

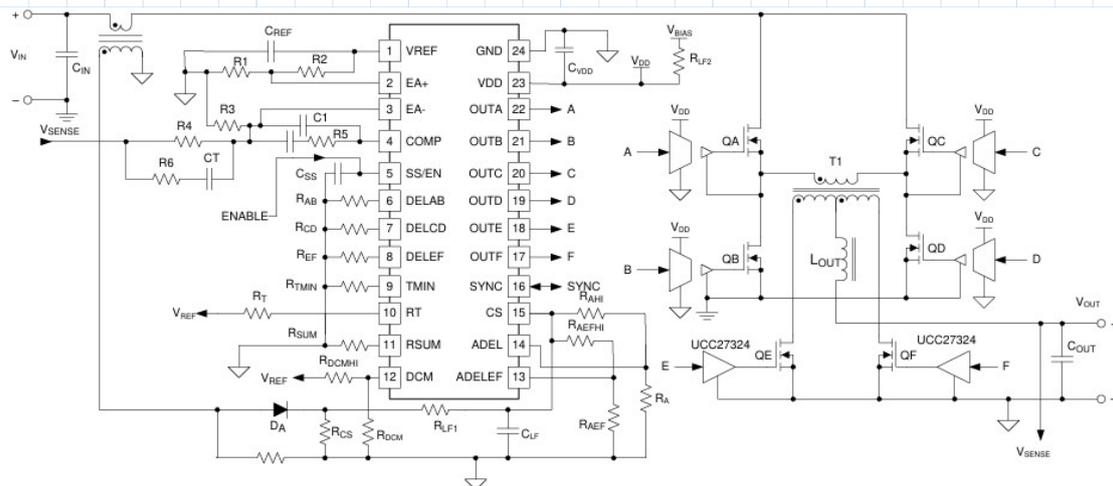
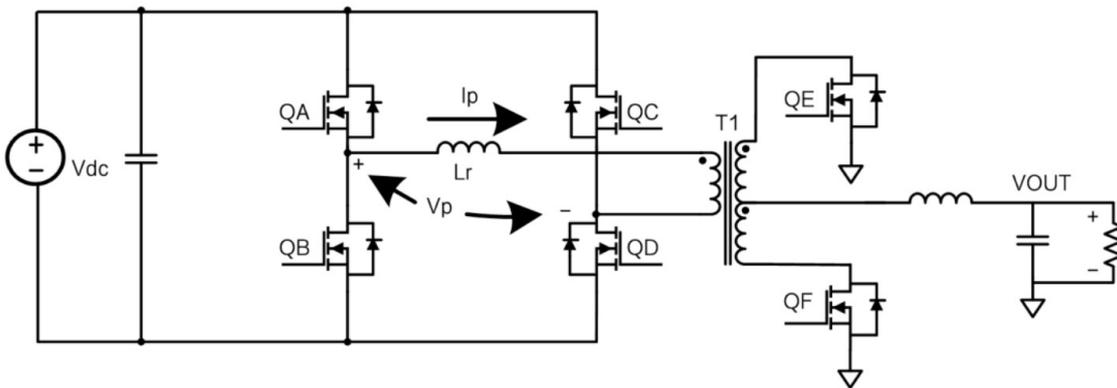
一. 设计概述

1. 设计规格与要求

说明	最小值	典型值	最大值
输入电压	261	350	550
输出电压	24	28	32
连续输出功率	/	1800W	2000W
允许的Vout瞬变	/	/	200mV
满负载效率	85%	85%	/

2. 设计主功率拓扑

设计选型移相全桥作为主功率拓扑，采用UCC28951作为其PSFB控制主芯片：



备注：UCC28951的国产替代方案为：CSV39951

二. 变量定义

1. 已知相关设计指标和参数:

$V_{in_norm} := 385 \text{ V}$ 设定输入额定电压

$V_{in_max} := 550 \text{ V}$ 设定输入最高电压

$V_{in_min} := 261 \text{ V}$ 设定输入最低电压

备注: 如输入为190V应更新变压器设计

$P_{out_norm} := 1800 \text{ W}$ 设定输出额定功率

$P_{out_max} := 2000 \text{ W}$ 设定输出最大功率

$V_{out_norm} := 28 \text{ V}$ 设定输出额定电压

$V_{out_max} := 32 \text{ V}$ 设定输出最大电压

$V_{out_min} := 24 \text{ V}$ 设定输出最小电压

$V_{TRAN} := 0.2 \text{ V}$ 设定系统允许的瞬态电压

$I_{out_max} := 80 \text{ A}$ 设定输出最大电流

$\eta := 85\%$ 设计整机效率 (满载)

2. 根据如上的参量信息, 可计算出以下参数:

$$I_{out_norm} := \frac{P_{out_norm}}{V_{out_norm}} = 64.286 \text{ A} \quad \text{输出额定电流}$$

3. 按照移相全桥主拓扑选型方式, 设定如下参数:

$f_{s_sw} := 200 \text{ kHz}$ 开关管频率数值

$D_s := 32.5\%$ 设定输入额定情况下的开关管最大占空比

$D_{max} := 2 \cdot D_s = 0.65$ 拓扑上下管的最大占空比

$T_{sw} := \frac{1}{f_{s_sw}} = 5 \mu\text{s}$ 开关管周期数值

三. 系统功率组件的计算与选型

1. 变压器的计算与设计

1. 变压器的初级最小磁化电感计算

按照输入电压最低、输出电压最高的工况，计算变压器原副边的变比为：

①估计选用FET压降为 $V_{RDSON} := 0.35 \text{ V}$

②参考变压器初级与次级匝数比等于电压比值计算 N_{PS}

$$N_{PS} := \frac{(V_{in_min} - 2 \cdot V_{RDSON}) \cdot D_{max}}{V_{out_max} + V_{RDSON}} = 5.23$$

$$N_{PS} := \text{round}(N_{PS}, 2) = 5.23$$

按照实际的工厂参数确认 N_{PS} 为： $N_{PS} := 5.23$

③基于平均输入和输出电压计算的典型占空比为：

$$D_{TPY_AVG} := \frac{(V_{out_norm} + V_{RDSON}) \cdot N_{PS}}{(V_{in_norm} - 2 \cdot V_{RDSON})} = 0.386$$

④计算在输入为最低电压数值下的占空比 D_{TPY_MAX}

$$D_{TPY_MAX} := \frac{(V_{out_max} + V_{RDSON}) \cdot N_{PS}}{(V_{in_min} - 2 \cdot V_{RDSON})} = 0.65$$

其 D_{TPY_MAX} 结果小于最大设定占空比，低电压适配变压器 N_{PS} 计算。

⑤计算在输入为最高电压数值下的占空比 D_{TPY_MIN}

$$D_{TPY_MIN} := \frac{(V_{out_min} + V_{RDSON}) \cdot N_{PS}}{(V_{in_max} - 2 \cdot V_{RDSON})} = 0.232$$

其 D_{TPY_MAX} 结果小于最大设定占空比，高电压适配变压器 N_{PS} 计算。

⑥为了将输出电容的均方根电流保持为尽可能小的值，选择使用输出电感 L_{OUT}

滤波。考虑输出电压和效率的要求，设定输出电感的纹波系数为： $K_{rp} := 0.1$

⑦可计算变压器初级电感纹波电流为：

$$\Delta I_{L_{OUT_AVG}} := \frac{P_{out_max} \cdot K_{rp}}{V_{out_norm}} = 7.143 \text{ A}$$

$$\Delta I_{L_{OUT_MIN}} := \frac{P_{out_max} \cdot K_{rp}}{V_{out_max}} = 6.25 \text{ A}$$

⑧基于平均输入输出电压情况下的变压器初级最小磁化电感计算:

$$L_{MAG_AVG} := \frac{V_{in_norm} \cdot (1 - D_{TPY_AVG})}{\frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}} \cdot 0.35}{N_{PS}} \cdot f_{s_sw}} = 2.473 \text{ mH}$$

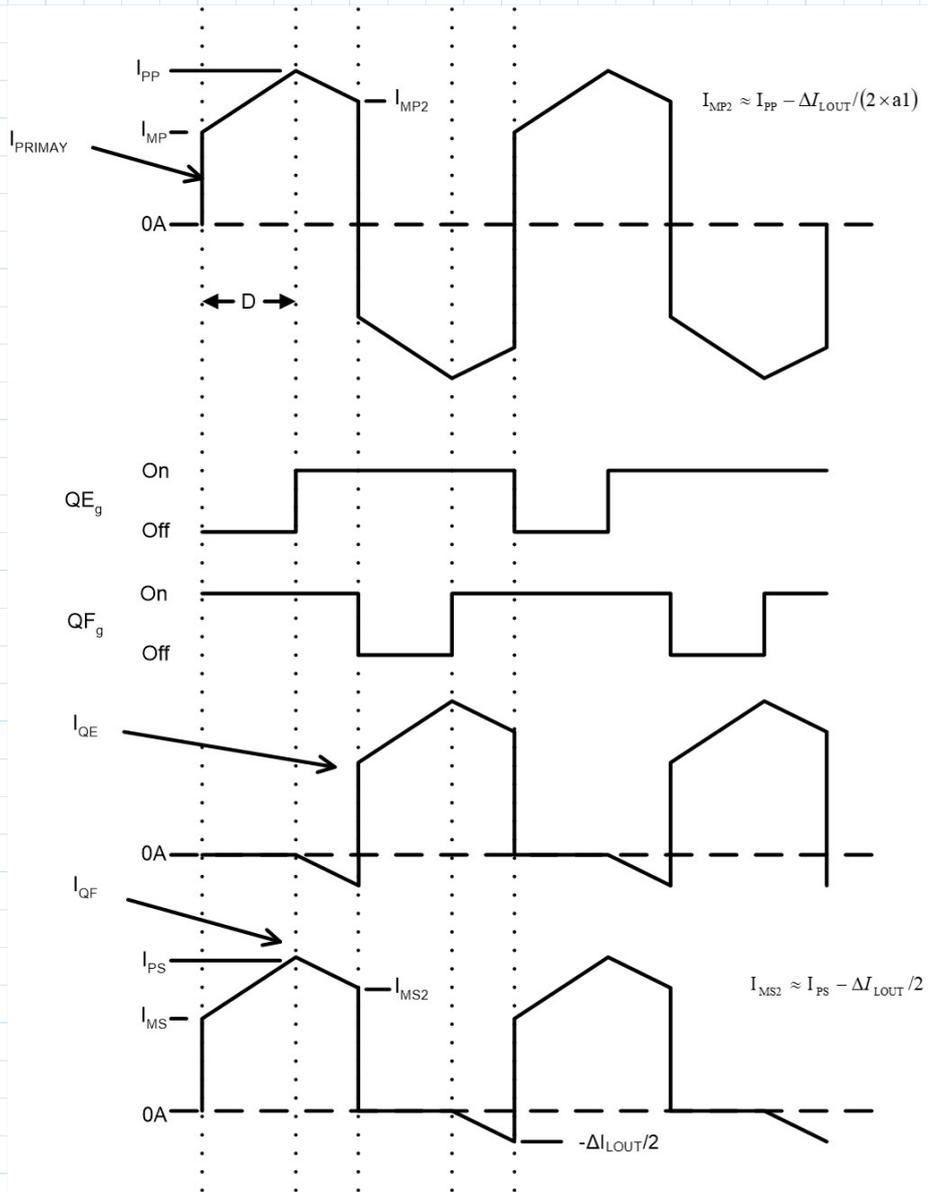
⑨计算在输入电压最大数值下的变压器初级最小磁化电感 L_{MAG_MAX}

$$L_{MAG_MAX} := \frac{V_{in_max} \cdot (1 - D_{TPY_MIN})}{\frac{\Delta I_{L_{OUT_MIN}} \cdot 0.35}{N_{PS}} \cdot f_{s_sw}} = 5.051 \text{ mH}$$

根据以上的数值计算, 要求变压器设计匝数比为5.23, L_{MAG} 数值大于5mH。

2. 变压器的均方根电流计算

下图显示了变压器的初级电流和同步整流器电流 (即为变压器的次级电流) 分别于同步整流器栅极驱动之间的关系。



按照输出电感纹波电流等数据，可以计算变压器次级总均方根电流： I_{SRMS} 。

①计算变压器次级电流：

$$I_{PS} := \frac{P_{out_max}}{V_{out_norm}} + \frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{2} = 75 \text{ A}$$

$$I_{MS} := \frac{P_{out_max}}{V_{out_norm}} - \frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{2} = 67.857 \text{ A}$$

$$I_{MS2} := I_{PS} - \frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{2} = 71.429 \text{ A}$$

②当能量输出到变压器次级时的均方根电流为：

$$I_{SRMS1} := \sqrt{\left(\frac{D_{max}}{2}\right) \left(I_{PS} \cdot I_{MS} + \frac{(I_{PS} - I_{MS})^2}{3} \right)} = 40.738 \text{ A}$$

③当 Q_E 和 Q_F 都导通时, 电流通过变压器次级的均方根电流为:

$$I_{SRMS2} := \sqrt{\left(\frac{1 - D_{max}}{2}\right) \left(I_{PS} \cdot I_{MS2} + \frac{(I_{PS} - I_{MS2})^2}{3} \right)} = 30.631 \text{ A}$$

④由续流期间反向绕组中的负电流引起的变压器次级均方根电流为:

$$I_{SRMS3} := \frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{1 - D_{max}}{2 \cdot 3}\right)} = 0.863 \text{ A}$$

⑤计算变压器总次级均方根电流为:

$$I_{SRMS} := \sqrt{I_{SRMS1}^2 + I_{SRMS2}^2 + I_{SRMS3}^2} = 50.976 \text{ A}$$

按照变压器磁化电感量等数据, 可以计算变压器初级总均方根电流: I_{PRMS} .

①计算变压器初级电流:

$$\Delta I_{LMAG} := \frac{V_{in_min} \cdot D_{max}}{L_{MAG_AVG} \cdot f_{s_sw}} = 0.343 \text{ A}$$

$$I_{PP} := \left(\frac{P_{out_max}}{V_{out_norm} \cdot \eta} + \frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{2} \right) \cdot \frac{1}{N_{PS}} + \Delta I_{LMAG} = 17.093 \text{ A}$$

$$I_{MP} := \left(\frac{P_{out_max}}{V_{out_norm} \cdot \eta} - \frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{2} \right) \cdot \frac{1}{N_{PS}} + \Delta I_{LMAG} = 15.728 \text{ A}$$

②当能量输出到变压器次级时的变压器初级均方根电流为:

$$I_{PRMS1} := \sqrt{(D_{max}) \left(I_{PP} \cdot I_{MP} + \frac{(I_{PP} - I_{MP})^2}{3} \right)} = 13.234 \text{ A}$$

③转换器续流时的变压器初级均方根电流为:

$$I_{MP2} := I_{PP} - \left(\frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{2} \right) \cdot \frac{1}{N_{PS}} = 16.411 \text{ A}$$

$$I_{PRMS2} := \sqrt{(1 - D_{max}) \left(I_{PP} \cdot I_{MP2} + \frac{(I_{PP} - I_{MP2})^2}{3} \right)} = 9.911 \text{ A}$$

④计算变压器总次级均方根电流为:

$$I_{PRMS} := \sqrt{I_{PRMS1}^2 + I_{PRMS2}^2} = 16.534 \text{ A}$$

根据以上的数值计算，变压器初级均方根电流约为17A，变压器次级均方根电流约为51A。考虑实际降额，其初级电流设定为18A，次级电流设定为60A。

3. 变压器磁芯选择和绕组计算

考虑此DC-DC变压器的实际使用要求，选择PQ50-50形态骨架，选择磁芯材质为DMR95B。为减小变压器的漏感，设计其按照中心抽头来区分次级绕组，采用三明治交错绕线结构，即“次级1-初级-次级2”。此外，要求其变压器对外连接采用引线方式，其电气固定方式为螺丝焊盘组合。

①根据相关数据手册，查询或设定如下参数信息：

$$\text{磁芯有效截面积, 即: } A_e := 314.16 \text{ mm}^2$$

$$\text{有效磁路长度, 即: } l_e := 113.80 \text{ mm}$$

$$\text{磁芯相对磁导率, 即: } \mu_r := 3300$$

$$\text{骨架窗口面积, 即: } W_e := 1250 \text{ mm}^2$$

$$\text{设定原边电流密度, 即: } J_{TP} := 4 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$$

$$\text{设定副边电流密度, 即: } J_{TS} := 4 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$$

$$\text{设定原边电流, 即: } I_{TP} := 20 \text{ A}$$

$$\text{设定副边电流, 即: } I_{TS} := 80 \text{ A}$$

②计算初级和次级匝数 N_{TP} 和 N_{TS}

$$N_{TP} := \sqrt{\frac{L_{MAG_MAX} \cdot l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e}} = 21.004$$

$$N_{TS} := \frac{N_{TP}}{N_{PS}} = 4.016$$

$$N_{TP} := \text{round}(N_{TP}, 0) = 21$$

$$N_{TS} := \text{round}(N_{TS}, 0) = 4$$

③根据绕组和磁芯参数核算绕组电感量

已知DMR95B磁芯电感系数为: $AL := 8 \mu\text{H}$

可计算绕制电感量为:

$$L_{MAG_Custom} := AL \cdot N_{TP}^2 = 3.528 \text{ mH}$$

要求实际绕制电感大于等于变压器初级磁化电感:

$$L_{MAG_Custom} \geq L_{MAG_MAX}$$

通过调整初级和次级的匝数, 满足上述目标, 可调整为:

$$N_{TP} := N_{TP} + 5 = 26$$

$$N_{TS} := N_{TS} + 1 = 5$$

可计算更新绕制匝数后的电感量为:

$$L_{MAG_Custom} := AL \cdot N_{TP}^2 = 5.408 \text{ mH}$$

④计算变压器原边导线截面积 S_{TP} 和励磁线径 d_{TP}

$$S_{TP} := \frac{I_{TP}}{J_{TP}} = 5 \text{ mm}^2$$

$$d_{TP} := \sqrt{\frac{4 \cdot S_{TP}}{\pi}} = 2.523 \text{ mm}$$

备注: 考虑输入绕组的绝缘, 可采用三层绝缘线绕制

⑤计算变压器副边导线截面积 S_{TS} 和励磁线径 d_{TS}

$$S_{TS} := \frac{I_{TS}}{J_{TP}} = 20 \text{ mm}^2$$

$$d_{TS} := \sqrt{\frac{4 \cdot S_{TS}}{\pi}} = 5.046 \text{ mm}$$

备注: 考虑输出电流过大且漏感要求较低, 可采用扁平铜线绕制。

⑥核算窗口面积利用率 (窗口系数核算绕制难度, 是否超过0.3)

$$\lambda_T := \frac{N_{TP} \cdot S_{TP} + 2 \cdot N_{TS} \cdot S_{TS}}{W_e} = 0.264$$

⑦根据厂家的实际绕制空间, 可选PQ4040并据此核算窗口面积利用率

$$\lambda_{T_PQ4040} := \frac{N_{TP} \cdot S_{TP} + 2 \cdot N_{TS} \cdot S_{TS}}{1000 \text{ mm}^2} = 0.33$$

4. 变压器的损耗计算。

①根据定制变压器参数, 确认其基础参数为:

$$\text{变压器初级导通电阻为: } DCR_{TP} := 0.02913 \ \Omega$$

$$\text{变压器次级导通电阻为: } DCR_{TS} := 0.0012 \ \Omega$$

$$\text{变压器漏感为: } L_{LK} := 5.55 \ \mu\text{H}$$

②变压器的导通损耗计算

$$P_{T_Cu}(\eta_{OUT}) := (I_{TP} \cdot \eta_{OUT})^2 \cdot DCR_{TP} + 2 \cdot (I_{TS} \cdot \eta_{OUT})^2 \cdot DCR_{TS}$$

③变压器的铁芯损耗计算 (预估铁损与铜损相当)

$$P_{T_Fe}(\eta_{OUT}) := P_{T_Cu}(\eta_{OUT})$$

备注: 为简化计算, 预计变压器铁损与相等。

④重新计算功率预算为:

$$P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) := P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) + (2 \cdot P_{T_Fe}(\eta_{OUT}))$$

2. FET的选型计算

PSFB设定变压器初级有四个独立的FET组成全桥电路, 为保证变换器同周期内的一致性, 这四组FET选型参数和型号应相同。此外, 为提升设备效率并增大功率密度, 设计优先选择碳化硅场效应管 (其特点为开关频率更高、导通阻抗更小)。

1. FET选型依据数值

①最大漏源电压应大于设备最大输入电压, 即: $V_{dsQA_max} \geq V_{in_max}$

②峰值漏源电流应大于设备最大输入电流, 即: $I_{dsQA_max} \geq I_{PP}$

③应保证FET的计算效率最高, 即导通电阻小。

2. 所选FET损耗计算 (按照QA为例)

①设定损耗计算的基础参数 (数值来源于所选FET规格书与变压器计算章节)

FET漏源导通电阻, 即: $R_{dsonQA} := 0.09 \Omega$

FET的栅极电荷, 即: $Q_{g_QA} := 88 \text{ nC}$

施加FET的栅极电压, 即: $V_{G_QA} := 18 \text{ V}$

②根据导通电阻和栅极电荷计算FET损耗为:

$$P_{QA}(\eta_{OUT}) := \frac{(I_{PRMS} \cdot \eta_{OUT})^2}{2} \cdot R_{dsonQA} + 2 \cdot Q_{g_QA} \cdot V_{G_QA} \cdot \frac{fs_sw}{2}$$

备注: 导通损耗除以2表明了PSFB拓扑的FET中在一个开关周期内交替导通, 驱动损耗乘以2表明了FET的开通和关断两种状态。

③重新计算功率预算为:

$$P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) := P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) + 4 \cdot P_{QA}(\eta_{OUT})$$

3. 计算FET的平均 C_{OSS} , 保证ZVS的实现

①查看数据手册获取FET的 C_{OSS} 参数:

FET指定的 C_{OSS} , 即: $C_{OSS_QA_SPEC} := 66 \text{ pF}$

测量 C_{OSS} 的漏源电压 V_{dsQA} , 即: $V_{dsQA_SPEC} := 1000 \text{ V}$

②计算平均 C_{OSS} , 即:

$$C_{OSS_QA_AVG} := C_{OSS_QA_SPEC} \cdot \sqrt{\frac{V_{dsQA_SPEC}}{Vin_max}} = 88.994 \text{ pF}$$

4. 所选FET的型号确认

①FET选型的额定电流数值需按流过FET最大电流的2倍余量以上, 即:

$$I_{dsQA_max} := I_{PP} \cdot 2 = 34.187 \text{ A}$$

②FET额定耐压值需大于最大电压输入的耐压值2倍, 防止尖峰击穿, 即:

$$V_{dsQA_max} := Vin_max \cdot 2 = (1.1 \cdot 10^3) \text{ V}$$

3. 匀场电感的选型计算

PSFB添加匀场电感，此电感需能耗尽开关节点处寄生电容的能量，以实现ZVS软开关。需注意实际电路中的寄生电容可能比估计的寄生电容多，应根据实际情况调整。

1. 匀场电感的最小感量计算，即：

$$L_S := (2 \cdot C_{OSS_QA_AVG}) \cdot \frac{V_{in_max}^2}{\left(\frac{I_{PP}}{2} - \frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{2 \cdot N_{PS}}\right)^2} - L_{LK} = -4.679 \mu H$$

2. 匀场电感的损耗计算

①所选匀场电感的导通电阻为： $DCR_{LS} := 0.017 \Omega$

②估计 L_S 的功率损耗为： $P_{LS}(\eta_{OUT}) := (I_{PRMS} \cdot \eta_{OUT})^2 \cdot DCR_{LS}$

③重新计算功率预算为： $P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) := P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) + P_{LS}(\eta_{OUT})$

3. 匀场电感的实际选型

①匀场电感计算感量如果为负数，则表明变换器不需要此组件；如果为正数其选型应遵循 I_{dsQA_max} 过流与 V_{dsQA_max} 过压，且应保证其直流电阻最低。

②为了电路调试或变更的便捷性，在设计时可预留匀场电感的焊接，其封装样式可选铁氧体贴片电感封装。如变换器无需此组件，实际应用时可使用短路线将匀场电感短接即可。

4. 输出电感的选型计算

已经计算出输出电感的纹波电流值 $\Delta I_{L_{OUT}}$ 和典型占空比 D_{TPY_AVG} 等参数，可按照相关数值进行输出电感的感量、均方根电流和损耗计算。

1. 输出电感的感量计算，即：

$$L_{OUT} := \frac{V_{out_norm} \cdot (1 - D_{TPY_AVG})}{\Delta I_{L_{OUT_AVG}} \cdot f_{s_sw}} = 12.038 \mu H$$

考虑极限情况下应用，降额选定电感为： $L_{OUT} := 13 \mu H$

2. 输出电感的均方根电流计算, 即:

$$I_{L_{OUT_RMS}} := \sqrt{(I_{out_norm})^2 + \left(\frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{\sqrt{3}}\right)^2} = 64.418 \text{ A}$$

3. 输出电感的损耗计算

①输出电感的导通电阻为: $DCR_{L_{OUT}} := 0.00102 \ \Omega$

②估计 L_{OUT} 的导通损耗为: $P_{L_{OUT1}}(\eta_{OUT}) := (I_{L_{OUT_RMS}} \cdot \eta_{OUT})^2 \cdot DCR_{L_{OUT}}$

③估计 L_{OUT} 的铁芯损耗为: $P_{L_{OUT2}}(\eta_{OUT}) := P_{L_{OUT1}}(\eta_{OUT})$

④重新计算功率预算为:

$$P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) := P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) + P_{L_{OUT1}}(\eta_{OUT}) + P_{L_{OUT2}}(\eta_{OUT})$$

4. 输出电感的实际选型

①输出电感需要按照实际过流和感量进行合适选择, 封装采用插件。已知其额定电流为71A, 考虑降额, 建议饱和电流为100A左右, 温升电流为90A左右。

②输出电感因成本和周期原因不做定制开发, 则选型现有产品支持。

5. 输出电容的选型计算

输出电容的选型是根据其输出电压的保持时间和负载瞬变要求进行参数确认的。

1. 计算 L_{OUT} 在负载变为其90%的满负载电流所需时间, 即:

$$t_{HU} := \frac{L_{OUT} \cdot P_{out_max} \cdot 0.9}{\frac{V_{out_norm}}{V_{out_norm}}} = 29.847 \ \mu s$$

2. 按照最大输出电压1.5倍降额确定输出电容耐压值, 即:

$$V_{C_{OUT_PEAK}} := V_{out_max} \cdot 1.5 = 48 \text{ V}$$

3. 负载瞬变期间的输出电容参数要求

①要求所选电容的总 $ESR_{C_{OUT}}$ 应小于计算值:

$$ESR_{C_{OUT}} := \frac{V_{TRAN} \cdot 0.9}{\frac{P_{out_max} \cdot 0.9}{V_{out_norm}}} = 0.003 \ \Omega$$

②在允许瞬态电压变化较小 (10%) 的情况下, 应考虑电容的输出电容量:

$$C_{OUT} := \frac{P_{out_max} \cdot 0.9 \cdot t_{HU}}{V_{out_norm} \cdot V_{TRAN} \cdot 0.1} = 0.096 \text{ F}$$

3. 输出电容的实际选型

按照实际的产品选型, 采用 C_N 个 C_{OUT_TPY} 的固态电容并联满足电容量和ESR的要求。根据规格书的典型ESR数值, 用作计算输出电容组的总ESR和容量, 即:

①设定输出电容器数量、典型ESR、典型容量, 即:

$$C_N := 22$$

$$ESR_{C_{OUT_TPY}} := 0.03 \text{ } \Omega$$

$$C_{OUT_TPY} := 3300 \text{ } \mu\text{F}$$

②计算总输出电容 (并联提升容量) , 即:

$$C_{OUT} := C_{OUT_TPY} \cdot C_N = 0.073 \text{ F}$$

备注: 因为PCB布局影响整机长宽尺寸, 因此按照22组电容并联设计, 其影响系统设定允许的瞬态电压为0.27V。

③计算有效输出电容ESR, 即:

$$ESR_{C_{OUT}} := \frac{ESR_{C_{OUT_TPY}}}{C_N} = 0.001 \text{ } \Omega$$

4. 输出电容的损耗计算

①按照之前数据计算输出电容器的均方根电流为:

$$I_{C_{OUT_RMS}} := \frac{\Delta I_{LOUT_AVG}}{\sqrt{3}} = 4.124 \text{ A}$$

②估计 $P_{C_{OUT}}$ 的功率损耗为:

$$P_{C_{OUT}}(\eta_{OUT}) := (I_{C_{OUT_RMS}} \cdot \eta_{OUT})^2 \cdot ESR_{C_{OUT}}$$

③重新计算功率预算为:

$$P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) := P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) + P_{C_{OUT}}(\eta_{OUT})$$

6. SR FET的选型计算

PSFB主变压器输出侧采用中心抽头结构，设计按负载大小选择‘同步整流’或‘全波整流’方式。需根据变压器次级电流电压限制和损耗要求，进行合适的FET与SBD选型，对于两组FET的选型应保持一致，下列计算仅针对QE选型即可表明。

1. FET选型依据数值

①施加在QE与QF侧的最大漏源电压，即：

$$V_{dsQE_max}(\eta_{actual}) := \frac{2 \cdot V_{in_max} \cdot \eta_{actual}}{N_{PS}}$$

②施加在QE与QF侧的均方根电流，即：

$$I_{dsQE_max} := I_{SRMS} = 50.976 \text{ A}$$

③应保证FET的计算效率最高，即导通电阻小。

2. 所选FET损耗计算 (按照QE为例)

应用同步整流的损耗包括FET的导通损耗、开关损耗、驱动损耗、输出电容损耗等，为保证其选型导通阻抗小且适合临空环境应用，建议选择碳化硅场效应管。

①设定损耗计算的基础参数 (数值来源于所选FET规格书)

FET漏源导通电阻，即： $R_{ds(on)QE} := 0.015 \ \Omega$

FET的栅极电荷，即： $Q_{g_QE} := 214 \text{ nC}$

FET指定的 C_{OSS} ，即： $C_{OSS_QE_SPEC} := 345 \text{ pF}$

测量 C_{OSS} 漏源电压 V_{dsQE} ，即： $V_{dsQE_SPEC} := 600 \text{ V}$

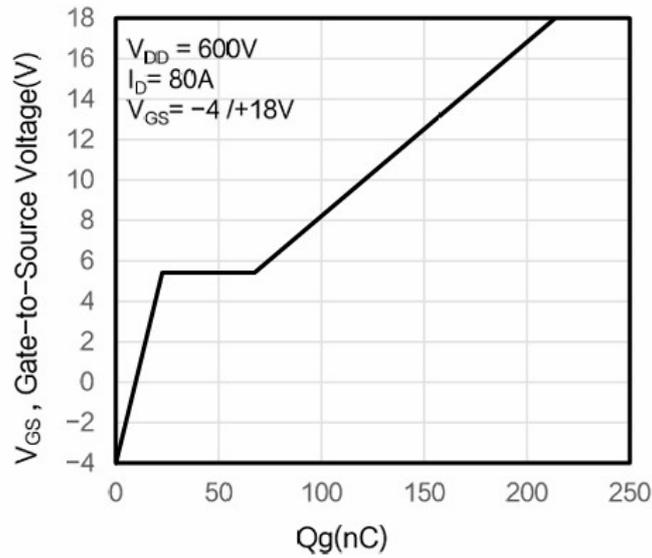
施加FET的栅极电压，即： $V_{G_QE} := 18 \text{ V}$

②计算FET的平均 C_{OSS} ，用以确认QE的输出电容损耗：

$$C_{OSS_QE_AVG}(\eta_{actual}) := C_{OSS_QE_SPEC} \cdot \sqrt{\frac{V_{dsQE_max}(\eta_{actual})}{2 \cdot V_{dsQE_SPEC}}}$$

③驱动芯片的FET栅极驱动电流为5A，即： $I_{D_GS} := 5 \text{ A}$

④根据FET数据表中的 V_g 与 Q_g 曲线, 估算FET上升和下降时间



根据上图, 可得如下数据:

$$Q_{MILLER_MAX_E} := 70 \text{ nC}$$

$$Q_{MILLER_MIN_E} := 25 \text{ nC}$$

⑤通过以上的参数, 可以估计FET的 V_{DS} 上升和下降的时间, 即:

$$t_r := \frac{Q_{MILLER_MAX_E} - Q_{MILLER_MIN_E}}{\frac{I_{D_GS}}{2}} = 18 \text{ ns}$$

$$t_f := t_r = 18 \text{ ns}$$

⑥计算QE的输出电容损耗 P_{QE_cout} , 即:

$$P_{QE_cout}(\eta_{actual}) := 2 \cdot 2 \cdot C_{OSS_QE_AVG}(\eta_{actual}) \cdot \left(\frac{V_{dsQE_max}(\eta_{actual})}{2} \right)^2 \cdot \frac{fs_sw}{2}$$

⑦计算QE的导通损耗 P_{QE_on} 和驱动损耗 P_{QE_drv}

$$P_{QE_on}(\eta_{OUT}) := 2 \cdot \left(\frac{I_{dsQE_max}}{2} \cdot \eta_{OUT} \right)^2 \cdot R_{dsonQE}$$

$$P_{QE_drv} := 2 \cdot 2 \cdot Q_{g_QE} \cdot V_{G_QE} \cdot \frac{fs_sw}{2} = 1.541 \text{ W}$$

$$P_{QE_ondrv}(\eta_{OUT}) := P_{QE_on}(\eta_{OUT}) + P_{QE_drv}$$

⑧可通过如上的参数计算QE的开关损耗 $P_{QE_tr_tf}$

$$P_{QE_tr_tf}(\eta_{OUT}, \eta_{actual}) := \frac{P_{out_max}}{V_{out_norm}} \cdot \eta_{OUT} \cdot \frac{V_{dsQE_max}(\eta_{actual})}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot \frac{f_{s_sw}}{2}$$

备注：SR-FET的开通与关断损耗因为拓扑采用双FET并联方式，其计算开关损耗的电流即看作平均分流，其计算系数0.5可与双FET系数2相乘抵消。

⑨根据如上计算结果，可计算QE总的损耗为：

$$P_{QE}(\eta_{OUT}, \eta_{actual}) := P_{QE_tr_tf}(\eta_{OUT}, \eta_{actual}) + P_{QE_ondrv}(\eta_{OUT}) + P_{QE_cout}(\eta_{actual})$$

⑩重新计算功率预算为：

$$P_{BUDGET}(\eta_{OUT}, \eta_{actual}) := P_{BUDGET}(\eta_{OUT}) + 2 \cdot P_{QE}(\eta_{OUT}, \eta_{actual})$$

4. 所选FET的型号确认

①FET选型的额定电流数值需按流过FET最大电流的2倍余量以上，即：

$$I_{dsQE_max} := I_{dsQE_max} \cdot 2 = 101.952 \text{ A}$$

②FET额定耐压值需大于最大电压输入的耐压值2倍，防止尖峰击穿，即：

$$V_{dsQE_max} := V_{dsQE_max}(100\%) \cdot 2 = 420.65 \text{ V}$$

7. 全波整流二极管选型计算

PSFB在轻载条件下，从效率特性、控制处理与EMC方面考量，将舍弃同步整流而采用全波整流。根据变压器次级电流、电压情况，对全波整流二极管进行选型。

1. 全波整流二极管选型依据数值

$$\eta_{actual} := 1$$

①施加整流二极管的最大反向电压，即：
$$V_{SBD_max} := \frac{2 \cdot V_{in_max} \cdot \eta_{actual}}{N_{PS}}$$

②施加整流二极管的平均正向电流，即：
$$I_{SBD_max} := I_{SRMS}$$

③应保证整流二极管的计算效率最高，即导通压降小。

2. 所选全波整流二极管损耗计算

PSFB变换器设定频率为200kHz，参考碳化硅二极管在耐压、反向恢复、温度

稳定性方面的优势，决定选型碳化硅二极管作为变压器次级全波整流二极管。

①设定损耗计算的基础参数（数值来源于所选SBD规格书）

$$\text{SBD导通压降, 即: } V_{on_SBD} := 1.8 \text{ V}$$

$$\text{SBD反向漏电流, 即: } I_{r_SBD} := 100 \text{ }\mu\text{A}$$

$$\text{SBD反向工作电压, 即: } V_{res_SBD} := \frac{V_{SBD_max}}{2}$$

$$\text{设定轻载比例系数, 即: } K_{Light} := 0.045$$

②设定PSFB在轻载情况下切换至全波整流模式，即导通电流为：

$$I_{SBD_norm} := I_{SBD_max} \cdot K_{Light} = 2.294 \text{ A}$$

$$P_{on_SBD} := V_{on_SBD} \cdot I_{SBD_norm} = 4.129 \text{ W}$$

③可通过如上的参数计算单个二极管的反向恢复损耗为：

$$P_{res_SBD} := V_{res_SBD} \cdot I_{r_SBD} = 0.011 \text{ W}$$

④根据如上计算结果，可计算单个SBD的损耗为：

$$P_{SBD} := P_{on_SBD} + P_{res_SBD} = 4.14 \text{ W}$$

备注：由于二极管反向恢复时间很短，则可忽略二极管的开关损耗。

⑤可按照上一章节计算在轻负载情况下QE总的损耗为：

$$C_{OSS_QE_AVG_bak} := C_{OSS_QE_SPEC} \cdot \sqrt{\frac{\frac{V_{SBD_max}}{2}}{V_{dsQE_SPEC}}} = 144.436 \text{ pF}$$

$$P_{QE_cout_bak} := 2 \cdot 2 \cdot C_{OSS_QE_AVG_bak} \cdot \left(\frac{V_{dsQE_max}}{2} \right)^2 \cdot \frac{fs_sw}{2} = 2.556 \text{ W}$$

$$P_{QE_on_bak}(K_{Light}) := 2 \cdot \left(\frac{I_{SBD_norm}}{2} \cdot K_{Light} \right)^2 \cdot R_{dsonQE}$$

$$P_{QE_tr_tf_bak}(K_{Light}) := I_{SBD_norm} \cdot K_{Light} \cdot \frac{V_{SBD_max}}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot \frac{fs_sw}{2}$$

$$P_{QE_bak}(K_{Light}) := P_{QE_tr_tf_bak}(K_{Light}) + P_{QE_on_bak}(K_{Light}) + P_{QE_drv} + P_{QE_cout_bak}$$

$$P_{QE_bak}(K_{Light}) = 4.136 \text{ W}$$

⑥根据计算出来的单个全波二极管与SR场效应管的损耗，可得如下关系：

$$P_{SBD} \leq P_{QE_bak}(K_{Light})$$

备注：从损耗分析，当SBD损耗小于SR场效应管时，即为轻载切换点。但从实际设计考虑，应按照电感电流切换至DCM时刻来确定轻载切换点。可参考如上的轻载比例系数计算数值，在负载小于10% 区间设定轻载切换点。

结论：考虑最大输入电压情况，当带载率在4.5% 以下时，可切换至全波整流。

⑦因同步整流与全波整流在不同负载情况下切换，因此其功率总损耗已在SR功耗中计算，则其功率预算保持不变，即：

$$P_{BUDGET}(\eta_{OUT}, \eta_{actual}) := P_{BUDGET}(\eta_{OUT}, \eta_{actual})$$

8. 输入电容选型计算

PSFB前端由锂电池接入供电，需要根据保持要求、纹波电流和电压要求来进行输入电容器的合适选型。（实现ZVS所需的延迟时间可以用作占空比钳位 D_{CLAMP} ）

①计算振荡电路频率为：

$$f_R := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{|L_S| \cdot (2 \cdot C_{OSS_QA_AVG})}} = 5.515 \text{ MHz}$$

备注：之前计算 L_S 为负数，则在此取绝对值计算

②估计延迟时间为： $t_{DELAY} := \frac{2}{f_R \cdot 4} = 90.665 \text{ ns}$

③有效占空比钳位为：

$$D_{CLAMP} := \left(\frac{1}{f_{s_sw}} - t_{DELAY} \right) \cdot f_{s_sw} = 0.982$$

备注：占空比钳位过高，可能导致开关管过热，则限定有效占空比钳位为98.4%

$$D_{CLAMP} := 98.4\%$$

④PSFB保持输出稳压的最小输入电压值:

$$V_{DROP} := \left(\frac{2 \cdot D_{CLAMP} \cdot V_{RDSON} + N_{PS} \cdot (V_{out_norm} + V_{RDSON})}{D_{CLAMP}} \right) = 151.381 \text{ V}$$

⑤设定输入电压 V_{IN} 下降到 V_{DROP} 所需时间 $t_{IN2DROP}$, 来计算输入电容数值, 即:

$$t_{IN2DROP} := 5 \mu\text{s}$$

$$C_{IN_ALL} := \frac{2 \cdot P_{out_max} \cdot t_{IN2DROP}}{V_{in_min}^2 - V_{DROP}^2} = 0.442 \mu\text{F}$$

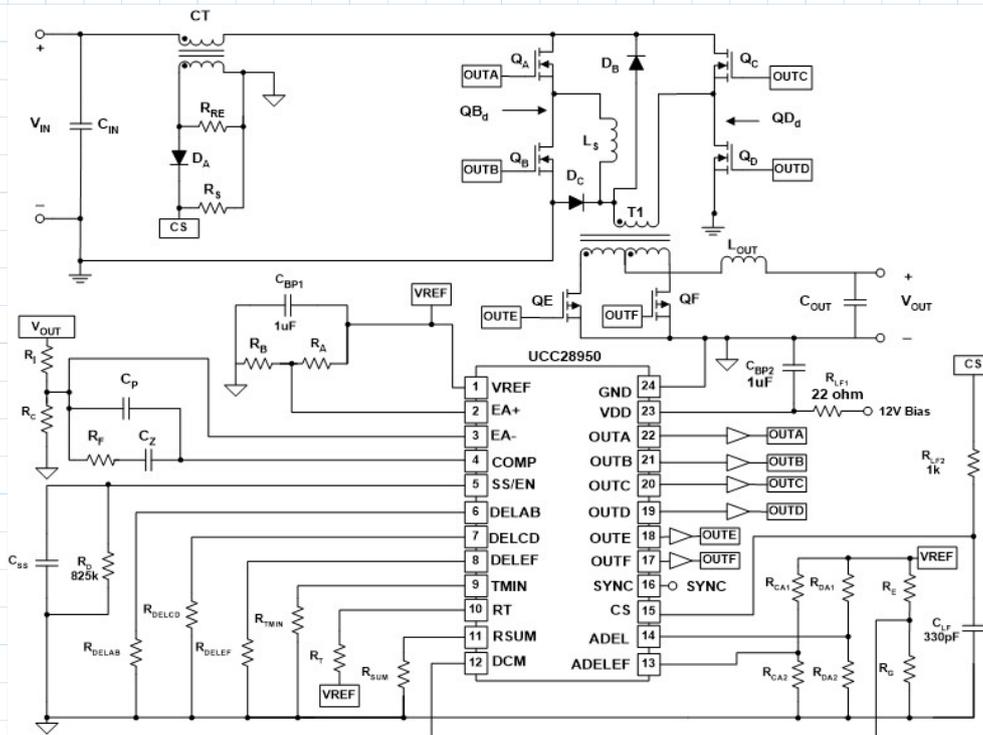
⑥在前端电池接入的实际应用中, 输入电压 V_{IN} 近似等于 V_{DROP} , 上式可变形为:

$$t_{IN2DROP} := 5 \mu\text{s}$$

$$C_{IN_ALL} := \frac{2 \cdot P_{out_max} \cdot t_{IN2DROP}}{V_{in_min}^2 - (V_{in_min} \cdot 0.99)^2} = 14.754 \mu\text{F}$$

⑥考虑此变换器前端为电池系统, 其输入电压变化缓慢, 输入电容可省略。但若电池系统断开, 则必须根据输出电压维持的时间长度添加合适的输入电容。

四. 系统控制电路的计算与选型



1. 计算设置电流环路检测网络参数

①设计选型的电流互感器 (CT) 的匝比为100: 1, 该互感器来衰减变压器初级电流, 以进行电流检测, 可得关系式为:

$$N_{PS_CT} := 100$$

②可计算在输出最低电压情况下的峰值电流为:

$$I_{P_CT} := \left(\frac{P_{out_max}}{V_{out_norm} \cdot \eta} + \frac{\Delta I_{L_{OUT_AVG}}}{2} \right) \cdot \frac{1}{N_{PS}} + \frac{V_{in_min} \cdot D_{max}}{L_{MAG_Custom} \cdot 2 \cdot f_{s_sw}}$$

$$I_{P_CT} = 16.829 \text{ A}$$

备注: 第二项分母中的2表示为电感在一个完整开关周期内的变化。

③设定峰值电流时候的跳闸电压为: (此电压为逐周期限流阈值)

$$V_{P_CT} := 2 \text{ V}$$

④预留200mV用于斜坡补偿, 计算电流检测电阻 R_S

$$R_S := \frac{V_{P_CT} - 0.2 \text{ V}}{\frac{I_{P_CT}}{N_{PS_CT}} \cdot 1.1} = 9.724 \text{ } \Omega$$

按照此数值, 合适选择 R_S 电阻数值为: $R_S := 10 \text{ } \Omega$

⑤估算 R_S 的功率损耗为:

$$P_{RS}(\eta_{OUT}) := \left(\frac{I_{PRMS1} \cdot \eta_{OUT}}{N_{PS_CT}} \right)^2 \cdot R_S$$

⑥计算 D_A 上的最大反向电压为:

$$V_{DA} := V_{P_CT} \cdot \frac{D_{CLAMP}}{1 - D_{CLAMP}} = 123 \text{ V}$$

⑦估算 D_A 的功率损耗为:

$$P_{DA}(\eta_{OUT}) := \frac{P_{out_max} \cdot 0.6 \text{ V}}{V_{in_min} \cdot \eta \cdot N_{PS_CT}} \cdot \eta_{OUT}$$

⑧计算 R_S 复位电阻 R_{SE} , 此电阻用于复位电流检测变压器CT, 为:

$$R_{RE} := 100 \cdot R_S = 1 \text{ k}\Omega$$

按照此数值，合适选择 R_{RE} 电阻数值为： $R_{RE} := 1 \text{ k}\Omega$

⑨设定电阻 R_{LF} 和电容器 C_{LF} 数值，计算电流检测信号低通滤波器截止频率：

$$R_{LF} := 1 \text{ k}\Omega$$

$$C_{LF} := 330 \text{ pF}$$

$$f_{LFP} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{LF} \cdot C_{LF}} = 482.288 \text{ kHz}$$

备注：对于此变换器所应用的200kHz变化频率，在其低通范围内，如在设计中发现有较强的特定EMI干扰，则可重新设定此数值。

⑩重新计算功率预算为：

$$P_{BUDGET}(\eta_{OUT}, \eta_{actual}) := P_{BUDGET}(\eta_{OUT}, \eta_{actual}) + P_{DA}(\eta_{OUT}) + P_{RS}(\eta_{OUT})$$

2. 计算设置电压环路和补偿参数

1. VREF输出需挂接高频电容用于滤波，为： $C_{BP1} := 1 \text{ }\mu\text{F}$

2. 使用 R_B 与 R_A 两个电阻设置电压放大器的基本电压（对应EA+引脚），可设置误差放大器基准电压为2.5V，设定 R_B 阻值，计算 R_A 阻值。

①设定控制芯片的基准电压为： $V_{REF} := 5 \text{ V}$

②设置电压放大器基准电压为： $V_{REF_BASIC} := 2.5 \text{ V}$

③设定 R_B 电阻数值为： $R_B := 2.37 \text{ k}\Omega$

④计算 R_A 电阻数值为：

$$R_A := \frac{R_B \cdot (V_{REF} - V_{REF_BASIC})}{V_{REF_BASIC}} = 2.37 \text{ k}\Omega$$

按照此数值，合适选择 R_A 电阻数值为： $R_A := 2.37 \text{ k}\Omega$

3. 使用 R_C 与 R_1 两个电阻设置电压放大器的直流输出电压（对应EA-引脚），可设定 R_C 阻值，计算 R_1 阻值。

①设定 R_C 电阻数值为: $R_C := 2.37 \text{ k}\Omega$

②计算 R_I 电阻数值为:

$$R_I := \frac{R_C \cdot (V_{out_norm} - V_{REF_BASIC})}{V_{REF_BASIC}} = 24.174 \text{ k}\Omega$$

按照此数值, 合适选择 R_I 电阻数值为: $R_I := 24 \text{ k}\Omega$

4. 可通过选择合适的反馈组件 (R_F 、 C_Z 、 C_P) , 实现对反馈环路的补偿。

①计算负载10% 时候的负载阻抗:

$$R_{LOAD} := \frac{V_{out_norm}^2}{P_{out_max} \cdot 10\%} = 3.92 \text{ }\Omega$$

备注: 此处计算轻载的原因是因为PSFB在轻载情况下环路的稳定性更差。

②通过频率传递函数 $G_{CO}(f)$ 与 $G_C(f)$ 来协助计算反馈环路参数, 其中传递函数 $G_{CO}(f)$ 用于描述电路中输出电压与输入电压之间的关系随频率的变化情况, 可用于计算双极频率 f_{PP} 等关键参数; 而当采用2型反馈网络对电压环路进行补偿时, $G_C(f)$ 描述了补偿环节的增益随频率的变化情况。计算如下:

A. 根据经验与电路实际, 可设定 $G_{CO}(f)$ 的双极频率 f_{PP} 约为:

$$f_{PP} := \frac{f_{s_sw}}{4} = 50 \text{ kHz}$$

B. 设定虚数, 可列出角速度公式为: $j := \sqrt{-1}$

$$S(f) := 2 \cdot \pi \cdot j \cdot f$$

C. 设定如下 $K_{Constant}$ 数值, 简化 $G_{CO}(f)$ 表达式为:

$$K_{Constant} := N_{PS} \cdot N_{PS_CT} \cdot \frac{R_{LOAD}}{R_S} = 205.016$$

$$G_{CO}(f) := K_{Constant} \cdot \left(\frac{1 + 2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot ESR_{COUT} \cdot C_{OUT}}{1 + 2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot R_{LOAD} \cdot C_{OUT}} \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{S(f)}{2 \cdot \pi \cdot f_{PP}} + \left(\frac{S(f)}{2 \cdot \pi \cdot f_{PP}} \right)^2}$$

D. 设定 R_F 与 C_Z 与 C_P 数值, 可列出 $G_C(f)$ 的近似表达式为:

$$R_F := 0 \text{ }\Omega \quad C_Z := 0 \text{ pF} \quad C_P := 0 \text{ pF}$$

$$G_C(f) := \frac{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot R_F \cdot C_Z + 1}{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot (C_Z + C_P) \cdot R_I \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot C_Z \cdot C_P \cdot R_F}{C_Z + C_P} + 1 \right)}$$

E. 基于在双极频率的十分之一处穿过电压环路，计算电压环路反馈电阻。因为在
在该频率下，能较好地调整反馈网络，使电路的相位裕度与增益裕度合适。

$$f_C := \frac{f_{PP}}{10} = 5 \text{ kHz}$$

将 f_C 代入 G_{CO} 可得: $K_{Constant} = 205.016$

$$K_1 := 2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_C \cdot ESR_{COUT} \cdot C_{OUT} = 3.11i$$

$$K_2 := 2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_C \cdot R_{LOAD} \cdot C_{OUT} = 8.941i \cdot 10^3$$

$$K_{Formula_1} := \frac{1 + K_1}{1 + K_2} = 3.479 \cdot 10^{-4} - 1.118i \cdot 10^{-4}$$

$$K_3 := \frac{S(f_C)}{2 \cdot \pi \cdot f_{PP}} = 0.1i$$

$$K_4 := \left(\frac{S(f_C)}{2 \cdot \pi \cdot f_{PP}} \right)^2 = -0.01$$

$$K_5 := 1 + K_3 + K_4 = 0.99 + 0.1i$$

$$K_{Formula_2} := \frac{1}{K_5} = 1 - 0.101i$$

$$G_{CO_K} := K_{Constant} \cdot K_{Formula_1} \cdot K_{Formula_2} = 0.069 - 0.03i$$

$$G_{CO_K} := |G_{CO_K}| = 0.075$$

$$R_F := \frac{R_I}{G_{CO_K}} = 318.778 \text{ k}\Omega$$

$$R_F := \frac{R_I}{|G_{CO}(f_C)|} = 318.778 \text{ k}\Omega$$

按照此数值，合适选择 R_F 电阻数值为: $R_F := 316 \text{ k}\Omega$

F. 计算反馈电容器数值，以在交叉处提供附加相位

$$C_Z := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot \frac{f_C}{5}} = 503.655 \text{ pF}$$

按照此数值, 合适选择 C_Z 电容数值为: $C_Z := 500 \text{ pF}$

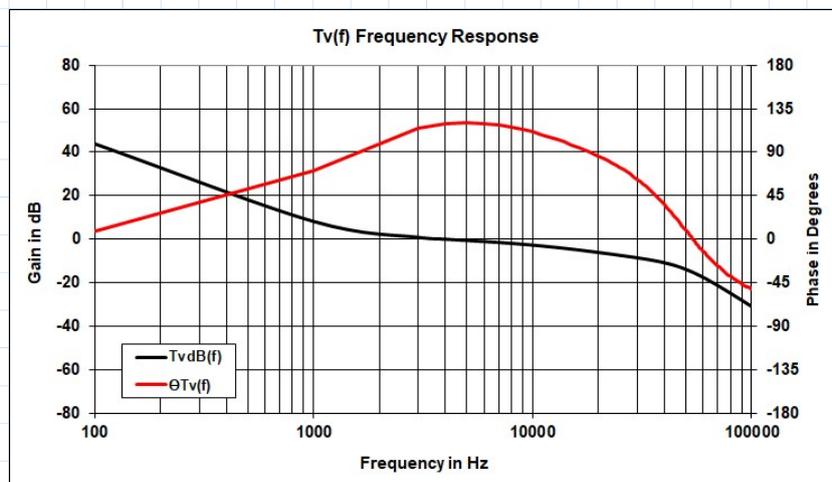
G. 在两倍 f_C 处放置一个极点

$$C_P := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot f_C \cdot 2} = 50.365 \text{ pF}$$

按照此数值, 合适选择 C_P 电容数值为: $C_P := 50 \text{ pF}$

H. 可得频率的函数的环路增益表达式, 单位为dB, 即:

$$T_V \text{ dB}(f) := 20 \log(|G_C(f) \cdot G_{CO}(f)|)$$



通过如上合适的反馈组件 (R_F 、 C_Z 、 C_P) , 可以观察到在增益随频率的变化曲线在与0dB相交的点对应的频率即为穿越频率, 大约在4.35kHz左右, 该点对应相位随频率变化曲线的120度左右。根据相位裕度计算公式:

$$\varphi_{PM} := 180 + 120 = 300$$

5. 为限制通电期间的过冲, 可设置软启动功能。

①可设定软启时间为: $t_{SS} := 25 \text{ ms}$

②可计算软启配置电容为:

$$C_{SS} := \frac{t_{SS} \cdot 25 \text{ } \mu\text{A}}{V_{REF_BASIC} + 0.55 \text{ V}} = 204.918 \text{ nF}$$

按照此数值, 合适选择 C_{SS} 电容数值为: $C_{SS} := 220 \text{ nF}$

3.计算设置导通延迟，以实现零电压开关ZVS

本设计提供了一个固定延迟方法，以实现从100% 负载降至50% 负载的ZVS。可以通过将ADEL和ADELEF引脚合适连接到CS引脚，可以产生自适应延迟。当转换器在低于50% 负载的情况下运行时，转换器将以谷底开关方式运行。

1. 为了在QB的开关节点上实现零电压开关，需要根据 L_S 和理论开关节点电容的相互作用，初始设置FET-QA和QB的导通延迟。

①根据输入电容选型章节对于电路振荡频率的计算，可得初始延迟时间为：

$$t_{ABSET} := \frac{2.25}{f_R \cdot 4} = 101.998 \text{ ns}$$

备注： t_{ABSET} 的可编程范围为30ns~1000ns之间。

②由 R_{DA1} 和 R_{DA2} 组成的电阻分压器对 t_{ABSET} 与 t_{CDSET} 延迟范围进行编程，首先为 R_{DA1} 选择标准电阻值，为：

$$R_{DA1} := 8.25 \text{ k}\Omega$$

③对于控制芯片的ADEL输入的电压需要根据以下条件使用 R_{DA2} 进行设置。

A.如果 $t_{ABSET} > 155 \text{ ns}$ ，设置 V_{ADEL} 等于0.2V，则可编程范围为155~1000ns

B.如果 $t_{ABSET} \leq 155 \text{ ns}$ ，设置 V_{ADEL} 等于1.8V，则可编程范围为29~155ns

根据如上条件，进行 R_{DA2} 的计算为：

$$R_{DA2} := \frac{R_{DA1} \cdot 1.8 \text{ V}}{5 \text{ V} - 1.8 \text{ V}} = 4.641 \text{ k}\Omega$$

按照如上合适选择 R_{DA2} 电阻数值为： $R_{DA2} := 4.64 \text{ k}\Omega$

④根据 R_{DA} 组成的电阻分压器，重新进行 V_{ADEL} 的实际计算：

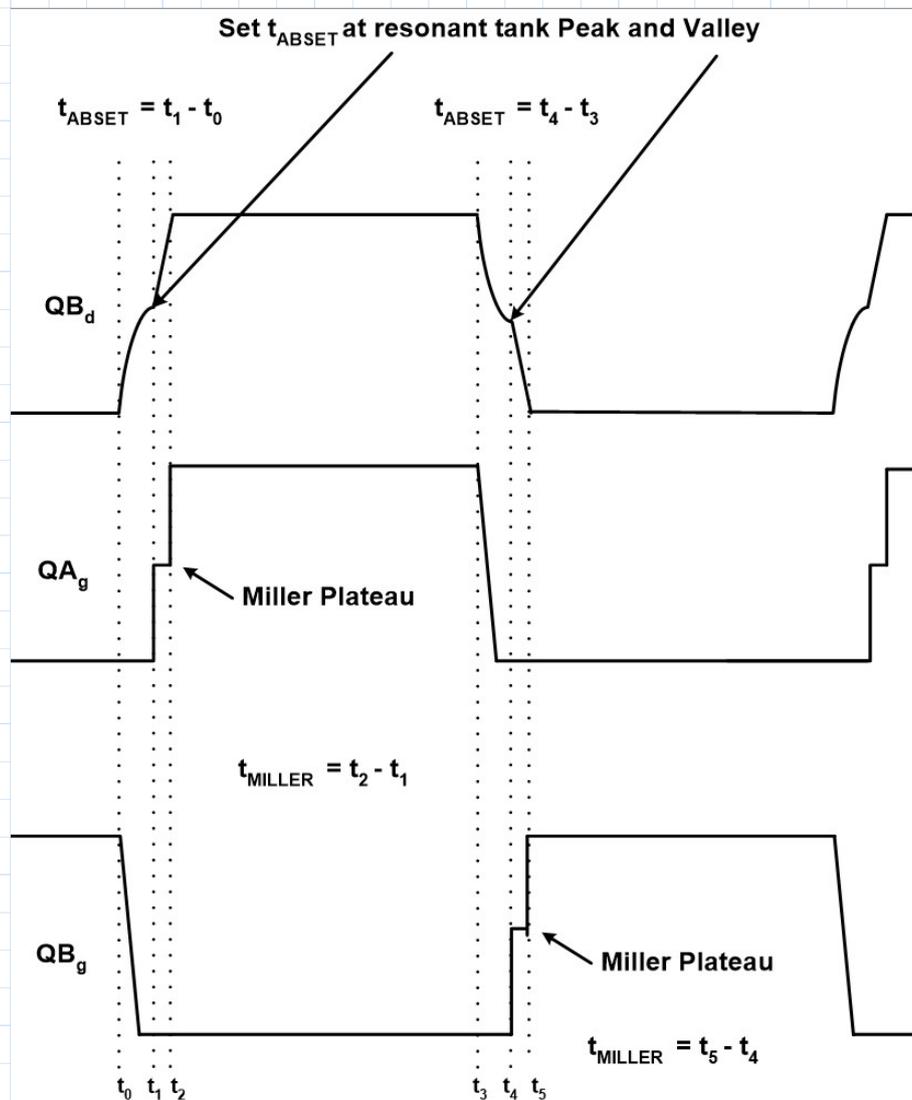
$$V_{ADEL} := \frac{5 \text{ V} \cdot R_{DA2}}{R_{DA1} + R_{DA2}} = 1.8 \text{ V}$$

⑤通过计算电阻 R_{DELAB} ，用于对QA与QB导通延迟 t_{ABSET} 进行编程为：

$$R_{DELAB} := \frac{(t_{ABSET} - 5 \text{ ns}) \cdot (0.15 \text{ V} + V_{ADEL} \cdot 1.46) \cdot 10^3}{\text{ns}} \cdot \frac{1}{1 \text{ A}} = 53.888 \text{ k}\Omega$$

按照如上合适选择 R_{DELAB} 电阻数值为: $R_{DELAB} := 56 \text{ k}\Omega$

在按照如上进行阻容匹配后, 整机上电抓取QA相关波形, 需与下图对比。



观察实际波形中的 t_{ABSET} 对应的时间区间是否与图中在轻负载下设置到共振峰值和谷值的情况相符, 以及米勒平台的表现是否正常。如果实际波形与图中情况存在差异, 就说明 t_{ABSET} 延迟设置可能不合适, 需要对其微调。确保在轻负载下能实现理想的谷底开关, 让电路高效稳定运行。关于轻负载选定范围为10%。

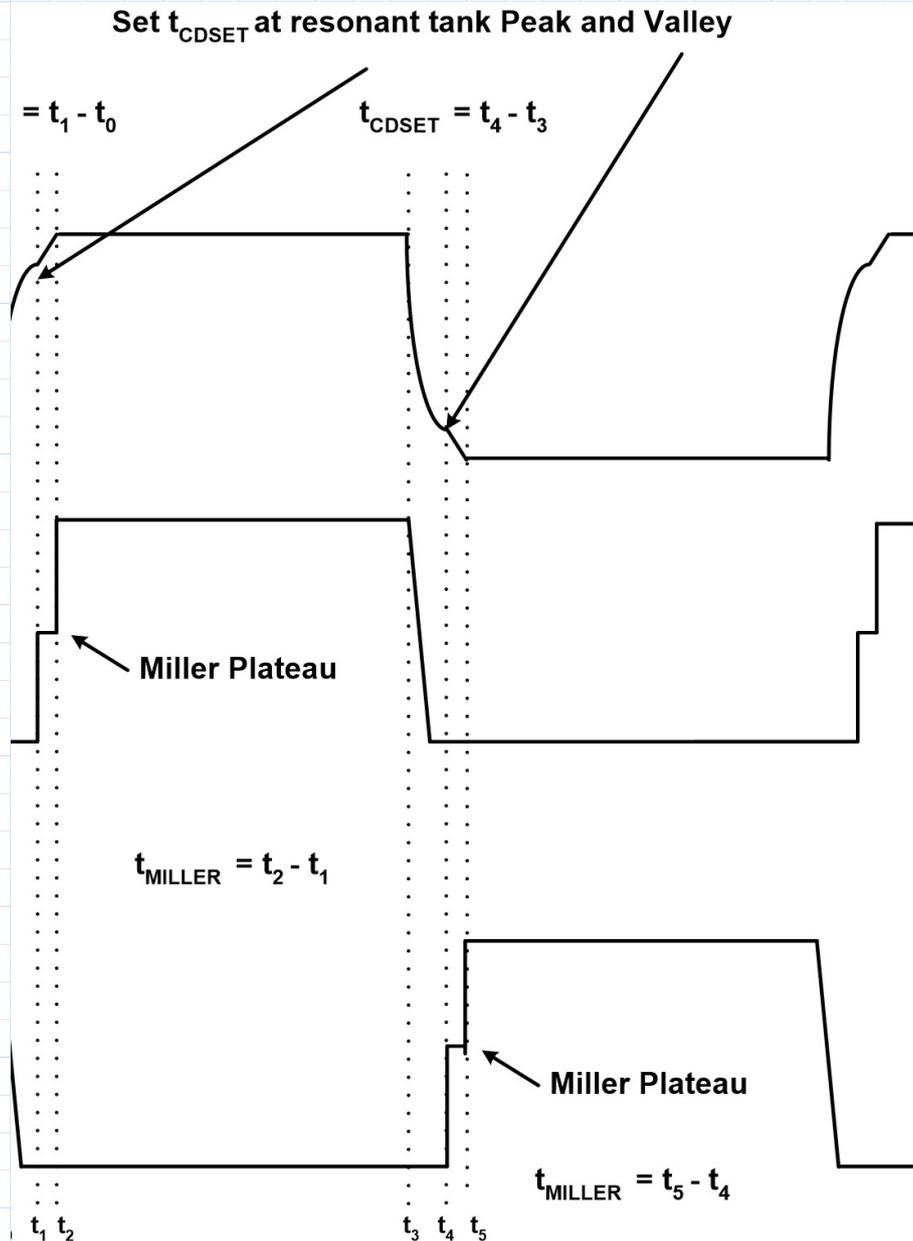
⑥通过计算电阻 R_{DELCD} , 用于对QC与QD导通延迟 t_{CDSET} 进行编程为:

$$t_{CDSET} := t_{ABSET} = 101.998 \text{ ns}$$

$$R_{DELCD} := \frac{(t_{CDSET} - 5 \text{ ns}) \cdot (0.15 \text{ V} + V_{ADEL} \cdot 1.46) \cdot 10^3}{\text{ns} \cdot 5} \cdot \frac{1}{1 \text{ A}} = 53.888 \text{ k}\Omega$$

按照如上合适选择 R_{DELCD} 电阻数值为: $R_{DELCD} := 56 \text{ k}\Omega$

在按照如上进行阻容匹配后, 整机上电抓取Q相关波形, 需与下图对比。



如上对QA实际在轻载下的处理方式一样, 应对 t_{CDSET} 进行微调。此处需要补充的是: 由于FET-QD与QC在导通与断开时, 变压器的初级中存在反射输出电流, 因此在较轻负载情况下QD获得ZVS更容易。

2. 对同步整流QE与QF的导通延迟 t_{AFSET} 与 t_{BESET} 进行合适编程。

①在QA关断后, QF的关断需要设定一个可编程延迟 t_{AFSET} , 同样在QB关断后, QE的关断需要设定一个可编程延迟 t_{BESET} 。设定这两个延迟时间参数是确保同步整流器最佳的工作状态、确保ZVS转换不受SR电路影响、确保SR的MOS管体二极管不会过度导通。

②设置导通延迟 t_{AFSET} 与 t_{BESET} 为 t_{ABSET} 的50%为:

$$t_{AFSET} := t_{ABSET} \cdot 0.5 = 50.999 \text{ ns}$$

$$t_{BESET} := t_{AFSET} = 50.999 \text{ ns}$$

备注: t_{AFSET} 的可编程范围为32ns~1100ns之间。

③由 R_{CA1} 和 R_{CA2} 组成的电阻分压器对 t_{AFSET} 与 t_{BESET} 延迟范围进行编程, 首先为 R_{CA1} 选择标准电阻值, 为:

$$R_{CA1} := 8.25 \text{ k}\Omega$$

④对于控制芯片的ADELEF输入的电压需要根据以下条件使用 R_{CA2} 进行设置。

A. 如果 $t_{AFSET} < 170 \text{ ns}$, 设置 V_{ADEL} 等于0.2V, 则可编程范围为32~170ns

B. 如果 $t_{AFSET} \geq 170 \text{ ns}$, 设置 V_{ADEL} 等于1.7V, 则可编程范围为170~1100ns

根据如上条件, 进行 R_{CA2} 的计算为:

$$R_{CA2} := \frac{R_{CA1} \cdot 0.2 \text{ V}}{5 \text{ V} - 0.2 \text{ V}} = 0.344 \text{ k}\Omega$$

按照如上合适选择 R_{DA2} 电阻数值为: $R_{CA2} := 0.348 \text{ k}\Omega$

⑤根据 R_{CA} 组成的电阻分压器, 重新进行 V_{ADELEF} 的实际计算:

$$V_{ADELEF} := \frac{5 \text{ V} \cdot R_{CA2}}{R_{CA1} + R_{CA2}} = 0.202 \text{ V}$$

⑥通过计算电阻 R_{DELEF} , 用于对导通延迟 t_{AFSET} 与 t_{BESET} 进行编程为:

$$R_{DELEF} := \frac{(t_{AFSET} - 4 \text{ ns}) \cdot (2.65 \text{ V} - V_{ADELEF} \cdot 1.32) \cdot 10^3}{5} \cdot \frac{1}{1 \text{ A}} = 22.398 \text{ k}\Omega$$

按照如上合适选择 R_{DELEF} 电阻数值为: $R_{DELEF} := 22 \text{ k}\Omega$

4. 计算设置控制器不同模式或状态参数

1. 可通过设置 R_{SUM} 的具体参数来计算环路稳定性所需的斜率补偿量。

①斜率补偿斜坡设置为电感电流下降斜率的一半，计算所需斜率补偿斜坡为：

$$m_e := 0.5 \cdot \frac{V_{out_norm} \cdot R_S}{L_{OUT} \cdot N_{PS} \cdot N_{PS_CT}} = 20.591 \frac{mV}{\mu s}$$

②计算功率变压器磁化电流的斜率为：

$$m_{MAG} := \frac{V_{DROP} \cdot R_S}{L_{MAG_Custom} \cdot N_{PS_CT}} = 2.799 \frac{mV}{\mu s}$$

③计算所需的补偿斜坡为：

$$m_{SUM} := m_e - m_{MAG} = 17.792 \frac{mV}{\mu s}$$

④根据控制器工作模式，可计算 R_{SUM} 电阻为：

$$R_{SUM} := \frac{2.5 V \cdot 10^3 \Omega}{m_{SUM} \cdot 0.5 \mu s} = 281.024 k\Omega$$

按照如上合适选择 R_{SUM} 电阻数值为： $R_{SUM} := 287 k\Omega$

⑤验证斜率补偿斜坡电压是否足够，并与300mV比较：

$$\Delta V_{SLOPE_COMP} := \frac{m_{SUM} \cdot D_{TPY_MAX}}{2 \cdot f_{s_sw}} = 28.911 mV$$

结论：按照如上的计算结果斜率补偿斜坡允许电压变化上限为39mV，低于所允许的300mV，并有足够的余量保证电路的稳定性，不会因为斜率补偿电压不足或过高而导致电路工作异常。

2. 可通过设置 R_{TMIN} 的具体参数来对进入突发模式条件进行设计。

①设定最小占空比导通时间为： $t_{MIN} := 100 ns$

②计算 R_{TMIN} 数值为：

$$R_{TMIN} := \frac{t_{MIN} - 15 ns}{6.6 ns} = 12.879$$

按照如上合适选择 R_{TMIN} 电阻数值为： $R_{TMIN} := 12.7 k\Omega$

3. 可通过设置 R_T 的具体参数来设置转换器的开关频率。

$$R_T := \left(\frac{2.5 \cdot 10^3}{200} - 1 \right) \cdot 2.5 = 28.75$$

按照如上合适选择 R_T 电阻数值为: $R_T := 28.7 \text{ k}\Omega$

4. 在轻负载状态下, 通过关闭SR-FET来提升效率, 轻负载数值设定为15%。

①计算轻负载下关闭SR的判断电压阈值为:

$$V_{RS} := \frac{\left(\frac{P_{out_max} \cdot 0.15}{V_{out_norm}} + \frac{\Delta I_{LOUT_AVG}}{2} \right) \cdot R_S}{N_{PS} \cdot N_{PS_CT}} = 0.273 \text{ V}$$

②为 R_G 选择标准电阻值为: $R_G := 1 \text{ k}\Omega$

③计算关闭SR设置电阻 R_E 为:

$$R_E := \frac{R_G \cdot (V_{REF} - V_{RS})}{V_{RS}} = 17.305 \text{ k}\Omega$$

按照如上合适选择 R_E 电阻数值为: $R_E := 17.4 \text{ k}\Omega$