# 第一天 20230118

|  |  |
| --- | --- |
| 调试内容 | 1、dq轴电流环的跟踪性能还可以，采用Kp=1.04，τi=4ms。    d轴电流环阶跃测试    q轴电流环阶跃测试  转速环阶跃响应波形也还可以，没有明显问题。    转速阶跃波形，阶跃幅度10%  2、转速高了之后特别容易失控，失控的原因是进了电压限制，电流控不住。把SVPWM模块的计算电压值从600V提高到800V，实际母线电压仍是600V，该问题有好转。  转速高了之后特别容易进电压限制导致电流不受控的原因找到了，是因为计算电流环前馈量时多乘了一个极对数Np，见下面的示意图。因为标么化之后有，不用再乘以极对数。乘以极对数之后就会导致电流前馈量过大，进而进电压限制。修复该问题后可以实现0~100%加速了。    3、初步判断simulink中离散PID模块的I参数设的就是Ki，不是τi。把PI模块的误差给固定值1，积分1s得到的数据就是Ki，波形截图从略。  4、当三相交流电压用cos函数表示时，SVPWM扇区图的扇区1为0~60°范围。当三相交流电压用sin函数表示时，SVPWM扇区图的扇区1为-30°~30°。实际上无论是用cos函数表示还是用sin函数表示，扇区1都是同一块位置。见下图，当三相交流电压用sin函数表示时，-30°~30°代表的位置就是下图中从坐标原点过来60度（注意此时坐标原点不是0°起始点）。    5、经过对比，仿真模型中用的SVPWM模块与网络帖子《[彻底吃透SVPWM如此简单 - 知乎 (zhihu.com)](https://zhuanlan.zhihu.com/p/414721065)》中推导的SVPWM算法是一样的。我简单看了一下应该也是对的。CLVC调速的时候怎么就那么容易进入电流不受控的区域呢？  6、Id中有明显的6倍频谐波，Iq中有明显的5倍频谐波。    Id中的6倍频谐波    Iq中的5倍频谐波 |
| 问题记录 |  |

# 第二天 20230119

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| 调试内容 | 1、TI的文档《用户指南fInstaSPIN-FOC™ 和 InstaSPIN-MOTION™》里的电流环和速度环设计方法。  1）其在设计电流环时采用Ki去对消控制对象的极点，使电流环闭环传递函数变成一阶，然后再根据电流环带宽选择Kp。  2）其在设计速度环PI时考虑了电流内环，根据速度环带宽和电流环带宽的关系选取速度环Ki，选取好速度环Ki之后速度环开环穿越频率*ωc*跟着确定，然后根据*L(ωc)=1*计算得到速度环Kp。  点评  1）用Ki去对消电流环控制对象的极点，即取 。根据控制对象的时间常数去取PI调节器的时间常数，有一定的合理性。控制对象时间常数越大PI调节器的时间常数也相应取大，控制对象时间常数越小PI调节器的时间常数也相应取小。但是这样设计出来的PI调节器动态响应受到控制对象的影响，当控制对象时间常数较大时，电流环动态响应可能也比较慢。  2）其在设计电流环时没有考虑电流采样到发波的1.5Tctrl延时影响。  3）该文档中是通过取速度环带宽来设计速度环的，确定速度环带宽为电流环带宽为电流环带宽的后，然后再取速度环PI调节器转折频率（这样可以得到最大的速度环相位裕度）即得速度环PI。  2、当前的仿真模型中，三角载波和三相调制波的变化步长都是1us，跟仿真步长一致。并且三角载波模块不支持设置采样时间，应该是默认采用仿真模型的采样时间。另外，把波形放大之后可以看到在仿真过程中有变步长现象存在。    Tcmp1和T\_Carrier的变化步长（1us仿真步长）    Tcmp1和T\_Carrier的变化步长（10us仿真步长）  在翻过几页波形之后，暂时没有发现PWM调制模块中Tcmp1（调制波）连续穿越2次T\_Carrier（三角载波）的现象。  2、将速度环、电流环PI调节器的采样时间改成Tctrl后，仿真波形和原来没有什么变化。  3、仿真模型无论把载波调制模块的死区时间设成多少（0.1us~5us），Isd中的6倍频谐波都跟昨天差不多大的。不知道这个6倍频谐波是哪里来的。  我们常常说死区效应会导致电流中出现6倍频谐波，其机理是什么样的呢？作用机理应该是在发波电压的过零点处，死区效应影响增大，导致输出电压畸变，继而输出电流畸变。该畸变在abc轴电流中表现为5/7次谐波的形式，故dq轴电流中表现为6倍频谐波的形式。  仿真中发现逆变桥输出电平相对于开关管驱动信号滞后了1.5us左右（并且这个1.5us还不是固定的，一直小幅变动）。这个应该是仿真模型函数块执行的先后顺序导致的。这个现象应该不是导致Id中出现6倍频谐波的原因。因为这个现象只导致Uabc滞后1.5us，不会导致Uabc畸变。    U相桥臂电平相对于U相开关管驱动滞后了1.5us  将仿真模型改成I/F控制，电流环调到很弱，PWM调制模块的死区时间设0，，Vd中的6倍频谐波已基本没有Isd中的6倍频谐波依然存在，并且随着转速的升高越来越大。初步判断Id中的6倍频谐波不是控制带来的，可能是电机模型的原因。    Vd中已没有6次谐波，Id中依然有6次谐波    Id中的6倍频谐波随着转速升高增大  4、在仿真步长为1us的情况下，分别设置PWM调制模块死区时间为1us和2us，最终输出的PWM波死区时间为：   |  |  |  | | --- | --- | --- | |  | 上升沿 | 下降沿 | | 1us | 1us | 1.6us | | 2us | 2.6us | 2.3us |   而且上表中的实际死区时间还不是固定的，一直在变，可见用MATLAB模拟死区效果不是很好。计划把PWM调制模块中的死区时间设0，不用死区了。 |
| 问题记录 |  |

# 第三天20230120

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| 调试内容 | 1、simulink中，将scope中的波形保存到workspace后，使用如下的方式引用。    引用保存到workspace的示波器数据的方法  2、simulink中给信号先添加了名字之后，把label删掉，信号线的名字还是在，只是不显示而已。  3、验算电机的感应电动势。   |  |  |  |  |  | | --- | --- | --- | --- | --- | |  |  | *Vd* | *Vq* | *ωe\*Ψf* | | 转速点 | 50% | 0V | 125.6588V | 125.3322V | | 60% | 0V | 150.4803V | 150.3987V |   在0.5倍额定转速的时候，控制环路中的q轴电压是125V，此时电机端口的反电动势也是125V，表明控制环路中的Vd、Vq标幺值和电机端口的电压（做dq变换之后）是对得上的，Vd、Vq送到SVPWM模块发波之前，只需要乘上电压基准值即可。  4、simulink scope页面的空格键是启动仿真的快捷键，不能随便按。  5、滑模观测器暂定两大研究点，1）电机参数变化是否会影响电机观测器增益的稳定边界，即当电机参数出现偏差之后，原来能使观测器收敛的增益，现在不能使观测器收敛了。2）低通滤波器的引入是否会导致观测角度相对真实角度产生延迟，产生的延迟有多大。  6、观测器锁相环不收敛原因。在用测试信号测试锁相环时，出现了锁相角度不收敛的情况，一直是0或者+2π或者-2π。其现象如下图所示。    锁相环锁相角度不收敛现象  经过分析，锁相环角度不收敛的原因有二：1）锁相环数据都是标么化的，锁相出来的转速是标么化转速，应该乘以*ωebase*之后再去做角度积分。原锁相环中没有乘这个*ωebase*，导致等效的锁相环非常弱，无法收敛。2）锁相环收敛需要1.5s左右，原来的仿真时长设的0.1s。    锁相环没有乘以Webase    锁相环收敛时间（带宽20Hz，转折频率5Hz） |
| 问题记录 |  |

# 第四天 20230125

|  |  |
| --- | --- |
| 调试内容 | 1、滑模观测器调试好后，观测角度的误差似乎与、的低通滤波器的截止频率选取没有关系，低通滤波器的截止频率无论是选择为1000Hz还是100Hz，观测角度的稳态误差都是8°左右。    观测角度误差（1000Hz低通滤波）    观测感应电动势（1000Hz低通滤波）    观测角度误差（低通滤波器100Hz）    观测感应电动势（100Hz低通滤波）  2、粗略把SMO的角度观测值调出来了，观测器增益临时取的2。  3、初步定明天的测试计划是测试观测器增益最小值hmin的取值，并且测试观测器的收敛边界。 |
| 问题记录 |  |

# 第五天 20230126

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| 调试内容 | 1、各个分量占hmin的大小。CLVC运行，查看hmin的公式中各个分量占hmin的大小分别是多少。    hmin\_alpha各分量的占比    hmin\_beta各分量的占比  2、观测感应电动势的低通滤波器（LPF）截止频率要设到很小很小时才能得到比较光滑的转速，该现象的原因找到了，因为低通滤波器的采样频率没有设成Tctrl。    观测感应电动势低通滤波器采样频率没有设成Tctrl  3、在解决了LPF采样时间bug之后，仿真实测滑模观测器观测角度延迟与LPF截止频率的关系。以下是电机运行频率60Hz、LPF截止频率分别取100Hz、200Hz、500Hz和1000Hz时的观测角度延迟。   |  |  |  |  | | --- | --- | --- | --- | | LPF截止频率 | 理论计算LPF相移 | 实测LPF相移 | 观测角度延迟 | | 100Hz | -31° | -30.7° | -35.5° | | 200Hz | -16.7° | -16.6° | -21.5° | | 500Hz | -6.8° | -6.8° | -11.8° | | 1000Hz | -3.43° | -3.42° | -8.6° |   从上表中可以看出：1）实际的SMO观测角度延迟与LPF在60Hz处的相移基本一致，可以认为观测角度延迟的主要原因就是低通滤波器（Low Pass Filter，LPF）。2）观测角度延迟中除了LPF导致的延迟外，还有一个其它因素导致的-5°左右的相位延迟。该因素暂未找到。  以下是低通滤波器截止频率取100Hz时的观测角度延迟。    观测角度延迟（低通滤波器截止频率100Hz）  另外，在测试中还发现数字低通滤波器输出信号相对输入信号的相位延迟与理论分析不一致，理论上低通滤波器的相移计算公式如下：    该公式表明低通滤波器的相移应该是随着输入频率的升高而增大，在截止频率处相移是-45°，在无穷大频率处是-90°。但是实测和数字滤波器输出信号相对于输出信号的相位延迟，其结果如下图。从下图中可知实际数字低通滤波器对输入信号的相移在0~500Hz时的确是随着输入频率的提高相移越来越大，但是过了500Hz以后，随着输入频率的提高输出信号相对输入信号的相移不再增大，而是逐渐减小。这一现象可能是由低通滤波器经过后向差分数字化过程导致。    实测数字LPF相移  4、观测感应电动势和中的谐波分量。  将LPF之前的观测感应电动势做FFT分析，其频谱如下图。由该频谱可知观测感应电动势的谐波主要集中在3000Hz~7000Hz频率段，并且谐波幅值还挺大，基本接近基波幅值。    观测感应电动势中的谐波  5、滑模观测器的收敛边界验证  通过理论分析，滑模观测器的增益h满足下式时滑模观测器才收敛。    实测在电机CLVC 1pu转速运行时，上式大于号右边最大值为0.8，也就是说h<0.8时滑模观测器无法收敛。实测取滑模观测器的增益为0.75                    有上面的测试结果可知，当观测器增益达到1.8时，观测Iα才能跟实际Iα一致，为什么最终使观测电流跟上实际电流的增益h比理论分析大这么多？还有待分析。  不过有趣的是即使观测电流跟不上真实电流，锁相环依然能跟上电机转子的真实角度，因为此时虽然vα,vβ呈方波状态（正常h取的合适时vα,vβ应该呈高频的PWM波），但是低通滤波能得到一个类正弦波形，如下图所示。对该类正弦波形锁相依然能得到转子磁场角。    H较小时观测感应电动势呈方波形状 |
| 问题记录 | 为什么h取的很大时IalphaEst的基波分量才等于Ialpha，明天再查一下。 |

# 第六天 20230127

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| 调试内容 | 1、初步找到了滑模观测器增益h取到不低于hmin的值时，观测电流的基波分量高于实际电流的基波分量的原因。其原因在于在观测电流调节的过程中，其上升速率很快而下降速率很小。如下图所示。    观测电流上升速率很大，下降速率很小  之所以上升速率很大而下降速率很小，是因为观测电流的递推公式为：    在定子电阻项和αβ交叉耦合项实际占比较小，可以忽略。那么观测电流的递推公式可以表示为：    假设滑模观测器增益取1.4，则当时vα=-1.4，当时vα=1.4，在Uα的峰值点处，Uα的值约为0.8。那么在电流分别上升和下降的时刻电流的累加量为：   |  |  | | --- | --- | |  | 电流上升时 | |  | 电流下降时 |   由上式可知观测电流高于实际电流的主要原因是观测电流在上升和下降时的累加量不一致，在时以的步长进行积分，在时以的步长进行积分。于是就造成了观测电流高于真实电流。而且从前面的分析可以，这一现象在Uα比较大时尤其明显，因为此时上升和下降时的累加量差异更大。这一点可以从前面的仿真波形中得到证实。  2、观测感应电动势的幅值要大于定子电压时，和才具有两个方向上的调节能力。因此h可以粗略取为Uαβ幅值的1.5~2倍。  3、锁相环输出转速纹波达到+4/-2的原因。  在仿真无LPF滑模滤波器的过程中发现如果拿掉LPF，锁相环锁相转速的纹波可以达到+4/-2那么大，其中+4明显大于Kp\*Err，似乎是个异常现象。经过分析后发现其是正常现象，因为+4的纹波中还有一部分是PI调节器积分量。如下图所示。    通过PI调节器输出查看积分器的值  4、理论分析滑模观测器拿掉低通滤波器（LPF），直接拿脉振形式的vα,vβ去锁相似乎也是也是可行的。  首先，锁相环的误差输入为：    上式中K2是vα,vβ的幅值。如下图所示，当时vq的值为正，正的vq将使锁相环转速增加，从而锁相角度尽快上升到真实角度。当时vq的值为负，负的vq将使锁相环转速减小，从而锁相角度尽快降低到真实角度。也就是说无论锁相角度误差为多少，vq都将使锁相角度逐渐减小。    当锁相角度误差在0°或者±180°附近时，vq近似为，此时dq变换环节的输出相对于输出的比，即此时dq变换环节可以等效为一个增益为K2的放大环节。    当锁相角度误差在90°附近时，vq近似为，此时dq变换环节的输出相对于输出的比，即此时dq变换环节可以等效为一个增益为0.637\*K2的放大环节。    当锁相角度误差在0~90°之间时dq变换器的等效增益将在K2~0.637K2之间变化。当锁相角度误差在180°附近时vq近似为，此时dq变换环节的输出相对于输出的比，即此时dq变换环节可以等效为一个增益为0的放大环节。    当观测角度误差在90°~180°之间时dq变换器的等效增益将在0.637K2~0之间变化。  至此可以总结如下，当观测角度误差在0~90°之间，锁相环的增益最大只衰减0.637倍，此时锁相环依然居于很强的收敛到真实角度的能力。当观测角度误差在90°~180°之间时锁相环增益会随着角度误差的增大而下降，在180°时完全下降到0，锁相环完全不收敛。但是由于电机转速是一个慢变化量，电机转子旋转360°电角度，其中只有一小段锁相环的收敛增益很小，大部分时间锁相环的收敛能力都很强。基于此，可以直接把脉振形式的vα,vβ送到锁相环中用来做角度锁相（转速观测）。  5、实测拿掉LPF后，如果限制PLL中PI调节器的输出（测试中限的3），则观测角度和真实角度之间会永远跟不上，永远差一个差值。原因未知。  6、拿掉LPF后，也可以实现转子角度观测，并且观测角度和真实角度之间再没有延迟了。    拿掉LPF后SMO的观测角度和观测角度误差 |
| 问题记录 | 1、明天要分析一下拿掉LPF后，锁相转速和角度误差中的谐波成分。 |

# 第七天 20230128

|  |  |
| --- | --- |
| 调试内容 | 1、滑模观测器拿掉LPF后，送给锁相环的vα,vβ是PWM形式的方波，锁相环的误差也为方波有数据溢出的风险，需要合理选择锁相环PI调节器的限幅值，以免饱和。  锁相环的误差输入如下：    在没有LPF的情况下，vα,vβ均为幅值h的方波，代入上式后得vq的幅值为    由上式可知vq的最大值为。PI调节器的积分器一般保持为电机实际转速，P分量跟随误差大小变化，则PI调节器最大与最小输出分别为：    锁相环PI调节器的输出需要大于上面的最大最小值才能保持锁相环PI有足够的调节能力。  在滑模观测器增益为1.4，锁相环Kp为1.667，电机真实转速为1时上式计算出来的，，也就是说当PI调节器的误差限幅小于4.299时锁相环将损失部分调节能力，这种转速被限幅的问题会造成观测角度存在静差。原因是在PWM形式的误差输入下，PI调节器的I分量起的作用比较小，占主要作用的是P分量，在限幅时观测角度存在静差。  2、在直接把PWM波形式的vα和vβ送到锁相环之后，锁相转速和锁相角度误差（相对于CLVC角度）中的谐波分量如下。从下面的频谱图可以看出转速与角度误差中的谐波分量主要集中在2000Hz~7000Hz频段，此外观测角度误差中还有一个比较大的10kHz（控制频率）的分量。除了特定频率的谐波外，观测转速和观测角度误差中还有很大的噪声。    锁相转速和锁相角度误差中的谐波分量  3、滑模观测器的低速性能。 |
| 问题记录 |  |