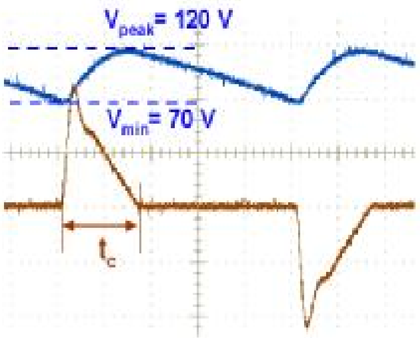
开关电源的设计及计算

1.先计算 BUCK 电容的损耗（电容的内阻为 R_{buck} 假设为 350mΩ，输入范围为 85VAC~264VAC,频率为 50Hz，P_{OUT}=60W,V_{OUT}=60W）：

电容的损耗： $P_{buck}=R_{buck}*I_{buck,rms}^2$

$$I_{buck,rms}=I_{in,min}\sqrt{\frac{2}{3*F_{line}*t_c}-1}$$

t_c:二极管连续导通的时间



$$t_c=\frac{1}{4*F_{line}}-\frac{\arcsin e(\frac{V\min}{Vpeak})}{2*\pi*F_{line}}=3ms$$

其中：

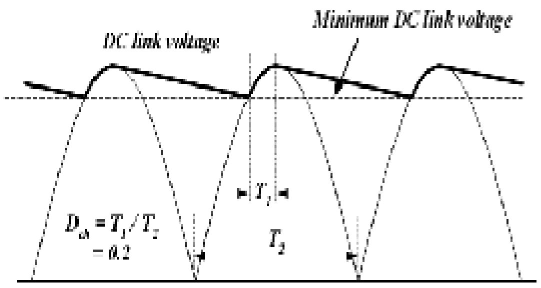


Figure 3. DC Link Voltage Waveform

$$V_{min}=\sqrt{2*V_{in,\min}*V_{in,\min}-\frac{P_{in}*(1-D_{ch})}{C_{in}*F_{line}}}$$

$V_{peak}=\sqrt{2}*V_{in,min}$

其图中的 T1 就是下面公式中 t_c

或：$$V_{min}=\sqrt{2*V_{in,\min}*V_{in,\min}-\frac{2*P_o*(\frac{1}{2*F_{line}}-t_c)}{C_{in}*\eta}}$$

所以(假设最低输入电压时，输入电流=0.7A)：

$$I_{buck,rms}=I_{in,min}\sqrt{\frac{2}{3*F_{line}*t_c}-1}=0.7*\sqrt{\frac{2}{3*50*3}-1}=1.3A$$

$P_{buck}=350m*1.3^2=0.95W$

第一步计算电容损耗是为了使用其中的 t_c 值,电容的容量一般通用范围选 2~3μ/W，固定电压为 1μ/W

2. 输入交流整流桥的计算(假设 $V_{TO}=0.7V$,$R_d=70m\Omega$)

在同一个时间内有两个二极管同时导通，半个周期内两个二极管连续导通

$$I_{d,rms}=\frac{I_{in,\min}}{\sqrt{3*F_{line}*t_c}}=\frac{0.7}{\sqrt{3*50*3m}}=1.04A$$

$$P_{diodes}=2*(V_{TO}*\frac{I_{in,\min}}{2}+R_d*I_{d,rms}^2)=2*(0.7*\frac{0.7}{2}+70m*1.04^2)=640mW$$

一个周期内桥堆损耗为:

$$P_{BR}=2*P_{diodes}=2*640m=1.28W$$

桥堆功耗超过 1.5W 时，我个人认为应加散热器（特别是电源的使用环境温度较高时）

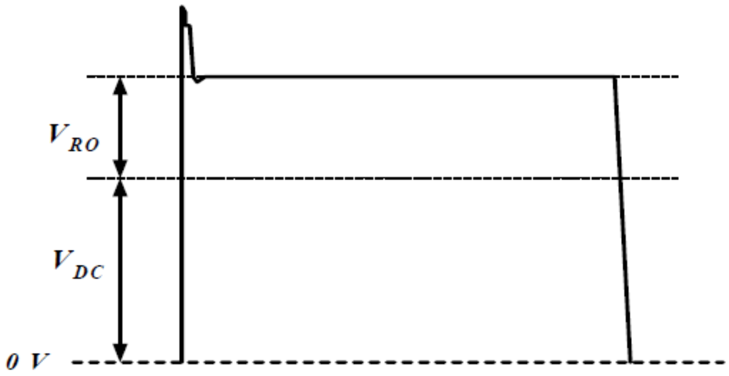
变压器和初级开关 MOS：

反激式开关电源有两种模式 CCM 和 DCM，各有优缺点。一般，DCM 为二极管提供更好的开关条件，在二极管反相恢复之前，二极管的电流刚好为零。DCM 模式的变压器要小些，因为 DCM 储存的平均能力要比 CCM 小。DCM 高 RMS 电流，会增加 MOS 的导通压降和输出电容的电流压力。因此，DCM 推荐使用在输出高压，低电流的场合，CCM 使用在输出低压大电流场合。

在 CCM 反激变换器中，设计方法是连续正向传输，因为输入输出电压增益仅依靠占空比（the duty cycle）。而 DCM 反激变换器的输入输出电压增益不依靠占空比（the duty cycle）而是负载条件,会致线路设计稍微复杂点。一般可以接受使用最低输入电压，最大负载时 CCM 和 DCM 临界点来设计 DCM 变换器，这时 MOS 导通损耗最低。综上所述我们可以使用最低输入电压，最大负载电压增益设计 CCM 变换器。

当 MOS 关断时，MOS 承受输入电压 $V_{in,dc}$ 和次级反射初级电压 V_{OR} 之和。设定了最大 Dmax,V_{OR} 和 MOS 实际电压 V_{ds}^{nom} 可以由以下公式决定：

$$V_{OR}=\frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}*V_{in,\min} \qquad V_{ds}^{nom}=V_{OR}+V_{in,max}$$



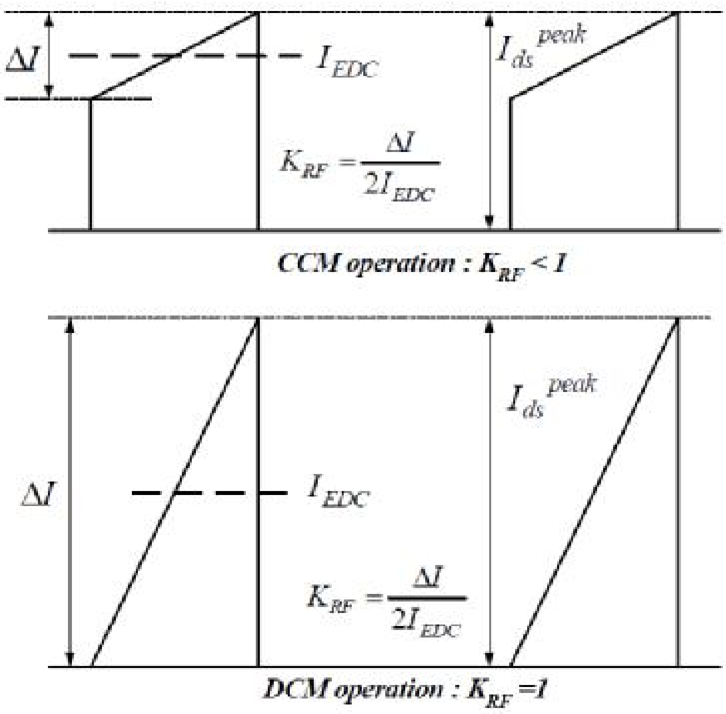
根据上面的公式，减少 D_{max},MOS 承受电压会降低，但是同时会增加次级二极管承受电压。

作者：电源网资深版主 zvszcs

如果 MOS 耐压有足够，D_{MAX} 尽可能设置大些。
考虑到变压器漏感引起的尖峰电压，只能用 MOS 耐压的 65%~70%来设定最大占空比 D_{MAX}，对于通用范围的应用 D_{MAX} 一般设定为 0.45~0.5，因为大于 0.5，对于反激 CCM 模式会引起次生谐波振荡。
确定变压器的初级电感量 L_M
　CCM 和 DCM 模式会随输入和负载变化而变化。最坏情况下变压器的电感量 L_M 由最大负载和最小输入电压决定。因此

$$L_M=\frac{(V_{\min}*D_{MAX})^2}{2*P_{in}*F_s*K_{RF}}$$

K_{RF}:　最大负载和最低输入电压时的纹波系数，定义如图



　DCM 模式　$K_{RF}=1$
　CCM 模式　$K_{RF}<1$
纹波系数跟变压器的大小和 MOS 的 RMS 值紧密相连。
尽管可以减小 K_{RF} 来降低 MOS 的导通损耗，太小的 K_{RF} 会迫使变压器尺寸增加。对于 CCM 反激模式，通用输入模式设定 K_{RF}=0.25~0.5，固定输入设定 K_{RF}=0.4~0.8 是比较合理。
一旦 L_M 确定了，最大峰值电流和 MOS 的 RMS 电流就如下：

$$I_{ds}^{peak}=I_{EDC}+\frac{\triangle I}{2}$$

$$I_{ds}^{rms}=\sqrt{\left[3*(I_{EDC})^2+\left(\frac{\triangle I}{2}\right)^2\right]*\frac{D_{MAX}}{3}}$$

其中：

$$I_{EDC}=\frac{P_{in}}{V_{\min}*D_{MAX}}$$

$$\triangle I=\frac{V_{\min}*D_{MAX}}{L_M*F_S}$$

电源网 DianYuan.com

最低输入电压，最大负载设计的 CCM 变换器可能随着输入电压的增加进入 DCM 模式。要保证最高输入电压，最大负载仍工作在 CCM 必须满足：

$$V_{DC}^{CCM}=\left(\frac{1}{\sqrt{2*L_M*F_S*P_{in}}}-\frac{1}{V_{OR}}\right)^{-1}$$

如果计算值为负，在最高电压，最大负载变换器仍然工作在 CCM 模式。

如果使用的集成芯片需要验证饱和电流是否大于芯片最大电流：

$$I_{sat}=\frac{N_P*B_{sat}*A_e}{L_M}$$

其中： I_{sat} 变压器饱和电流

B_{sat} 饱和磁感应强度 （一般 0.3）

A_e 有效磁面积 （m^2）

变压器饱和的原因： 变压器电感量太大

初级圈数太少

没有软启动

磁芯 A_e 太小

MOS 损耗(假设 $R_{DS(120)}$=1.2Ω， I_{ds}^{rms}=1.26A):

导通损耗： $P_{on}=R_{DS(120度)}*(I_{ds}^{rms})^2$=1.9W(下面计算散热器使用)

门极损耗： $P_G=V_G*Q_g*F_S$ V_G 为门推动电压

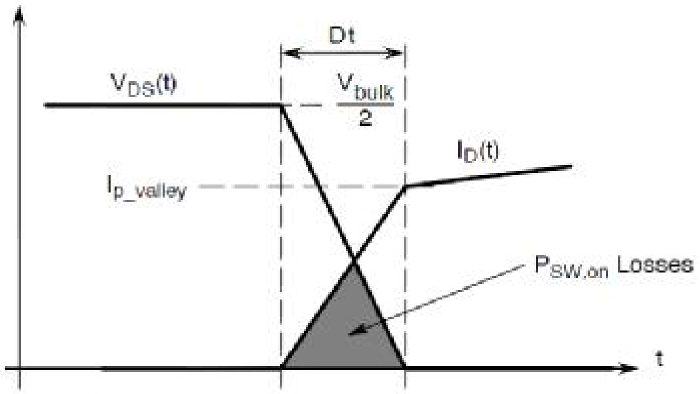


Figure 4. Turn-on Losses ($P_{SW,on}$)

开通损耗：

$$P_{SW,ON}=\frac{I_{P-valley}*V_{bulk}*\Delta t}{12}*F_W$$

$$\triangle t=\frac{Q_{GD}}{I_{DRV_pk}}$$

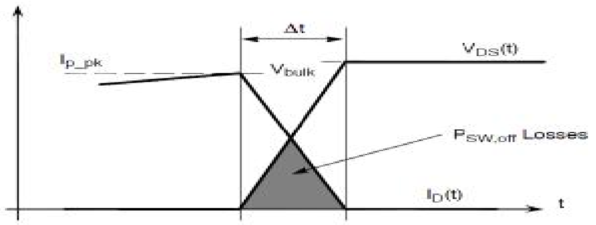


Figure 7. Turn-off Losses ($P_{SW,off}$)

关闭损耗：

$$P_{SW,off}=\frac{I_{p-pk}*V_{bulk}*\Delta t}{12}*F_W$$

$$\triangle t=\frac{Q_{GD}}{I_{p_pk}}$$

源极电阻功耗：　$P_{RSEN}=I_{P,RMS\ 20\%}^2*R_{sen}$

启动电阻的计算（设启动时间 5S，启动电容 39μF，芯片启动电流 50μA）：

$$I_{TOTAL}=I_{START\text{-}UP}+C*\frac{dV}{dt}=50+94$$ 直接取 150μA

dV 芯片开启门槛，假设 12V，dt 为 5S

$$R_{START\text{-}UP}=\frac{V_{min}}{I_{TOTAL}}$$

初级吸收回路的计算：

由于变压器存在漏感，如果不现在电压，可能导致 MOS 损坏，吸收网络实际是假设吸收电容容量足够大，其电压在开关周期内变化不明显。第一步先设定吸收电容的电压 Vsn（最低输入电压，最大负载），一旦这个电压确定，吸收网络的功耗计算如下：

$$P_{sn}=\frac{(V_{sn})^2}{R_{sn}}=\frac{1}{2}*F_S*L_{LK}*(I_{ds}{}^{peak})^2*\frac{V_{sn}}{V_{sn}-V_{RO}}$$

其中：V_{sn} 必须大于 V_{RO},一般设为 2~2.5 倍 V_{RO} 值取的太小，根据上面的公式会导致吸收网路损耗过大。使用开关频率测量漏感，测试时除初级外其他全部短路。

吸收电容上的纹波电压为：$\triangle V_{sn}=\frac{V_{sn}}{C_{sn}*R_{sn}*F_S}$　一般 5%~10%的纹波电压是允许的

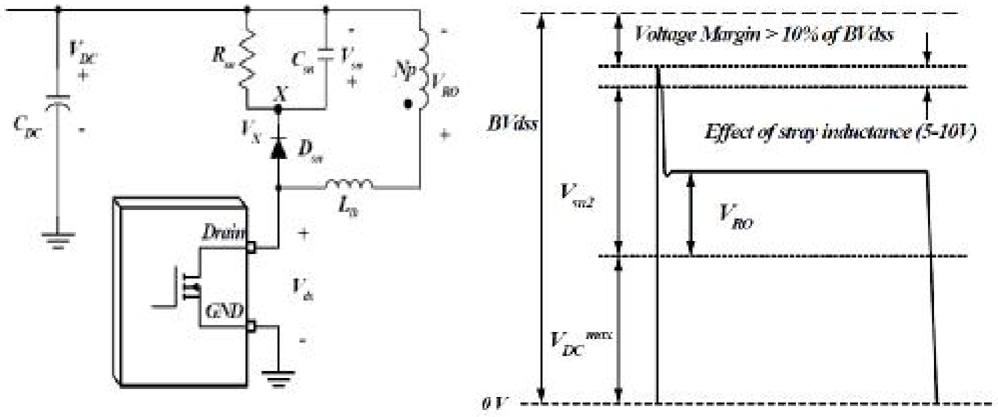
上面的电压是在最低输入，最大负载时的，在 CCM 模式中，峰值电流和吸收电压随输入电压的增加而减少。吸收电容在最高输入，最大负载时为：

$$V_{sn2}=\frac{V_{RO}+\sqrt{(V_{RO})^2+2*R_{sn}*L_{LK}*F_S*(I_{ds2})^2}}{2}$$

$$I_{ds2}=\frac{P_{in}*(V_{IN,MAX}+V_{RO})}{V_{IN,MAX}*V_{RO}}+\frac{V_{IN,MAX}*V_{RO}}{2*L_M*F_S*(V_{IN,MAX}+V_{RO})}$$

在 DCM 模式中　$I_{ds2}=\sqrt{\frac{2*P_{in}}{F_S*L_M}}$

通过上面的计算：　$V_{ds}^{max}=V_{IN,MAX}+V_{sn2}$　验证这个值是否超过MOS额定耐压的90%。吸收二极管的耐压一般选择比 MOS 要高些，一般选 1A，1000V 的二极管。



RCD: $P_R=\frac{1}{2}*L_{LK}*I_{ds,\ peak}^{2}*F_W*\frac{V_{clamp}}{V_{clamp}-V_{OUT}*n}$ V_{clamp} 可以实际测试

二极管(P6KE)钳位：$P_Z=\frac{1}{2}*L_{LK}*I_{ds,\ peak}^{2}*F_W*\frac{V_{DC}-V_Z}{V_Z-V_{OUT}*n}$

确定变压器磁性和初级最少圈数：

磁芯的选择有很多变数，通常方法按厂家提供的表格选择，如果没有可以使用下表，下表是按通用输入范围，开关频率 65KHz,单路输出制作的。如果是固定输入或频率更高，磁芯可以比表中小些。如果是多路输出磁芯可以比表中的磁芯大些。

Output Power	EI core	EE core	EPC core	EER core
0-10W	EI12.5 EI16 EI19	EE8 EE10 EE13 EE16	EPC10 EPC13 EPC17	
10-20W	EI22	EE19	EPC19	
20-30W	EI25	EE22	EPC25	EER25.5
30-50W	EI28 EI30	EE25	EPC30	EER28
50-70W	EI35	EE30		EER28L
70-100W	EI40	EE35		EER35
100-150W	EI50	EE40		EER40 EER42
150-200W	EI60	EE50 EE60		EER49

Table 1. Core quick selection table (For universal input range, fs=67kHz and single output)

根据选出的磁芯可以计算最少圈数：

$$N_p^{min}=\frac{L_M*I_{ds}^{peak}}{B_{SAT}*A_e}*10^6$$

实际设计中，I_{ds}^{peak} 值要取的比计算的值大些，应考虑余量,防止变压器饱和。如果是集成芯片，一般这个值就是芯片内部的过流值。由于饱和磁通密度 B_{SAT} 随温度升高而降低，应考

虑高温特性。如下图，TDK PC40 磁性特性图：

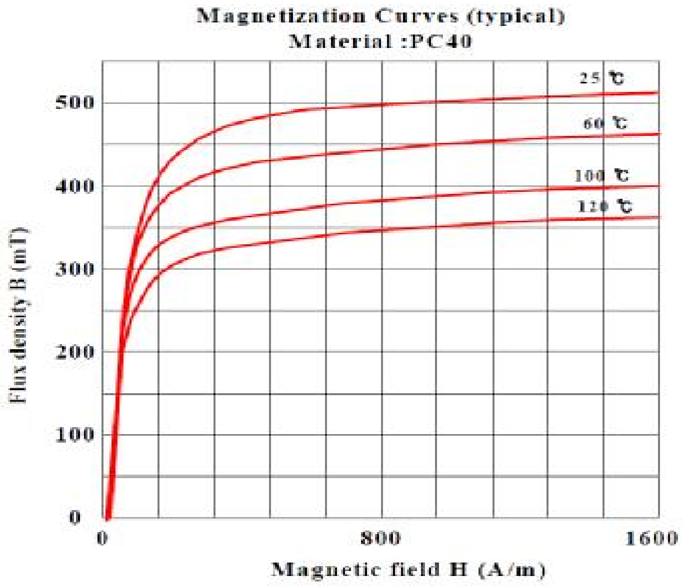


Figure 8. Typical B-H characteristics of ferrite core (TDK/PC40)

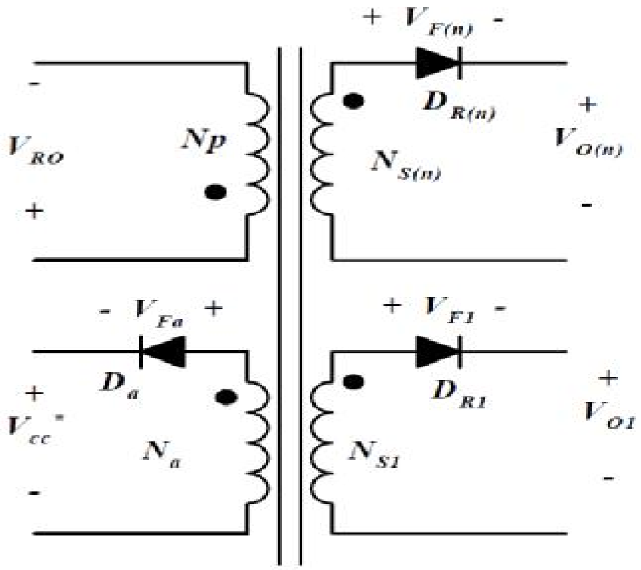
如果没有特性图，一般取 B_{SAT}=0.3~0.35T。

各个绕组圈数计算：

$$n=\frac{N_P}{N_{S1}}=\frac{V_{RO}}{V_{O1}+V_{F1}}$$

V_{O1} 主输出电压　V_{F1} 二极管管压降

N_{S1} 取整数的同时，N_P 圈数不小于上面计算的圈数。



变压器原理图

其他输出的圈数：　$N_{S(n)}=\frac{V_{O(n)}+V_{F(n)}}{V_{O1}+V_{F1}}*N_{S1}$

V_{CC} 圈数：　$Na=\frac{V_{cc}+V_{Fa}}{V_{O1}+V_{F1}}*N_{S1}$

V_{cc} 控制芯片正常工作的电压，一般取 12~15V。

变压器气隙长度计算：　$G=40*\pi*A_e*\left(\frac{N_P^2}{1000L_M}-\frac{1}{A_L}\right)$　（mm）

其中：A_L 为没气隙时的值，单位 nH/圈数 ^{2}

变压器次级线径的计算：　$I_{sec(n)}=I_{ds}^{rms}*\sqrt{\frac{1-D_{MAX}}{D_{MAX}}}*\frac{V_{OR}*K_{L(n)}}{(V_{O(n)}+V_{F(n)})}$

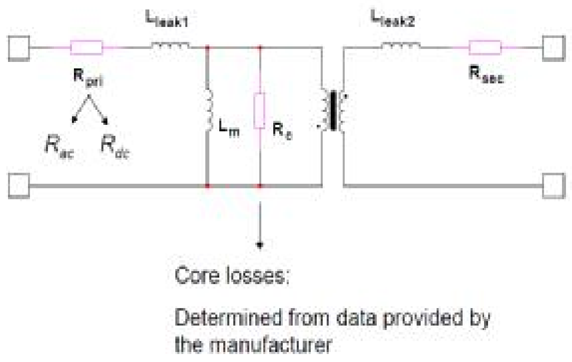
其中：$K_{L(n)}=\frac{P_{O(n)}}{P_O}$　　$P_{O(n)}$ 为每路输出的最大功率　　单路 $K_L=1$

一般大于 1M 时，电流密度取 5A/mm^2,当圈数少，长度小，电流密度取 6~10A/mm^2 也是可以接受的。为了绕制容易和避免严重的涡流损耗，应避免使用单根 1mm 以上的线。对于大电流输出应使用多根并联以减少趋肤效应。同时必须检查窗口面积是否能绕制的下，检查如下：

$A_{wr}=\frac{A_C}{K_F}$　　A_C 导线实际面积　　K_F　填充因子

一般：单路 K_F 取 0.2~0.25，多路取 0.15~0.2。如果需求窗口 A_{wr} 大于实际窗口 A_w，需要选择大一号的磁芯，有时因为成本或尺寸不能更改磁芯。对于 CCM 变换器有时差一点，可以通过增大 K_{RF} 来减小 L_M。这样最小圈数就会少些，以满足磁芯要求。

变压器损耗：



$P_{Rpri}=R_{pri,dc}*I_{in,min}^2+R_{pri,ac}*I_{pri,ac}^2$

$P_{Rsec}=R_{sec,dc}*I_{out}^2+R_{sec,ac}*I_{sec,ac}^2$

磁芯的损耗是根据厂商提供的表格估算。

次级整流二极管：

最大反向电压：　$V_{D(n)}=V_{O(n)}+\frac{V_{DC}^{MAX}*(V_{O(n)}+V_{F(n)})}{V_{RO}}$

RSM 电流：　$I_{D(n)}^{rms}=I_{ds}^{rms}*\sqrt{\frac{1-D_{MAX}}{D_{MAX}}}*\frac{V_{OR}*K_{L(n)}}{(V_{O(n)}+V_{F(n)})}$

一般直接使用下面公式快速取值：

$V_{PRM}>1.3V_{O(n)}$

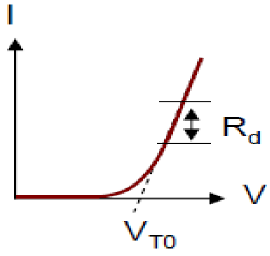
$I_F>1.5I_{O(n)}$　　V_{PRM} 和 I_F 是被选择二极管指标值

下面的表格供快速选择：

Schottky Barrier Diode				
Products	V_{RRM}	I_F	t_{rr}	Package
SB330	30 V	3 A	-	TO-201AD
SB530	30 V	5 A	-	TO-201AD
MBR1035	35 V	10 A	-	TO-220AC
MBR1635	35 V	16 A	-	TO-220AC
SB340	40 V	3 A	-	TO-201AD
SB540	40 V	5 A	-	TO-201AD
SB350	50 V	3 A	-	TO-201AD
SB550	50 V	5 A	-	TO-201AD
SB360	60 V	3 A	-	TO-201AD
SB560	60 V	5 A	-	TO-201AD
MBR1060	60 V	10 A	-	TO-220AC
MBR1660	60 V	16 A	-	TO-220AC

Ultra Fast Recovery diode				
Products	V_{RRM}	I_F	t_{rr}	Package
EGP10B	100 V	1 A	50 ns	DO-41
UF4002	100 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20B	100 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30B	100 V	3 A	50 ns	DO-210AD
FES16BT	100 V	16 A	35 ns	TO-220AC
EGP10C	150 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20C	150 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30C	150 V	3 A	50 ns	DO-210AD
FES16CT	150 V	16 A	35 ns	TO-220AC
EGP10D	200 V	1 A	50 ns	DO-41
UF4003	200 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20D	200 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30D	200 V	3 A	50 ns	DO-210AD
FES16DT	200 V	16 A	35 ns	TO-220AC
EGP10F	300 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20F	300 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30F	300 V	3 A	50 ns	DO-210AD
EGP10G	400 V	1 A	50 ns	DO-41
UF4004	400 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20G	400 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30G	400 V	3 A	50 ns	DO-210AD
UF4005	600 V	1 A	75 ns	DO-41
EGP10J	600 V	1A	50 ns	DO-41
EGP20J	600 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30J	600 V	3 A	50 ns	DO-210AD
UF4006	800 V	1 A	75 ns	TO-41
UF4007	1000 V	1 A	75 ns	TO-41

整流二极管损耗计算：



粗算：　$P_D=V_{T0}*I_O+R_d*(I_{D(n)}{}^{rms})^2$

详细计算：　导通损耗　　$P_{d_on}=V_f*I_{out}*D_{MAX}$

　　　　　　关闭损耗　　$P_{d_off}=V_f*I_{out}*(1-D_{min})$

散热器计算（根据上面 MOS 计算的功耗来算）：

$$R_{QSA}=\frac{T_J-T_A}{P}-R_{QJC}-R_{QCS}=\frac{110-50}{1.9}-2.5-1.6\ =27℃/W$$

根据这个值来选散热器。其中 T_J 你自己允许的最高温度

输出电容的确定：

主输出：　$I_C{}^{rms}=\sqrt{(I_D{}^{rms})^2-I_O{}^2}$　　其他绕组是用上面 RMS 计算公式

翻译和整理：周月东

文档内容参考：　ON,FAIRCHILD 应用文档

电源网 DianYuan.com

纹波电压：$\triangle V_{o(n)}=\frac{I_{O(n)}*D_{MAX}}{C_{O(n)}*F_s}+\frac{I_{ds}^{peak}*V_{RO}*R_{C(n)}*K_{L(n)}}{V_{O(n)}+V_{F(n)}}$

快速方法： $R_{OUT}\leqslant\frac{V_{ripple}}{I_d^{peak}}$ V_{ripple} 为你期望得到的纹波电压

根据计算的电容内阻选择电容容量。

有时一个电容没法满足纹波要求，往往需要使用 LC 滤波，使用后置滤波器需当心，不能把角频率设的太低，太低的角频率会影响带宽和系统的稳定性，一般设定为开关频率的 1/10~1/5。

反馈回路设计：

一般大多数的芯片均是采用电流模式控制，如下图，所以反馈回路可以简单用一个极点和一个零补偿电路。反馈电路的分析，假设光耦的传输比为 100%。电流控制因数 K 定义为：

$$K=\frac{I_{pk}}{V_{FB}}=\frac{I_{over}}{V_{FBsat}}$$

其中： I_{pk} 漏极峰值电流

V_{FB} 给定条件下的反馈电压

I_{over} 设定的过流点

V_{FBsat} 反馈饱和电压，一般为 2.5V

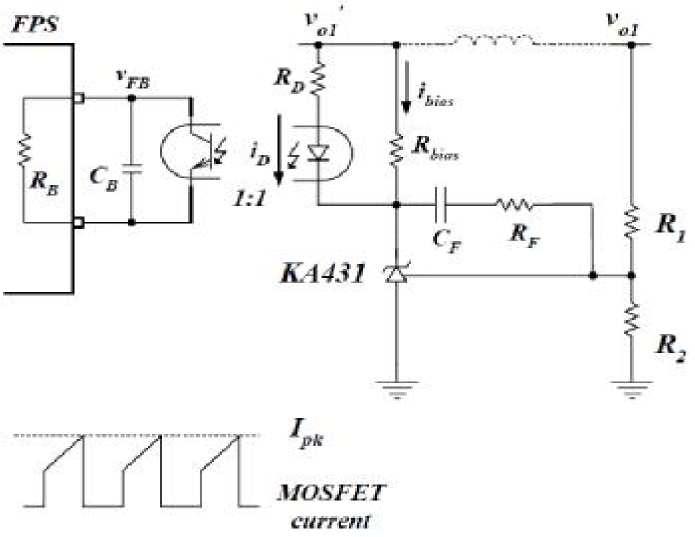


Figure 12. Control Block Diagram

为了表达小信号的交流传输功能，引入$\hat{v}_{FB}$ 和 $\hat{v}_{o1}$ 。

CCM 模式反激变换器使用电流模式控制输出传递函数，定义如下：

$$G_{vc}=\frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{v}_{FB}}=\frac{K*R_L*V_{DC}\left(\frac{N_P}{N_{S1}}\right)}{2*V_{RO}*V_{DC}}*\frac{\left(1+\frac{S}{W_Z}\right)*\left(1-\frac{S}{W_{rz}}\right)}{1+\frac{S}{W_p}}$$

其中： V_{DC} 输入电压

R_L 输出等效电阻 定义为：V_{O1}^2/P_O

V_{RO} 反射电压

N_P　　初级圈数
N_{S1}　　主控回路的圈数
K　　电流控制因数

上面公式中的极点和零点如下：

$$W_Z = \frac{1}{R_{C1} * C_{o1}}$$

$$W_{rz} = \frac{R_{CL} * (1-D)^2}{D * L_M * \left(\frac{N_{s1}}{N_p}\right)^2}$$

$$W_p = \frac{(1+D)}{R_{CL} * C_{O1}}$$

其中：　R_{CL}　输出电容的 ESR

C_{O1}　为输出电容

当变换器多路输出时，全部负载等效电阻并联的值代入上面的公式而不是只有 V_{O1} 。

注意，公式中输出函数有个平面（右平面）零点。因为右平面零点使相位减少了 90 度，所以穿越频率应小于右平面零点。

下图所示 CCM 变换器不同的输入下输出电压传输函数的变化

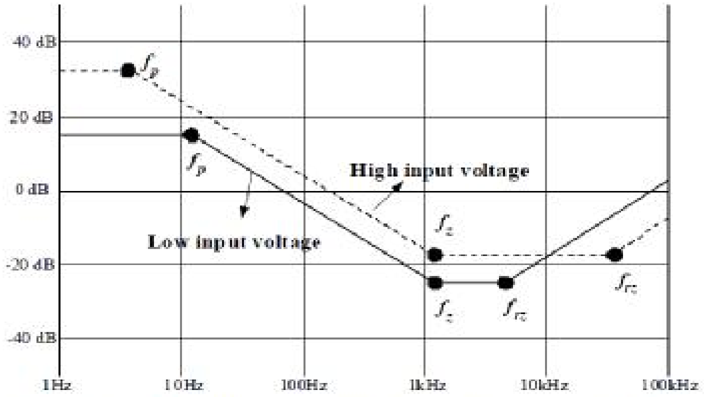


Figure 13. CCM flyback converter control-to output transfer function variation for different input voltages

图中所示，系统的极点，零点和 DC 增益均随输入变化而变化。输入电压最高时增益最高，输入最低时，零点最低。

下图所示 CCM 变换器不同的负载下输出电压传输函数的变化

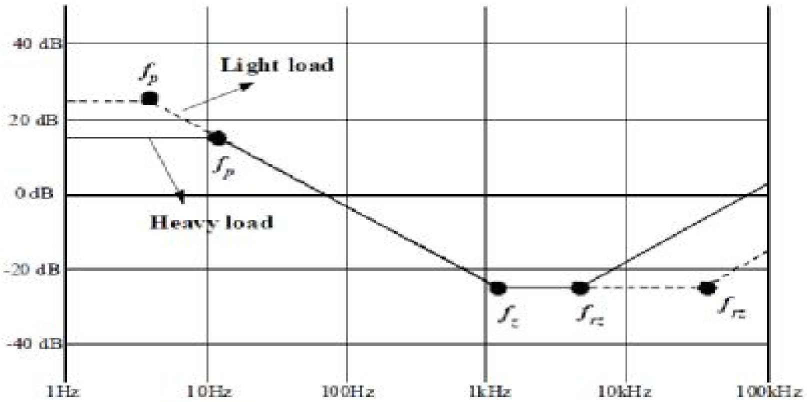


Figure 14. CCM flyback converter control-to output transfer function variation for different loads

图中所示，低频增益不随负载变化，满载时右平面零点最低。

DCM 模式输出传输函数如下：

$$G_{vc}=\frac{v'_{o1}}{v'_{FB}}=\frac{V_{O1}}{V_{FB}}*\frac{\left(1+\frac{S}{W_Z}\right)}{1+\frac{S}{W_p}}$$

其中： $W_Z=\frac{1}{R_{C1}*C_{o1}}$ $W_p=\frac{2}{R_{CL}*C_{O1}}$

下图所示 DCM 变换器不同的负载下输出电压传输函数的变化

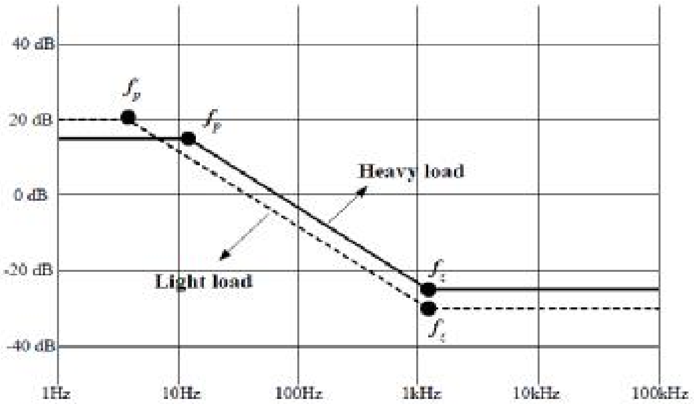


Figure 15. DCM flyback converter control-to output transfer function variation for different loads

跟 CCM 相反，右平面零点和 DC 增益不随输入变化而变化。总增益除了 DC 增益，在满载时增益都是最高的。

根据图 12 的反馈网络：

$$\frac{v'_{FB}}{v'_{o1}}=-\frac{W_i}{S}*\frac{1+\frac{S}{W_{ZC}}}{1+\frac{1}{W_{PC}}}$$

其中： $W_i=\frac{R_B}{R_1*R_D*C_F}$ $W_{ZC}=\frac{1}{(R_F+R_1)*C_F}$ $W_{pc}=\frac{1}{R_B*C_B}$

R_B 为芯片内部的反馈偏置电阻，一般为 2.8K，其他的如图 12。

当输入电压和负载电流在很宽的范围内变化，最坏情况下反馈回路的设计是不容易的。不同条件下，极点和零点的增益是不同的。即使在最低输入，最大负载条件下设计在 CCM 或临界模式，随着负载电流减少或输入电压增加变换器进入 DCM 会改变输出传输函数。

解决这个问题的方法就是设计在最低输入电压和最大负载条件下，反馈环路具有足够的相位和增益余量。对于通用输入变换器，CCM 模式下，右平面零点在最低输入和最大负载时是最低的。工作条件从最低输入到最高输入，增益仅增加了 6dB。因此，设计反馈环路在最低输入和最大负载时超过 45 度的增益余量可以保证整个范围内变换器的稳定。

反馈回路设计步骤如下：

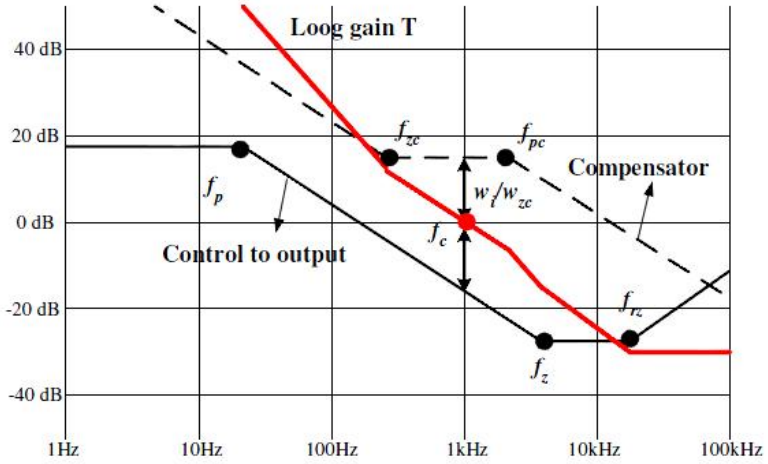
A. 确定穿越频率 f_c 。CCM 模式设定 f_c 低于三分之一右平面零点频率，以最大限度减少右平面零点的影响。DCM 因为没有右平面零点，可设定较高的 f_c 。

B. 当采用 LC 滤波时，应设定 f_c 在 LC 滤波器转折频率的三分之一处，因为它会导致-180 度相位差。 如果太靠近转折频率，那么，为了抵消滤波器的影响，应设计有 90 度以上的相位余量。

C. 确定补偿电路的直流增益$\left(\frac{w_i}{w_{zc}}\right)$以抵消 f_c 频率上的输出增益。

D. 设定补偿电路的零点在$\frac{f_c}{3}$附近

E.设定补偿电路极点 f_{pc} 在 $3f_c$ 以上。



补偿电路的设计

反馈电阻简单的计算：

光耦和 431 使用的电阻 R_{bias} 和 R_D 应被设计成能够为 431 提供合适的工作电流以保证电路正常工作。一般 431 的最小阴极电压为 2.5V，电流 1mA

$$\frac{V_{O1}-V_{op}-2.5}{R_D}>I_{FB}$$

$$\frac{V_{op}}{R_{bias}}>1mA$$

其中： V_{op} 光耦二极管正向压降（一般 1V）

I_{FB} 为反馈电流（一般 1mA ）

深入计算：

作者：电源网资深版主 ZVSZCS

V1.0 版

等级：内部密

翻译和整理：周月东

文档内容参考：ON,FAIRCHILD 应用文档

电源网
DianYuan.com