处理为一阶系统

$$W(s) \approx \frac{K}{cs + 1}$$

近似条件：a, b, c都是正数，且bc > a，即系统是稳定的，且

$$\omega_c \leq \frac{1}{3} \min\left(\sqrt{\frac{1}{b}}, \sqrt{\frac{c}{a}}\right)$$

(3) 低频段大惯性环节的近似处理

时间常数特别大的惯性环节可以近似地将它看成是积分环节

$$\frac{1}{Ts + 1} \approx \frac{1}{Ts}$$

大惯性环节的频率特性为

$$\frac{1}{j\omega T + 1} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \angle -\arctg \omega T$$

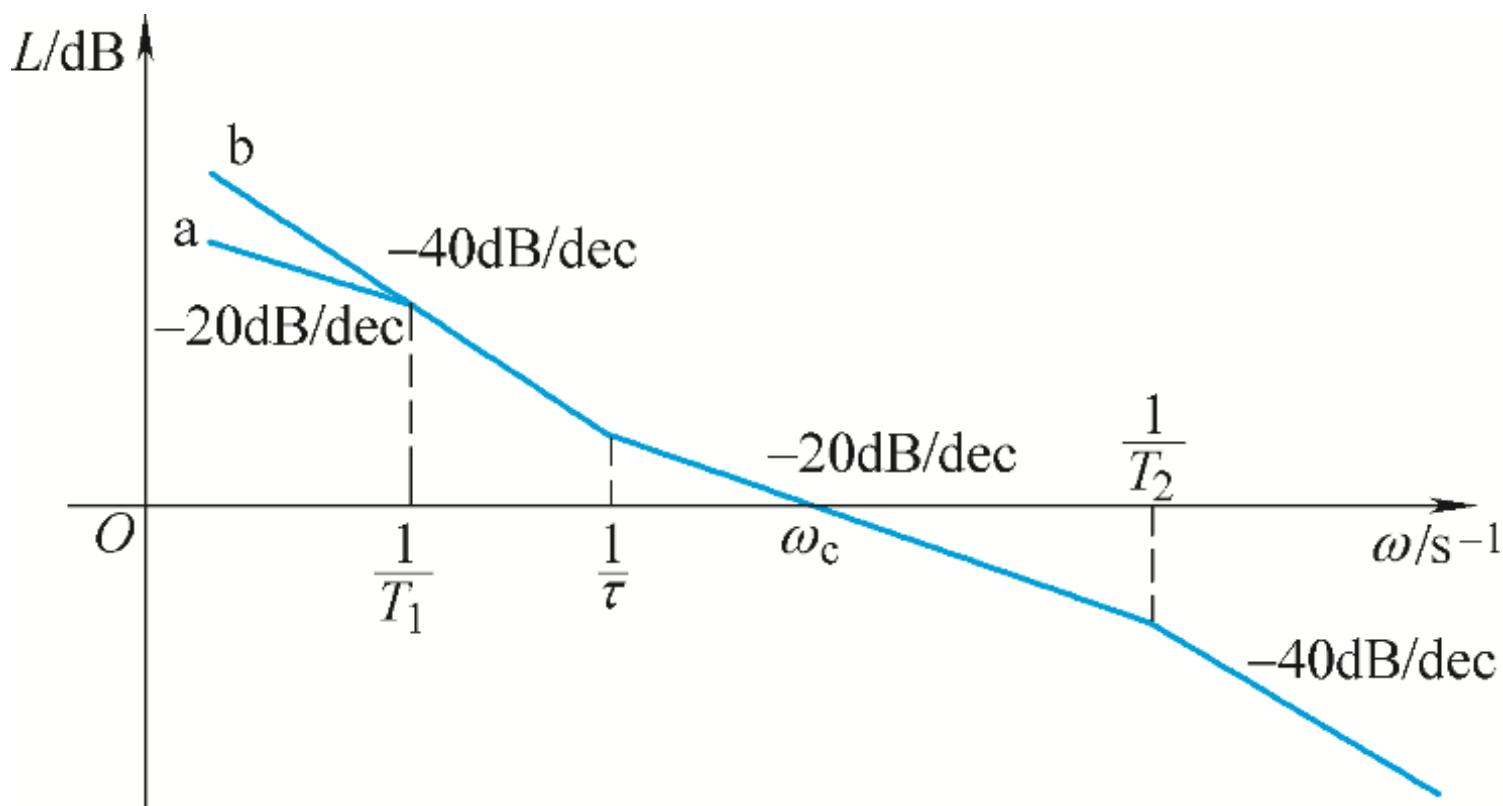
近似成积分环节，其幅值应近似为

$$\frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \approx \frac{1}{\omega T}$$

近似条件是

$$\omega_c \geq \frac{3}{T}$$

从惯性环节的幅频特性上看，相当于把特性a近似处理成特性b，其差别在低频段，这样处理对系统的动态性能影响不大，当考虑稳态精度时，仍需采用原来的传递函数 $W_a(s)$ 。





2.3.3 按工程设计方法设计转速、电流双闭环直流调速系统的调节器

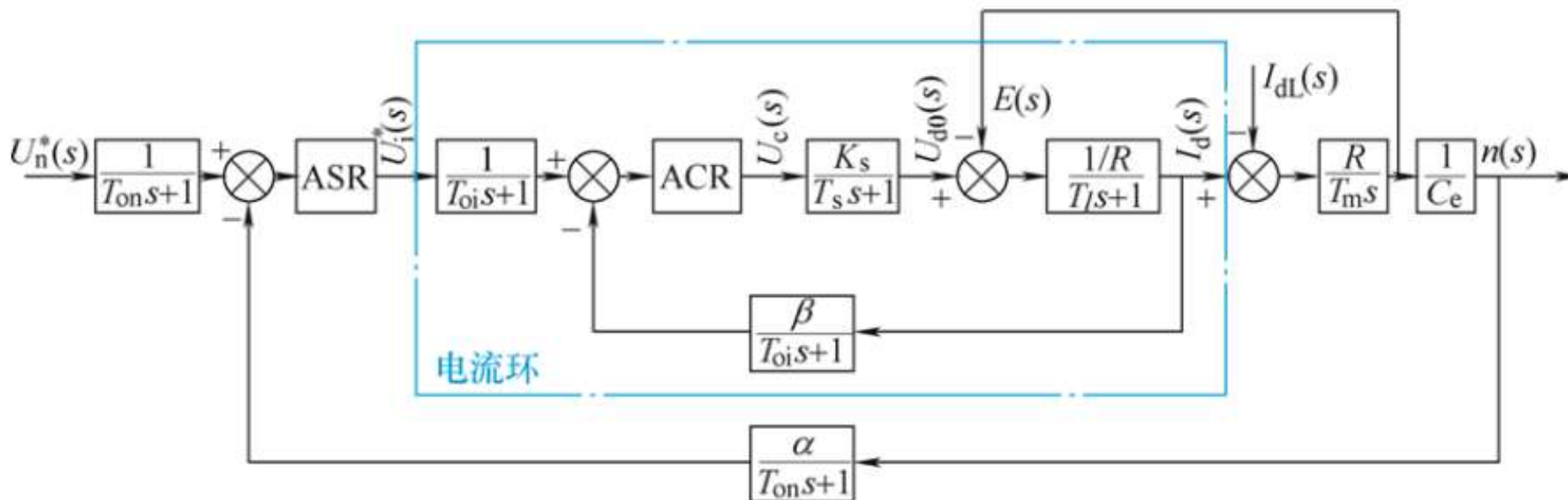
用工程设计方法来设计转速、电流反馈控制直流调速系统的原则是先内环后外环。

先设计电流环，然后根据电流环的控制要求确定把它校正成哪一类典型系统，再按照控制对象确定电流调节器的类型，按动态性能指标要求确定电流调节器的参数。

电流环设计完成后，把电流环等效成转速环（外环）中的一个环节，再用同样的方法设计转速环

双闭环系统的实际动态与理想二阶系统不同的是实际系统增加了两个滤波环节， T_{oi} 为电流反馈滤波时间常数， T_{on} 为转速反馈滤波时间常数。

为了平衡这两个滤波环节的延时，在给定信号通道上加入同等时间常数的惯性环节，让给定信号和反馈信号经过相同的延时，使二者在时间上得以配合，简化设计。



双闭环调速系统的动态结构图

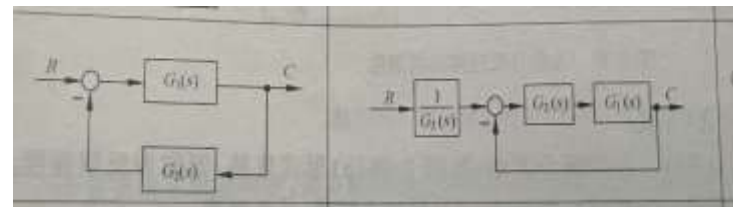
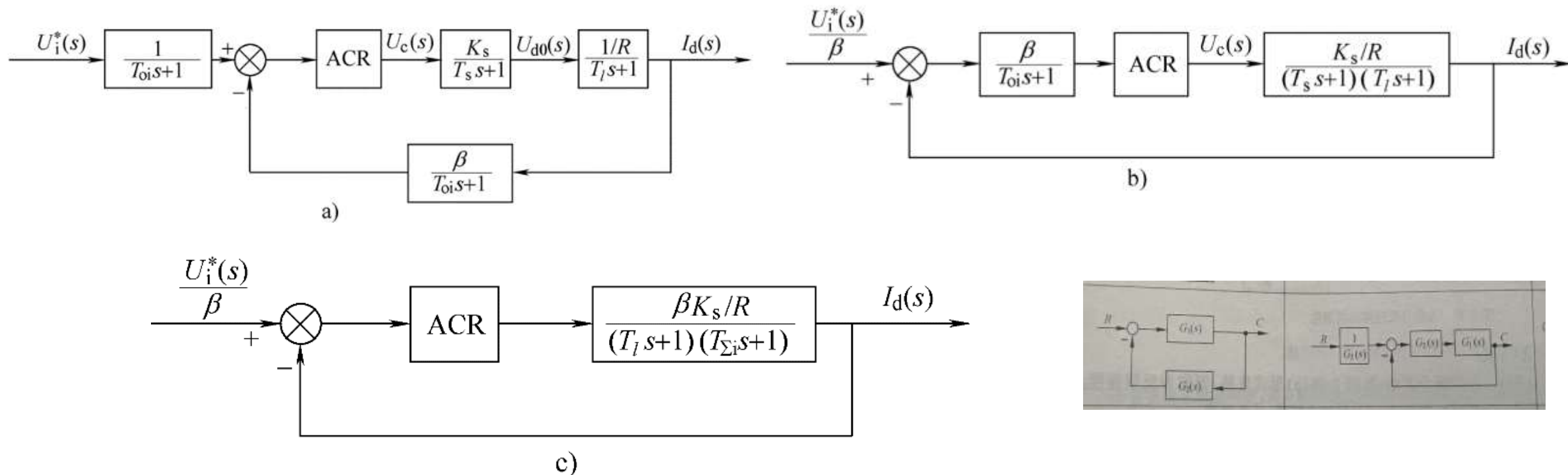
1. 电流调节器的设计

直流电动机的反电动势与电枢电流反馈的作用相互交叉，给设计工作带来麻烦。由于转速的变化往往比电流变化慢得多，对电流环来说，反电动势是一个变化较慢的扰动，在按动态性能设计电流环时，可以暂不考虑反电动势变化的动态影响。忽略反电动势对电流环作用的近似条件是

$$\omega_{ci} \geq 3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_l}}$$

ω_{ci} 为电流环的截止频率

将电流环的电流滤波环节等效移至环内前向通道，等效于单位负反馈系统，把给定滤波和反馈滤波同时等效地移到环内前向通道上，再把给定信号改成 $\frac{U_i^*(s)}{\beta}$ ，则电流环便等效成单位负反馈系统。



电流环的动态结构图及其化简 (a) 忽略反电动势的动态影响 (b) 等效成单位负反馈系统 (c) 小惯性环节近似处理

电流环典型系统的选择依据：从稳态要求上看，希望电流无静差，而电流环控制对象中没有积分环节，故需采用典型I型系统。

从动态要求上看，实际系统不允许电枢电流在突加控制作用时有太大的超调，以保证电流在动态过程中不超过允许值，而对电网电压波动的及时抗扰作用只是次要的因素。

因此电流环应以跟随性能为主，应选用典型I型系统，由于电流环控制对象是两个惯性环节，因此电流调节器采用PI调节器，调节器传递函数为

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

式中 K_i — 电流调节器的比例系数； τ_i — 电流调节器的超前时间常数。

则电流环开环传递函数为

$$W_{opi}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \frac{\frac{\beta K_s}{R}}{(T_l s + 1)(T_{\Sigma i} s + 1)}$$

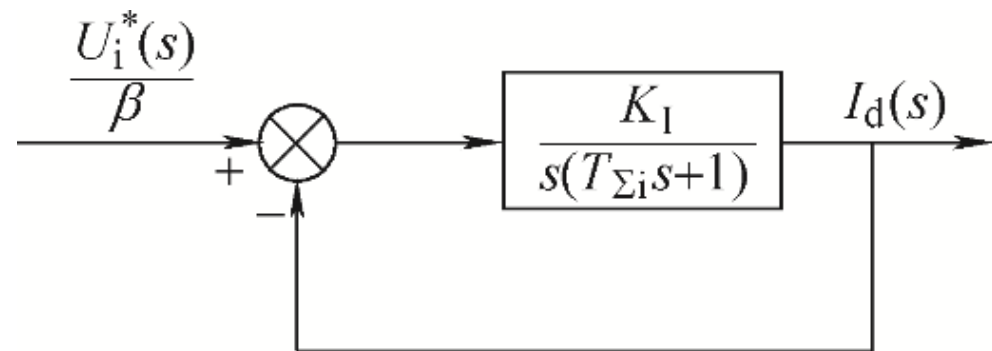
因为 $T_l \gg T_{\Sigma i}$ ，选择 $\tau_i = T_l$ ，用调节器零点消去控制对象中大的时间常数极点，校正成典型I型系统，于是

$$W_{opi}(s) = \frac{\frac{K_i \beta K_s}{R}}{\tau_i s (T_{\Sigma i} s + 1)} = \frac{K_I}{s (T_{\Sigma i} s + 1)}$$

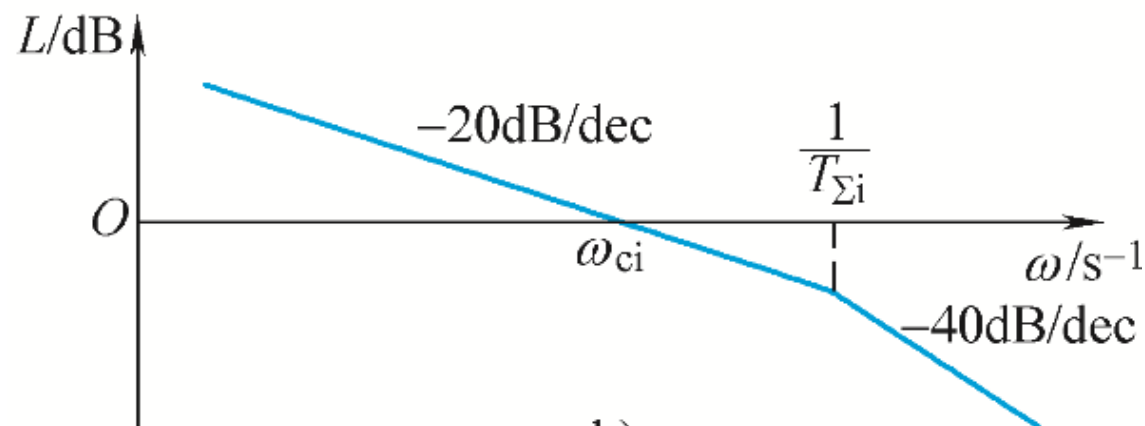
其中

$$K_I = \frac{K_i K_s \beta}{\tau_i R}$$

校正后电流环动态结构图和开环对数频率特性如图所示



a)



b)

校正成典型I型系统的电流环

一般希望电流超调量小，取 $\sigma_i \leq 5\%$ ，查表2.2得 $\xi = 0.707$ ， $K_i T_{\Sigma i} = 0.5$ ，即

$$K_I = \omega_{ci} = \frac{1}{2T_{\Sigma i}}$$

$$K_i = \frac{T_l R}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} = \frac{R}{2K_s \beta} \left(\frac{T_l}{T_{\Sigma i}} \right)$$

按典型 I 型系统设计的电流环的闭环传递函数为

$$W_{cli}(s) = \frac{I_d(s)}{U_i^*(s)/\beta} = \frac{\frac{K_I}{s(T_{\Sigma i}s + 1)}}{1 + \frac{K_I}{s(T_{\Sigma i}s + 1)}} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma i}}{K_I} s^2 + \frac{1}{K_I} s + 1}$$

将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，忽略高次项，可降阶近似为

$$W_{cli}(s) \approx \frac{1}{\frac{1}{K_I}s + 1}$$

降价近似条件为 $\omega_{cn} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}}$ ， ω_{cn} 为转速环开环频率特性的截止频率

电流环在转速环中等效为

$$\frac{I_d(s)}{U_i^*(s)} = \frac{W_{cli}(s)}{\beta} \approx \frac{\frac{1}{\beta}}{\frac{1}{K_I}s + 1}$$

可见，通过设计电流调节器ACR，使电流环近似等效成较小时
间常数的一阶惯性环节，加快了电流的跟随作用，这是局部闭环
（内环）控制的一个重要功能

【例题2.1】 某晶闸管供电的双闭环直流调速系统，整流装置采用三相桥式电路，基本数据如下：

直流电动机：220V，136A，1460r/min $C_e=0.132\text{Vmin/r}$ ，允许过载倍数 $\lambda=1.5$ ；

晶闸管装置放大系数： $K_s=40$ ；

电枢回路总电阻： $R=0.5\Omega$ ；

时间常数： $T_l=0.03\text{s}$ ， $T_m=0.18\text{s}$ ；

电流反馈系数： $\beta=0.05\text{V/A}$ ($\approx 10\text{V}/1.5I_N$) 。

设计要求：设计电流调节器，要求电流超调量 $\delta \leq 5\%$

【解】

1) 确定时间常数

整流装置滞后时间常数 $T_s = 0.0017s$ 。

取电流滤波时间常数取 $T_{oi} = 2ms = 0.002s$ 。

电流环小时间常数之和，按小时间常数近似处理，取 $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.0037s$ 。

2) 选择电流调节器结构

要求 $\sigma_i \leq 5\%$ ，并保证稳态电流无差，按典型I型系统用PI设计电流调节器。

检查对电源电压的抗扰性能：

$$\frac{T_l}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.03}{0.0037} = 8.11$$

3) 计算电流调节器参数

设计电流调节器超前时间常数: $\tau_i = T_l = 0.03s$;

设计电流环开环增益, 查表2.2, 取 $K_i T_{\Sigma i} = 0.5$;

$$K_I = \frac{0.5}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.5}{0.0037} = 135.1$$

ACR的比例系数为

$$K_i = \frac{K_I \tau_i R}{K_s \beta} = \frac{135.1 \times 0.03 \times 0.5}{40 \times 0.05} = 1.013$$

4) 校验近似条件

电流环截止频率 $\omega_{ci} = K_I = 135.1s^{-1}$

(1) 校验晶闸管整流装置传递函数的近似条件

$$\frac{1}{3T_s} = \frac{1}{3 \times 0.0017} = 196.1s^{-1} > \omega_{ci}$$

(2) 校验忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件

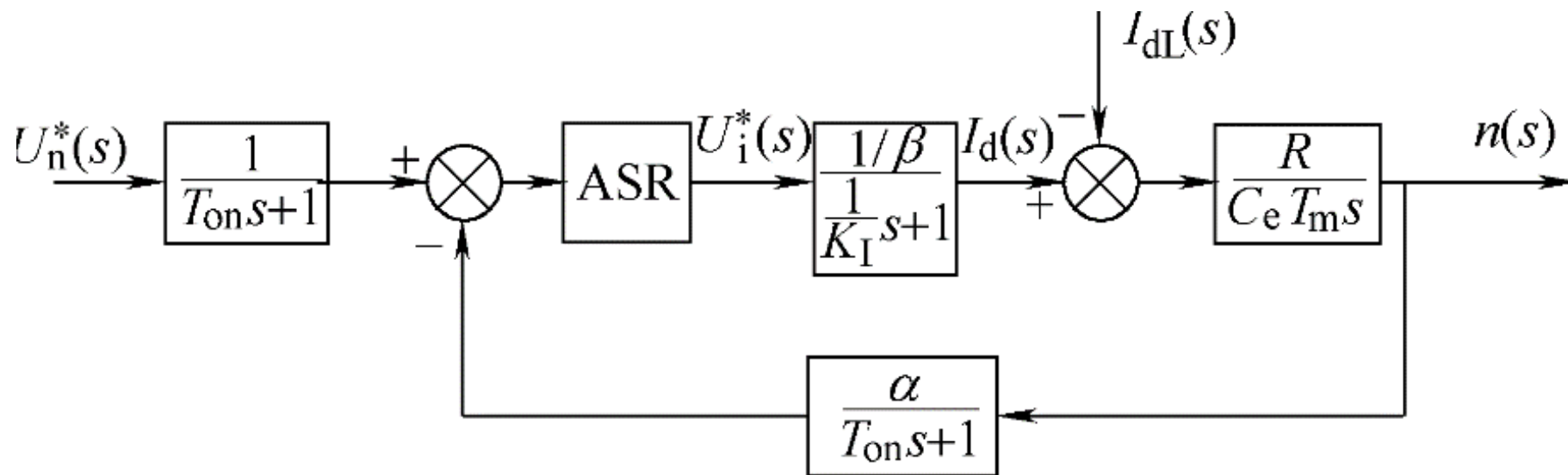
$$3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} = 3 \times \sqrt{\frac{1}{0.18 \times 0.03}} = 40.82s^{-1} < \omega_{ci}$$

(3) 校验电流环小时间常数近似处理条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}} = \frac{1}{3} \times \sqrt{\frac{1}{0.0017 \times 0.002}} = 180.8s^{-1} > \omega_{ci}$$

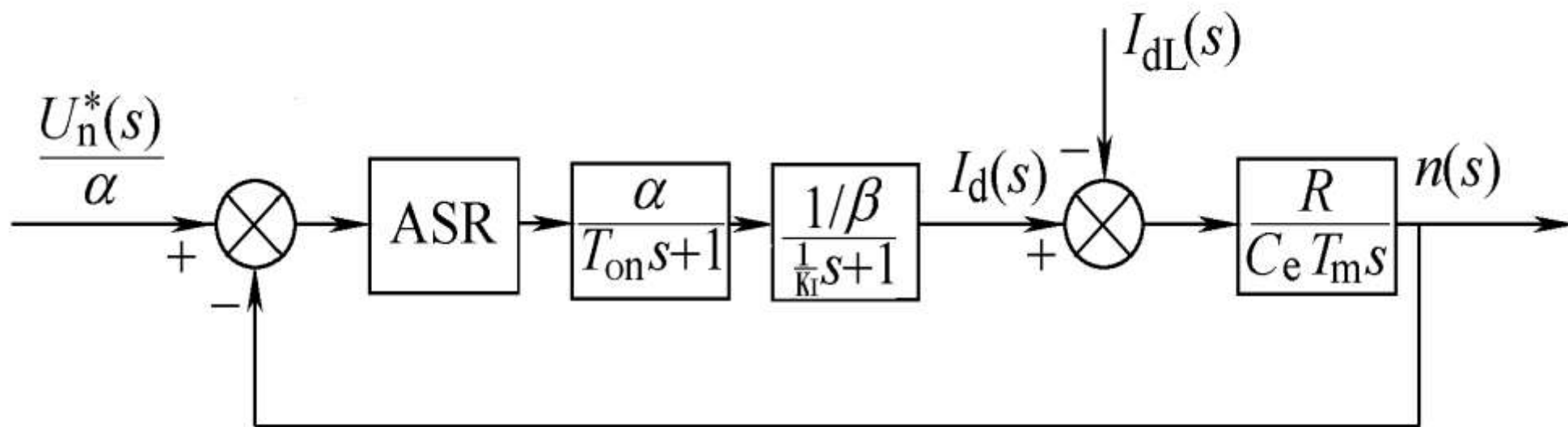
2. 转速调节器的设计

电流环校正后，可以等效为一个一节惯性环节，定义 T 为电流环的惯性时间常数，用等效一节惯性环节等效电流环后，双闭环调速系统的动态结构图如图（a）所示。

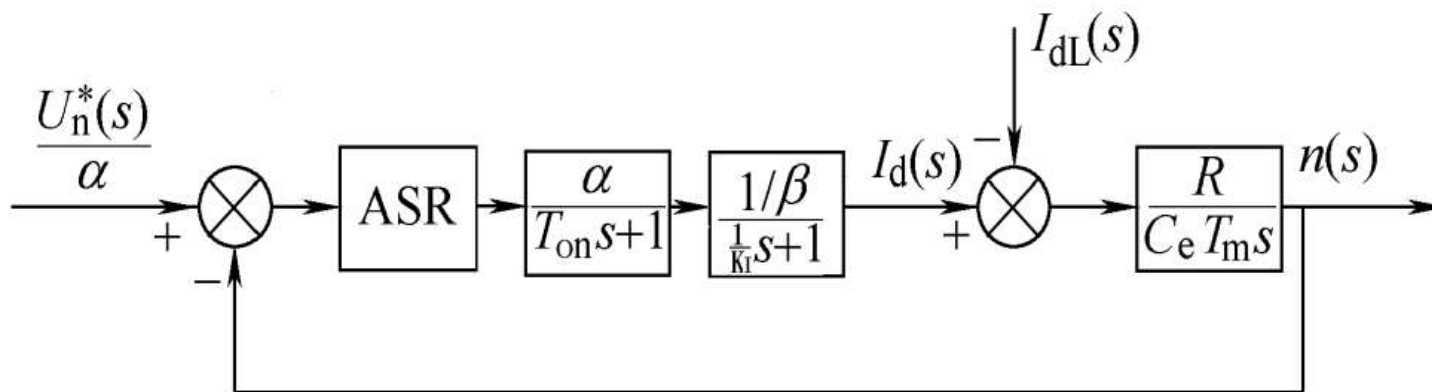


(a)用等效环节代替电流环

把转速给定滤波和反馈滤波环节移到环内，将给定信号改成 $U_n^*(s)/\alpha$ ，双闭环调速系统的动态结构图如图(b)所示。



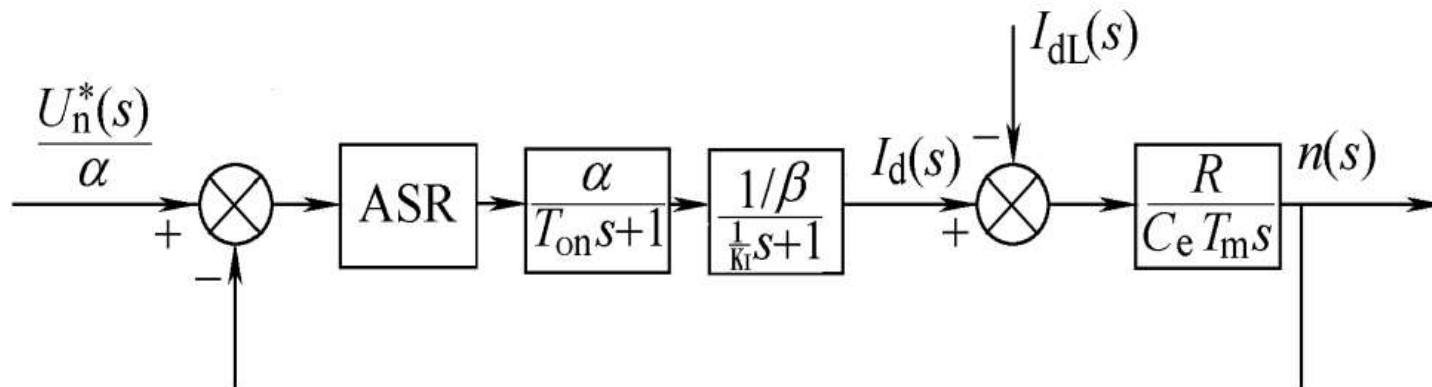
(b)等效成单位负反馈系统



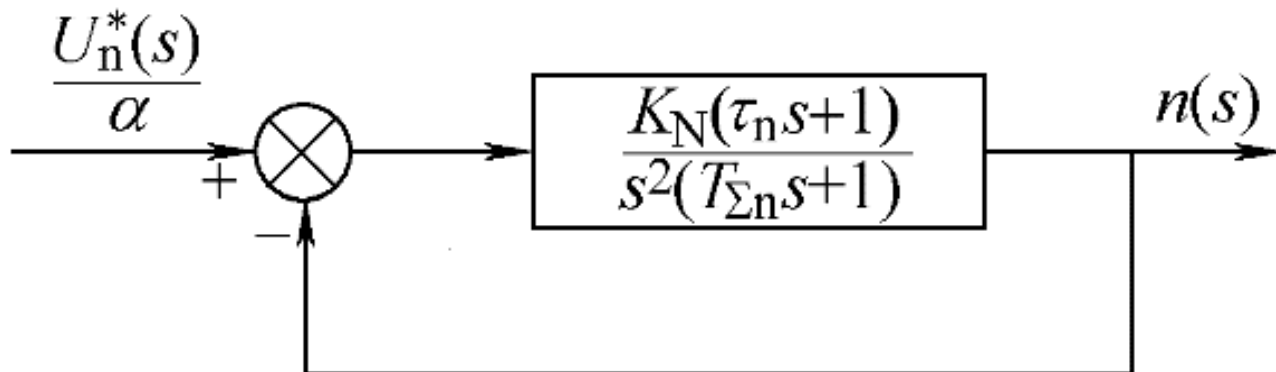
因为转速环的控制对象电机由一个积分环节和一个惯性环节组成，系统实现无静差的必要条件是在负载扰动点之前必须含有一个积分环节，故转速开环传函应有两个积分环节。需按典型 II 型系统设计转速环，转速调节器 ASR 采用 PI 调节器

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

K_n — 转速调节器的比例系数
 τ_n — 转速调节器的超前时间常数



把时间常数为 $1 / K_I$ 和 T_{on} 的两个小惯性环节合并，则 $T_{\Sigma n} = \frac{1}{K_I} + T_{on}$ ，并校正成典型 II 型系统，双闭环调速系统的动态结构如图。



(c)校正后成为典型 II 型系统的双闭环调速系统的动态结构图

调速系统的开环传递函数为

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

令转速环开环增益为 K_N ，则

$$W_n(s) = \frac{K_N(\tau_n s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)}$$
$$K_N = \frac{K_n \alpha R}{\tau_n \beta C_e T_m} \quad (2.67)$$

无特殊要求时，一般以选择 $h=5$ ，据式(2.41)， $K = \frac{h+1}{2h^2T^2}$ ，得

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2T_{\Sigma n}^2}$$

据式(2.67)， $K_N = \frac{K_n \alpha R}{\tau_n \beta C_e T_m}$ ，得

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

【例题2.2】在例题2.1中，除已给数据外，已知：转速反馈系数 $\alpha = 0.07 \text{Vmin/r}$ ($\approx 10 \text{V/nN}$)，要求转速无静差，空载起动到额定转速时的转速超调量 $\sigma_n \leq 10\%$ ，试按工程设计方法设计转速调节器，并校验转速超调量的要求能否得到满足。

【解】

1) 确定时间常数(求等效惯性环节时间常数)

(1) 电流环等效时间常数。

由例题2.1，已取 $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ ，则

$$\frac{1}{K_I} = 2T_{\Sigma i} = 2 \times 0.0037 = 0.0074 \text{s}$$

(2) 转速滤波时间常数。根据所用测速发电机纹波情况，取 $T_{on}=0.01s$ 。

(3) 转速环的小时间常数按小时间常数近似处理方法，取

$$T_{\Sigma n} = \frac{1}{K_I} + T_{on} = 0.0074 + 0.01 = 0.0174s$$

2) 选择转速调节器ASR的结构：选用PI调节器

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

3) 计算转速调节器参数：取 $h=5$ ，则ASR的超前时间常数为

$$\tau_n = hT_{\Sigma n} = 5 \times 0.0174 = 0.087s$$

转速环开环增益

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2T_{\Sigma n}^2} = \frac{6}{2 \times 5^2 \times 0.0174^2} = 396.4s^{-2}$$

ASR的比例系数为

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} = \frac{6 \times 0.05 \times 0.132 \times 0.18}{2 \times 5 \times 0.007 \times 0.5 \times 0.0174} = 11.7$$

4) 检验近似条件

转速环截止频率为

$$\omega_{cn} = \frac{K_N}{\omega_1} = K_N \tau_n = 396.4 \times 0.087 = 34.5 s^{-1}$$

(1) 满足电流环传递函数简化条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{135.1}{0.0037}} = 63.7 s^{-1} > \omega_{cn}$$

(2) 满足转速环小时间常数合并的近似处理条件,

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{on}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{135.1}{0.01}} = 38.7 s^{-1} > \omega_{cn}$$

在例题2.2中，当 $h=5$ 时，由表2.3查得， $\sigma_n\% = 37.6\%$ ，不能满足设计要求。

实际上，由于表2.3是按线性系统计算的，而突加阶跃给定时，ASR饱和，不符合线性系统的前提，应该按ASR退饱和的情况重新计算超调量，在此不详细讨论。

目 录

「2.1」 直流电动机的调速特性

「2.2」 电机的电磁转矩

「2.3」 变频器与PWM控制

「2.4」 双闭环调速系统MATLAB 仿真

CONTENT



2.4 直流电动机的双闭环调速系统MATLAB仿真

设计高性能双闭环直流调速系统，要选择ASR、ACR两个调节器的PI参数，有效的方法是使用调节器的工程设计方法，减少设计工作量，为使调节器参数进一步优化，可用Matlab软件搭建双闭环直流调速系统仿真平台，观测转速和电流仿真波形，检查系统控制性能，并对参数进行进一步细调。

【例】 PWM供电的双闭环直流调速系统，开关频率为8kHz，电机参数如下：

直流电动机：400V，52.2A，2610r/min，允许过载倍数 $\lambda=1.5$ ，额定励磁电流为1.471A。电枢回路总电阻： $R=0.368\ \Omega$ ，电枢回路电感： $L=0.0053\text{H}$ ，电动势系数 $C_e=0.1460\text{V}\cdot\text{min}/\text{r}$ ，转矩系数 $C_m=1.3942\text{N}\cdot\text{m}/\text{A}$ ，电机转动惯量 $GD^2=0.4097\text{N}\cdot\text{m}^2$ ；

可控电源采用桥式可逆PWM变换器，双极性调制模式，开关频率为8kHz，最大控制电压为5V，最大输出直流电压为538V，放大系数 $K_s=107.6$ （538V/5V）。

仿真时，先求两个时间常数：

$$T_l = \frac{L}{R} = 0.0144s$$

$$T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m} = 0.18s$$

计算电流反馈系数：

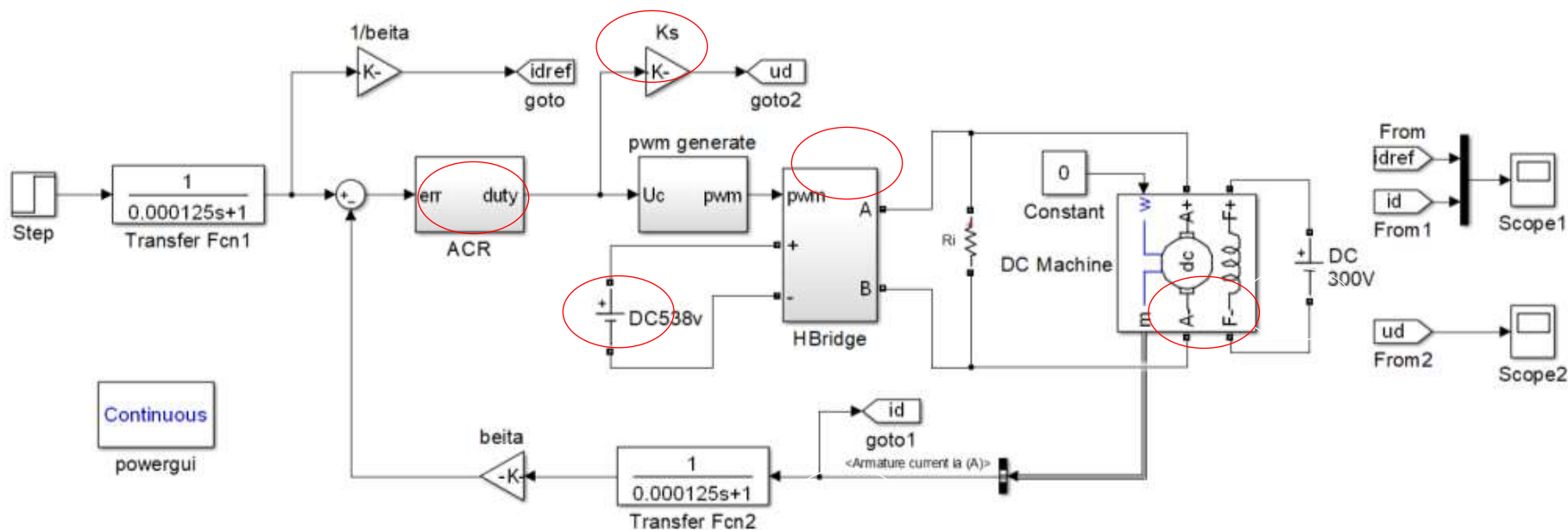
设控制器最大输出电压 U_c 为10V，则电流反馈系数

$$\beta = 10V / (52.2 * 1.5) = 0.1278$$

电流反馈环节延时为

$$1/8000 = 0.000125s。$$

电流环模型包括DC Voltage Source模块、Mosfet模块（搭建桥式可逆PWM变换器电路）、Gain模块、Integrator模块、Saturation模块等，利用Powerlib库自带DC machine模块作为直流电机模型。



设计超调量 $\sigma < 5\%$ ，选择调节器结构为PI调节器，按典型I型系统设计原则：

控制器积分时间常数： $\tau_i = T_l = 0.0144s$ ；

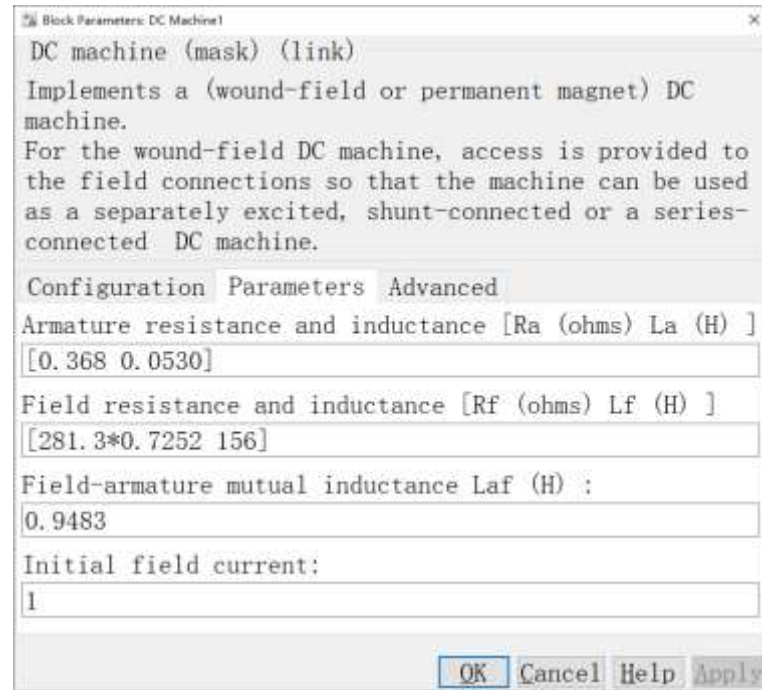
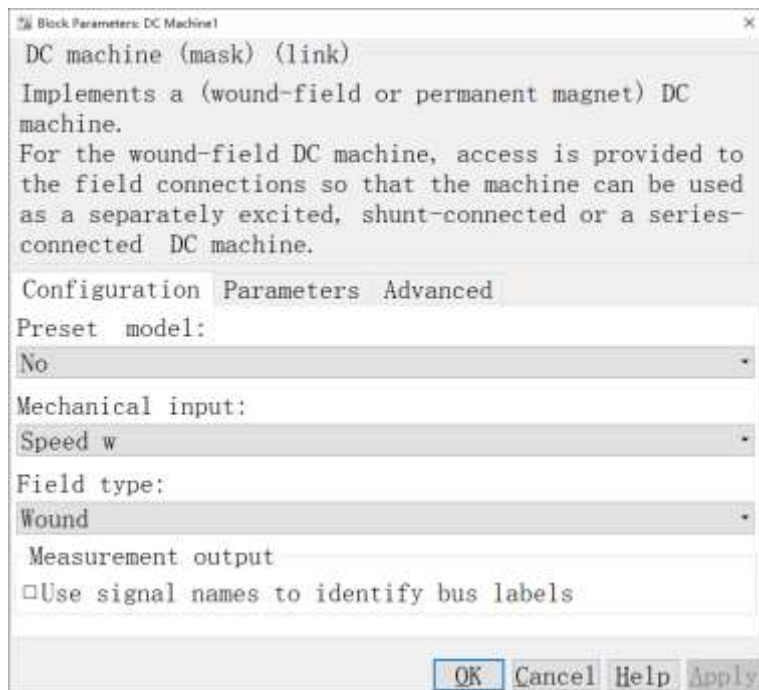
电流环开环增益：按 $\sigma = 5\%$ 查表，应取 $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ ，因此

$$K_I = \frac{0.5}{0.000125 \times 2} = \frac{0.5}{0.00025} = 2000s^{-1}$$

ACR的比例系数为

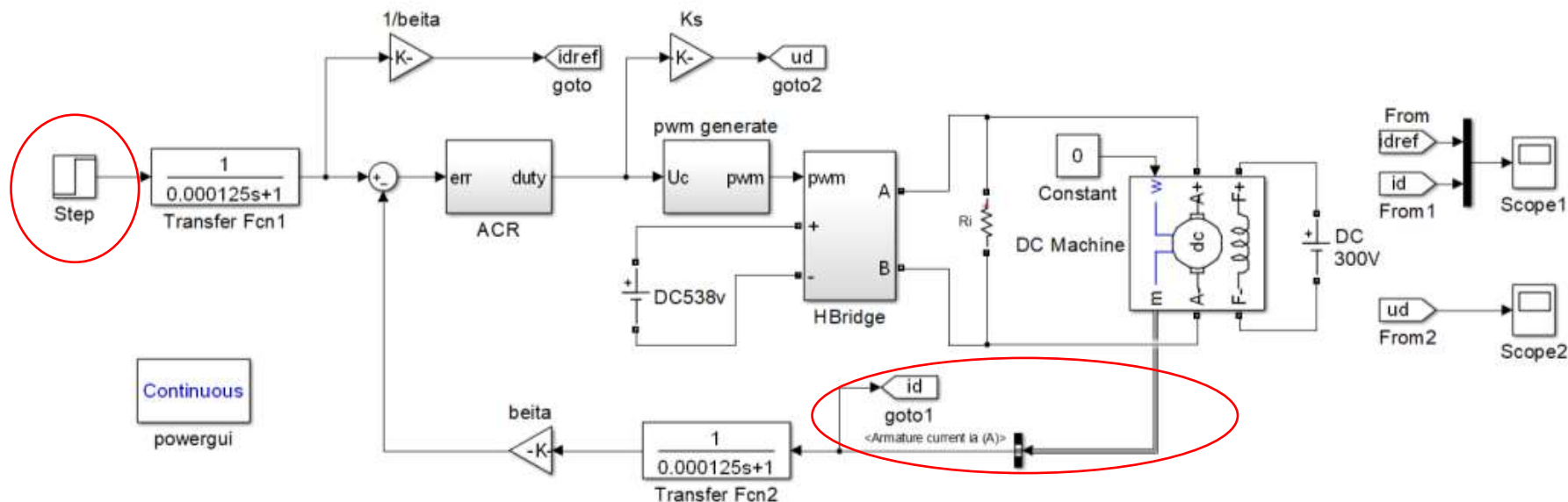
$$K_i = \frac{K_I \tau_i R}{K_s \beta} = \frac{2000 \times 0.0144 \times 0.368}{107.5 \times 0.0639} = 1.5429$$

仿真电流环时，将电机机械输入设置为转速模式，给定转速为0，使电流环特性不受转速扰动的影响，电机参数设置如图所示。

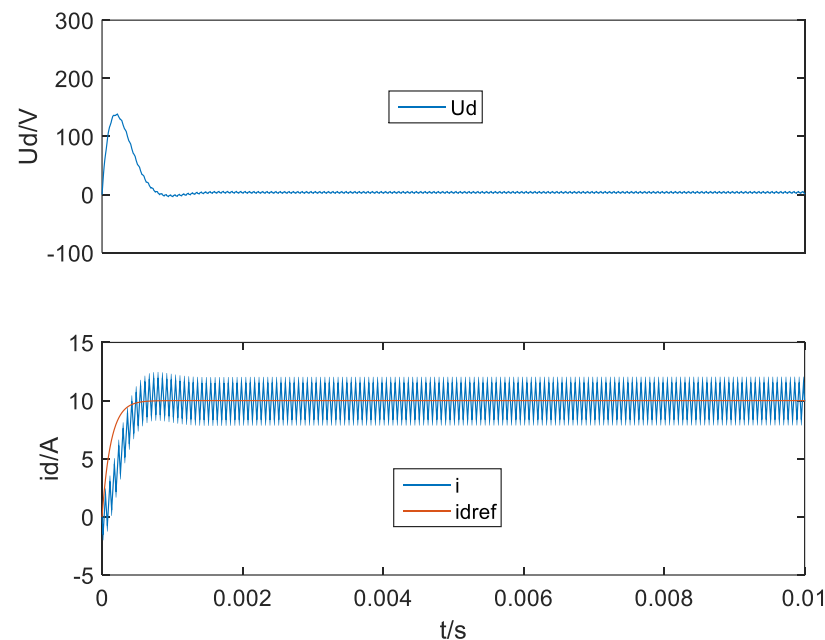


电机参数设置

将ACR参数设置为上述设计值，调节器设置积分限幅和输出限幅，限幅值为5V。给定电流为10A，设置仿真时间为0.1s，从电机的M端用Bus模块引出电机电流的测量值。



仿真电压和电流波形如图所示，由图可知，电流没有静差， σ_i 约为5%，与设计指标相符；在系统开始启动时，电枢电压迅速增加，快速建立电枢电流，随着电枢电流的增加，电流调节器输出下降，电枢电压也随之下降，而后维持电枢电流，电压也是恒定的。



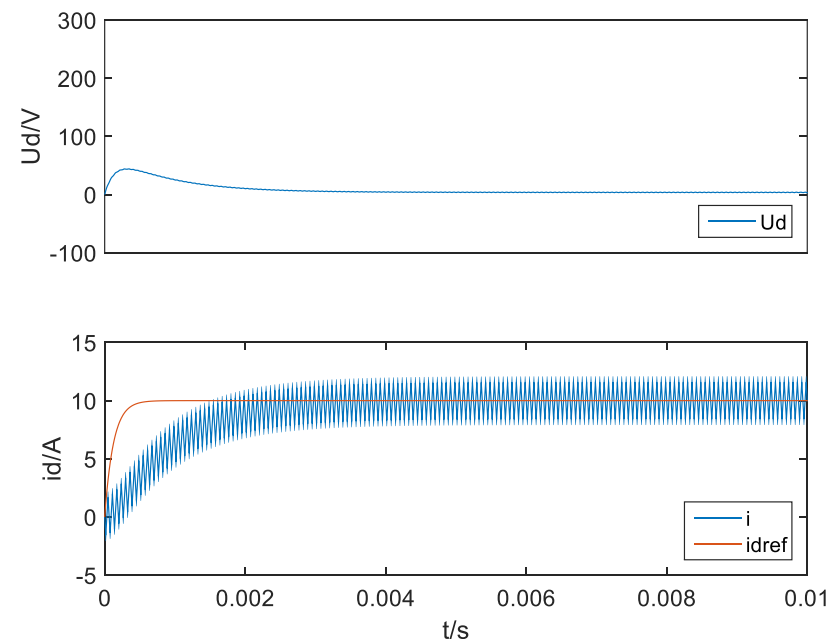
$K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ 电流环仿真结果

将ACR传递函数设置为

$$0.038555 + \frac{26.77}{s}$$

$$K_I T_{\Sigma i} = 0.25$$

其它参数不变，仿真结果如图所示，电流仍然没有静差，超调为0，但上升时间变大。



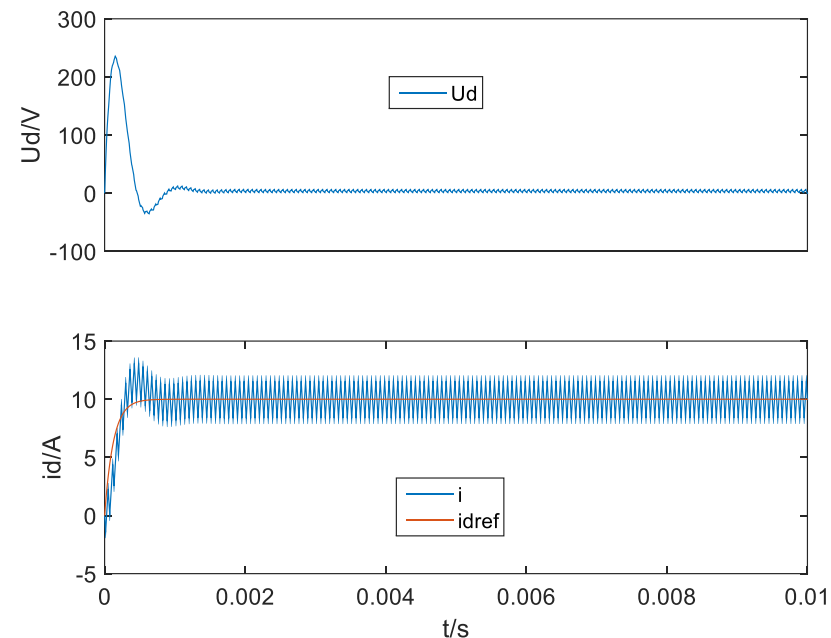
$K_I T_{\Sigma i} = 0.25$ 电流环仿真结果

将ACR参数设置为

$$1.542 + \frac{107.08}{s}$$

$$K_I T_{\Sigma i} = 1$$

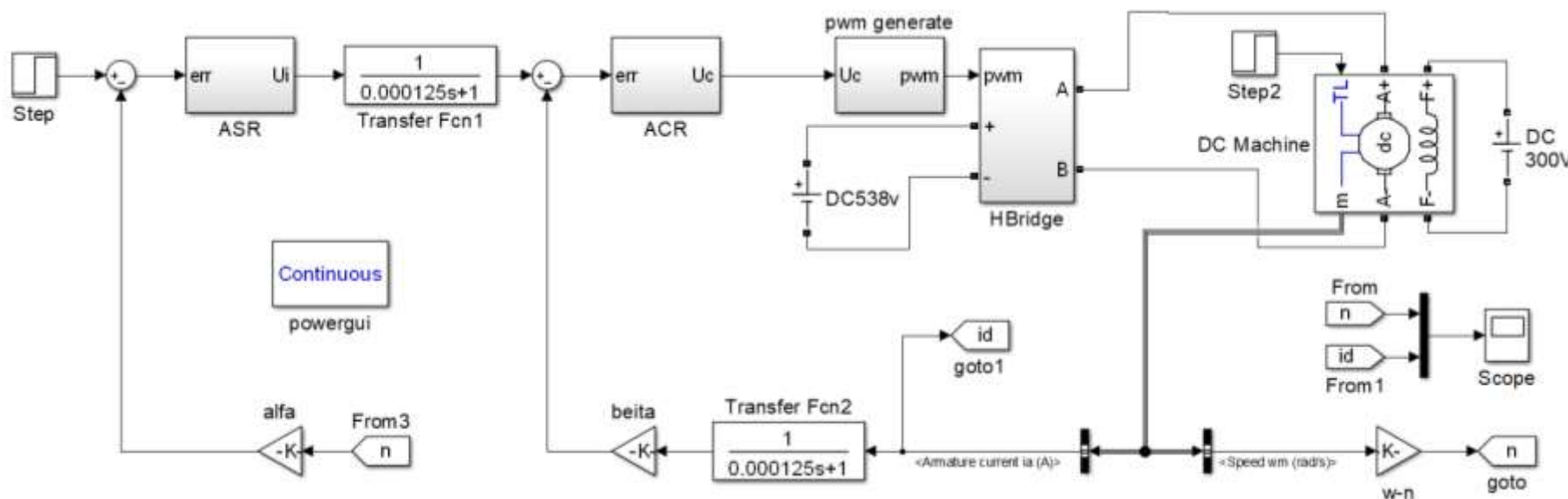
其它参数不变，仿真所示，电流没有静差，上升时间变短，但超调 σ 增大。



较大超调量的流环仿真结果

2. 转速环仿真

建立如图所示的直流电机双闭环控制系统，沿用“电流环仿真”一节中按 $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ 设计的参数确定电流内环，转速调节器ASR为PI调节器，为减小退饱和超调量，对调节器的积分和输出进行限幅，限幅值均为10V。



转速环仿真模型

设控制器最大输出电压 U_i 为10V，考虑1.2倍超速，则转速反馈系数

$$\alpha = 10\text{V} / (2610 * 1.2) = 0.00383\text{V} \cdot \text{min} / \text{r}$$

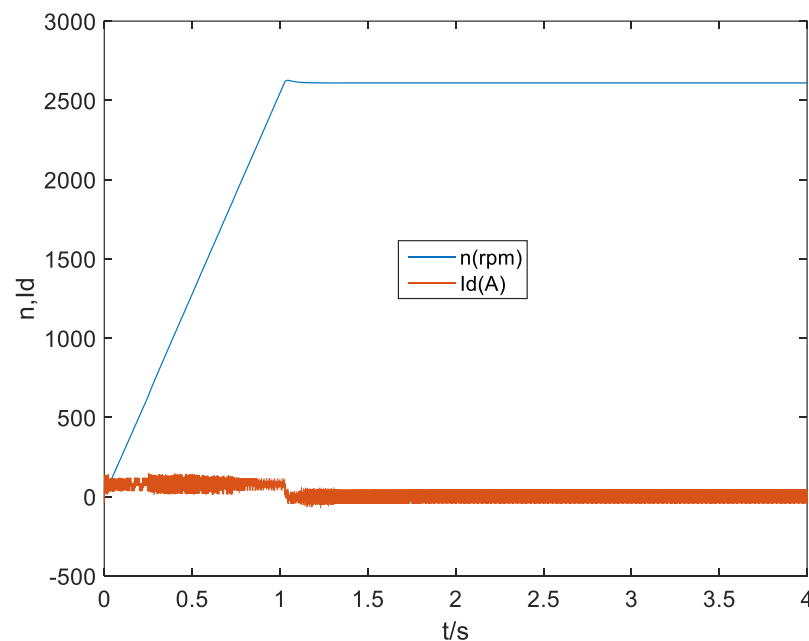
考虑转速无静差，空载起动到额定转速时转速超调 $\sigma_n < 5\%$ ，按典型II型系统设计的转速调节器传递函数为

$$135.97 + \frac{2589.9}{s}。$$

仿真转速环时，将电机机械输入设置为**转矩模式**，电机其他参数设置仍如电流环仿真参数。双击阶跃输入模块，将转速给定阶跃值设为10，开始时间设为0。为在示波器中反映转速与电流的关系，将转速和电流用Mux模块聚合为一个向量传输给Scope，方便观测。

空载启动：将负载转矩设置为0，电机模型中摩擦力设置为0，仿真电机空载启动，得空载启动电流、转速波形如图：

电机启动过程中，转速调节器经过了不饱和、饱和和退饱和三个阶段，最终稳定与给定转速，而恒电流升速是主要阶段。

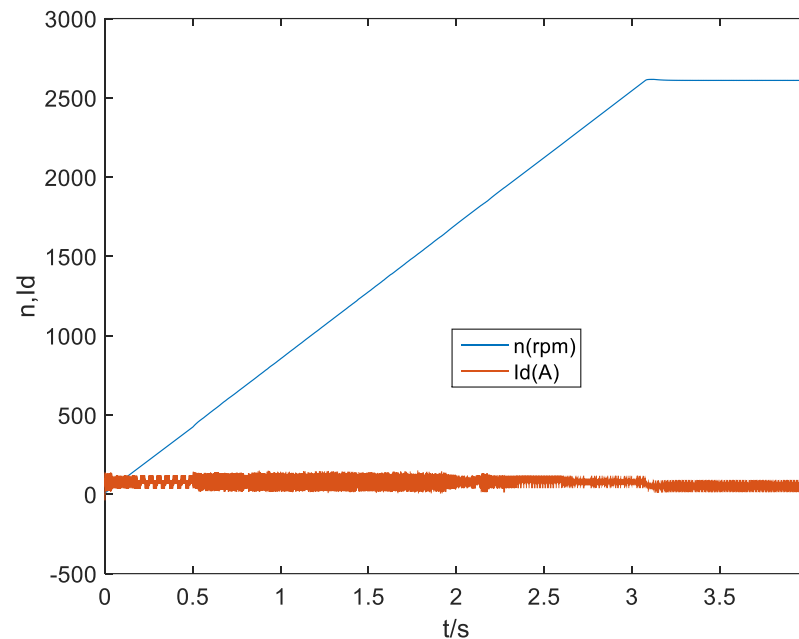


转速环空载高速启动电流和转速波形

满载起动:

$$T_e = C_m I_d = 1.3942 \text{ N}\cdot\text{m/A} \times 52.2 \text{ A} = 72.8 \text{ N}\cdot\text{m}$$

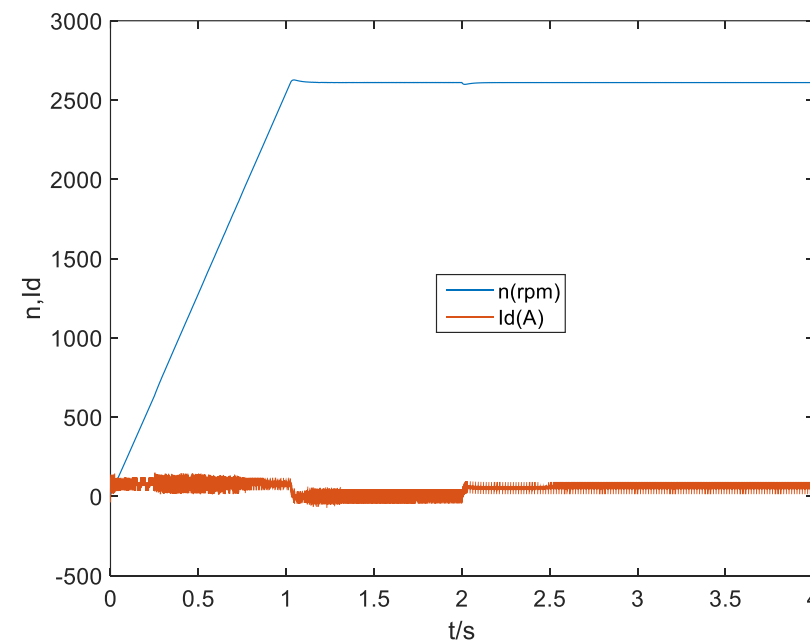
将负载转矩改为额定转矩 $T_L = 72.8 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，满载起动电机，得如图所示的电机满载起动电流、转速波形，由图可知，电机起动过程中，转速调节器仍然经过不饱和、饱和和退饱和三个阶段，最终稳定与给定转速，启动时间加长，退饱和超调量减少。



转速环满载起动电流和速波形

抗扰性仿真：利用转速环仿真模型也可以对转速环抗扰过程进行仿真，电机空载启动至额定转速，在稳定运行后突加额定负载，观测转速变化，可检验转速环的抗扰性。

如图是电机在空载启动稳定运行至给定转速后，在2秒时刻加入额定负载的转速和电流变化波形：加载后转速下降，电流上升拉动转速再次上升，最后仍然稳定与给定转速，稳态电流等于负载电流。



转速环的抗扰性仿真波形

结论

工程设计中，首先根据典型I型系统和典型II型系统的方法设计ASR和ACR的参数，先设计内环电流调节器ACR，在内环性能达到性能指标要求后，再设计外环转速调节器ASR，然后利用Matlab下的Simulink软件进行仿真，修正调节器参数，直至得到满意的结果。