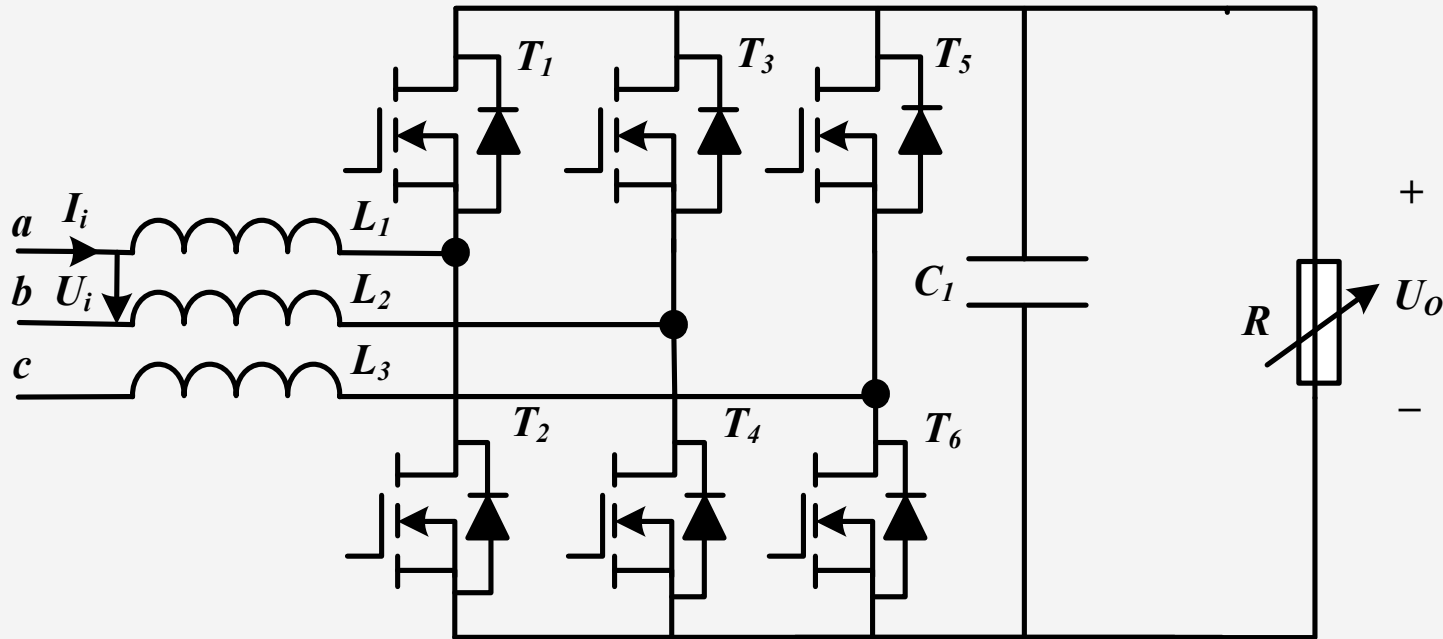


什么是三相整流器？把三相交流电转换成直流电的变换器

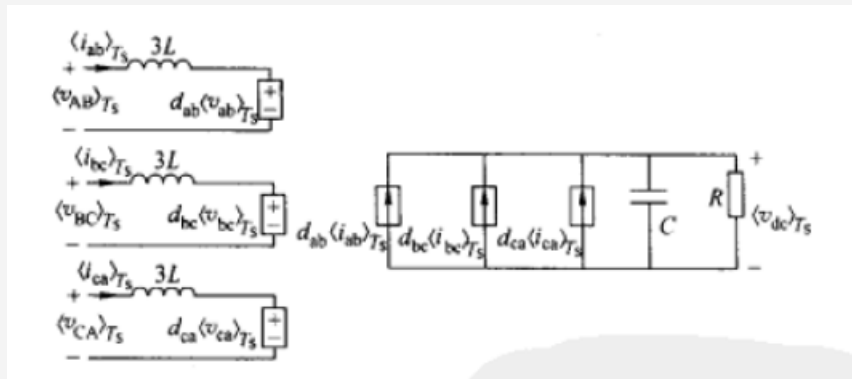
电路部分



什么是三相整流器？把三相交流电转换成直流电的变换器

数字部分

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{V_{dc}}{RC} \end{array} \right. \quad \text{取状态平均} \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_{ab} \rangle_{Ta} \\ \langle i_{bc} \rangle_{Ta} \\ \langle i_{ca} \rangle_{Ta} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \langle v_{AB} \rangle_{Ta} \\ \langle v_{BC} \rangle_{Ta} \\ \langle v_{CA} \rangle_{Ta} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \langle V_{dc} \rangle_{Ta} \\ \frac{d\langle V_{dc} \rangle_{Ta}}{dt} = \frac{1}{C} [d_{ab} \quad d_{bc} \quad d_{ca}] \begin{bmatrix} \langle i_{ab} \rangle_{Ta} \\ \langle i_{bc} \rangle_{Ta} \\ \langle i_{ca} \rangle_{Ta} \end{bmatrix} - \frac{\langle V_{dc} \rangle_{Ta}}{RC} \end{array} \right.$$



三相电压型PWM整流器开关周期平均模型的等效电路

CONTENTS

Part 01

三相整流器能使用
PID的原因

Part 02

三相整流器PID设计

Part 03

三相整流器simulink仿真

Part 04

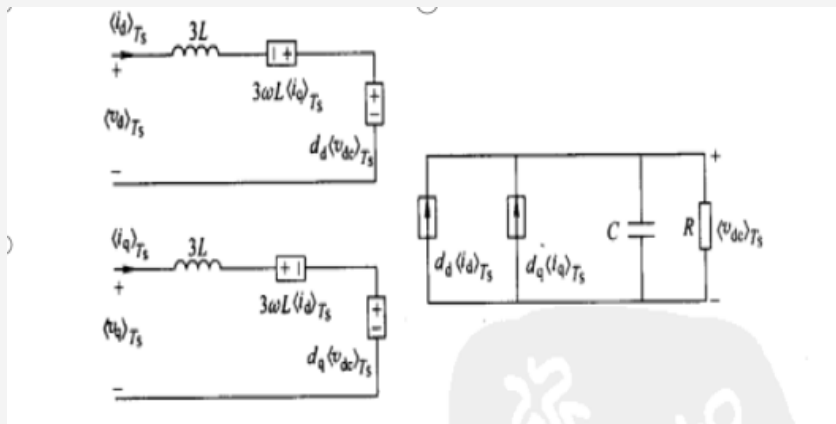
实物PID调整与测试

PART.1

三相整流器能使用PID的原因

dq同步旋转坐标系下三相整流器的数学公式形式

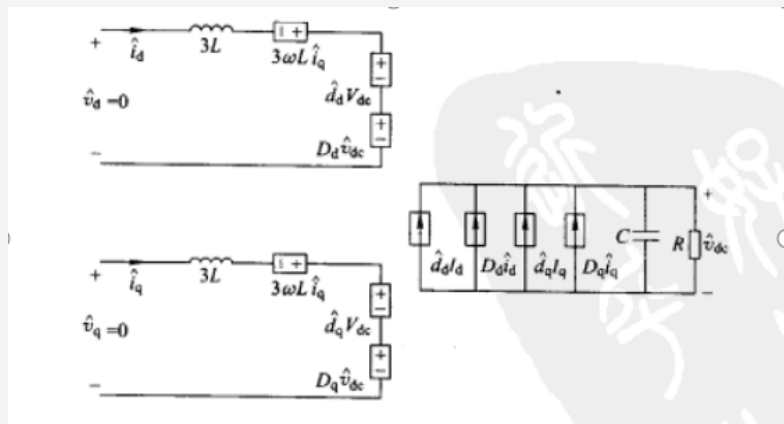
$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle_{Ta} \\ \langle i_q \rangle_{Ta} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \langle v_d \rangle_{Ta} \\ \langle v_q \rangle_{Ta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle_{Ta} \\ \langle i_q \rangle_{Ta} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \langle V_{dc} \rangle_{Ta} \\ \frac{d\langle V_{dc} \rangle_{Ta}}{dt} = \frac{1}{C} [d_d \quad d_q] \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle_{Ta} \\ \langle i_q \rangle_{Ta} \end{bmatrix} - \frac{\langle V_{dc} \rangle_{Ta}}{RC} \end{cases}$$



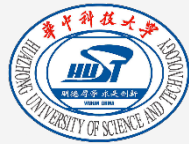
略去o轴后的dqo旋转坐标系下三相电压型PWM整流器的简化模型等效电路

小信号模型与占空比→线性 Linear System

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{V}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -\frac{D_d}{3L} \\ -\omega & 0 & -\frac{D_q}{3L} \\ \frac{D_d}{C} & \frac{D_q}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{V}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{dc}}{3L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{dc}}{3L} \\ \frac{I_d}{C} & \frac{I_q}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix}$$



三相电压型PWM整流器小信号交流模型的等效电路



3、锁相环的存在使得我们可以实现dq同步旋转坐标系

1. 三相电压在相量图中为各差 120° 的矢量,以一定的角速度进行旋转
2. 可以把三相电压通过新定义一个 α β γ 坐标系来变换到旋转的二维矢量
3. 可以通过同频同相旋转把 α β γ 变换到dq坐标系下的静止矢量
4. 锁相环的存在可以使得我们找到同步dq坐标系

4、dq变换把交流变成直流满足PID低通性质

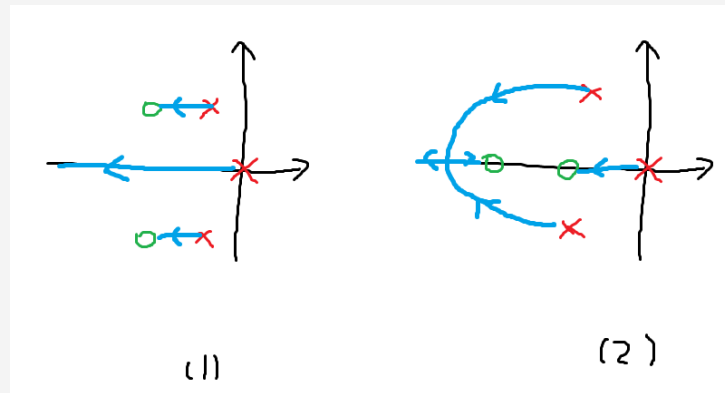
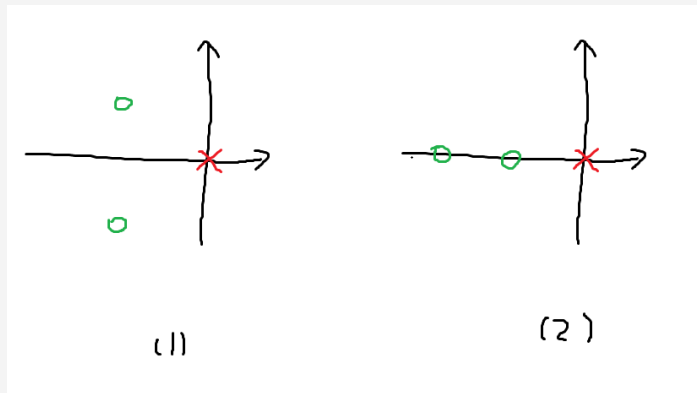
1. 已知在dq坐标系下恒定三相旋转矢量可以变为直流量
2. 根据前述PID理论,PID滤高频通低频, 50Hz分量直接PID跟随会有相位差,而转变成直流量则可以稳定跟随

PART.2

三相整流器PID设计

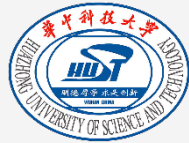
PID对极点零点的增添影响

PID会引入两个可以任意配置位置的零点和一个在原点处的极点。随着三个参数的调整，零点的位置分两种情况：（1）一对共轭零点（2）都在实轴上。



引入的零极点对于二阶震荡系统有稳定作用：

在（1）里面，二阶系统的震荡极点被拉向PID的一对零点，当极点和零点拉的足够近的时候，就会产生接近于零极点对消的效果，这一对零极点也叫做“偶极子”。在（2）里面，震荡极点也被拉向实轴，随着增益变大，震荡效果也被抑制了。



PID对波特图和根轨迹的影响

PID控制器的传递函数形式：

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_1}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_p s + K_1}{s}$$
$$= \frac{K_D(s^2 + as + b)}{s} = \frac{K_D(s + z_1)(s + z_2)}{s}$$

其中 $a = \frac{K_p}{K_D}$, $b = \frac{K_1}{K_D}$

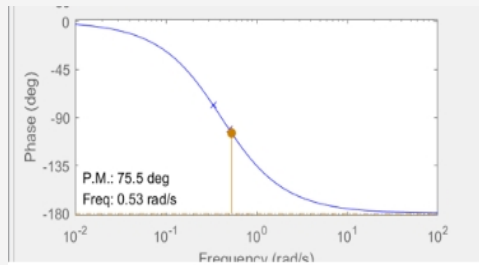
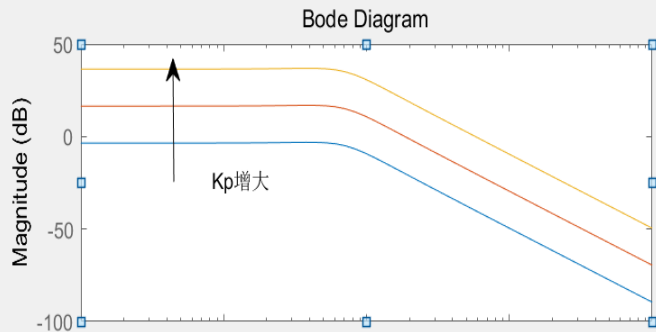
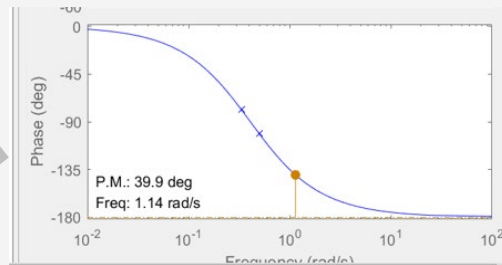
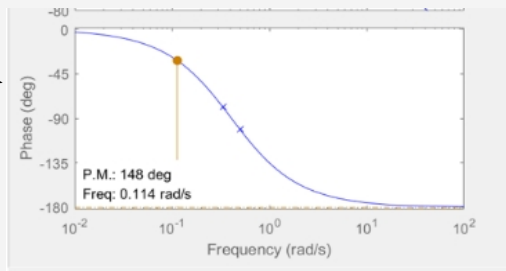
PID对波特图和根轨迹的影响

随 K_p 增大, PM减小

(1) K_i 、 K_d 为0, K_p 不等于0

根轨迹: 图形不变, 但闭环极点的位置发生改变 (K 变化)

bode图:

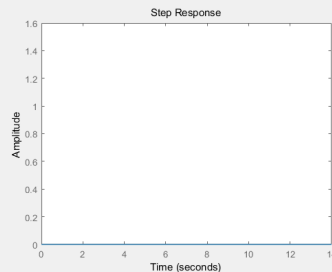


响应动态图 如下所示

K_p 增大, 幅值图上移



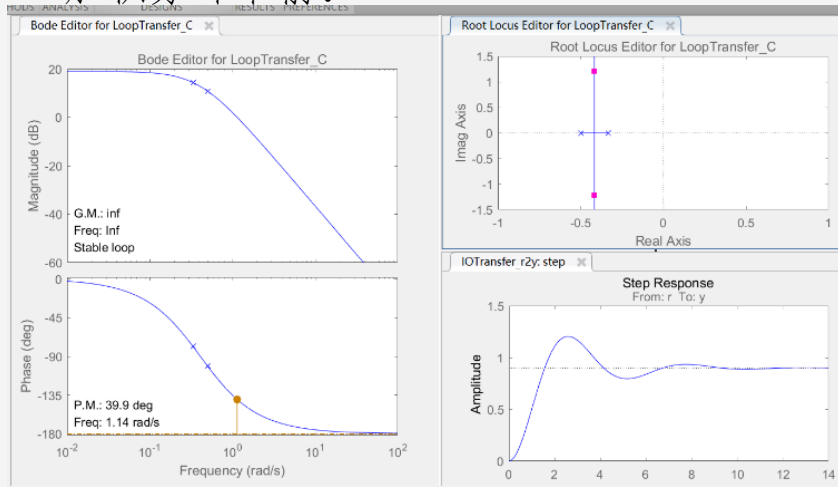
比例控制响应.gif



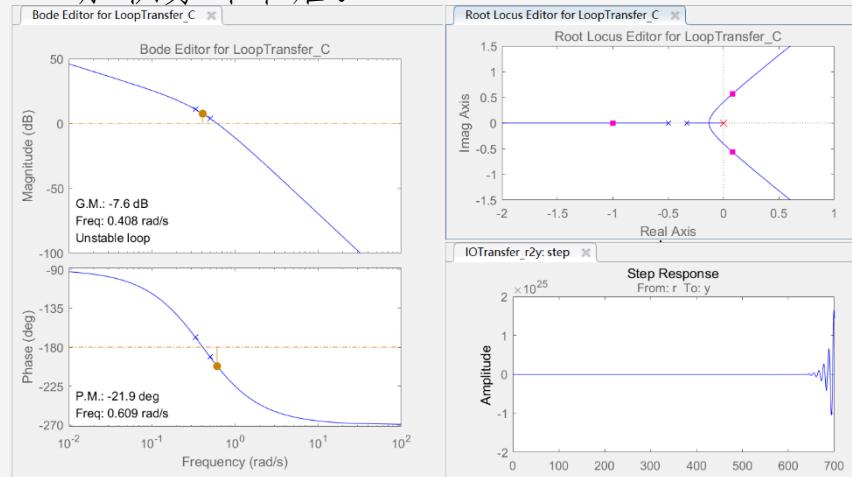
PID对波特图和根轨迹的影响

(2) K_p 、 K_d 为0, K_i 不等于0 (单一积分, 以 $K_i=1$ 为例)
增添一开环极点 ($s=0$)

加积分环节前:



加积分环节后:



根轨迹出现不稳定的区域, $PM < 0$, 系统已不稳定。

增大 K_i , 使得PM减小, 很容易使系统不稳定。

适当调节 K_i , 使系统稳定, 可发现稳态误差为0, 可见积分环节可改善稳态误差。

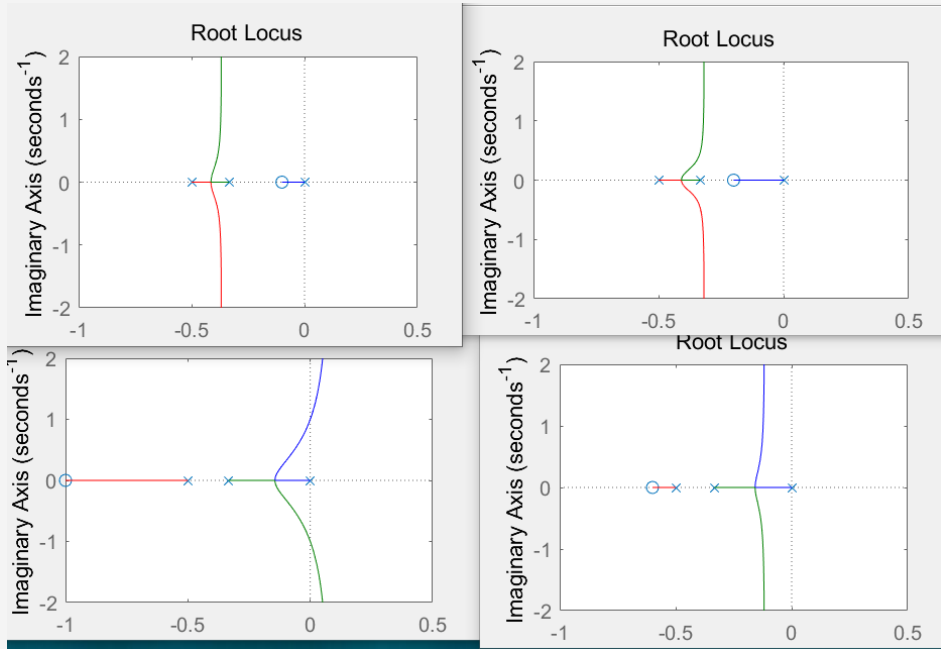
PID对波特图和根轨迹的影响

(3) K_d 为0, K_p 、 K_i 不等于0 (比例积分PI)

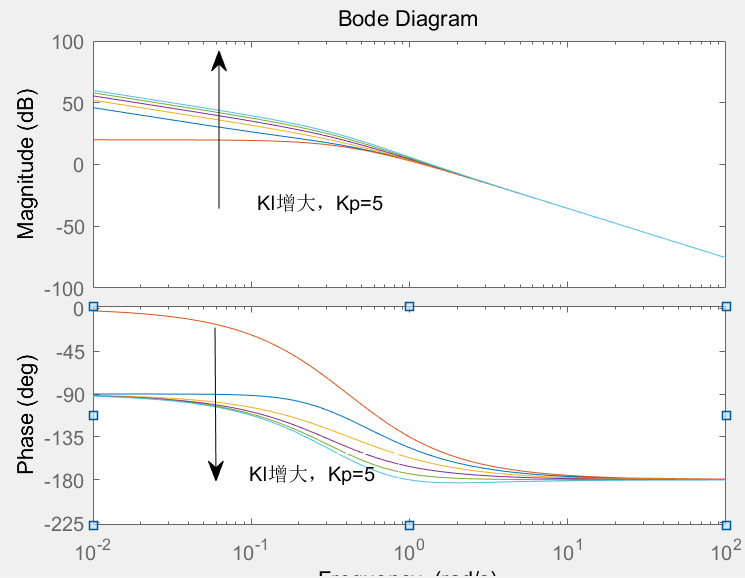
先调节 K_p , 后调节 K_i 调节 K_p 情况与上述情况相同, 这里不再赘述, 直接从 $K_p=5$ 处, 调节 K_i 。

$K_p=5$ 时, 随 K_i 增大, 根轨迹变化如下:

影响开环零点的位置



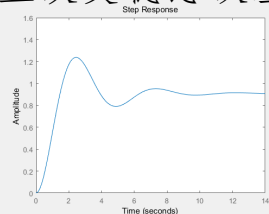
bode图变化如下:



综上, PI矫正可以明显改变稳态误差 (增加系统阶数)。



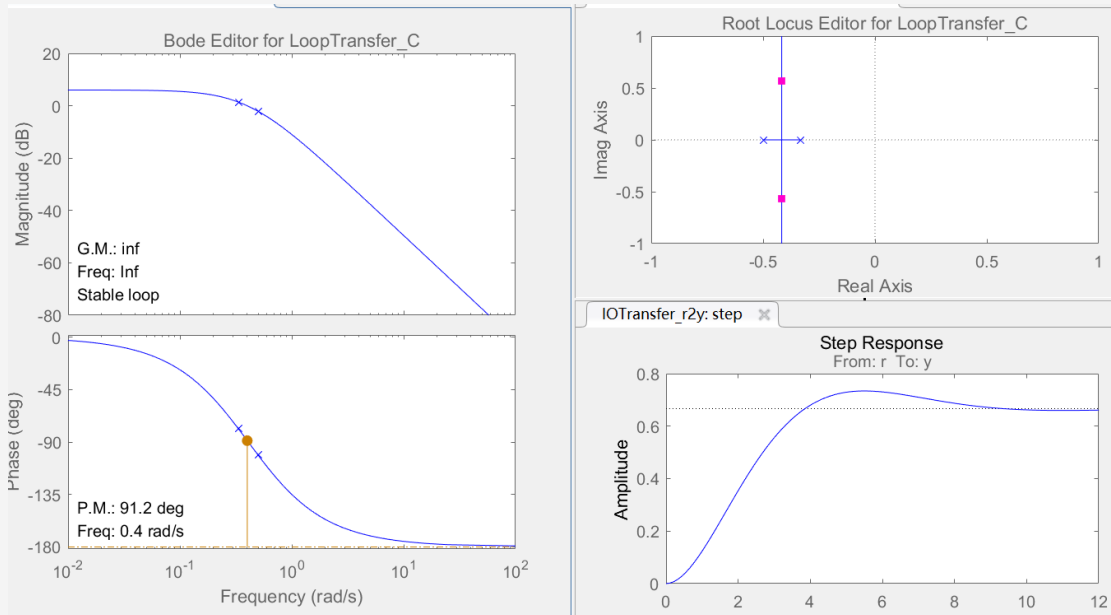
PI矫正响应.gif



PID对波特图和根轨迹的影响

(4) K_p 、 K_i 为0, K_d 不等于0 (单一微分)

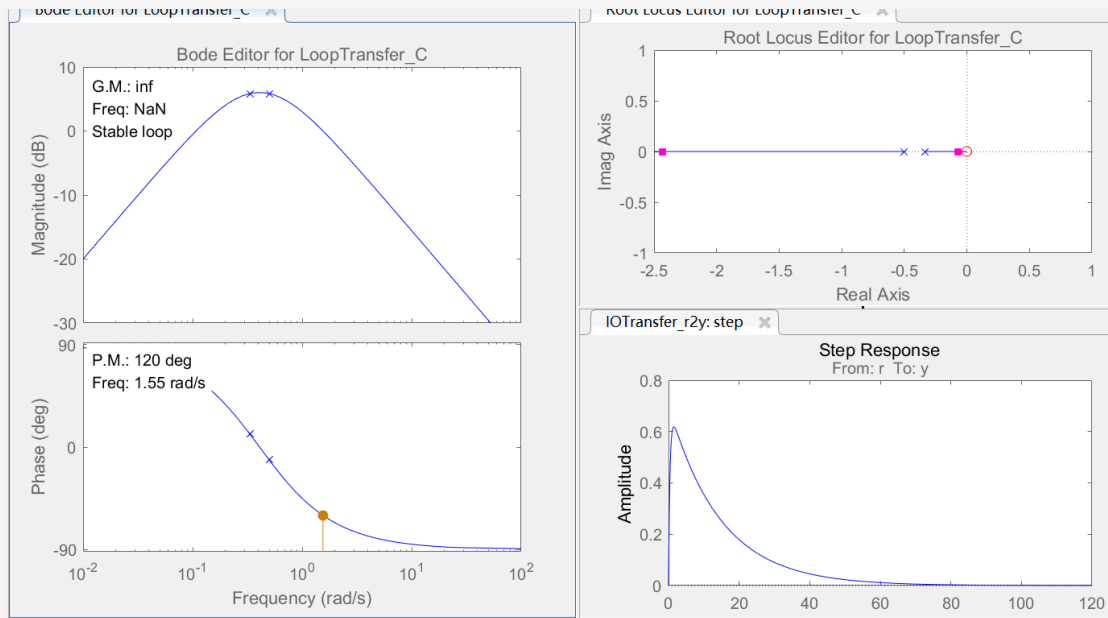
原系统



PID对波特图和根轨迹的影响

(4) K_p 、 K_i 为0, K_d 不等于0 (单一微分)

添加单一微分环节后 ($K_d=5$)

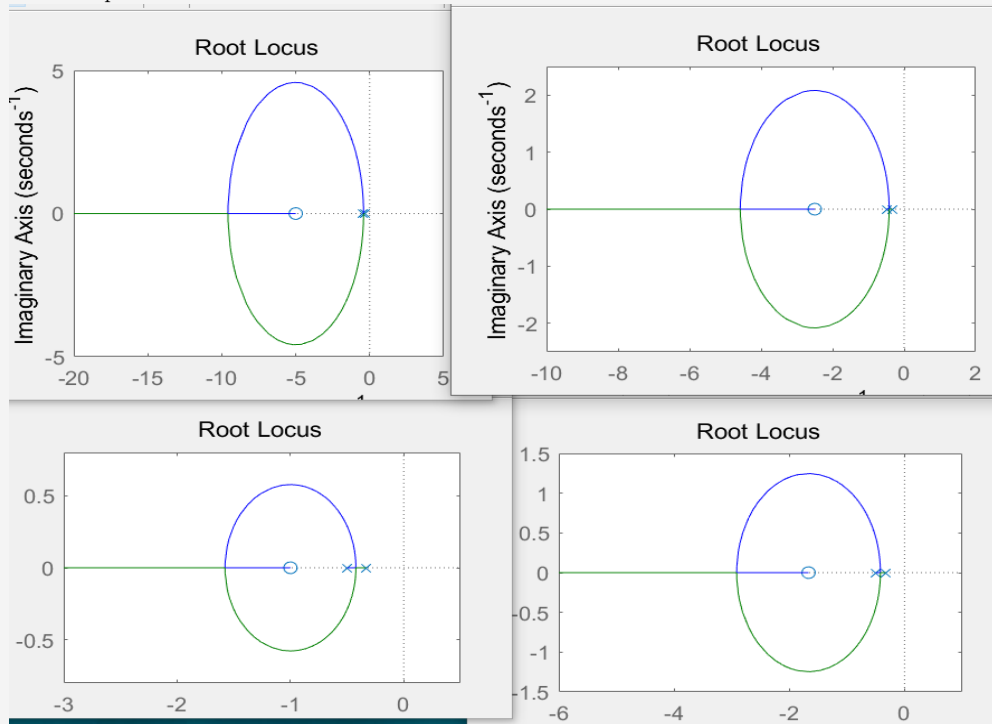


从图形中看, PM虽上升, 但稳态误差急剧增大, 且高频噪音信号增多
单一微分环节不能单独使用

PID对波特图和根轨迹的影响

(5) K_i 为0, K_d 、 K_p 不等于0 (PD校正)

先调节 K_p , 后调节 K_d , 调节 K_p 情况与上述情况相同, 这里不在赘述
直接从 $K_p=5$ 处, 调节 K_d 。随 K_d 增大, 根轨迹变化如下:

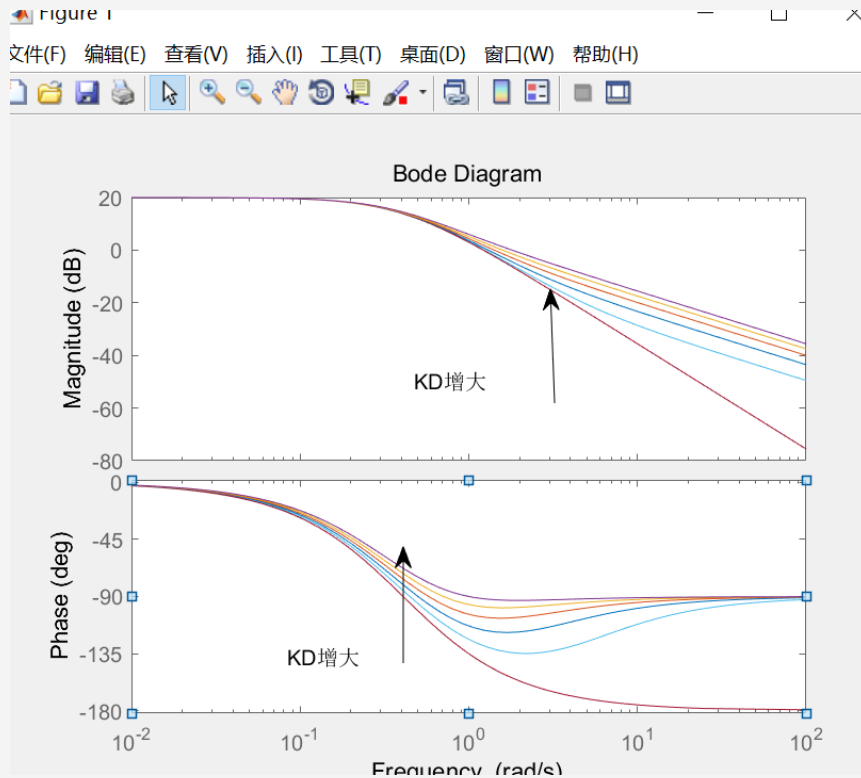


由图中, 可知, 随着 K_d 的增大, 开环零点位置更加接近虚轴, 整个根轨迹形状“仿佛”被压缩了。

PID对波特图和根轨迹的影响

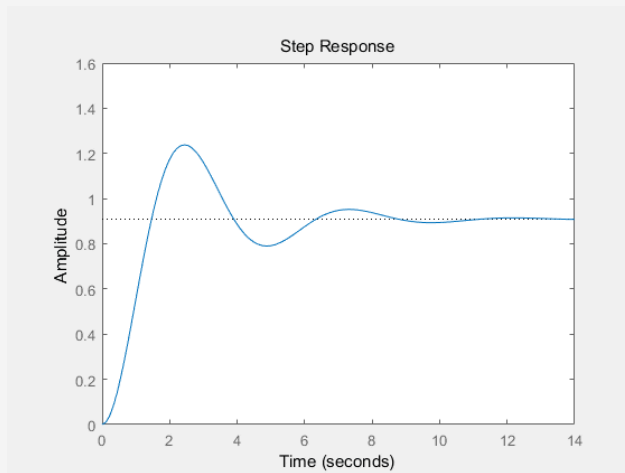
(5) K_i 为0, K_d 、 K_p 不等于0 (PD校正)

bode图变化如下:



综上, PD校正下, PM增大, 系统型数不变, 但高频噪音增大

PD校正响应, 如下所示:



PD校正响应.gif

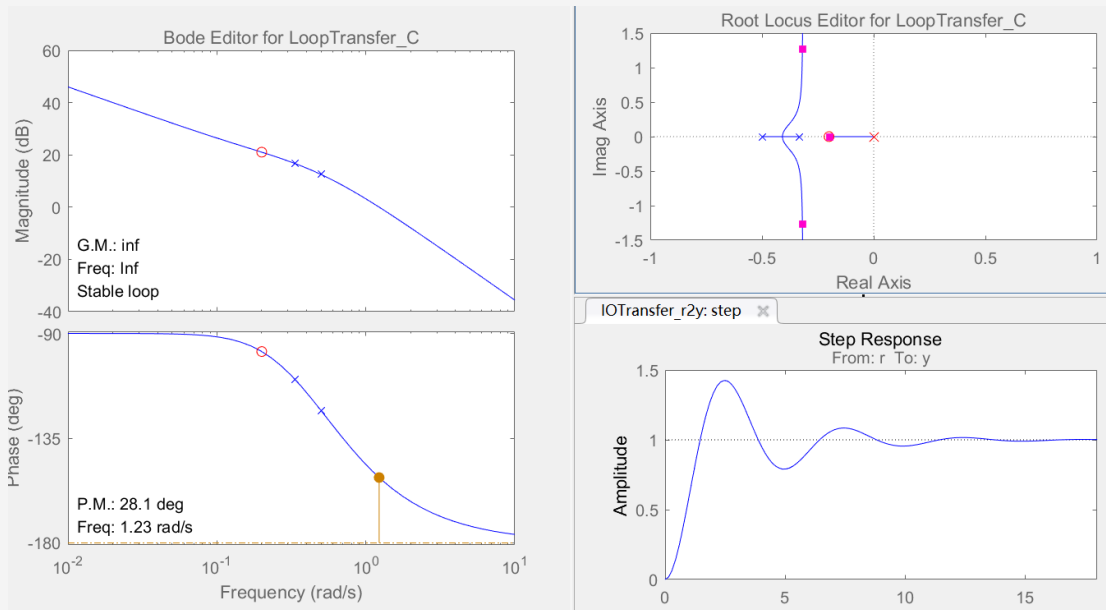
PID对波特图和根轨迹的影响

(6) K_i 、 K_d 、 K_p 不等于0 (PID校正)

综合三者的优势, 可明显改善系统性能。

先调节 K_p , 再调节 K_i , 最后调节 K_d , PI调节已在前面描述过, 这里不再赘述。
直接在 $K_p=5$, $K_i=1$ 的基础上, 调节 K_d 。

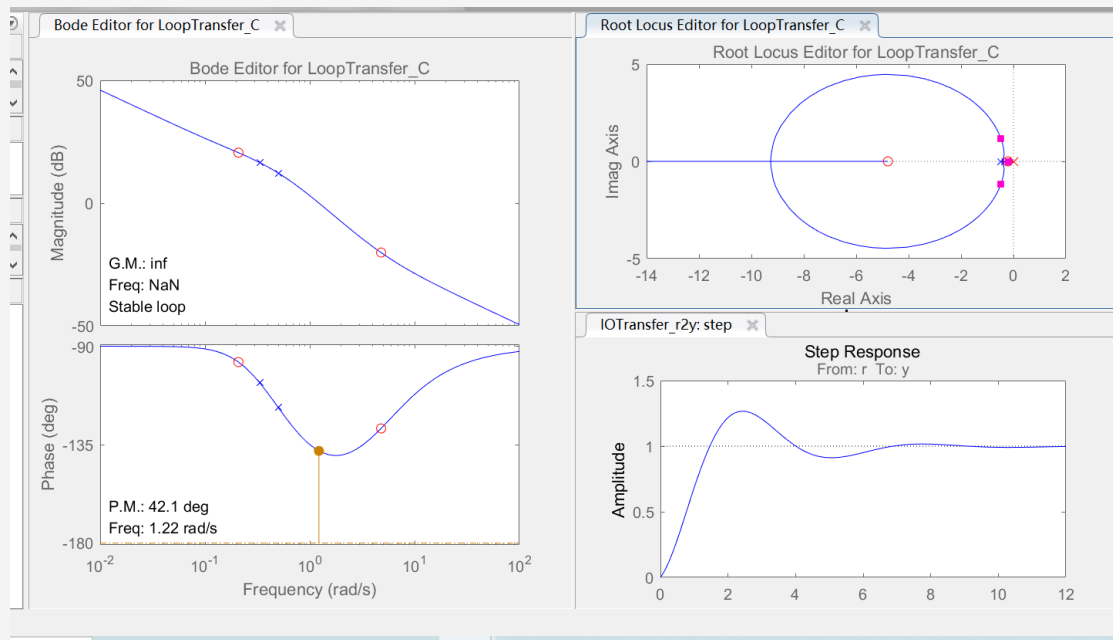
$K_p=5$, $K_i=1$, $K_d=0$ 时



PID对波特图和根轨迹的影响

(6) K_i 、 K_d 、 K_p 不等于0 (PID校正)

$K_p=5$, $K_i=1$, $K_d=1$ 时

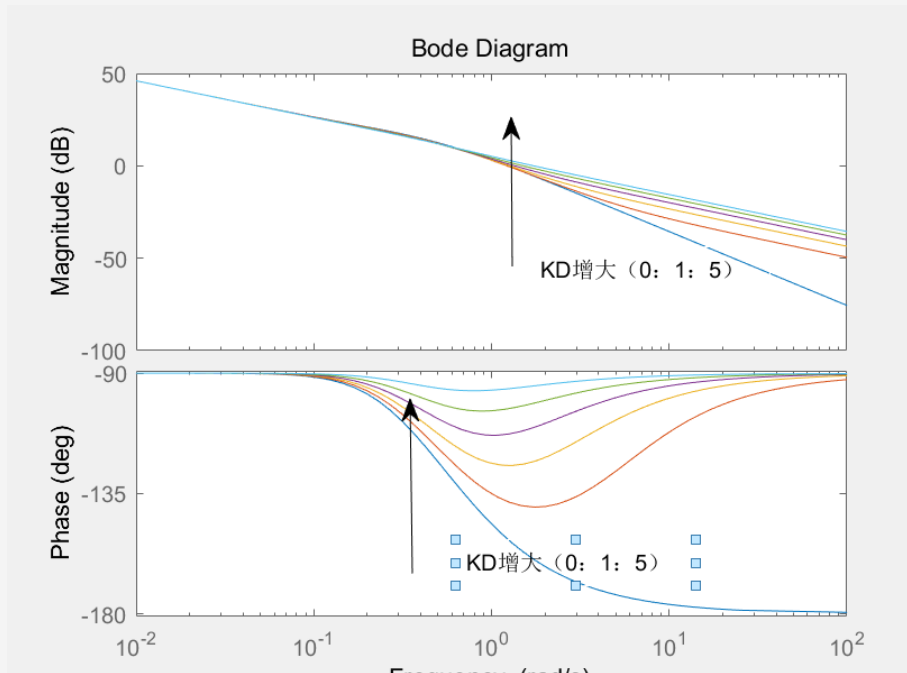


对比来看, 添加PD后, PM增大, 根轨迹发生明显变化, 系统的动态性能明显改善 (PO下降, 反应速度加快)

PID对波特图和根轨迹的影响

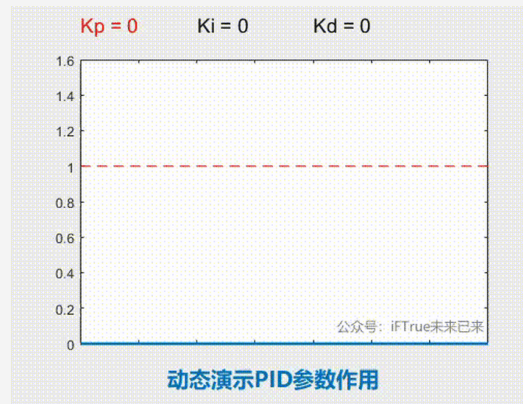
(6) K_i 、 K_d 、 K_p 不等于0 (PID校正)

K_d 变化时, bode图变化如下



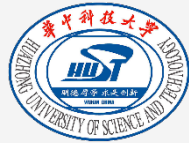
从bode图中, K_d 明显使PM增大, 而且对高频噪音的抑制作用增强。

最终动态效果图, 如下所示



动态PID参数响应.gif

公众号: iFTrue未来已来



理想情况下dq同步旋转坐标系下三相整流器输入电流与输出电压的关系

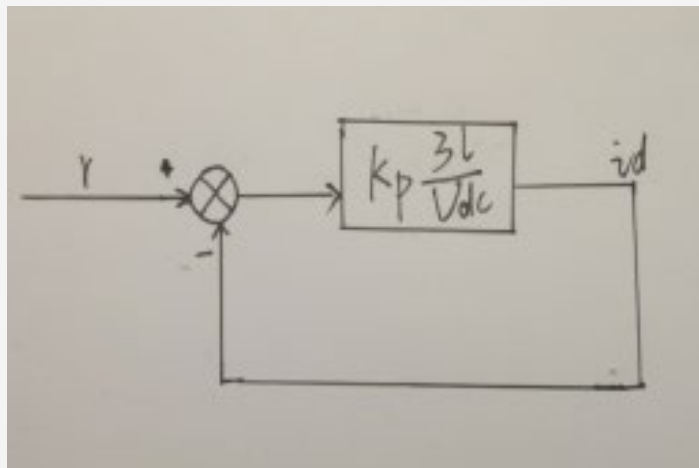
$$\frac{\widehat{V}_{dc}(s)}{\widehat{i}_d(s)} = \frac{D_d R}{1 + sRC}$$

理想情况下dq同步旋转坐标系下三相整流器PWM占空比与输入电流的关系

$$\frac{\widehat{i}_d(s)}{\widehat{d}_d(s)} = \frac{V_{dc}/(3L)}{s}$$

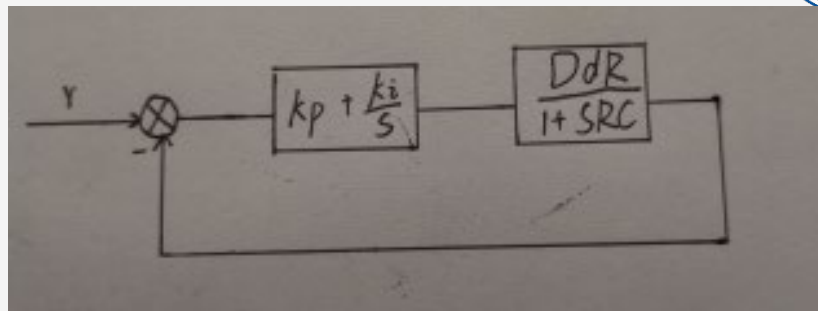
$$\frac{\widehat{i}_q(s)}{\widehat{d}_d(s)} = \frac{V_{dc}/(3L)}{s}$$

根据这些影响和零极点位置图,进行PID参数的数值设计



$$G = 1/(s + kp)$$

取: $k_p = 3$ 则取: $\frac{3 \times 3L}{V_{dc}}$



$$G = \frac{(kps + ki)(DdR)}{s(1 + sRC) + (kps + ki)DdR}$$

极点: $s^2RC + (1 + kpDdR)s + kiDdR = 0$

零点: $kps + ki = 0$

取: $\frac{1 + kpDdR}{RC} = 6$

$\frac{1 + kpDdR}{2\sqrt{K_i D_d R}} = 0.707$

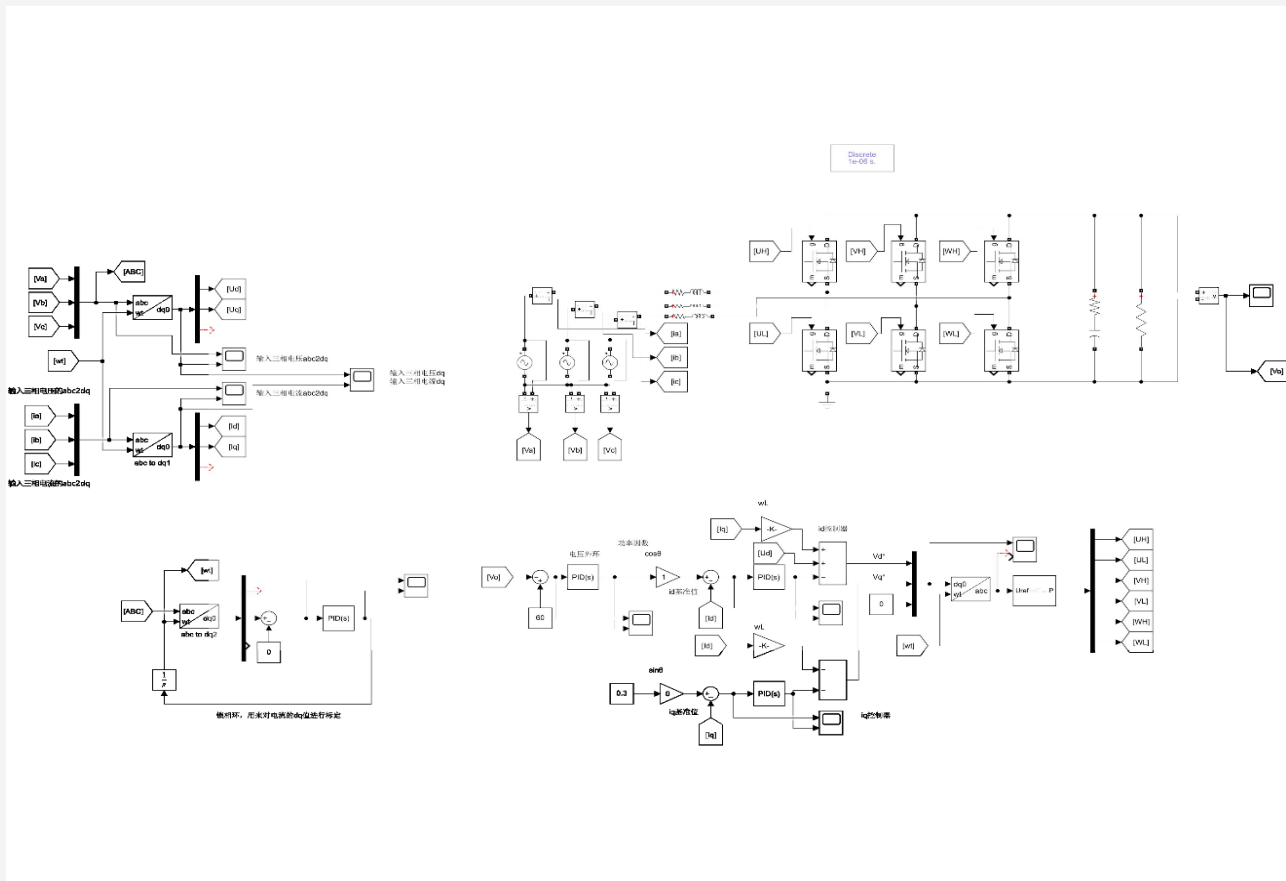
解得: $k_p = \frac{6RC - 1}{D_d R}$

$k_i = \frac{(1 + kpDdR)2}{8DdR}$

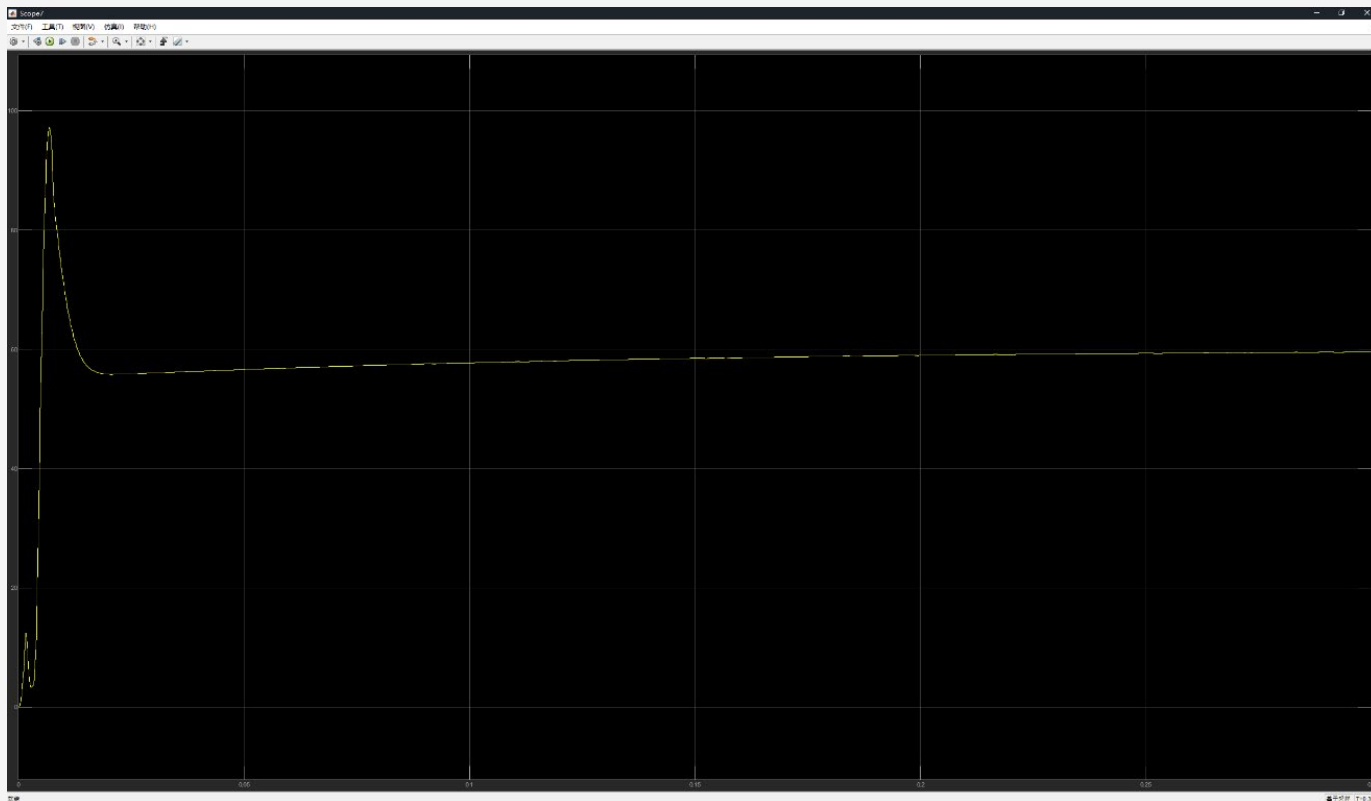
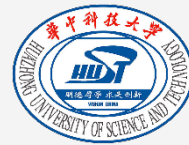
PART.3

三相整流器simulink仿真

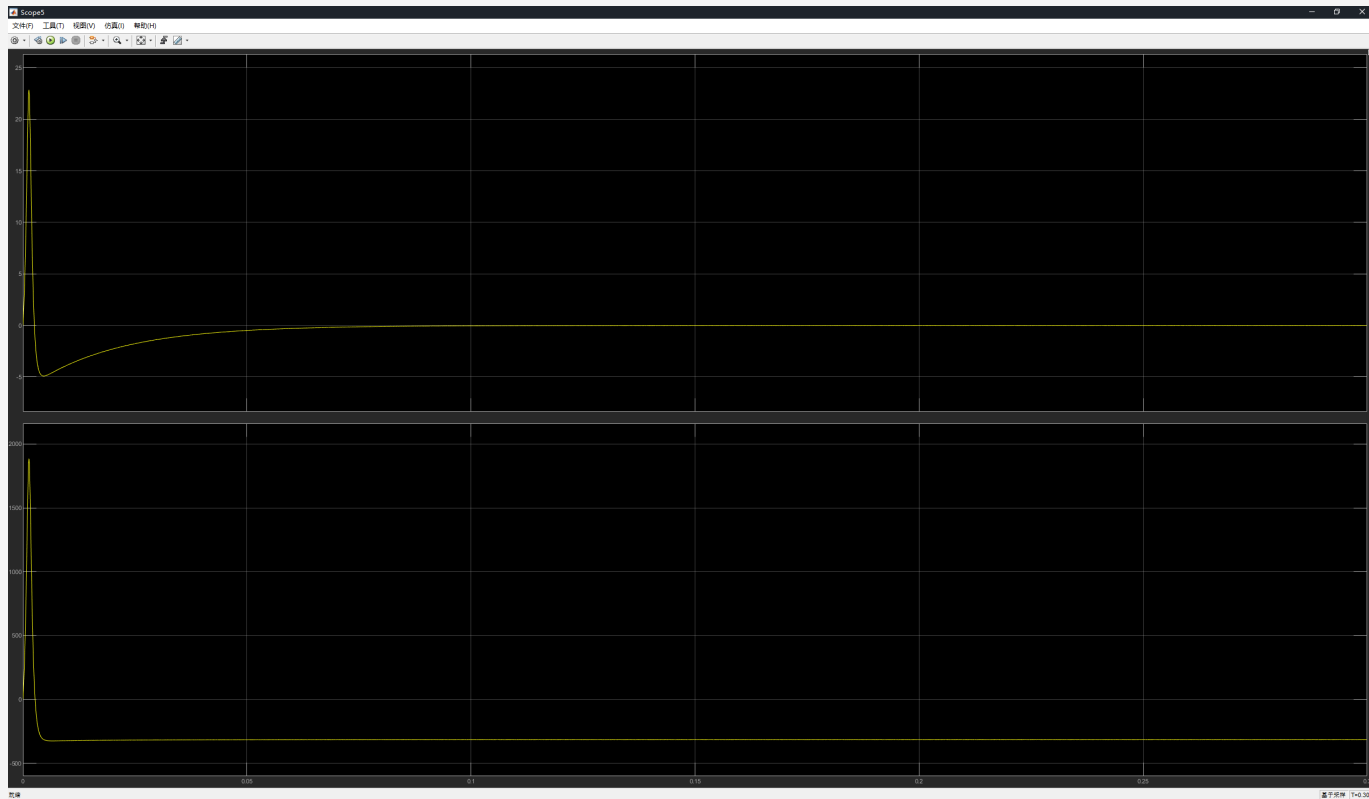
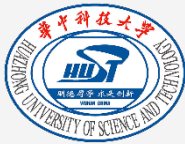
三相整流器simulink仿真



三相整流器simulink仿真

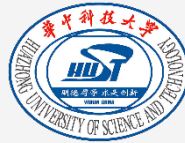


输出电压



PART.4

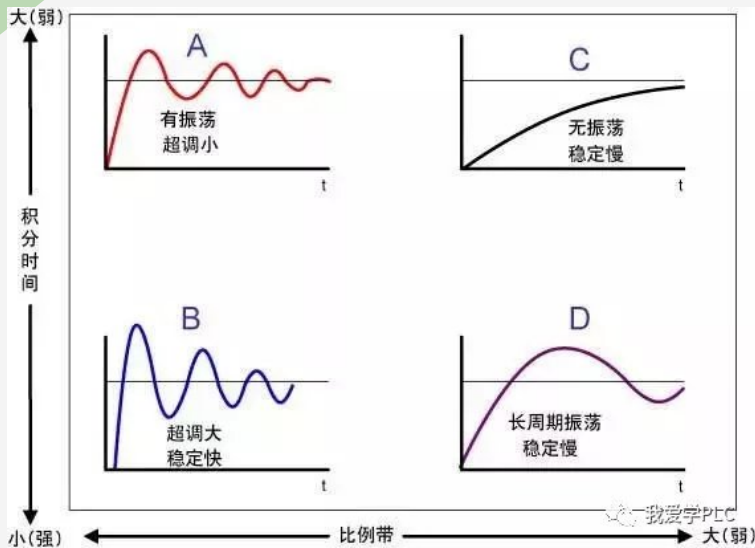
实物PID调整与测试



PID调整口诀

参数整定找最佳，从小到大顺序查；
先是比例后积分，最后再把微分加；
曲线振荡很频繁，比例度盘要放大；
曲线漂浮绕大弯，比例度盘往小扳；
曲线偏离回复慢，积分时间往下降；
曲线波动周期长，积分时间再加长；
曲线振荡频率快，先把微分降下来；
动差大来波动慢。微分时间应加长；
理想曲线两个波，前高后低四比一；
一看二调多分析，调节质量不会低；
 若要反应增快，增大P减小I；
 若要反应减慢，减小P增大I；
 如果比例太大，会引起系统震荡；
 如果积分太大，会引起系统迟钝

PID调整口诀的解读



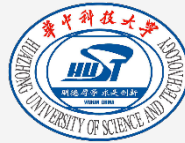
进行PID调参的Debug方法说明

将PID的输入输出以DAC形式输出到示波器上进行查看，根据法则进行微调

(1) 先是比例后积分，最后再把微分加：
PID调节时，应当先调节比例系数P，再调节积分系数I，最后调节微分系数D。

(2) 曲线振荡频率快，先把微分降下来；
动差大来波动慢。微分时间应加长：
在PID控制中，加入微分项D相当于加入了阻尼，这样可以使震荡快速衰减，变得稳定。从频域分析角度讲，增加了相位裕量

(3) 若要反应增快，增大P减小I；
若要反应减慢，减小P增大I；
增大比例系数P一般会加快系统响应，但过大的比例系数会使系统有比较大的超调，并产生振荡，使稳定性变坏。
增大积分时间I有利于减小超调，减小振荡，使系统的稳定性增加，但是系统静差消除时间变长。



三相整流器实物测试结果

负载调整率测试

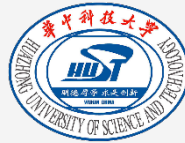
输出电流 I_o/A	0.1	2.0
输出电压 U_o/V	36.10	36.02

$$S_I = \frac{|V_{o1} - V_{o2}|}{V_{o1}} \times 100\% = 0.2\%$$

电压调整率测试

输入线电压 U_i/V	23	33
输出电压 U_o/V	36.04	36.08

$$S_V = \frac{|V_{o1} - V_{o2}|}{36} \times 100\% = 0.1\%$$



三相整流器实物测试结果

输入侧功率因数测试

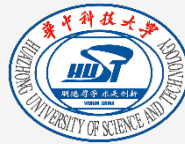
超前：

设定功率因数 $\cos\varphi_s$	0.93	0.96	0.99
实际功率因数 $\cos\varphi$	0.935	0.956	0.982
误差绝对值err	0.005	0.004	0.008

滞后：

设定功率因数 $\cos\varphi_s$	0.93	0.96	0.99
实际功率因数 $\cos\varphi$	0.937	0.958	0.994
误差绝对值err	0.007	0.002	0.004

最大误差绝对值为0.008，小于0.02，
电流电压双闭环pid控制很好地实现了功率因数的控制
和电压的稳定。



其他三项整流控制方案

状态反馈精确线性化控制

非线性系统反馈线性化理论的基本思路，就是选择适当的非线性坐标变换 $z=T(x)$ 和非线性状态反馈量 $v=+\alpha(x)+\beta(x)u$ ，从而使非线性系统得以在大范围甚至在全局范围内线性化，对于多变量非线性系统，在实现线性化的同时，实现解耦。根据脉冲模型积分法得到的整流器状态方程，在考虑到电压型整流器 V_c 为恒定条件下，选取状态变量 $x=[x_1 \ x_2]=[id \ iq]$ ，同时选取输入变量 $u=[u_1 \ u_2]=[md \ mq]$ ，输出变量 $h_1[x(t)]=id$ ， $h_2[x(t)]=iq$ ，可得到以下两输入两输出仿射非线性模型

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X) + g_1[X(t)]u_1 + g_2[X(t)]u_2 \\ y_1 = h_1[x(t)] \\ y_2 = h_2[x(t)] \end{cases}$$

$$\text{式中 } f(X) = \begin{bmatrix} \omega x_2 + v_d / L \\ -\omega x_1 + v_q / L \end{bmatrix}; \quad g_1(X) = \begin{bmatrix} -v_c / L \\ 0 \end{bmatrix}; \\ g_2(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ -v_c / L \end{bmatrix}$$

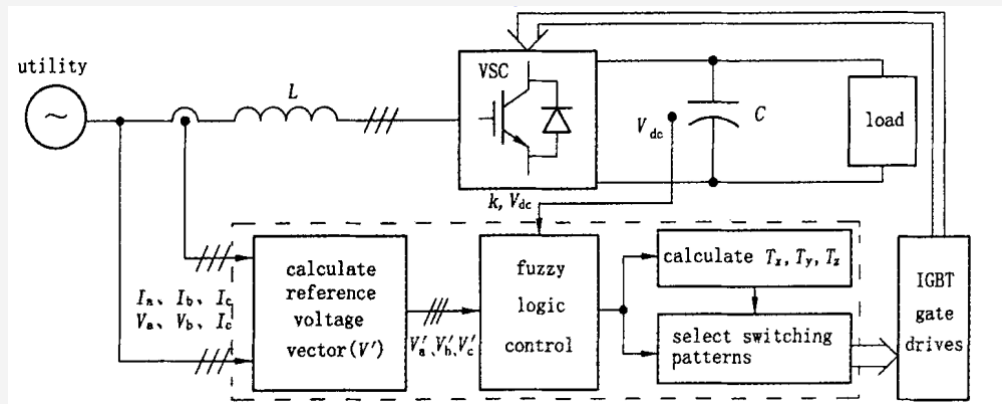
这种类型的非线性系统的特点是：它对状态向量 $X(t)$ 是非线性的，但对于控制变量 u 却是线性的关系。同时在分段线性系统中控制变量 u 是不连续的变量，存在脉冲函数。因而对该类系统实现完全解耦并实现精确线性化的条件需要做深入的讨论。

其他三项整流控制方案

模糊逻辑控制三项整流

经典的三相电压型PWM整流器采用PI环节来获得参考电流信号,从而实现通过对输入电压相位的控制来间接控制输入电流,因此存在着PI环节参数难以确定、系统动态响应较慢等缺点. 针对上述情况,利用模糊逻辑控制取代PI环节,避免了PI环节存在的问题,进一步减少了网侧电流的谐波成分.

在空间矢量的基础上,采用模糊逻辑控制代替空间矢量的PI积分器. 在算法上,用模糊推理、归纳、查表等简单算法代替空间矢量的复杂算法. 其本质就是用特定的方法来代替一个系统的模式



其基本控制方式分4步解释：

第一步：通过采样得到 $V_a, V_b, V_c, I_a, I_b, I_c$ 按公式计算 V'_a, V'_b, V'_c 则：

$$V'(x) = (1 - 2KC)V(t_n) + KCV(t_n - T_s) + CI(t_n)$$

式中： $C=L/T$; K 为比例系数; $V(t_n)$ 为当前瞬时值; $V(t_n - T_s)$ 为上一次瞬时值.

第二步：在某一瞬间,若 A/D 采样得: $V'_a = -150, V'_b = 75, V'_c = 75$, 再把 V'_a, V'_b, V'_c 3 个量分别代入图 5 所示的模糊子集中, 根据模糊规则, 进行模糊化.

第三步：解模糊集, 求出 V' 的幅值、角度的精确值.

第四步：根据 V' 决定应采用的矢量以及它们的工作时间 T_1, T_2, T_0 , 其计算方法同空间矢量

其他三项整流控制方案

滑模变结构控制

在建立三相PWM整流器数学模型的基础上,针对目前三相PWM整流器动态性能较差的特点,设计了电压、电流双闭环控制系统。在内环电流的控制中,采用解耦方法对dq轴电流分别控制,为电流控制器设计了一种滑模变结构控制(SMVSC)方法。

SMVSC在本质上是一种开关型控制。它要求频繁、快速地切换系统的控制状态,而电力电子开关器件的唯一工作模式便是“开-关”模式,两者内在的联系是利用滑模变结构方法控制电力电子变换器的基础,因此应用滑模变结构理论控制电力电子变换器是可行的

在变结构系统中,控制量在整个反馈过程中取为状态量的一种非连续函数,如图3所示。控制量通过一个开关S按一定的法则切换到 $u^+(x)$ 或 $u^-(x)$,实际控制量在两者之间改变时,系统的结构在整个控制过程中是变化的。

