

三相整流器 dq 同步旋转坐标系下 PID 控制的非线性小信号化控制

目录

一、引言（简介）	1
二、原理分析及参数设计	2
1、仿真模型或控制系统方框图	2
2、为什么选择双环而不是单环？	2
3、为什么双环可以近似成内环再外环	3
4、选择 PID 的原因	3
5、仿真检验	4
6、验证指标	17
三、仿真分析	17
1、数学仿真	17
2、PID 参数选择的方法	17
3、开环	18
4、单环和双环的对比	18
5、双环	19
6、电路仿真	21
四、结论与反思	21
致谢	22
参考文献	22

一、引言（简介）

AC-DC 变换器的作用是将交流电能变为直流电能供给直流用电设备，可称为整流器，其在工程上具有广泛的应用。目前大量的变流装置要通过整流环节以获得直流电压，传统的二极管整流和相控整流环节，不仅直流侧电压质量低，而且还会对电网注入大量的谐波及无功功率，同时造成了严重的电网“污染”。而本文研究的三相电压型 PWM 整流器可以做到功率因数可调，可极大改善电网谐波污染问题。同时可保持直流电压稳定，可保持供电的稳定性。还可实现能量的双向流动，可提升效率。基于上述特性，我们设定性能指标如下：能设定自动调整功率因数，功率因数调整范围为 $0.90 \sim 1.00$ ，误差绝对值不大于 0.02 ；负载调整率 $SI \leq 0.3\%$ ；电压调整率 $SU \leq 0.3\%$ 。

对于三相整流器的准确控制的方案，国内外学者尝试了不同的研究方案和解决方法，以如下三种为例进行大概的优劣分析：

1、状态反馈精确线性化控制。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。其优点在于采用更为优越的非线性控制策略来实现非线性系统解耦，并得到稳态特性和动态响应。

2、模糊逻辑控制三相整流。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。该方法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;但主要依赖于推理归纳的简单算法,控制参数独立性不够强,实行的效果具有不确定性。

3、滑模变结构控制。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方法。该方法的优势主要在于简单,计算量少,调试难度较低。

本文拟采用PID控制方案对三相整流器进行系统化、简便化的控制与调试。PID控制方案作为最广泛的自动控制方案,具有原理简单、易于实现,适用面广,控制参数相对独立等优点;同时,参数改变灵活,参数修改目标明确,具有很大的实践意义。

二、原理分析及参数设计

1、仿真模型或控制系统方框图

在dq同步坐标系下分析并进行dq电流环解耦后,可得以下图1,前两个框框为控制器,第三个框框为占空比小信号到电流小信号,第四个框框为电流小信号到电压小信号

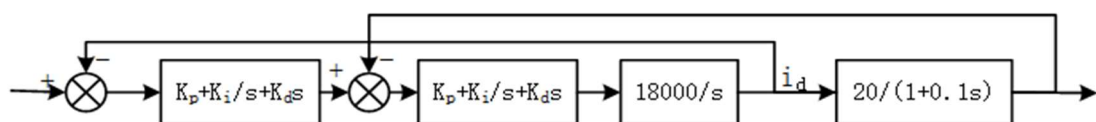


图 1

2、为什么选择双环而不是单环？

如果没有双环,我们会以一个我们无所谓的电流到达我们所期望的电压,为了证明这一点,将在仿真部分对比直接单环控制和双环控制下电流的变化。

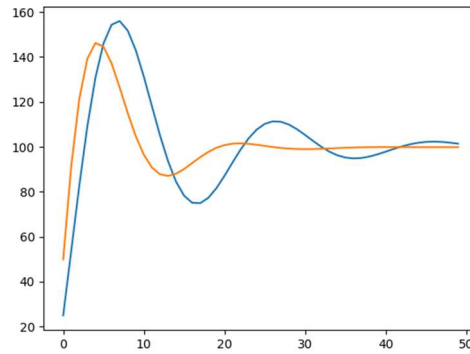


图 2

控制器的控制对象是电流，但是我们能获取的输入，即我们给予 PID 的参数是电压。显然，我们的控制器并不能直接控制我们想要控制的对象。

如果采用单环 PID 进行控制，则在电压达到我们需要的值的时候，我们并不能确定电流是否为 0。如上图所示，蓝线为单环 PID，黄线则是双环 PID，可以看出，双环的震荡明显比单环要小不少，其他各项性能也明显好于单环。

要达成理想的控制效果，我们应当同时控制两个量。当电压达到目标点的时候，我们希望电流也达到相应的稳定值。这便需要双环 PID 的共同控制才得以实现。

3、为什么双环可以近似成内环再外环

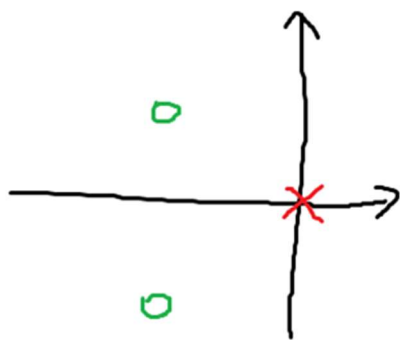
当内环速度相对于外环足够快的时候，可以近似认为，在外环来得及控制之前，内环已经达到了自己的稳态，不再变化。即可以认为外环使用的是稳态的输入参数，这一模型可以等效为先进行电流内环，再进行电压外环。

而在实际的应用中，电压外环的调节速度远比电流内环来得要慢得多。由是，将双环控制等效成先内环再外环是可行的。

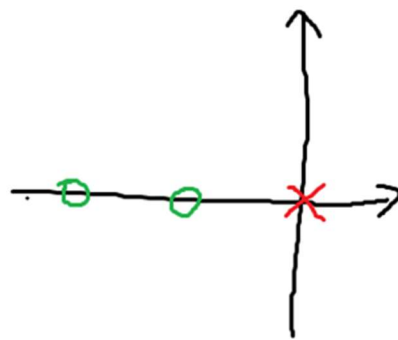
4、选择 PID 的原因

KP 主要用来跟随，KI 主要用来消除稳态误差，KD 主要用来减小超调
使用 PID 增加了零极点的数目，并影响了他们的位置

KP 主要用来跟随，KI 主要用来消除稳态误差，KD 主要用来减小超调
使用 PID 增加了零极点的数目，并影响了他们的位置。PID 会引入两个零点，一个在原点的极点。随着三个参数的调整，两个零点的位置会发生变动。零点的位置分两种情况：（1）一对共轭零点（2）都在实轴上，如下图所示。

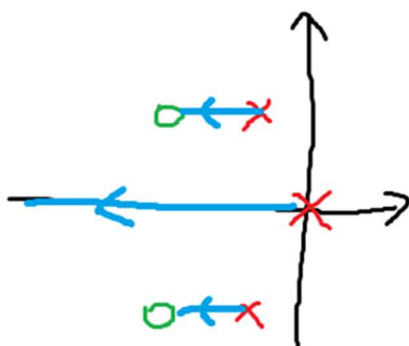


(1)

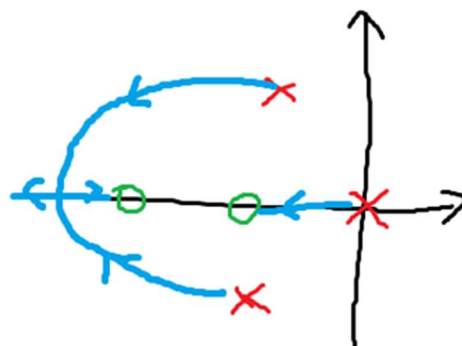


(2)

引入的零极点对于二阶振荡系统有稳定作用。在下图的（1）里面，二阶系统的振荡极点被拉向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”。在下图的（2）里面，振荡极点也被拉向实轴，随着增益变大，振荡效果也被抑制了。



(1)



(2)

5、仿真检验

1) K_I 、 K_D 为 0， K_P 不等于 0

单一比例调节，不添加开环极点和开环零点，不影响系统的根轨迹，但是闭环极点的位置发生变化，其坐标位置的变化也就说明： K_P 大小影响系统的阻

尼比以及响应时间。

对 bode 图的影响有：幅值图变化，相位图不变。 K_p 增大，幅值图上移，相位图不变，穿越频率 ω_{pc} 变大，系统 PM 减小。 K_p 过大，振荡加剧，在某些系统中甚至达到不稳定。

K_p 变化，bode 变化如下图 3：

系统阶跃响应如图 4：

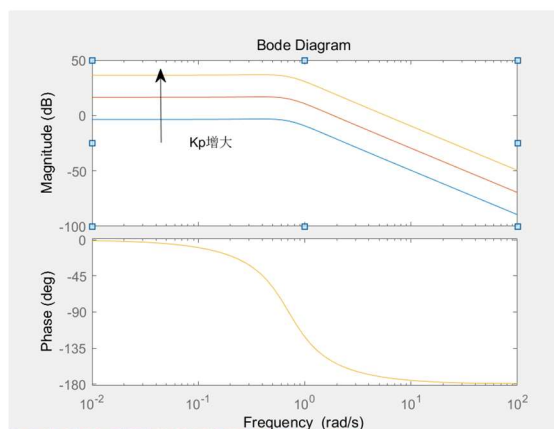


图 3

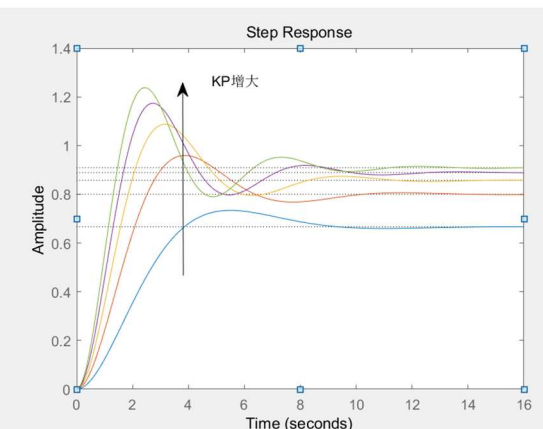


图 4

由阶跃响应图，可知系统超调增大，响应时间变短，与上述分析情况吻合。

2) K_p 、 K_D 为 0， K_I 不等于 0（单一积分，以 $K_I=1$ 为例）

添加单一积分环节后，系统增添一个开环极点（ $s=0$ ），改变 K_I 大小不影响根轨迹大小，但是影响闭环极点的位置。

根轨迹变化如下图 5：

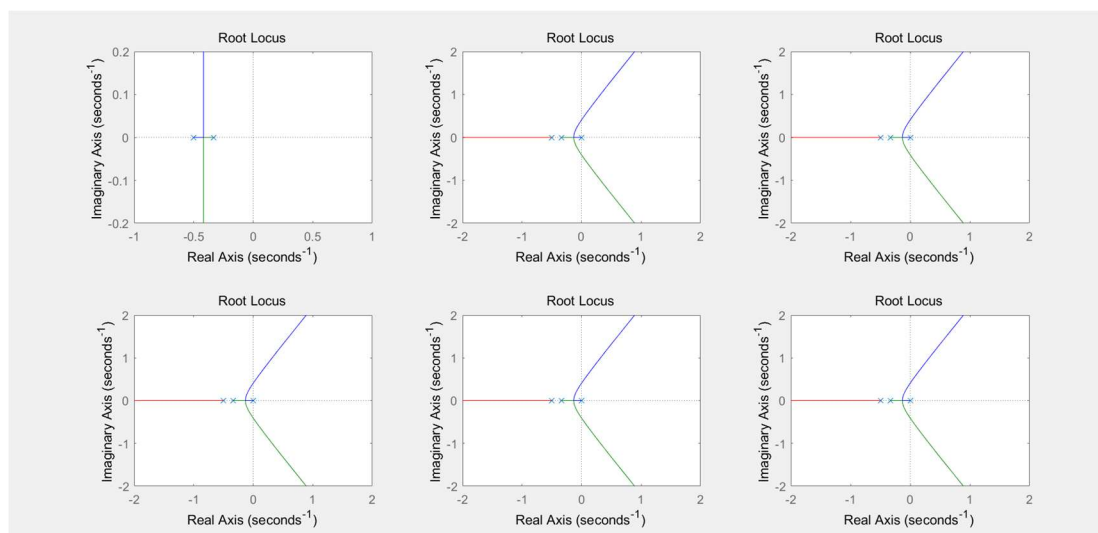


图 5

添加积分环节后，根轨迹出现不稳定的区域，调节 K_I 的大小，很容易使得闭环极点位于右半部，是系统不稳定；适当调节 K_I 大小，可使系统稳定，但此时系

统主导极点接近虚轴，系统响应时间变长，超调仍然存在。

Bode 图变化如下图 6：

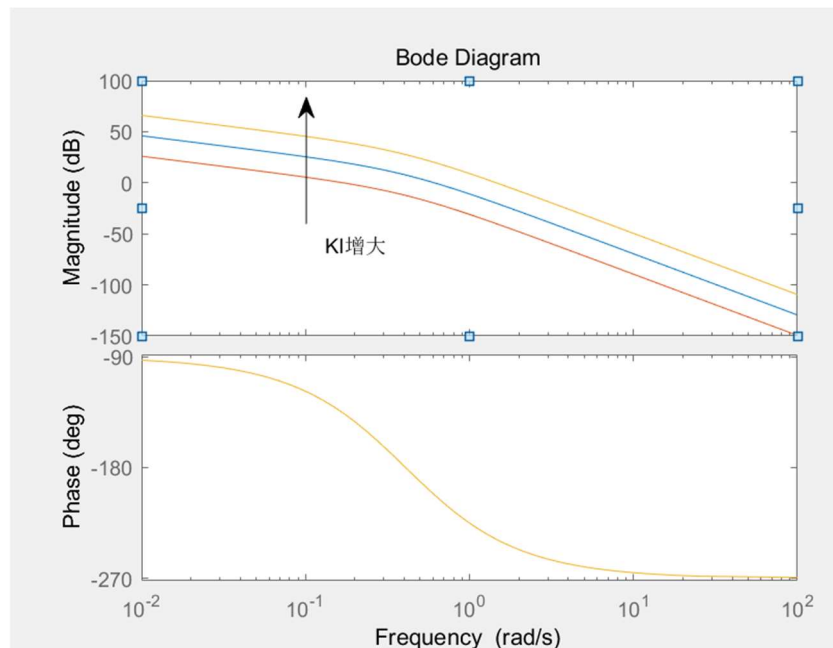


图 6

相位图整个往下移动了 90° ，系统极易不稳定 ($PM < 0$)，但是系统型别增大，稳态误差为 0，可见积分环节可改善稳态误差。

系统响应图如下图 7、图 8：

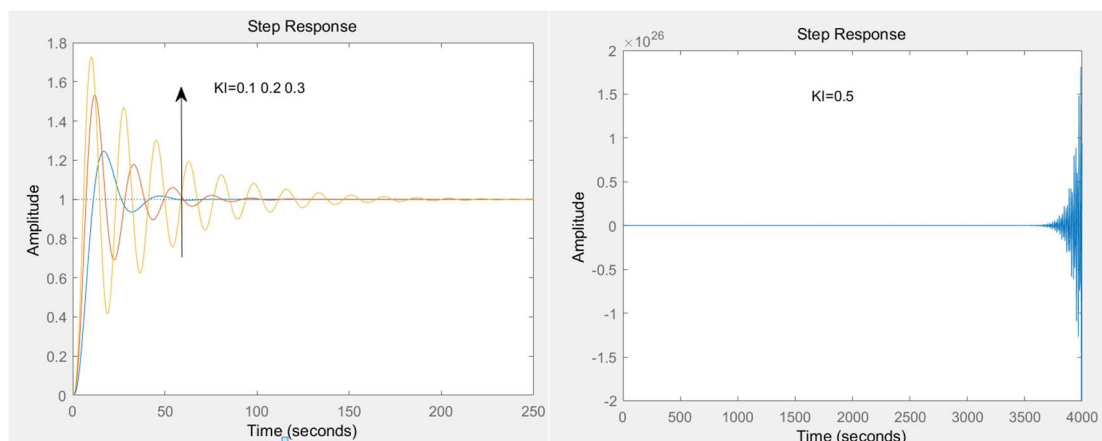


图 7

图 8

从中可见，单一积分环节使得稳态误差为 0，但超调增大，系统极易不稳定。

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 。从 $K_P=5$ 处，调节 K_I 。

根轨迹变化，如下图 8 所示

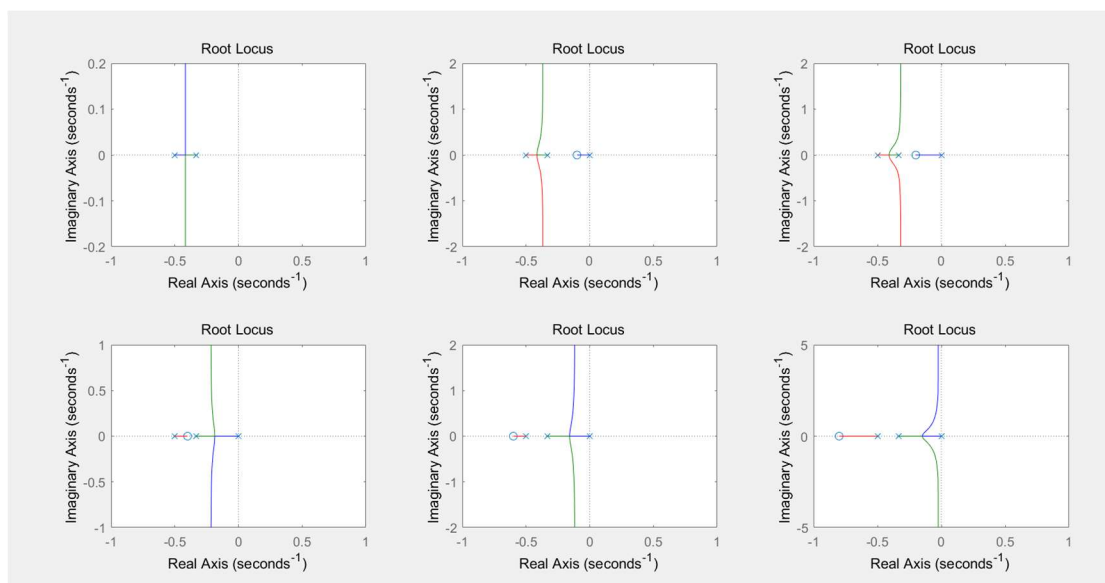


图 8

添加 PI 环节后，系统增添一个开环极点 ($s=0$) 和一个开环零点， K_I 大小影响开环零点的位置， K_I 越大，开环零点距离虚轴的位置越远；观察图中主导极点的位置，容易知道，随着 K_I 的增大，阻尼比减小，超调增大，主导极点距离虚轴的位置几乎不变，响应时间几乎不变。

Bode 图变化如下图 9 所示

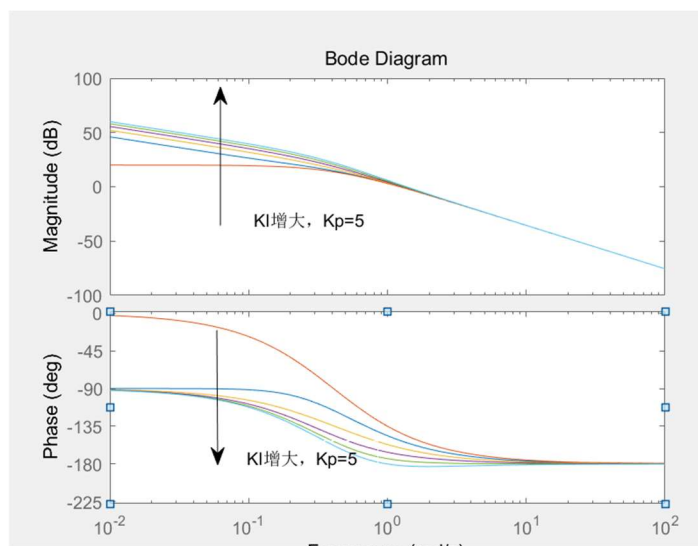


图 9

可见，PI 矫正极大影响系统的低频区间，低频段，相位减小 90° ，幅值变大，系统的型别增大，稳态误差为 0。

PI 矫正响应，如下图 10 所示

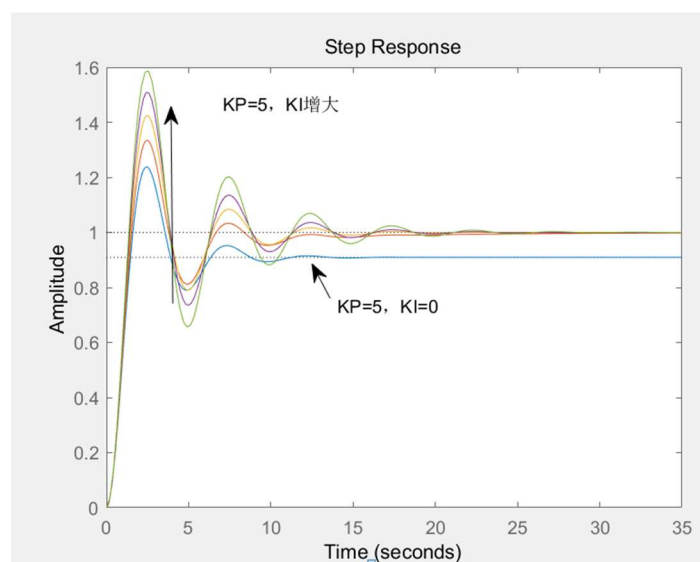


图 10

PI 矫正改善系统稳态误差，增大超调，与上述分析结果吻合。

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，系统增添一开环零点（ $s=0$ ），改变 K_D 大小不影响根轨迹大小，但是影响闭环极点的位置。

根轨迹变化如下图所示：

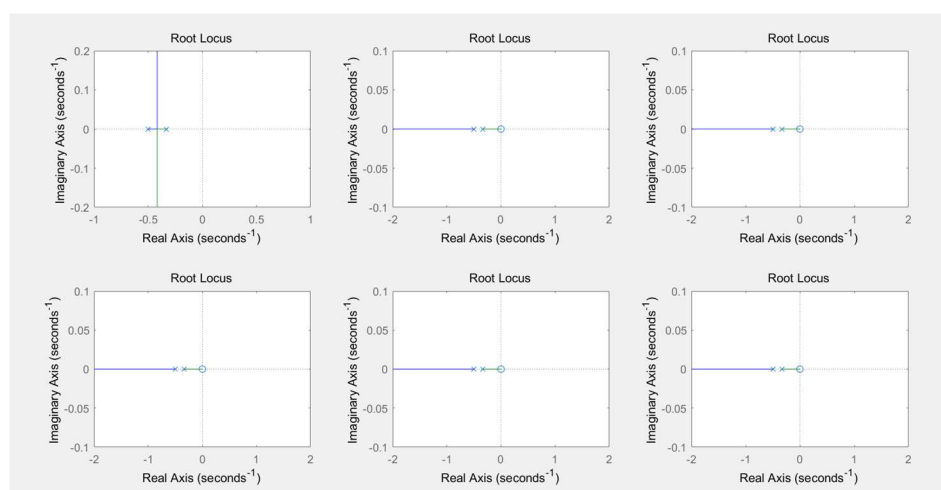


图 11

主导极点位置更加接近虚轴，系统响应时间会变长，阻尼比变为 1，不存在超调。

Bode 图变化如下图 12:

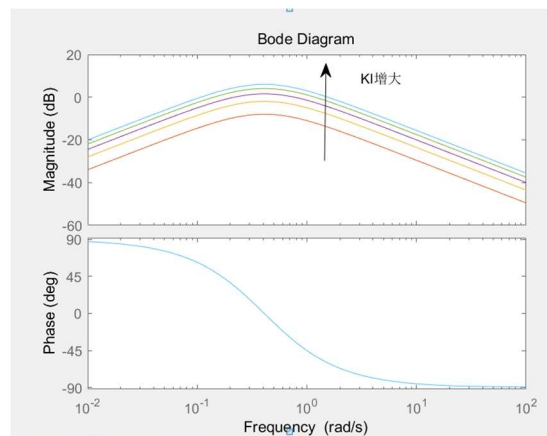


图 12

从图形中看，系统衰减严重，已不能响应输入信号。

单一微分响应如下图:

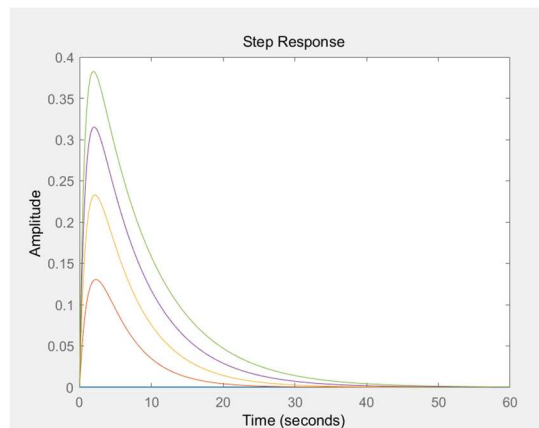


图 13

输出信号最终衰减至 0，故单一微分环节不能单独使用

5) K_I 为 0， K_D 、 K_P 不等于 0（PD 矫正）

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 。

根轨迹变化如下图：

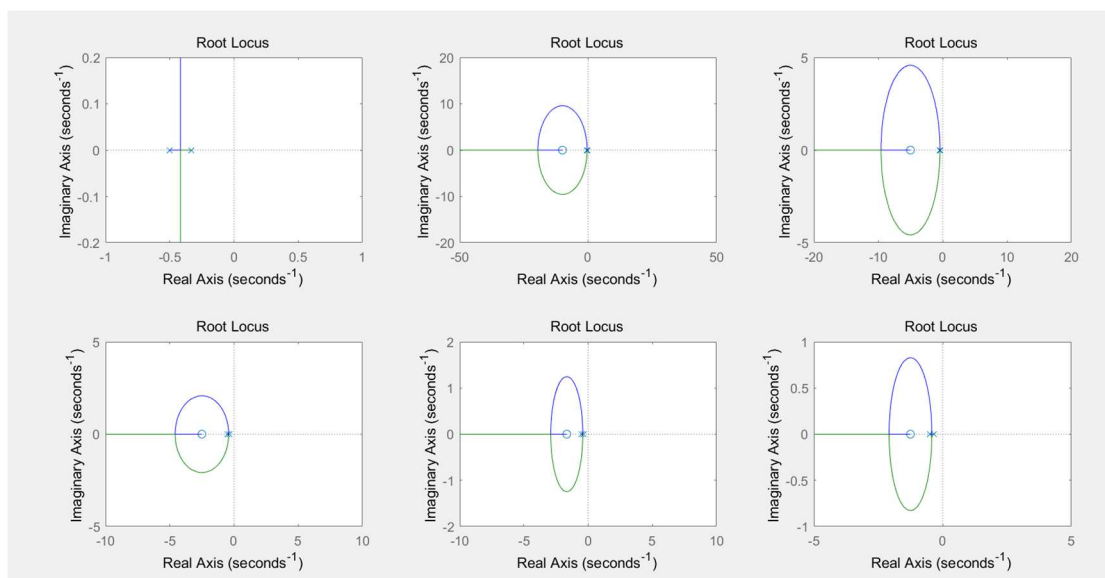


图 14

根轨迹中，PD 矫正给系统添加了一个开环零点，且随着 KD 的增大，开环零点的位置更加接近开环极点，更加接近虚轴；由于开环极点位置不变，主导极点位置几乎不变，所以系统的响应时间几乎不变，但主导极点的阻尼比增大，超调减小。

bode 图变化如下图：

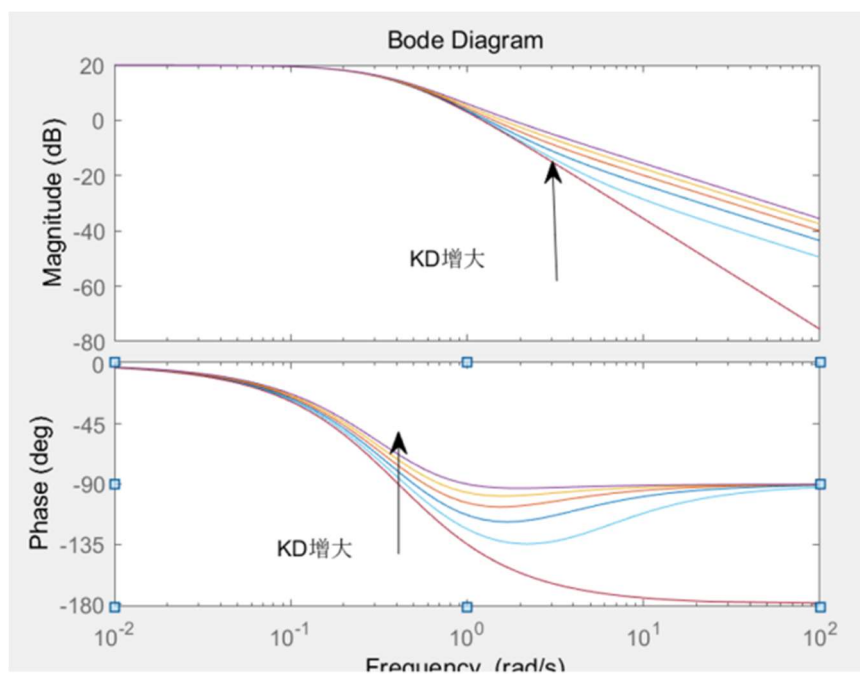


图 15

PD 校正下，PM 增大，系统型数不变，稳态误差不变，但系统高频噪音增大。

PD 校正响应，如下图 16 所示：

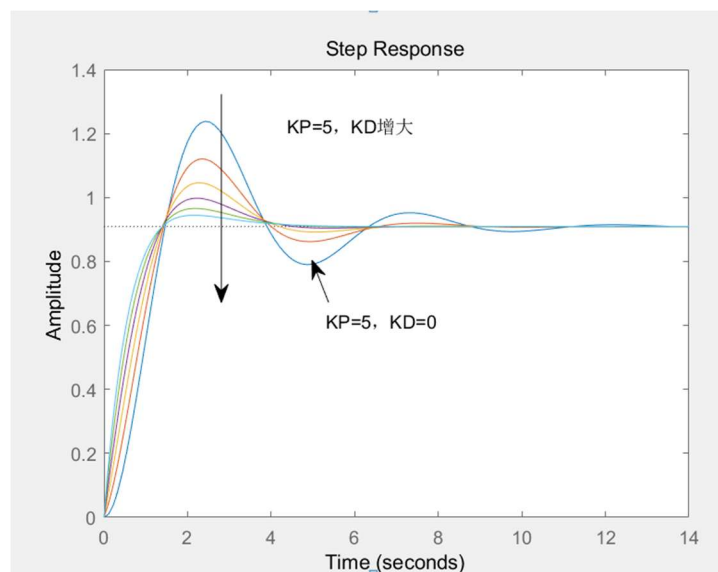


图 16

PD 校正下，系统稳态误差不变，超调减小，响应时间几乎不变，与上述分析结果吻合。

6) KI、KD、KP 不等于 0 (PID 校正)

综合三者的优势，可明显改善系统系统性能。先调节 K_p ，再调节 K_I ，最后调节 K_D 。直接在 $K_p=5$ ， $K_I=1$ 的基础上，调节 K_D 。

根轨迹变化如下图 17 所示：

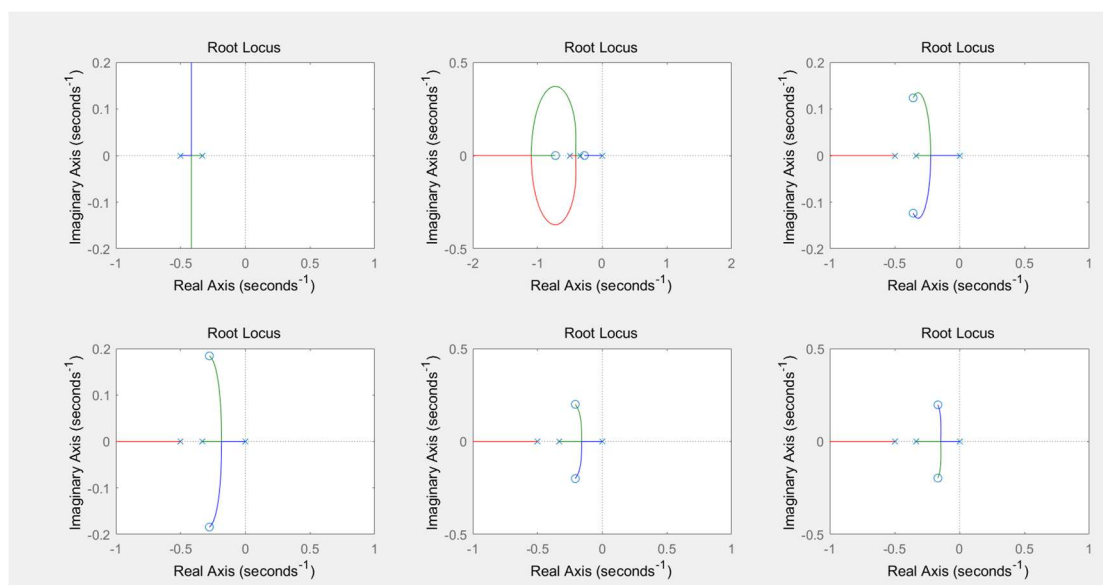


图 17

从根轨迹上看， K_D 的增大，使得主导极点阻尼比增大，系统超调减小，响应时间

几乎不变。

KD 变化时，bode 图变化如下图 18 所示：

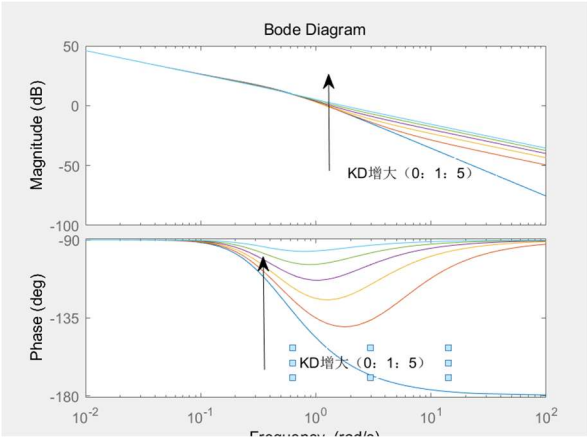


图 18

从 bode 图中，与 PD 矫正作用一样，KD 明显使 PM 增大，但系统高频噪声增大

综上，可以验证 PID 的一般规律，KP 系数加快响应速度，响应时间变快，KI 系数可明显改善系统稳态误差，但超调增大，减慢响应速度，响应时间变慢，KD 系数减小超调。

本报告所要研究的系统，解耦后得到两个系统，其方框图如下图 19、20 所示：

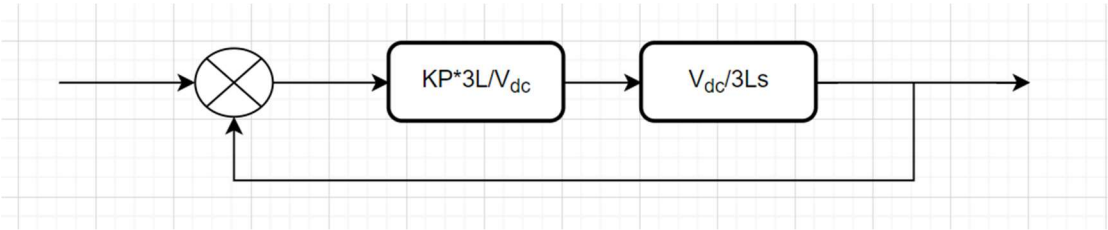


图 19

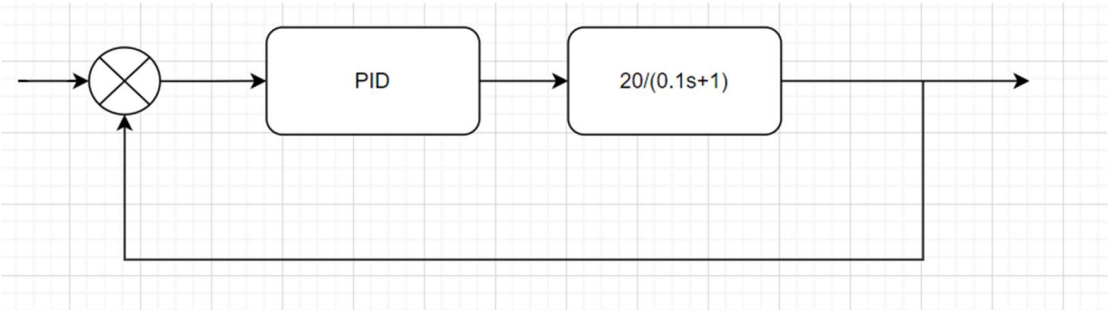


图 20

分别记两个系统为系统一与系统二。

系统一

系统的阶数是 1，型数是 1，无稳态误差，且原系统并无超调，所以 PID 参数设置，不需要添加 KI、KD，只需要设置合适的 KP，来加快响应速度。



图 21

调节 KP，根轨迹的变化如下图所示：

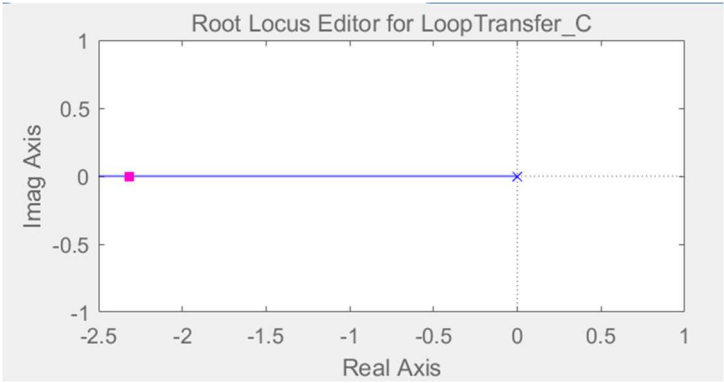


图 22

KP 越大，闭环极点距离虚轴的距离越远，响应越快。

Bode 图变化如下图所示：

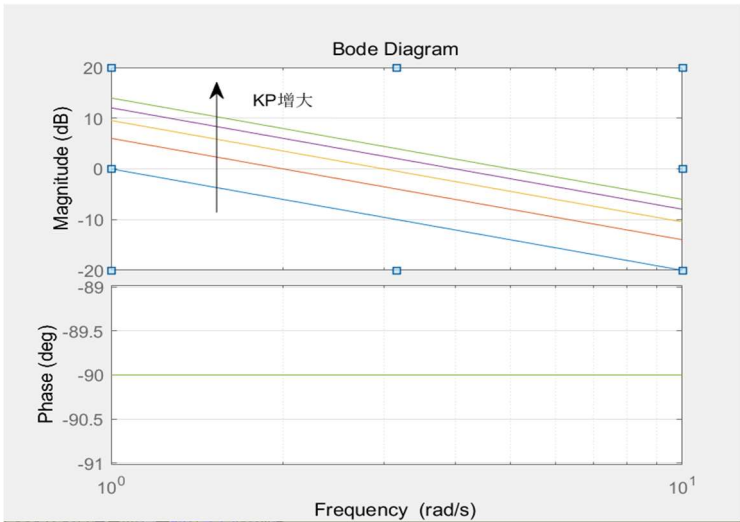


图 23

由于系统相位始终为 90° ， K_P 变化不影响系统的稳定性
阶跃响应变化如下图 24 所示：

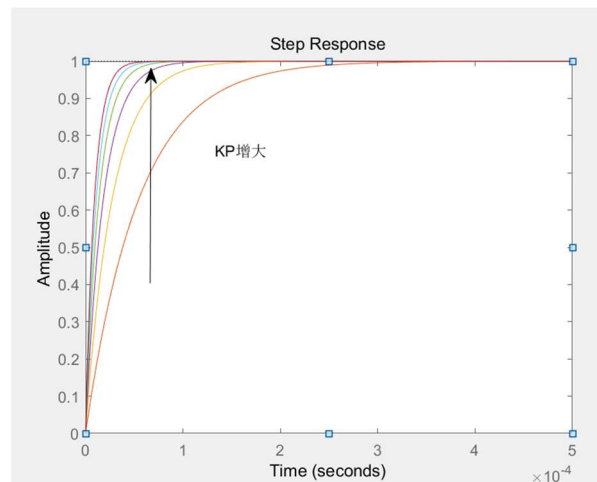


图 24

理论上， K_P 越大，响应速度越大，稳态时间越短。但在实际系统中，往往满足不了 K_P 的无限增大，要求 K_P 在 $1 \sim 5$ 范围，实际系统效果可观，且容易调节。

系统二

系统的阶数为 1，型数为 0，原系统无超调，需要改善的部分有稳态误差与响应时间，由以上分析得到的 PID 参数的作用，只需要添加 PI 矫正即可达到改善稳态与响应时间的目的，仍遵循先调 K_P ，后调 K_I 的原则。

调节 K_P 根轨迹变化如下图所示：

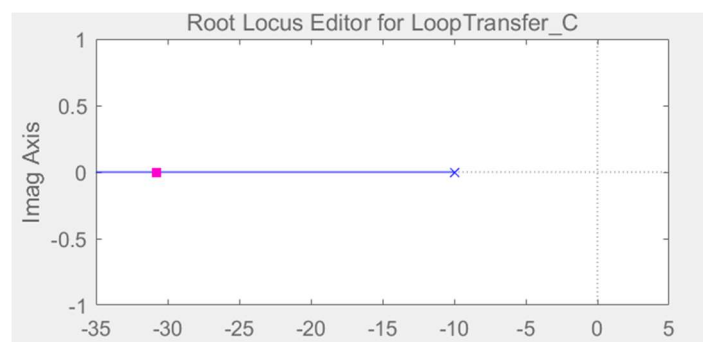


图 25

K_P 不改变根轨迹形状，但影响闭环极点的位置， K_P 越大，使得闭环极点距离虚轴越远。

Bode 图变化如下图所示：

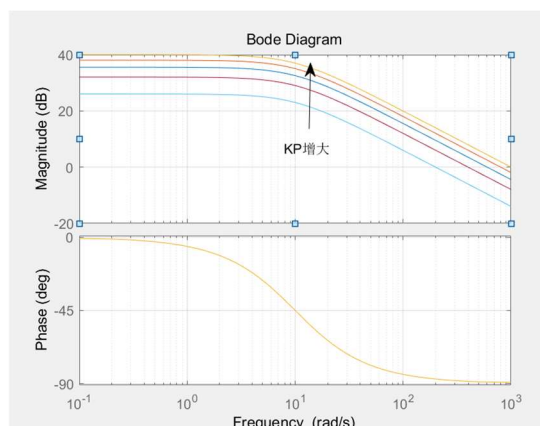


图 26

仍与上述分析相同，只影响赋值。

阶跃响应如下图所示：

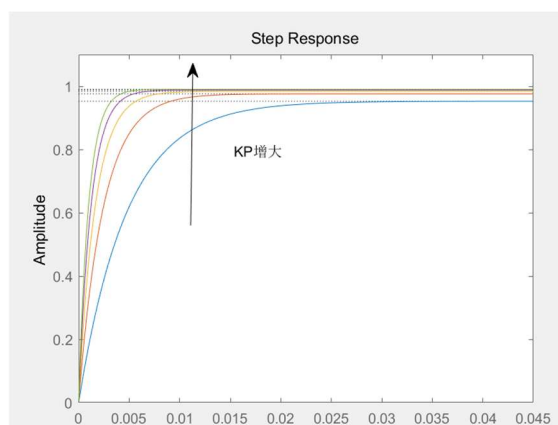


图 27

从图中可以看到。KP 增大，可以减小稳态误差，加快响应速度，缩短响应时间。

PI 矫正， $K_P=1$ ，添加 K_I ，根轨迹变化如下图所示：

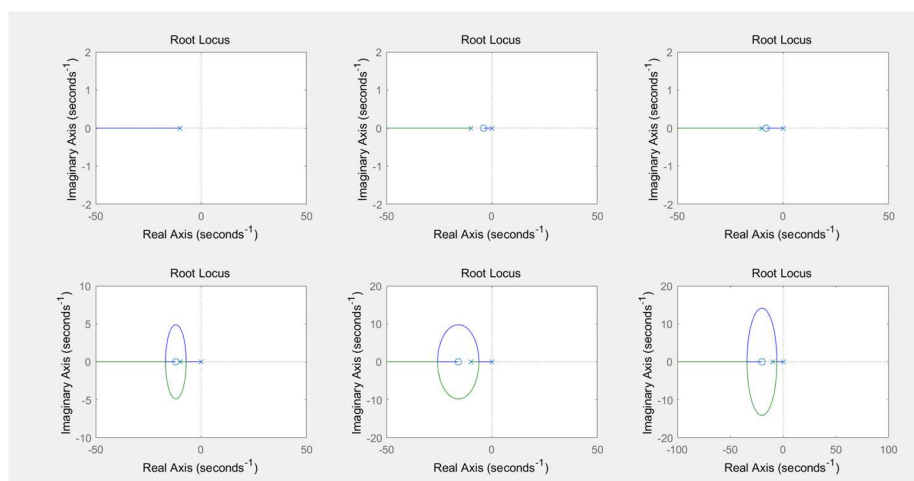


图 28

从根轨迹上看, K_I 的添加使得主导极点更接近虚轴, 会减低响应速度, 延长响应时间, 过高的 K_I 还会产生超调, 这些都是我们不希望得到的。

Bode 图变化如下图所示:

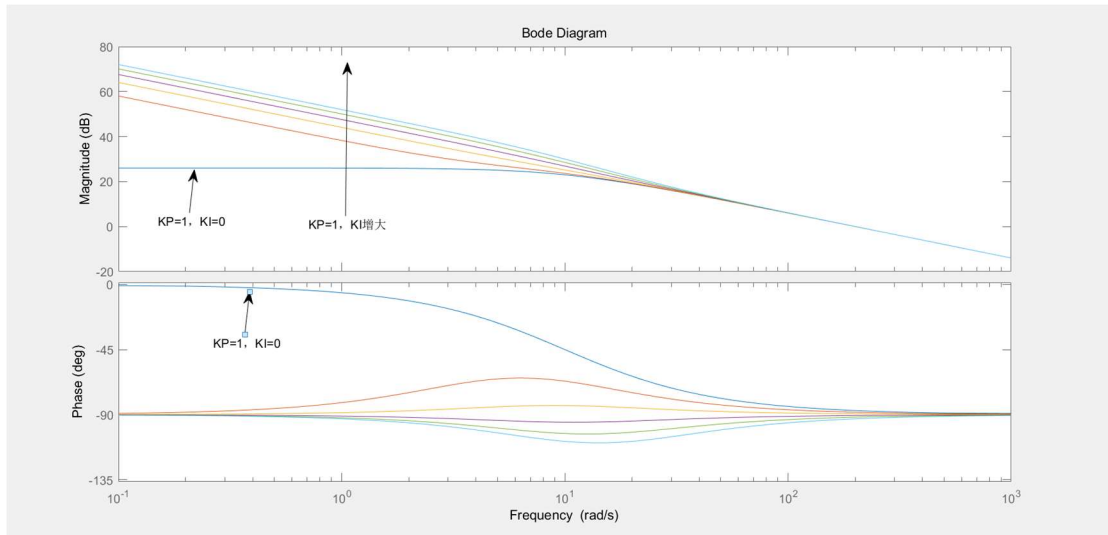


图 29

K_I 主要影响低频区域, 增加了系统的型数, 改善稳态误差, 这一点我们是希望的。

阶跃响应图如下图所示 30 所示:

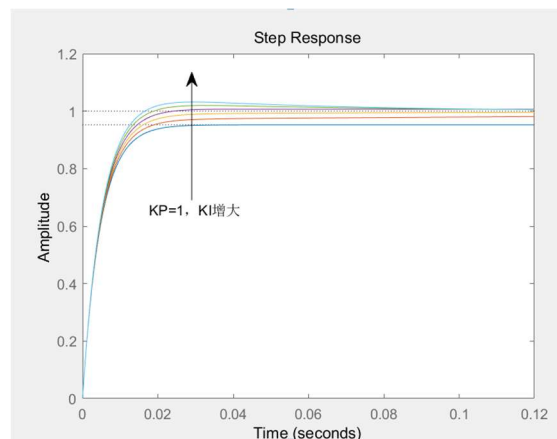


图 30

由阶跃响应图中, 就可以明显看到, K_I 环节使得稳态误差为 0, 但是减慢了响应速度, 过高的 K_I 还会使产生一定的超调, 由此可通过目的指标来确定 PID 参数的设置。

PID 的未来发展:

自适应 PID, 现代控制理论, 状态空间, 滑膜控制, 神经网络控制等等

PID 的局限性:

- 1) 适用于线性或小信号模型, 对非线性模型来说, 每种状态对应 PID 参数不同
- 2) 对多入多出系统控制难
- 3) 在实际系统的部分条件下, 部分 PID 矫正器物理不可实现

6、验证指标

指标 1: 三相 AC-DC 变换电路能根据数字设定自动调整功率因数, 功率因数调整范围为 $0.90 \sim 1.00$, 误差绝对值不大于 0.02 。

指标 2: 当 $U_i=28V$, I_o 在 $0.1A \sim 2.0A$ 范围内变化时, 负载调整率 $SI \leq 0.3\%$ 。

指标 3: 当 $I_o=2A$, U_i 在 $23V \sim 33V$ 范围内变化时, 电压调整率 $SU \leq 0.3\%$ 。

为简化指标的选择, 我们在设计控制器时采用当目标输出电压变化 $1V$ 时输出电压的超调量与稳态时间和输入 d 轴电流的超调量与稳态时间

三、仿真分析

1、数学仿真

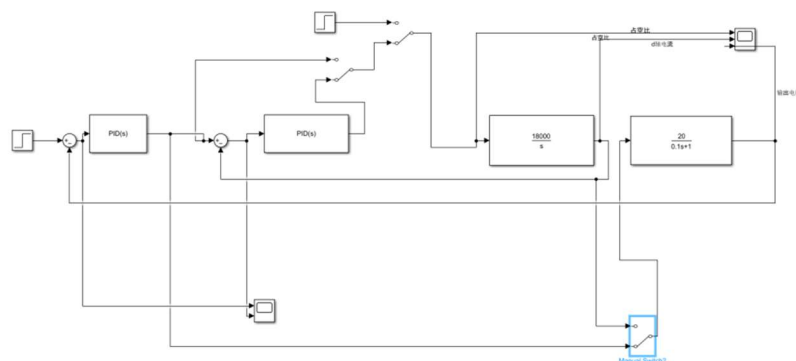


图 31

2、PID 参数选择的方法

方法一: 穷举 PID 参数法(不合适, 穷举不尽且累, 不普遍适用)

方法二: 经典控制理论手推法

设计零极点指定位置后手推。单入单出不关心其它变量时容易求, 故手推时需要互相解耦, 随后文中将证明这个的可行性, 但是内环部分的设计与外环部分相关联, 需要多次设计内环找到合适情况, 不合适

方法三：PID Tuner 法

这是一群专家为我们量身打造的优秀工具，大大减小了我们的辛苦，同时方便从频率和时间两大角度共同考察控制器的设计好坏，故选用。由于其易用性，后文将不再讨论 PID 参数选择的过程，只列出 PID Tuner 对应的指标

3、开环

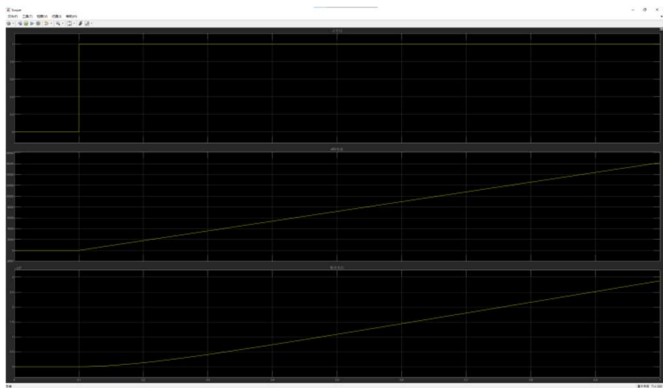


图 32

可见开环不稳定

4、单环和双环的对比

为使单环和双环对比公平起见，使用 PID Tuner，使其 Bode 图中的带宽与相角裕度和 step 对应的响应速度和软硬程度具有相似的量值

	Time: Response Time	Time: Transient Behavior	Frequency: Bandwidth	Frequency: Phase Margin
单环	0.2	0.6	10	60
双环	0.2	0.6	10	60

表 1

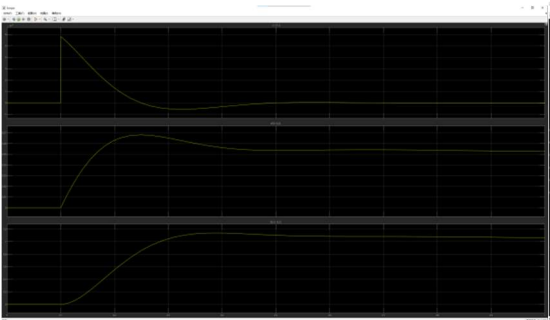


图 33

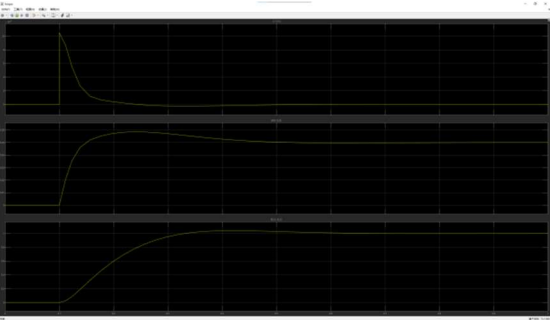


图 34

我们发现电压波形基本一致，但是单环电流尖峰明显高于双环电流尖峰。让我们换一组参数再试一次

	Time: Response Time	Time: Transient Behavior	Frequency: Bandwidth	Frequency: Phase Margin
单环	0.05	0.8	40	80
双环	0.05	0.8	40	80

表 2

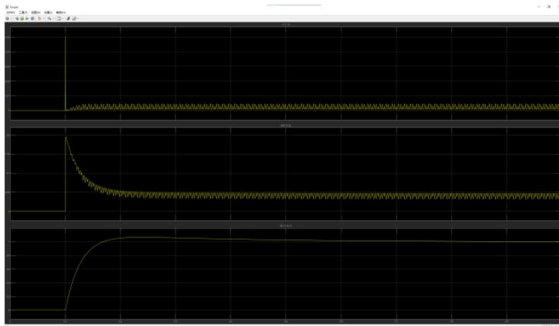


图 35

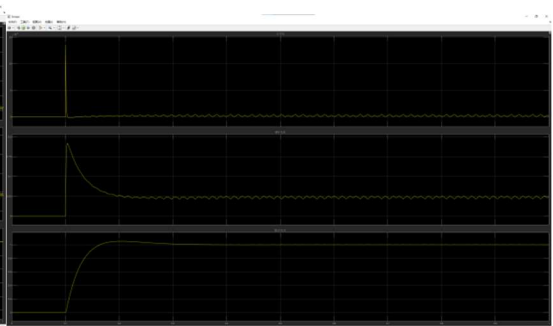


图 36

我们发现电压波形基本一致，但是单环电流震荡明显高于双环电流震荡。以上两组充分说明了双环的优势在于我们可以控制一些我们希望的量

5、双环

1) 内环与 1 的等效替换

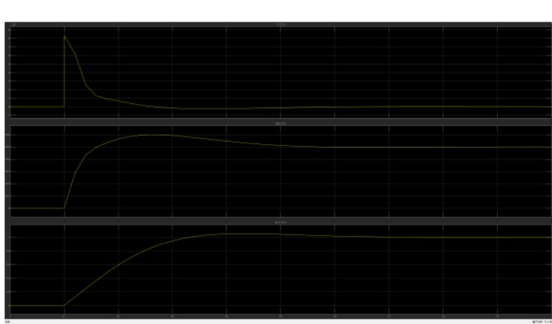


图 37：内环

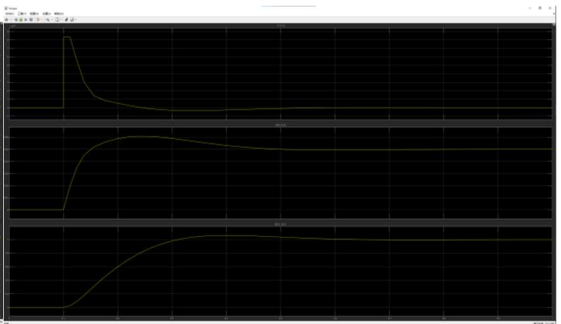


图 38：1

此处内环的响应速度比外环高 10 倍，可以看到，用 1 替换内环并对系统控制特性影响极小，于是我们在设计外环的时候可以忽略内环的影响，后根据外环再设计合适的内环，注意避免内环处震荡

2) Bode Diagram

使用 Linear Analysis 中的 Linearization Manager 对 PID 控制后的系统进行 Bode 图绘制

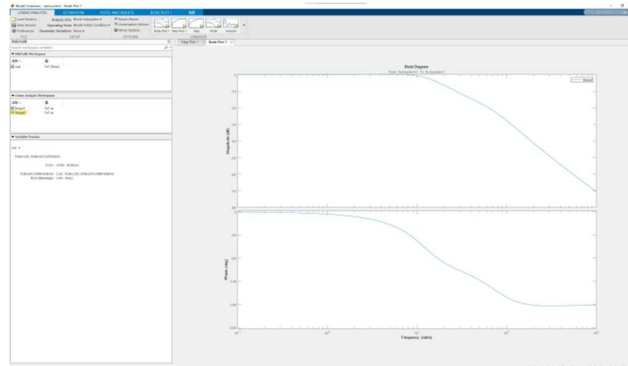


图 39

可见低通效果明显，相角裕度极大，幅值裕度也大

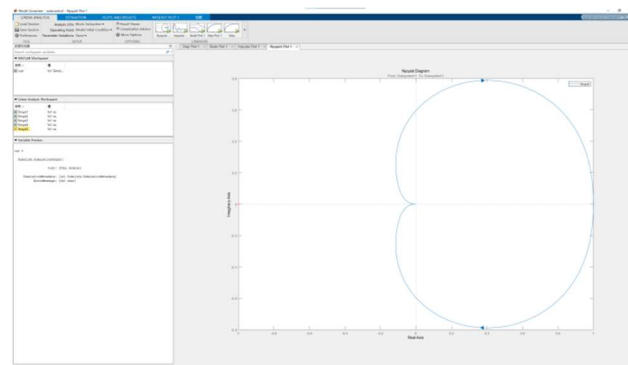


图 40

3) 零极点

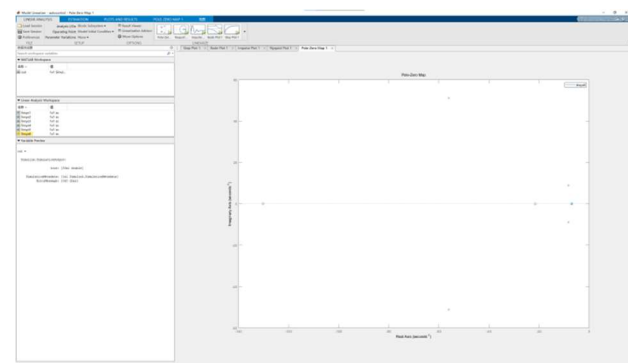


图 41

都在左半平面，有一零点极点影响几乎抵消，除此外主导极点在，阻尼比合适，衰减速度很快

6、电路仿真

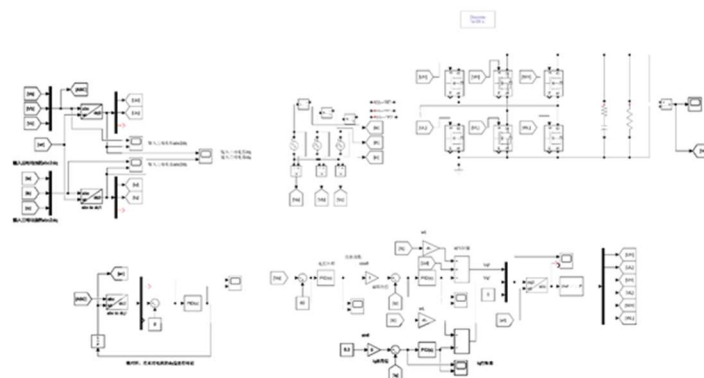


图 42：仿真电路图

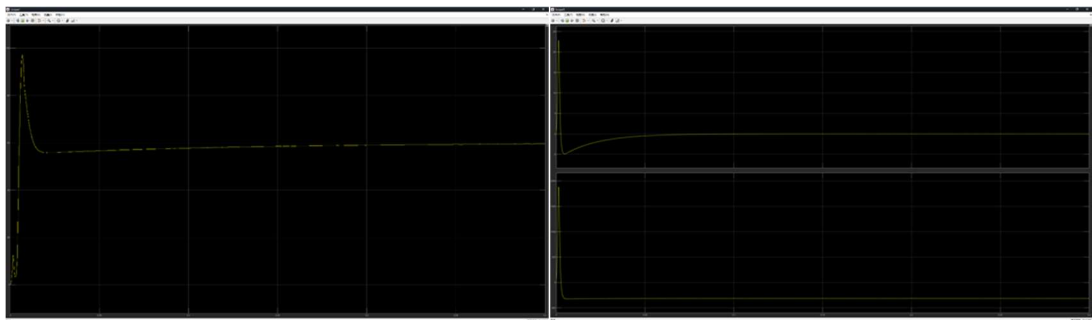


图 43

图 44

四、结论与反思

总结：本系统采用电压电流双闭环 PID 控制方法实现输入侧功率因数校正和输出侧稳压。输出电流变化时，负载调整率为 0.2%。交流输入线电压变化时，电压调整率为 0.1%。功率因数在 0.9~1.0 范围内步进可调，且误差绝对值为 0.008，成功地完成了所设定的性能指标。

在三相整流器 dq 同步旋转坐标系下 PID 控制的电压电流双环控制中，我们使用 PID 调节实现了较好的性能指标，包括电压调整率、负载调整率、效率、功率因数实际值与期望值之差。然而，PID 控制并不是万能的，它对多入多出系统控制难，且只适用于线性或小信号模型，对非线性模型来说，每种状态对应 PID 参数不同。并且，在实际系统的某些条件下，部分 PID 矫正器物理不可实现。

在团队分工方面，本报告内容上引言由肖婷筠(工程背景与研究意义)和赤运宸(方案对比)完成，原理分析及参数设计由柯依娃(方框图、双环单环比较近似)、