

反激式开关电源设计的思考一

世纪电源网网友 libing 整理，原创王老师.徐老师

对一般变压器而言，原边绕组的电流由两部分组成，一部分是负载电流分量，它的大小与副边负载有关；当副边电流加大时，原边负载电流分量也增加，以抵消副边电流的作用。另一部分是励磁电流分量，主要产生主磁通，在空载运行和负载运行时，该励磁分量均不变化。

励磁电流分量就如同抽水泵中必须保持有适量的水一样，若抽水泵中无水，它就无法产生真空效应，大气压就无法将水压上来，水泵就无法正常工作；只有给水泵中加适量的水，让水泵排空，才可正常抽水。在整个抽水过程中，水泵中保持的水量又是不变的。这就是，励磁电流在变压器中必须存在，并且在整个工作过程中保持恒定。

正激式变压器和上述基本一样，初级绕组的电流也由励磁电流和负载电流两部分组成；在初级绕组有电流的同时，次级绕组也有电流，初级负载电流分量去平衡次级电流，激励电流分量会使磁芯沿磁滞回线移动。而初次级负载安匝数相互抵消，它们不会使磁芯沿磁滞回线来回移动，而励磁电流占初级总电流很小一部分，一般不大于总电流10%，因此不会造成磁芯饱和。

反激式变换器和以上所述大不相同，反激式变换器工作过程分两步：

第一：开关管导通，母线通过初级绕组将电能转换为磁能存储

起来;

第二: 开关管关断, 存储的磁能通过次级绕组给电容充电, 同时给负载供电。

可见, 反激式变换器开关管导通时, 次级绕组均没构成回路, 整个变压器如同仅有一个初级绕组的带磁芯的电感器一样, 此时仅有初级电流, 转换器没有次级安匝数去抵消它。初级的全部电流用于磁芯沿磁滞回线移动, 实现电能向磁能的转换; 这种情况极易使磁芯饱和。

磁芯饱和时, 很短的时间内极易使开关管损坏。因为当磁芯饱和时, 磁感应强度基本不变, dB/dt 近似为零, 根据电磁感应定律, 将不会产生自感电动势去抵消母线电压, 初级绕组线圈的电阻很小, 这样母线电压将几乎全部加在开关管上, 开关管会瞬时损坏。

由上边分析可知, 反激式开关电源的设计, 在保证输出功率的前提下, 首要解决的是磁芯饱和问题。

如何解决磁芯饱和问题? 磁场能量存于何处? 将在下一篇文章: 反激式开关电源变压器设计的思考二中讨论。

关键词: 开关电源 反激式 磁芯 饱和

世纪电源网网友 libing 整理，原创王老师.徐老师

“反激式开关电源设计的思考一”文中，分析了反激式变换器的特殊性防止磁芯饱和的重要性，那么如何防止磁芯的饱和呢？大家知道增加气隙可在相同 ΔB 的情况下， $\Delta I W$ 的变化范围扩大许多，为什么气隙有此作用呢？

由全电流定律可知：

$$\oint H dl = \sum I$$

$$H l_m = N_p I$$

$$\text{又： } B = \mu_0 \mu_r H \rightarrow H = B / (\mu_0 \cdot \mu_r)$$

$$\text{得： } B / (\mu_0 \cdot \mu_r) \cdot l_m = N_p I$$

$$B = 4\pi \times 10^{-7} \cdot \mu_r \cdot N \cdot I / l_m \quad (1)$$

式中 l_m 为磁路长度，一般我们在开关电源中用的铁氧体磁芯的磁路长度比较短，这样 B 值会很大，容易饱和。

如果加上气隙情况会大不相同，带气隙磁芯的磁路有效长度为：

$$l_a = l_m + \mu_r l_g \quad \text{常用开关电源磁芯的 } \mu_r \text{ 为 } 1500 \sim 2000$$

(1) 式变为：

$$B = 4\pi \times 10^{-7} \cdot \mu_r \cdot N \cdot I / l_a = 4\pi \times 10^{-7} \cdot \mu_r \cdot N \cdot I / (l_m + \mu_r l_g) \quad (2)$$

现在我们先看一个例子：

若选磁芯为 EI33， $N_p = 100$ 匝， $I_p = 0.5A$ ； $\mu_r = 1500$ ，

$$l_g = 1mm, \quad l_m = 76mm;$$

当无气隙时：

$$\begin{aligned} B_m &= 4\pi \times 10^{-7} \times 1500 \times 100 \times 0.5 / 0.076 \\ &= 1.239T \end{aligned}$$

当有气隙时：

$$\begin{aligned} B_g &= 4\pi \times 10^{-7} \times 1500 \times 100 \times 0.5 / (0.076 + (1500 \times 0.001)) \\ &= 0.0597T \end{aligned}$$

由上例可知，同一个磁芯在电流不变的条件下，仅增加 1mm 气隙，加气隙的磁感强度仅为不加气隙的磁感应强度的 4.8%，看来效果相当明显。加了气隙后，是否会影响输出功率呢？换句话说，加了气隙变压器还能否储原来那些能量呀？看一下下面的例子就知道了：

在“思考一”一文中已讨论过，当开关管导通时，次级绕组均不构成

回路，此时，变压器象是仅有一个初级绕组带磁芯的电感器一样，母线将次级需要的全部能量都存在于这个电感器里。如下图 1 就是一个有气隙的电感器：

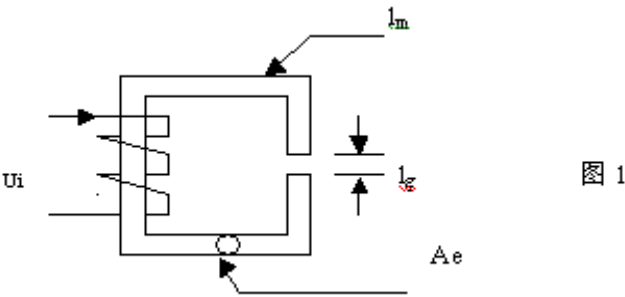


图 1

图 1 表示一个磁芯长为 l_m ，气隙长为 l_g ，截面积为 A_e 的磁芯，在其上绕 N 匝线圈，当输入电压为 U_i 时，输入功率为 W_i ：

$$W_i = \int_0^{t_a} U_i \cdot i dt \tag{3}$$

假若忽略线圈电阻，这个能量必然以磁能 W_m 的形式存于电感中：

$$\text{即：} W_m = W_i = \int_0^{t_a} U_i \cdot i dt \tag{4}$$

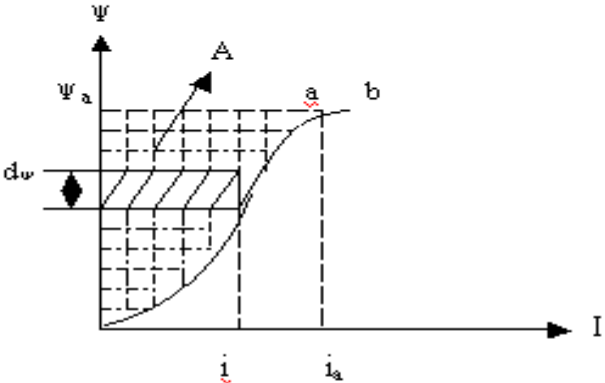


图 2

图 2 为磁路的磁化曲线，假设当 $t = t_a$ 时， $i = i_a$ ，磁链 $\psi = \psi_a$ ；

忽略线圈电阻，那么线圈的自感电动势 e 和 U 相等，根据法拉第电磁感应定律可知：

$$U = e = N d\Phi / dt = d\psi / dt \tag{5}$$

代 5 式入 4 式得：

$$W_m = \int_0^{t_a} d\psi / dt = \int_0^{\psi_a} i d\psi \tag{6}$$

6 式右边的积分为图 2 中阴影部分面积 A，即就是说：

磁场能量的大小等于磁化曲线 b 和纵轴所围成的面积大小。图 1 中，假定磁路各部分的面积相等，磁芯各部分的磁场强度为 H_m ，气隙部分的磁场强度为 H_g ，由全电流定律得：

$$\begin{aligned} NI &= \oint H dl \\ &= H_m \cdot l_m + H_g \cdot l_g \\ &= [B / (\mu_0 \cdot \mu_r)] \cdot l_m + [B / \mu_0] \cdot l_g \quad (7) \end{aligned}$$

$$\text{由 7 式得: } I = (B / N) \cdot [l_m / (\mu_0 \cdot \mu_r) + l_g / \mu_0] \quad (8)$$

代 8 式入 6 式得：

$$W_m = \int_0^{B_a} (B / N) \cdot [l_m / (\mu_0 \cdot \mu_r) + l_g / \mu_0] d\psi \quad (9)$$

$$\text{又: } \psi = N\phi = N \cdot Ae \cdot B$$

$$d\psi = N \cdot Ae \cdot dB \quad (10)$$

代 10 式入 9 式得：

$$\begin{aligned} W_m &= \int_0^{B_a} (B / N) \cdot [l_m / (\mu_0 \cdot \mu_r) + l_g / \mu_0] \cdot N \cdot Ae \cdot dB \\ &= Ae \int_0^{B_a} l_m / (\mu_0 \cdot \mu_r) \cdot B dB + Ae \int_0^{B_a} l_g / \mu_0 B dB \\ &= (Ae \cdot l_m / \mu_0) \int_0^{B_a} (B / \mu_r) dB + \\ &\quad (Ae \cdot l_g / \mu_0) \int_0^{B_a} B dB \quad (11) \end{aligned}$$

11 式右边第一项是磁芯中的磁场能量，第二项是气隙部分的磁场能量，分别用 W_i 和 W_g 表示；那么：

$$\frac{W_g}{W_i} = \frac{[(A_e \cdot l_g / \mu_0) \int_0^{B_a} B dB]}{[(A_e \cdot l_m / \mu_0) \int_0^{B_a} (B / \mu_r) dB]} \quad (12)$$

若假定 μ_r 是不变的，那么 12 式变为：

$$\frac{W_g}{W_i} = \mu_r \cdot l_g / l_m \quad (13)$$

若用上例的参数： $l_m=76\text{mm}$, $l_g=1\text{mm}$, $\mu_r=1500$

将它们代入 13 式得：

$$W_g / W_i = 1500 \times 1 / 76 = 19.7$$

由上面分析可知，母线通过初级绕组将电能转换为磁场能量，储存在磁芯和气隙两部分中，其中大部分集中在气隙中。如下图

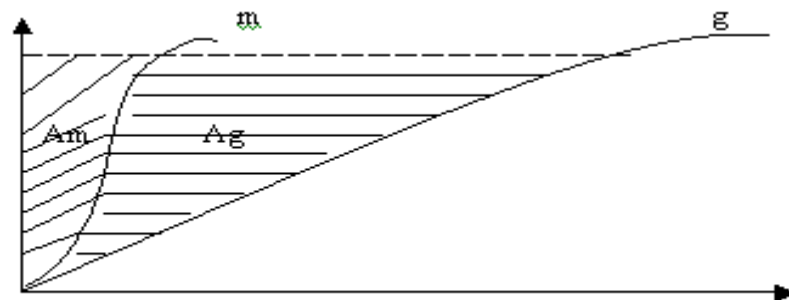


图 3

图 3 中，曲线 m 表示图 1 电感器无气隙时的磁化曲线，曲线 g 表示有气隙时的磁化曲线。图中，面积 Am 表示储存在磁芯部分的磁场能量；面积 Ag 表示储存在气隙部分的磁场能量。上面讲了气隙的作用以及磁场能量在变压器中的分布，那么，根据输出功率如何选用磁芯呢？将在反激式开关电源设计思考三中讨论。

单端反激式开关电源思考（三）磁芯尺寸和类型的选择

世纪电源网网友 libing 整理，原创王老师.徐老师

A、International Rectifier 公司--56KHz

输出功率推荐磁芯型号

0---10WEFD15

SEF16

EF16

	EPC17
	EE19
	EF (D) 20
	EPC25
	EF (D) 25
10–20W	EE19
	EPC19
	EF (D) 20
	EE, EI22
	EF (D) 25
	EPC25
20–30W	EI25
	EF (D) 25
	EPC25
	EPC30
	EF (D) 30
	ETD29
	EER28 (L)
30–50W	EI28
	EER28 (L)
	ETD29
	EF (D) 30

EER35
50-70WEER28L

ETD34

EER35

ETD39

70-100WETD34

EER35

ETD39

EER40

E21

摘自 InternationalRectifier, AN1018- “应用 IRIS40xx 系列单片集成开关 IC 开关电源的反激式变压器设计”

B、ELYTONE公司---100KHzwbymcs51. blog. bokee. net

型号	输出功率（W）				
	<5	5-10	10-20	20-50	
50-100	100-200	200-500	500-1K		
EI	EI12.5	EI16	EI19	EI25	
EI40	EI50	EI60	---		
EE	EE13	EE16	EE19	EE25	EE40
EE42	EE55	EE65			
EF	EF12.6	EF16	EF20	EF25	EF30
EF32	---		---		

EFD	--		EFD12	EFD15	EFD20	EFD25		
EFD30	--		--					
EPC	--		EPC13	EPC17	EPC19	EPC25		
EPC30	--		--					
EER	EER9.5	EER11	EER14.5	EER28	EER35			
EER42	EER49	--						
ETD	--	--		ETD29	ETD34			
ETD44	ETD49	ETD54	--					
EP	EP10	EP13	EP17	EP20	--			
--		--	--					
RM	RM4	RM5	RM6	RM10	RM12			
RM14	--		--					
POT	POT1107	POT1408	POT1811	POT2213	POT3019	POT3622	POT4229	--
PQ	--	--		--			PQ2016	
PQ2625	PQ3230	PQ3535	PQ4040					
EC	--	--		--			--	
--		EC35	EC41	EC70				

摘自 PowerTransformers OFF-LINE Switch Mode

APPLICATION NOTES

“Converter circuit as a function of S. M. P. S. output voltage (Vo)
and output power (Po)”

C、Fairchild Semiconductor 公司--67KHz

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

The core quickselection table For universal input range,
fs=67kHz and 12V singleoutput

摘自: Application Note AN4140

Transformer Design Consideration for

off-lineFlybackTMConverters using Fairchild Power Switch

(FPS)

D、单端反激式变压器磁芯的选择公式wbymcs51.blog.bokee.net

$$V_e = 5555 * P / f$$

式中: V_e ——为磁芯的体积: $V_e = A_e * L_e$; 单位为: 毫米立方;

P ——为输入功率; 单位为: 瓦;

f ——为开关频率; 单位为: 千赫兹;

本公式假设: $B_m = 0.3T$, $L_g/L_e = 0.5\%$ = 气隙长度/磁芯等效长度;

如果 L_g/L_e = 气隙长度/磁芯等效长度 = 1% 时, 又如何计算呢? (请考虑)

输出功率、磁芯截面积和开关频率决定气隙, 因为在反激式开关电源中气隙的体积大小决定储能的多少, 频率决定能量传输的快慢;

如: EI25 $V_e = 2050\text{mm}^3$, $A_e = 42$ 平方毫米, $L_e = 49.4\text{mm}$; $f = 40\text{KHz}$; $\eta = 0.75$;

$L_g = 0.005 * 49.4 = 0.247\text{mm}$ --- 气隙长度

$$P_{in} = V_e * f / 5555 = 2050 * 40 / 5555 = 14.76\text{W};$$

$$P_{out} = \eta * P_{in} = 0.75 * 14.76 = 11.07\text{W};$$

若: $f = 100\text{KHz}$ 则:

$$P_{out} = 11.07\text{W} * (100/40) = 27.675\text{W};$$

关键词：单端反激式开关电源磁芯尺寸和类型

反激式开关电源设计的思考四

世纪电源网网友 libing 整理，原创王老师.徐老师

由于反激式开关电源的特殊性，在设计时要特别考虑的问题就多一些，归纳起来有如下几点：

一、任何时刻开关管上所承受的电压都要低于它能够承受的最大电压，并且要有足够的安全裕量；

以此为出发点，就确定了变压器的变化：

$$U_{cemax} = U_{inmax} + N \cdot U_o + U_{pk} + U_y$$

式中： U_{cemax} —开关管所能承受的最大电压

N —变比初级匝数 N_p / 次级匝数 N_s

U_{in} —直流输入电压最大值

U_o —输出电压

U_{pk} —漏感所产生的电压

U_y —电压裕量

此式很重要一点，就是确定了变比 N ，变比一确定一系列问题就确定下来；比如：

$$\text{反射电压: } V_{oR} = N \cdot V_o;$$

$$\text{占空比: } D = V_{oR} / (V_{in} + V_{oR});$$

$$\text{导通时间: } T_{on} = D \cdot T$$

变比一定要选择合适，以使电路达到优化；若使用双极型晶体管对其基电极的控制很重要，因为它影响着 V_{cemax} 的大小： $V_{ces} > V_{cer} > V_{ceo}$ ；在 ce 间承受最高电压时最好保证 be 结短接或者反偏，此时晶体管就可承受较高的反偏电压。

二、任何时刻都应保证磁芯不饱和；

由于反激式开关变压器的特殊性，磁芯饱和问题在反激式变换器的设计中尤为重要。一旦磁芯饱和，开关管瞬间就会损坏。为防止磁芯饱和反激式开关变压器磁芯一般都留气隙，显著扩大磁场强度的范围，但仅靠气隙并不能完全解决磁芯饱和的问题，由磁感应定律很容易得出：

$$\Delta B = \frac{U_{in} \cdot T_{on}}{N \cdot A_e} \quad (1)$$

由（1）式知：

磁感应强度与输入电压和导通时间有关。在输入电压一定时，由反馈电路保证 T_{on} 的合适值。

在工作过程中，根据磁饱和的形式分两种情况：

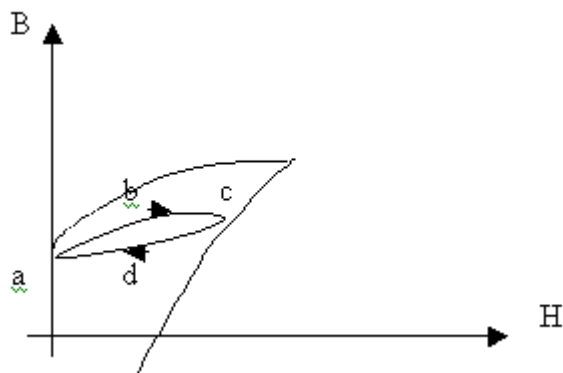
一种是：一次性饱和：

当反馈环路突然失控时，在一个周期内导通一直持续，直到过大的 I_p 使磁芯饱和而使开关管立即损坏；

另一种是：逐次积累式饱和：

磁芯每个周期都有置位与复位动作，反激式开关电源磁芯置位是由初级绕组来实现，磁芯复位是由次级绕组和输出电路来实现。当电路等设计不当时，每次磁芯不能

完全复位，一次次的积累，在若干周期内磁芯饱和。就像吹气不一样，一口气吹破就相当磁芯一次性饱和；每吹一次，就排气，但每次排气量都比进气量少一点，这样循环几次后，气球就会被撑破的；若每次充排气量相同，气球就不会破的，磁芯也是如此，如下图：



磁芯从 $a \rightarrow b \rightarrow c$ 为置位，从 $c \rightarrow d \rightarrow a$ 为复位，每个周期都要回到 a ，磁芯就不会饱和。对于反激式开关电源的断续模式，磁芯复位一般是不成问题的。

三、始终保持变换器工作于一个模式如 **CCM** 或 **DCM**；不要在两个模式之间转换，这两种模式不同，对反馈回路的调节电路要求也不同，在考虑某一种模式而设计的调节电路，如运行到另一模式时易引起不稳定或者性能下降。

四、保证最小导通时间不接近双极性开关管的存储时间；（

MOSFET 管例外）在设计反激式开关电源时，特别在开关电源频率较高、直流输入电压最高，负载又较轻时，开关导通时间 T_{on} 最小，若这个时间接近或小于双极性晶体管的存储时

间（ $0.5\mu\text{s}\sim 1.0\mu\text{s}$ ）时，极易造成开关管失控，而使磁芯饱和。此时就要重新审视开关频率的选择，或能否工作于如此高电压或者通过调节占空比来适应。或者选用其他电路拓扑。

五、不要将变换器的重要元件的参数选得接近分布参数；具体来说，电阻不要太大，电容器和电感器不要太小。

（1）许多反激式开关电源都有一个振荡频率，由 IC 芯片提供，如 UC3842，由 RC 决定，当把 R 选择太大，C 太小时，就易使稳定性特别差；如电容 C 小得接近分布参数，也就是说取掉该电容由线路板及其它元件间的分布参数而形成的容值都和所选的电容容值差不多；或者所选电阻太大以至于线路板上的漏电流所等效的阻值都和所选的电阻大小差不多；这将造成工作不稳定，如温度或湿度变化时其分布参数也跟着变化，严重影响振荡的稳定性。R 一般不要大于 1M 欧，C 一般不要小于 22PF。

（2）反激式开关电源的输出功率如下式：（DCM）

$$P_0 = \frac{U_2 \cdot D_2}{2 \cdot f \cdot L_p} \cdot \eta \quad (2)$$

注意：由于笔误，应为： $U_2=U \cdot U$ ， $D_2=D \cdot D$

由（2）式可知：

在电流断续模式时，当电压和频率固定的情况下，输出功率和变压器的初级电感成反比。即要增加功率就要减小初级绕组的电感量。反激式开关变压器的特殊性：当开关管

导通时变压器相当于仅有初级绕组的一个带磁芯的电感器，当这个电感器小到一定值时就不可太小了，当小至和分布电感值差不多时，这样变压器的参数就没有一致性，工作稳定性差，可能分布参数的变化都会使整个电感值变化一少半，电路的可靠性就无从谈起。初级电感值至少应是分布电感的 **10** 倍以上。

- (3) 同样道理，磁芯的气隙也不可选的太少，太小的话，磁芯稍微的变动（如热胀冷缩）对气隙来说都显得占的比例很大，这样的变压器就无一致性可言，更无法批量生产。

六、反激式变换器的输出滤波电容比起其它拓扑形式的电路所受的冲击更大,它的选择好坏对整个电源的性能及寿命有举足轻重的作用。选择时，一般是按纹波电压要求初选电容值，用电容的额定纹波电流确定电容值，这样比较安全稳妥。当然，耐压值和温度等级也要足够。

七、降低损耗，遏制温升，提高效率，延长寿命

开关电源内部的损耗主要分四个方面：

- (1) 开关损耗 如：功率开关，驱动；
- (2) 导通损耗 如：输出整流器，电解电容中电阻损耗；
- (3) 附加损耗 如：控制 IC，反馈电路，启动电路，驱动电路；
- (4) 电阻损耗 如：预加负载等；

在反激式开关电源中，功率开关和驱动以及输出整流部

分占损耗的 90%多，磁性元件占 5%，其它占 5%； 损耗直接影响效率，更影响电源的稳定性和工作寿命。损耗都以发热而表现出来，晶体管和电容和磁性元件都对温度很敏感；下面看一下温度的影响：

- (1) 温度每升高 10℃，电解电容的寿命就会减半
- (2) 在高温和反向电压接近额定值时，肖特基二极管的漏电很严重，就像阴阳极通路一样；
- (3) 通用磁性材料，从 25℃到 100℃饱和磁感应强度下降 30%左右；在这里，磁性材料的损耗虽然说占比例很小但是它对整个开关电源的影响非常大。比如在正常工作时，设计的最大磁通密度偏大，由于温升的原因将使饱和磁感应强度下降，再加上反馈回路的延迟效应而使导通时间加长，极易使磁芯饱和，瞬间开关管损坏。在此设计时，最好保证铜耗接近于磁耗，初级绕组的铜耗接近于次级绕组的铜耗以达到最优化的设计防止磁芯过渡温升。
- (4) MOSFET 管，每升高 25℃，栅极阈值电压下降 5%；MOSFET 管的最大节点温度时 150℃，节点温度的理想值为 105℃，最高不要超过 125℃；MOSFET 管, R_{ds} 随温度的升高而增大。
- (5) 双极型晶体管，随温度的升高， V_{ce} 而减小，在环境温度较高或接近最高结温时，晶体管的实际最高耐压会有所下降，并且漏电流会更进一步增加，很易造成热损耗。所以，在设计时，尽可能降低元件本身损耗而造成的温升，也

要注意远离热源，不因外界原因而造成温升。更要优化设计减小损耗，提高效率，延长元器件及整个电源的工作寿命。

反激式开关电源设计的思考五

常用公式的理解

世纪电源网网友 libing 整理，原创王老师.徐老师

在反激式开关电源设计之前，我们必须对要用到的公式有所了解，这样不至于造成不管公式适用条件如何，拿来就用，以致看似合理实则差之远矣。下面将在反激式开关电源设计中常用的公式分析如下：再讲电源设计用公式前先看一看一些基本的知识。

一、基本知识

1.磁场的产生：

磁场是由运动电荷产生的，变压器磁芯中的磁场是由绕组中的传导电流产生，磁铁的磁场是由“分子电流”产生。

2.右手定则

右手定则用于判断通电螺线管的磁极（N 极 / S 极，或者说磁力线的方向），用右手握住螺线管，弯曲的四指沿电流回绕方向将拇指伸直，这时拇指指向螺线管的 N 极或者磁力线的方向。

3.磁感应强度 B

磁场是由运动电荷产生的，同时，运动的电荷在磁场中又会受到力的作用。由此，人们通过在磁场中运动的电荷所受磁场力的大小来反映

磁场的强弱；让不同电量（ $q>0$ ）的电荷，在垂直磁场的方向以不同的速度运动，该电荷就会受力，虽然电荷在各点受磁场力的大小不同，但是力与电荷量以及速度的比值在同一点却是相同的，唯一的，这个值就反映了该点磁场的强弱。因此：

$$B = F / q.v \quad (1)$$

该式的物理意义为：磁场中某点的磁感应强度 B 的大小，在数值上等于单位正电荷，以单位速度沿垂直磁场方向运动时，所受力的的大小。

磁感应强度的单位：

$$1 \frac{\text{牛顿}}{\text{库仑} \cdot \text{米/秒}} = 1 \text{ 特斯拉；}$$

4.磁通量 Φ

磁场不仅有强弱还有方向，用磁力线能很好的表示磁感应强度的方向，磁力线是一些围绕电流的闭合线，没有起点也没有终点的曲线。把垂直穿过一个曲面的磁感应线的条数称为穿过该面的磁通量。用 Φ 表示。也形象的将磁感应强度称为磁通密度，两者关系如下：

$$\Phi = B \cdot S \quad (2)$$

磁通的单位： $1T \cdot m^2 = 1Wb$ （韦伯）

5.磁场强度 H

既然点电荷之间的相互作用服从库仑定律，那么，库仑认为点磁荷也应有类似的定律。

$$F = \frac{1}{4\pi \mu_0} \cdot \frac{qm_1 \cdot qm_2}{r^2} \quad (3)$$

式中： μ_0 —为真空磁导率，其值为 $4\pi \times 10^{-7}$

此式为磁的库仑定律；

既然电场强弱可通过点电荷去测量，那么磁场的强弱也可用点磁荷来测量，类似的，把点磁荷放在磁场中，根据其受力的大小就可反映该点磁场的强弱，因此就引入了磁场强度的物理量 H

$$H = F / qm_0 \quad (4)$$

该式中 F 是试探点磁荷 qm_0 在磁场某点所受的力，该式的物理意义：磁场中某点的磁场强度 H 的大小在数值上等于单位磁荷在该点所受到的磁场力的大小。

6. 安培环路定理

磁感应线是套连在闭合载流回路上的闭合线，若取磁感应强度沿磁感应线的环路积分，则磁感应强度沿任何闭合环路 L 的线积分，等于穿过这个环路所有电流的代数和的 μ_0 倍。

$$\oint (L) B \cdot dl = \mu_0 \Sigma I \quad (5)$$

在有磁介质时，安培环路定律表示为：

$$\oint L B \cdot dl = \mu_0 (\Sigma I + I_s) \quad (6)$$

(6)式中： I_s —为磁化电流

I —传导电流

介质内任何曲面 S 的磁化电流强度 I_s 为

$$I_s = \oint L M \cdot dl \quad (7)$$

(7) 式中, $\mathbf{M}$ 为磁化强度, 在数值上等于磁化面电流密度

代 (7) 式入 (6) 式得:

$$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu_0 (\sum \mathbf{I} + \oint \mathbf{M} \cdot d\mathbf{l})$$

$$\text{或: } \oint (\mathbf{B} - \mu_0 \mathbf{M}) \cdot d\mathbf{l} = \mu_0 \sum \mathbf{I}$$

$$\text{令: } \mathbf{H} = \mathbf{B} - \mu_0 \mathbf{M}$$

$$\text{则: } \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \sum \mathbf{I} \quad (8)$$

(8) 式表示:

磁场强度沿任一闭合路径的线积分只与传导电流有关。也说明传导电流确定以后, 不论磁场中放进什么样的磁介质, 也不论磁介质放在何处, 磁场强度的线积分都只与传导电流有关。因而, 引入磁场强度 $\mathbf{H}$ 这个物理量后, 就可绕过磁介质磁化, 磁化电流等不方便测量、处理等一系列问题, 而可方便的从宏观上处理磁介质的存在时的磁场问题。

7. 磁感应强度 $\mathbf{B}$ 和磁场强度 $\mathbf{H}$ 的关系

磁感应强度和磁场强度都是反映磁场强弱和方向的物理量。

磁感应强度是根据在磁场中垂直运动的电荷受力这个特点出发, 通过运动电荷在磁场中受力大小及方向反映磁场的强弱及方向的。

磁场强度是根据两个磁荷间总有作用力这个特点为出发点, 通过在磁场中放试探点磁荷, 根据点磁荷在该点受力大小和方向来反映磁场的强弱及方向的。也就是说, 由于人们对磁的认识的观点不同而使对同一个物理现象用不同的物理量来描述的。在磁荷观点中, 为描述磁场的强弱而引入了磁场强度 $\mathbf{H}$, 而磁感应强度 $\mathbf{B}$ 是作为辅助量引入的;

相反,在分子电流观点中,为描述磁场的强弱而引入了磁感应强度 B ,而磁场强度 H 时作为辅助量引入的。引入磁感应强度和磁场强度都只是表示磁场在某点的强弱及大小,磁场是自然存在的,它在某点的大小和方向是客观存在的,不会因为表示的方法不同而有所改变。

由磁场强度 H 的定义式可知:

$$H = \frac{B}{\mu_0} - M \quad (9)$$

对于各向同性的磁介质, M 与 H 的方向相同,可写成:

$$M = X_m \cdot H \quad (10)$$

X_m 称为磁化率,是一个标量,它反映了磁介质的本质性质
代 (10) 入 (9) 式得:

$$H = \frac{B}{\mu_0} - X_m \cdot H$$

$$B = \mu_0 (1 + X_m) H$$

$$\text{令: } \mu_r = 1 + X_m$$

$$\text{得: } B = \mu_0 \mu_r H$$

$$\text{令: } \mu = \mu_0 \mu_r$$

$$\text{得: } B = \mu H \quad (11)$$

上式中: μ_0 —绝对磁导率

μ_r —相对磁导率

μ —磁介质的磁导率

8. 法拉第电磁感应定律

穿过单匝导线回路的磁通量变化时,会在导体回路中产生感应电动势,感应电动势的大小与穿过回路磁通量的变化率 $d\phi/dt$ 成正比。

$$\varepsilon = -K d\phi/dt \quad (12)$$

若全采用国际单位制, $K=1$

$$\varepsilon = -d\phi/dt$$

当为 N 匝导线组成的回路时

$$\varepsilon = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (13)$$

法拉第电磁感应定律表明，决定感应电动势大小的是磁通随时间的变化率，而不是磁通量本身的大小，也就是说保持恒定大小的磁通量是不会产生感应电动势的。

9. 自感系数 L

对于密绕 N 匝的线圈，电流 I 在各匝线圈中产生的磁通基本相同，线圈产生的自感电动势为：

$$\varepsilon = -N \frac{d\phi}{dt} = - \frac{d\psi}{dt} \quad (14)$$

式中： $\psi = N \phi$

(14) 式说明了自感电动势与自感磁链 ψ 的关系，而自感磁链与线圈中的电流成正比：

$$\psi = L I \quad (15)$$

式中，系数 L 称为自感系数，I 与 ψ 均为有方向性的物理量，在合适的符号规定下，可保证自感磁链与电流同时为正或同时为负，因而保证自感系数恒为正。

代 (15) 入 (14) 得：

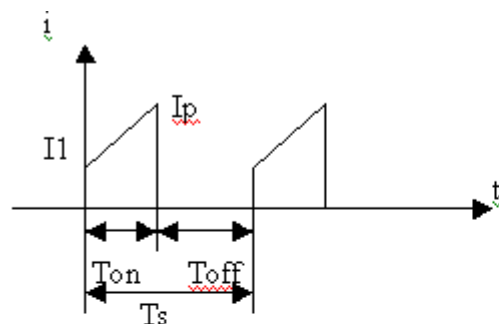
$$\varepsilon = -L \frac{dI}{dt} \quad (16)$$

可知：自感系数的定义：

$$L = \frac{N \phi}{I} = \frac{\psi}{I} \quad (17)$$

由该式可知，自感系数 L 在数值上等于单位电流引起的自感磁链，但是自感系数就象电阻器的电阻一样，是该器件本身的一种属性，是自然存在的，和是否有电流流过以及电流大小都无关，它只决定于线圈本身的大小，形状以及周围介质等因素。

10.有效值，平均值（以电流为例）



1) 平均值: I_{av}

$$I_{av} = \text{梯形面积} / \text{周期} = \frac{\frac{1}{2} (I_1 + I_p) \cdot T_{on}}{T_s} = 0.5D(I_1 + I_p) \quad (18)$$

式中: D 为占空比, $D = T_{on} / T_s$

2) 有效值: I

I = 电流的方均根

$$i = kt + I_1$$

$$K = \frac{I_p - I_1}{T_{on}} \rightarrow I_p - I_1 = K T_{on}$$

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (kt + I_1)^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{k} \int_0^{T_s} (kt + I_1)^2 d(kt + I_1)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{3 T_s k} (kt + I_1)^3 \Big|_0^{T_{on}}} \end{aligned}$$

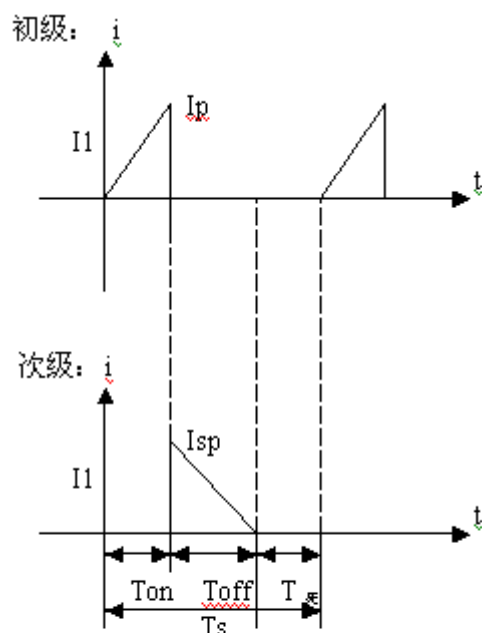
$$\begin{aligned}
&= \sqrt{\frac{1}{3 T_{sk}}} [(I_1 + I_p)^3 - I_1^3] \\
&= \sqrt{\frac{1}{3 T_{sk}}} (I_p^3 - I_1^3) \\
&= \sqrt{\frac{1}{3 T_{sk}}} (I_p - I_1)(I_1^2 + I_1 I_p + I_p^2) \\
&= \sqrt{\frac{K T_{on}}{3 T_{sk}}} (I_1^2 + I_1 I_p + I_p^2) \\
&= \sqrt{\frac{D}{3}} (I_1^2 + I_1 I_p + I_p^2) \quad (19)
\end{aligned}$$

当 $I_1 = 0$ 时，波形为三角形

由 (1) 式得: $I_{av} = \frac{D}{2} (0 + I_p) = \frac{D}{2} I_p$

由 (2) 式得: $I = \sqrt{\frac{D}{3} \cdot I_p^2} = 0.577 I_p \sqrt{D}$

11. 次级有效值，平均值（以电流为例）



2) 平均值: I_{av}

$$I_o = I_{av} = \text{梯形面积} / \text{周期} = \frac{\frac{1}{2} (I_{sp} + 0) \cdot T_{off}}{T_s}$$

$$= 0.5 I_{sp} (0.8 - D)$$

因此: $I_{sp} = 2 I_o / (0.8 - D)$

式中: D 为占空比, $D = T_{on} / T_s$

2) 有效值: I

$$I = \sqrt{\frac{0.8 - D}{3} \cdot I_{sp}^2} = 0.577 I_{sp} \sqrt{0.8 - D}$$

$$I = 0.577 \times \sqrt{0.8 - D} \times 2 \times I_o / (0.8 - D)$$

$$= 1.155 I_o / \sqrt{0.8 - D}$$

二、开关电源设计部分相关公式:

1. 变比 / 匝数比: N

$$N = N_p / N_s \quad (20)$$

但是在设计变压器之前并不知道初次级线匝匝数, 匝数比的确定很大程度上取决于开关管的耐压值, 由于输入最高直流电压, 变压器的漏感和反射电压一起确定了开关管在截止瞬间所要承受的最大的电压值, 其中反射电压是由输出电压和变比确定的, 若开关管所能承受的

最大电压为 V_m ，那么：

$$V_m = U_{inmax} + N(V_0 + V_d) + V_{pk} + V_y \quad (21)$$

式中： U_{inmax} —为最大直流输入电压

V_0 —输出电压

V_d —输出二极管管压降

V_p —漏感所产生的尖峰电压

V_y —安全电压裕量

其中，漏感电压可通过变压器制作工艺和增加阻容吸收电路来抑制；可见，改变匝数比能控制开关管的威胁，对于 220 或 380 电网来说，开关管的耐压已不成问题，在设计中常常根据反射电压直接确定匝数比；

$$V_{oR} = N(V_0 + V_D) \quad (22)$$

220V 交流电压时， V_{oR} 常取 150V 左右

380V 交流电压时， V_{oR} 常取 200V 左右

可根据具体情况调整即可。

2. 初级匝数： N_p

根据电磁感应定律

$$\varepsilon = N_p \frac{d\Phi}{dt} = N_p \frac{dB A_e}{dt} = N_p A_e \frac{dB}{dt} = N_p A_e \frac{\Delta B}{T}$$

忽略初级线圈电阻

$$U_{in} = \varepsilon = N_p A_e \frac{\Delta B}{T_{on}}$$

在 U_{in} 输入电压最低时, T_{on} 为 T_{onmax}

$$U_{inmax} = N_p A_e \frac{\Delta B}{T_{onmax}}$$

$$N_p = \frac{U_{inmin} \cdot T_{onmax}}{A_e \cdot \Delta B}$$

$$= \frac{U_{inmin} \cdot DT_s}{A_e \cdot \Delta B}$$

$$= \frac{U_{inmin} \cdot D_m}{A_e \cdot \Delta B \cdot f} \quad (24)$$

首先确定 ΔB , ΔB 的选择保证变压器正常工作时不会饱和, 一般主要根据磁性材料和开关电源频率决定, 磁材确定 B_s , 开关频率影响磁耗, 磁耗过大, 磁芯温升越高, 一般磁芯从 25°C 到 100°C , B_s 下降 30%, 因此开关频率越高, ΔB 占 B_s 的比例越小, 以下是一个资料的建议:

频率 f 最大工作磁通密度

<50kHz 0.5Bs

<100 kHz 0.4Bs

<500kHz 0.25Bs

<1M kHz 0.1Bs

可见, 此式是在开关管导通时间时保证磁芯不饱和的情况下选择初级匝数, 即由 ΔB 去确定 N_p

3. 初级电感量: L_p

由自感系数的定义可知:

$$L = \frac{\varepsilon}{\frac{di}{dt}} \quad (25)$$

该式表明：自感系数 L 在数值上等于线圈中电流的变化率为一单位时所产生的自感电动势，为了计算方便，在忽略初级绕组电阻的情况下，输入直流电压约等于自感电动势，因此，(25) 式变为：

$$\begin{aligned} L &= \frac{U}{\frac{\Delta I}{\Delta T}} \\ &= \frac{U \cdot \Delta T}{\Delta I} \end{aligned}$$

反激式开关电流在断续模式时，电流为三角波， ΔT 为导通时间，上式变为：

$$L = \frac{U \cdot T_{on}}{I_p} \quad (26)$$

$$= \frac{U \cdot D_m}{I_p \cdot f}$$

要计算电感必须知道初级电流 I_p

4. 初级峰值电流: I_p

反激式开关电流在开关管导通时变压器就像是仅有一个初级线圈的电感器，输入的能量由初级线圈转化为磁场能存入磁芯和气隙中。

$$P_{in} = \frac{1}{2} L_p \cdot I_p^2 / T$$

又: $P_{in} = P_o / \eta$; 输出功率已知

$$\text{得: } P_o = \frac{\eta}{2} L_p \cdot I_p^2 / T \quad (27)$$

必须在最低输入电压下, 保证输出功率, 由 (26) 式得:

$$L_p \cdot I_p = U_{inmin} \cdot T_{onmax} \quad (28)$$

代(28)入(27)式:

$$P_o = \frac{\eta}{2} \cdot I_p \cdot U_{inmin} \cdot T_{onmax} / T$$

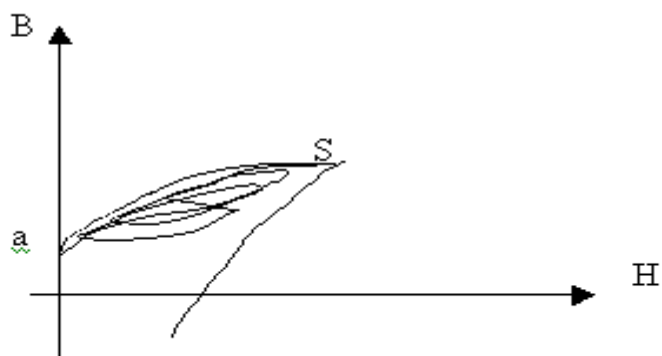
$$I_p = \frac{2 P_o}{\eta \cdot U_{inmin} \cdot T_{onmax} / T}$$

$$I_p = \frac{2 P_o}{\eta \cdot U_{inmin} \cdot D_m} \quad (29)$$

可见, 在最低输入电压时保证输出功率的情况下选择最大 I_p 。

5. 匝数 N, 反射电压 Vor 和最大占空比 Dm

在功率开关管导通期间, 开关变压器的磁芯磁通 ϕ 随初级绕组电流 I_p 的增大而增大; 在功率磁开关管截止期间, 磁通 ϕ 随次级绕组电流减小而减小; 设磁通 ϕ 的最小值为 ϕ_{min} , 在磁化电流临界状态和不连续状态下, 最小磁通 ϕ_{min} 对应于剩余磁感应强度的磁通是一个确定值。假若在每个工作周期结束时, 磁通没有回到周期开始时的出发点, 则磁通 ϕ 将随周期地重复而逐渐增加, 工作点也将不断上升, 使得电流增大, 磁芯饱和, 当磁芯饱和时如下曲线 S 处:



此时，随着 H 的变化，即 i 的变化， $d\phi/dt = 0$ ，也即， $\varepsilon = -Nd\phi/dt = 0$ 开关管所承受的电压为：

$$U_{in} + \varepsilon - I_x R_p = U_{in} - Nd\phi/dt - I_x R_p = U_{in} - 0 - I_x R_p \approx U_{in}$$

U_{in} 直接加于开关管上，开关管会瞬间损坏。为了不至于发生这种损坏功率开关管的现象，每个周期结束时工作磁通 ϕ 必须回到原来的初始位置，——这就是磁通 ϕ 的复位原则。

$U = Nd\phi/dt$ ，故可得：

$$d\phi = 1 / N \cdot U \cdot dt$$

对于反激式开关电源来说，在功率管处于导通期间：

$$d\phi = 1 / N_p \cdot U_i \cdot T_{on}$$

在功率管处于截止期间：

$$d\phi = 1 / N_s \cdot U_o \cdot T_r$$

在功率管导通期间磁通量的增加量 $d\phi$ 导通应该等于在功率管截止期间磁通量的减少量 $d\phi$ 截止，即：

$$d\Phi_{\text{导通}} = d\Phi_{\text{截止}}$$

$$\frac{1}{N_p} \cdot U_i \cdot T_{on} = \frac{1}{N_s} \cdot U_o \cdot T_r$$

$$\frac{U_{in}}{U_o} = \frac{T_r}{T_{on}} \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

由式可见：当 $T_r = T_{off}$ (临界时)

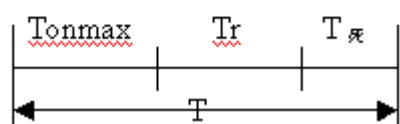
$$\frac{U_{in}}{U_o} = \frac{T_{off}}{T_{on}} \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

工作在磁化电流连续状态下的单管反激式型直流变换器的输出电压

U_o 取决于功率开关变压器初次级绕组的匝数比，功率开关导通 T 与

截止时间 T_{off} 之比和输入电压 U_i 的高低，而与负载电阻无关。

$$\begin{aligned} \text{由上式: } \frac{U_{in}}{U_o} &= \frac{T_r}{T_{on}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \\ U_{in} &= \frac{T_r}{T_{on}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot U_o \\ U_{in} &= \frac{T_r}{T_{on}} \cdot V_{oR} \\ U_{inmin} &= \frac{T_r}{T_{onmax}} \cdot V_{oR} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} T_r &= T - T_{onmax} - T_{\pi} \\ T_r &= T - T_{onmax} - 0.2T \\ T_r &= 0.8T - T_{onmax} \\ U_{inmin} &= \frac{0.8T - T_{onmax}}{T_{onmax}} \cdot V_{oR} \\ U_{inmin} &= \frac{0.8 - \frac{T_{onmax}}{T}}{\frac{T_{onmax}}{T}} \cdot V_{oR} \\ \frac{V_{inmin}}{V_{oR}} &= \frac{0.8 - \frac{T_{onmax}}{T}}{\frac{T_{onmax}}{T}} = \frac{0.8 - D_m}{D_m} \\ \frac{V_{inmin}}{V_{oR}} &= \frac{0.8}{D_m} - 1 \\ 1 + \frac{V_{inmin}}{V_{oR}} &= \frac{1}{1.25D_m} \\ 1.25D_m &= \frac{V_{oR}}{V_{inmin} + V_{oR}} \\ D_m &= \frac{0.8V_{oR}}{V_{inmin} + V_{oR}} \quad (30) \end{aligned}$$

(30) 式为反激式开关电源计算最大占空比的一个重要公式，该式是由磁复位的条件而推出，即开关管导通时的伏秒积与次级二极管导通时的伏。

反激式开关电源设计的思考六

世纪电源网网友 libing 整理，原创王老师,徐老师.

一变压器设计实例

徐丽红 王佰营

已知条件：

输入电压：DC:380V~700V

输出电压：1) 5V / 0.5A

2) 12V / 0.5A

3) 24V / 0.3A

PWM 控制论芯片选用 UC2842,

开关频率：50KHz

效率 η ：80%

取样电压用 12V，5V 用 7-8V 电压通过低压差三端稳压块得到；

算得 $P_o = 5 \times 0.5 + 12 \times 0.5 + 24 \times 0.3 = 15.7 \text{ W}$

计算步骤：

1、确定变比 N

$$N = N_p / N_s$$

$$V_{oR} = N(V_O + V_D)$$

$$N = V_{oR} / (V_O + V_D)$$

VoR 取 210V

$$N=210 / (12+1)=16.1 \text{ 取 } 16$$

2.计算最大占空比 Dmax

$$\begin{aligned} D_m &= \frac{0.8V_{oR}}{V_{inmin} + V_{oR}} \\ &= \frac{0.8 \times 210}{380 + 210} \\ &= 0.28 \end{aligned}$$

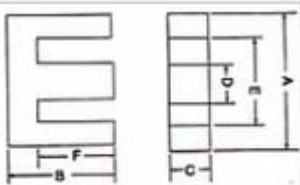
3、选择磁芯

计划选择 EE 型磁芯，因此 ΔB 为 0.2T，电流密度 J 取 4A/mm²

$$A_p = A_w A_e = 6500 \times P_0 / (\Delta B \times J \times f)$$

$$= 2.51 \times 10^3 \text{ (mm}^4\text{)}$$

通过查南通华兴磁性材料有限公司 EE 型磁芯参数知

											
型号 TYPE	尺寸 Dimensions(mm)						有效参数 Effective Parameter				重量 (克) Weight
	A	B	C	D	E	F	C mm	Le mm	Ae mm ²	Ve mm ³	
EE8.3/8.0	8.3±0.3	4.0±0.1	3.6±0.2	1.8±0.2	6.1	3 +0.2/-0.1	2.8	19.5	6.9	135	0.9
EE10/11	10.2±0.3	5.5±0.2	4.8±0.2	2.5±0.2	7.6	4.3±0.2	2.3	26.5	11.5	301	1.8
EE13/12	13.0±0.3	6.0±0.2	5.9±0.3	2.8 0/-0.4	9.8	4.6±0.2	1.8	30.3	16.6	501	2.4
EE16/14	16.1±0.3	7.1±0.2	5.0 0/-0.4	4±0.2	11.7	5.2±0.2	1.9	35.5	18.5	650	3.5
EE16L/26	16.0±0.4	12.3±0.2	5.1 0/-0.4	4±0.2	11.7	10.2±0.2	2.8	55.2	19.7	1080	5.3
EE19/16	19.0±0.4	8.0±0.3	5.1 0/-0.5	5.1 0/-0.5	13.5	5.6±0.3	1.7	39.2	23.4	910	4.5
EE19L/27	19.0±0.4	13.6±0.3	5.1 0/-0.5	5.1 0/-0.5	13.5	11.4±0.3	2.6	62.1	23.4	1450	8.5
EE20/21	20.5±0.5	10.4 +0.6/0	7.0±0.3	5 0/-0.5	14.7	6.8 +0.5/0	1.2	47.1	39	1840	10
EE22A/20	22.0±0.4	10.0 +0.5/0	5.5±0.3	4.0±0.2	17	7.5 +0.4/0	2.1	53.9	25	1320	6.5
EE22B/30	22.0±0.4	10.5±0.3	6 0/-0.5	6 0/-0.5	15.6	10.7 +0.4/0	1.9	65.7	35	2290	12.3
EE25A/20	25.0±0.5	10±0.3	6.6±0.3	6.6±0.3	18.3	6.8±0.3	1.2	49.4	42.2	2080	11
EE25B/19	25.4±0.5	9.6±0.3	6.4±0.3	6.4±0.3	18.6	6.4±0.3	1.2	48.0	40.4	1940	9.5
EE28/34	28.0±0.6	16.8±0.3	10.6±0.3	7.2±0.3	18.6	12.3±0.3	0.8	70.6	86.1	6077	33.5

通过上面计算,考虑到还有反馈绕组,要留有一定余量,最终选择
EE25 磁芯

EE25 磁芯的 $A_e=42.2\text{mm}^2=4.22\times 10^{-3}\text{m}^2$

4、计算初级匝数 N_p

$$N_p = \frac{U_{inmin} \cdot D_m}{A_e \cdot \Delta B \cdot f}$$

代入数值为:

$$N_p = \frac{380 \times 0.28}{4.22 \times 10^{-3} \times 0.2 \times 50 \times 10^3}$$

$$= 252 \text{ 取 } 250T$$

5、初级峰值电流:Ip

$$I_p = \frac{2 P_o}{\eta \cdot U_{inmin} \cdot D_m}$$

$$= \frac{2 \times 15.7}{0.8 \times 380 \times 0.28}$$

$$= 0.369 \text{ (A)}$$

6、初级电感量 L

$$L = \frac{U \cdot D_m}{I_p \cdot f}$$

$$= \frac{380 \times 0.28}{0.369 \times 50 \times 10^3}$$

$$= 5.77(\text{mH})$$

7、次级匝数

1)、12V 取样绕组 Ns:

$$N_s = N_p / N$$

$$= 250 / 16$$

$$= 15.625 \text{ 取 } 16 \text{ 匝}$$

2)、计算每匝电压数 Te:

$$T_e = (U_o + U_d) / N_s$$

$$= (12 + 1) / 16$$

$$= 0.8125$$

3)、7.5V 匝数:

$$N_{7.5V} = U / T_e$$

$$= (7.5 + 0.5) / 0.8125$$

$$= 9.84 \text{ 取 } 10 \text{ 匝}$$

4)、24V 匝数

$$N_{24V} = U / T_e$$

$$= (24 + 1) / 0.8125$$

$$= 30.7 \text{ 取 } 31 \text{ 匝}$$

5)、辅助绕组 15V

$$N_{15V} = U / T_e$$

$$= (15 + 1) / 0.8125$$

$$= 19.7 \text{ 取 } 20 \text{ 匝}$$

8、计算初级线径:

1)、计算电流有效值 I

$$I = \sqrt{\frac{D}{3} \cdot I_p^2} = 0.577 I_p \sqrt{D}$$

$$= 0.577 \times 0.369 \times \sqrt{0.28}$$

$$= 0.1126(A)$$

2)、计算线径 d

$$\begin{aligned}
 S &= I / J \\
 &= 0.1126 / 4 \\
 &= 0.028 \text{ (mm}^2\text{)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 d &= 2 \sqrt{\frac{S}{\pi}} = 2 \times \sqrt{\frac{0.028}{3.14}} \\
 &= 0.18 \text{ (mm)}
 \end{aligned}$$

9、计算次级 12V / 5V 线径:

1)、计算电流有效值 I

$$\begin{aligned}
 I &= 1.155 I_o / \sqrt{0.8 - D} \\
 &= 1.155 \times 0.5 / \sqrt{0.8 - 0.28} \\
 &= 0.8 \text{ (A)}
 \end{aligned}$$

2)、计算线径 d

$$\begin{aligned}
 S &= I / J \\
 &= 0.8 / 4 \\
 &= 0.2 \text{ (mm}^2\text{)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 d &= 2 \sqrt{\frac{S}{\pi}} = 2 \times \sqrt{\frac{0.2}{3.14}} \\
 &= 0.5 \text{ (mm)}
 \end{aligned}$$

10、计算次级 24V 线径:

1)、计算电流有效值 I

$$\begin{aligned}
 I &= 1.155 I_o / \sqrt{0.8 - D} \\
 &= 1.155 \times 0.3 / \sqrt{0.8 - 0.28} \\
 &= 0.48 \text{ (A)}
 \end{aligned}$$

2)、计算线径 d

$$\begin{aligned}
 S &= I / J \\
 &= 0.48 / 4 \\
 &= 0.12 \text{ (mm}^2\text{)} \\
 d &= 2 \sqrt{\frac{S}{\pi}} = 2 \times \sqrt{\frac{0.12}{3.14}} \\
 &= 0.39 \text{ (mm)}
 \end{aligned}$$

通过计算线径选择如下：

初级用 **0.18mm** 线绕；

12V 和 **5V** 绕组用 **0.27mm** 的线双线并绕；

24V 绕组用 **0.21mm** 线双线并绕；

辅助绕组 **15V** 用 **0.21mm** 线绕。

Application Report

90W Single stage PFC-flyback using L6562A for LED driver

Introduction:

In these years, power LEDs for lighting is quite hot application. For the reasons: their life of LED is significantly longer at 100,000 to 15,000 full-power hours (11+ years) to half brightness, the cost of power LEDs is rapidly coming down, and it's easy to find different sources from the market recently.

We are always using the words to talk about LED lighting: high efficiency (light out per watt in), long life... but if we look back to the power supply solution for LED lighting, it's hard to find the benefit of the long life. The E-caps using in the switching mode power supply solution are limiting the total solution's lifetime. And for several tens watt application, it's hard to find suitable solution to meet the regulator requirement: Power Factor or Harmonic Current requirement, but with low costing also.

In this file, introduces the solution without E-cap, using traditional TM PFC controller L6562A to control the flyback topology, combining the functions of PFC(Power Factor correction) and flyback topology (AC-DC converter), to meet the requirements: Long lifetime to match the LED Lighting's feature, PF or Harmonic Current for regulator, and also low costing for commerce. In this application, there are big advantages as talked above, but also a little drawback maybe somebody don't like: double line frequency ripple voltage on output, and also cause the same frequency ripple current on LEDs. It's possible to decrease the value of ripple voltage by adding e-caps at output side as adaptors, but it's impossible to get the same small ripple voltage as adaptors do.

Main characteristics and brief circuit description

The main characteristics of the design are listed below:

- Wide range input voltage (90Vac/60Hz ~ 264Vac/50Hz);
- Vout is set at 35V max, and able to low to 24Vdc with CV loading;
- Iout is set at 5A maximum current limitation;
- EN61000-3-2 is implemented;
- Capable of FCC Class B conducted EMI;
- Isolated output, "safe" voltage;

Brief circuit description:

In this application, I'm using L6562A at Primary side for PFC - PWM control, and TSM1014 at secondary side for CC/CV control.

At primary side:

L6562A as a TM PFC control, I add FOT (fixed off-time) technical here, to change the TM mode to CCM mode control. The five components: D3, C10, C11, R15, R16 implement this change function. Using this FOT technical, we can limited the peak current at primary side for several tens power application and the peak voltage stress with primary MOSFET at starting up stage. A voltage regulator combines with C6, C7, R6, ZD1 and Q2, to supply L6562A a safety VCC voltage. To meet the requirement of different output voltage to cover the tolerance of LED forward voltage drop, the voltage supplies from aux. winding is always a little higher than the max. value of IC VCC pin at normal output conditions, so this regulator is added here. Resistor R7 is added to give a preliminary

voltage on Pin1 to start up the IC. The value of Resistor R7, R9, R12 should be calculated to insure the voltage on Pin2 can be high to 6V and low to 0V, when the voltage on R11 is changing.

The practical value of R14, C9 on Multi pin of IC L6562A and the current sensing resistor R19A,B,C,D, are using to maximize the PF value, minimize the THD and harmonic current.

At secondary side:

Transformer secondary winding is split to two equal parts, the VCC of TSM1014 is regulated from the half point of the secondary winding, to drop to VCC value to the permitted range of this CC/CV controller. The capacitance of filter C-cap on Vref pin should not carefully select to avoid any oscillation of the reference voltage, the recommended value in this board is 10nF.

All the caps value are tried to minimized and replace by ceramic type, thanks to Murata for their advantage cap's technical.

And also for the transformer, thanks to TDK for low core loss materials.

Figure 1: Schematic

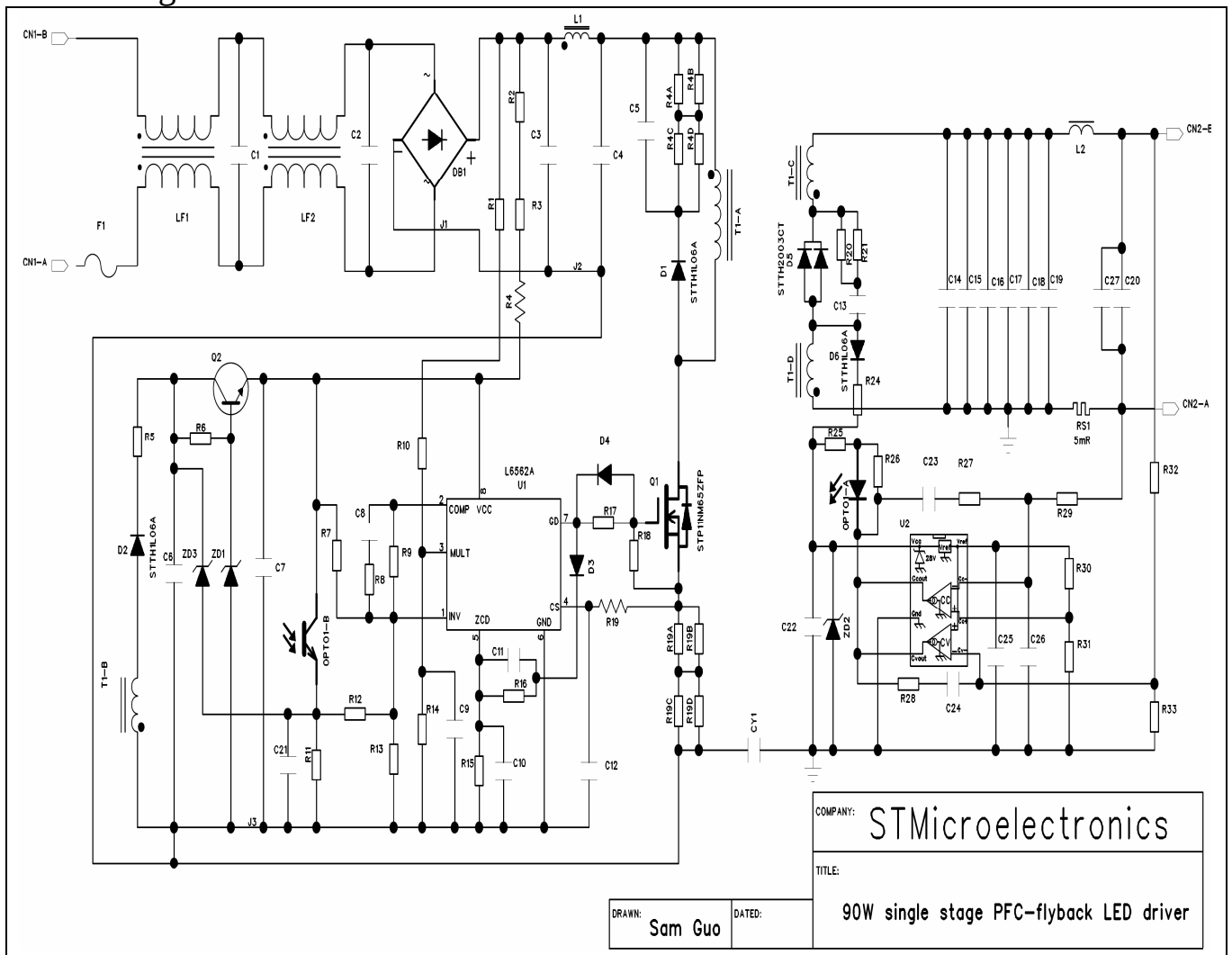


Table 1: Bill of Materials-1

<i>Des.</i>	<i>Part Type/ Part Value</i>	<i>Description</i>	<i>Supplier</i>	<i>CASE STYLE /PACKAGE</i>
C1	100nF	X2 - SAFETY CAP.		6X18mm P=15mm
C2	100nF	X2 - SAFETY CAP.		6X18mm P=15mm
C3	1.0uF	450V - MATEL FILM CAPACITOR		6X16mm P=15mm
C4	1.0uF	450V - MATEL FILM CAPACITOR		6X16mm P=15mm
C5	4.7nF	630V CERCAP - GRM31BR72J472KW01L	MURATA	1206
C6	4.7uF	50V CERCAP - GRM31CR71H475KA12L	MURATA	1206
C7	47uF	16V CERCAP - GRM32ER61C476KE15L	MURATA	1210
C8	1uF	16V CERCAP - GRM39X5R105K16D52K	MURATA	0603
C9	1nF	16V CERCAP - GERNERAL PURPOSE	MURATA	0603
C10	N68	16V CERCAP - NPO	MURATA	0603
C11	N39	16V CERCAP - NPO	MURATA	0603
C12	N33	25V CERCAP - GERNERAL PURPOSE	MURATA	0603
C13	2.2nF	630V CERCAP - GRM31BR72J222KW01L	MURATA	1206
C14	4.7uF	50V CERCAP - GRM31CR71H475KA12L	MURATA	1206
C15	4.7uF	50V CERCAP - GRM31CR71H475KA12L	MURATA	1206
C16	4.7uF	50V CERCAP - GRM31CR71H475KA12L	MURATA	1206
C17	4.7uF	50V CERCAP - GRM31CR71H475KA12L	MURATA	1206
C18	4.7uF	50V CERCAP - GRM31CR71H475KA12L	MURATA	1206
C19	4.7uF	50V CERCAP - GRM31CR71H475KA12L	MURATA	1206
C20	4.7uF	50V CERCAP - GRM31CR71H475KA12L	MURATA	1206
C21	100nF	16V CERCAP - GERNERAL PURPOSE	MURATA	0603
C22	2.2uF	50V CERCAP - GRM31CR71H225KA12L	MURATA	1206
C23	0.47uF	50V CERCAP - GERNERAL PURPOSE	MURATA	0805
C24	0.47uF	50V CERCAP - GERNERAL PURPOSE	MURATA	0805
C25	10nF	50V CERCAP - GERNERAL PURPOSE	MURATA	0603
C26	10nF	50V CERCAP - GERNERAL PURPOSE	MURATA	0603
C27	4.7uF	50V CERCAP - GRM31CR71H475KA12L	MURATA	1206
C28				
C29				
C30				
CN1	AC INLET	2PINAC GERNERAL PROPOSE WITH SAFETY		PTH
CN2	INLET	2PINAC GERNERAL PROPOSE WITH SAFETY		PTH
CY1	2N2	Y1 - SAEFETY CAP. DE1E3KX222M	MURATA	PTH
DB1	D4KB60	4A/600V GERNERAL PURPOSE BRIDGE RECTIFIER		
D1	STTH1L06A	1A/600V ULTRAFAST HIGH VOLTAGE RECTIFIER	ST	SMA
D2	STTH1L06A	1A/600V ULTRAFAST HIGH VOLTAGE RECTIFIER	ST	SMA
D3	LL4148	FAST SWITCHING DIODE		MINIMELF SOD-80
D4	LL4148	FAST SWITCHING DIODE		MINIMELF SOD-80
D5	STTH2003CFP	20A/300V HIGHT FREQUENCY SECONDARY RECTIFIER	ST	TO-220FPAB
D6	STTH1L06A	1A/600V ULTRAFAST HIGH VOLTAGE RECTIFIER	ST	SMA
F1	FUSE - 3.15A	FUSE T3.15A/250V - TIME DELAY		PTH
L1	CHOKE-L	15uH T6.3, OD15.5, ID8.5 1.0MM WIRE		PTH
L2	Jump	Jump wire: D=1.0mm		PTH
LF1	COM-CHOKE	2mH T7.2, OD14, ID7 0.6MM WIRE		T14-7-7
LF2	COM-CHOKE	14mH T8.6, OD16, ID9 0.6MM WIRE		T16-9-9

Table 2: Bill of Materials-2

<i>Des.</i>	<i>Part Type/ Part Value</i>	<i>Description</i>	<i>Supplier</i>	<i>CASE STYLE /PACKAGE</i>
J1-2	Jump	Jump wire: D=0.8mm		PTH
J3	Jump	Jump wire: D=0.6mm		PTH
J4	0Ω	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
OPT01	PC817A	OPTOCOUPLER	SHARP	DIP-4 - 10.16MM
Q1	STF11NM65N	12A/650V 0.33Ω N-CHANNEL SECOND GENERATION MOSFET	ST	TO-220FP
Q2	MMBT3904	NPN SMALL SIGNAL BJT MMBT3904LT1		SOT23
R1	1MΩ	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 1% - 100ppm/°C		1206
R2	330KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 1% - 100ppm/°C		1206
R3	330KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 1% - 100ppm/°C		1206
R4	330KΩ	AXIAL STAND. M-FILM RES. - 0.166W - 1%		PTH
R4A	47KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R4B	47KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R4C	47KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R4D	47KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R5	4.7Ω	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0805
R6	2.2KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0805
R7	680KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0603
R8	10KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0603
R9	100KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0603
R10	1MΩ	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 1% - 100ppm/°C		1206
R11	1.0KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0603
R12	39KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0603
R13				
R14	10KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 1% - 100ppm/°C		0603
R15	7.5KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 1% - 100ppm/°C		0603
R16	3.9KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 1% - 100ppm/°C		0603
R17	4.7Ω	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0805
R18	20KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0603
R19	1KΩ	AXIAL STAND. M-FILM RES. - 0.166W - 5%		PTH
R19A	0.18Ω	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R19B	0.18Ω	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R19C	0.18Ω	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R19D	0.18Ω	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R20	24Ω	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R21	24Ω	SMD STANDARD FILM RES - 1/4W - 5% - 250ppm/°C		1206
R24	10Ω	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0805
R25	1.5KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 1% - 100ppm/°C		0805
R26				
R27	1KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0603
R28	4.7KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0603
R29	1KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 5% - 250ppm/°C		0603
R30	100KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 1% - 100ppm/°C		0603
R31	2.2KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 1% - 100ppm/°C		0603
R32	27KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 1% - 100ppm/°C		0603
R33	1KΩ	SMD STANDARD FILM RES - 0.1W - 1% - 100ppm/°C		0603
RS1	5mΩ	Resistor wire D=1.0mm		PTH

Table 3: Bill of Materials-3

Des.	Part Type/ Part Value	Description	Supplier	CASE STYLE /PACKAGE
T1	TRANSFORMER	PQ3220-PC47/PC95 TDK		DWG
U1	L6562A	TRANSITION-MODE PFC CONTROLLER	ST	SO-8
U2	TSM1014	LOW CONSUMPTION VOLTAGE AND CURRENT CONT	ST	SO-8
ZD1	15V/0. 5W	ZENER DIODE		MINIMELF SOD-80
ZD2	22V/0. 5W	ZENER DIODE		MINIMELF SOD-80
ZD3				

Electrical Testing Results:

Efficiency

The unit's efficiency is tested at different input voltage and different output loading on CV mode. Because the output voltage and current are combined with a large AC component, the output power is no longer able to simply calculate by the average or RMS value of Voltage and Current time each other. Below results are basing on the electrical loading constant voltage mode (CV), to simplify the testing structure, if compare to the actual characteristics using LEDs, the waveforms and performances are very similar.

Table 4:

Testing conditions: CV loading 33V

Vin	Iin (mA)	Pin (W)	PF	Vo (V) rms	Po (W)	Eff. (%)
90Vac/60Hz	1028.1	91.56	0.99	33.24	74.36	81.21
100Vac/60Hz	949.4	93.84	0.99	33.26	78.09	83.22
115Vac/60Hz	856.0	96.50	0.98	33.27	81.68	84.64
120Vac/60Hz	813.9	96.00	0.98	33.27	81.92	85.33
220Vac/50Hz	503.6	103.32	0.92	33.30	90.94	88.02
230Vac/50Hz	485.8	103.15	0.92	33.30	91.00	88.22
240Vac/50Hz	467.7	102.51	0.91	33.30	90.24	88.03
264Vac/50Hz	439.4	102.91	0.88	33.30	90.25	87.70

Testing conditions: CV loading 30V

Vin	Iin (mA)	Pin (W)	PF	Vo (V) rms	Po (W)	Eff. (%)
90Vac/60Hz	1086.6	96.92	0.99	30.28	78.69	81.19
100Vac/60Hz	1124.8	111.38	0.99	30.33	92.05	82.64
115Vac/60Hz	965.1	109.40	0.98	30.33	92.73	84.76
120Vac/60Hz	923.3	109.11	0.99	30.33	92.79	85.04
220Vac/50Hz	488.6	100.16	0.92	30.32	87.73	87.59
230Vac/50Hz	471.5	99.91	0.92	30.32	87.48	87.56
240Vac/50Hz	456.0	99.63	0.91	30.32	87.30	87.62
264Vac/50Hz	426.5	99.34	0.88	30.32	86.92	87.50

Table 5:

Testing conditions: CV loading 27V

Vin	Iin (mA)	Pin (W)	PF	Vo (V) rms	Po (W)	Eff. (%)
90Vac/60Hz	1064.6	94.83	0.99	27.31	77.49	81.71
100Vac/60Hz	947.6	93.63	0.99	27.31	78.30	83.63
115Vac/60Hz	826.2	93.49	0.98	27.31	79.58	85.12
120Vac/60Hz	793.3	93.51	0.98	27.32	79.84	85.38
220Vac/50Hz	445.0	89.59	0.92	27.31	78.22	87.31
230Vac/50Hz	430.0	89.40	0.90	27.31	77.94	87.18
240Vac/50Hz	417.3	89.39	0.89	27.31	78.04	87.30
264Vac/50Hz	392.8	89.31	0.86	27.31	77.91	87.24

No load input power

Vin	Pin (mW)	Vo (V)
90Vac/60Hz	708	34.94
100Vac/60Hz	872	34.94
115Vac/60Hz	917	34.94
230Vac/50Hz	771	34.96
240Vac/50Hz	781	34.96
264Vac/50Hz	846	34.96

Harmonic Current

This unit is also designed to follow the requirement per. EN6100-3-2 class C (lighting).

Table 6:

Vin=115Vac/60Hz	Pin:	95.7 W	Iin:	0.844 A
Vin=230Vac/50Hz	Pin:	100.24 W	Iin:	0.4743 A
	PF:	0.987		
	PF:	0.908		

Set CV loading = 30V					
Limits for class C equipment (light >25W)					
Harmonic order	Maximum permissible har		Testing Result		Pass/Fail
	%		%		
	115Vac/60Hz	230Vac/50Hz	115Vac/60Hz	230Vac/50Hz	
2	2	2	0.03	0.07	
3	29.61	27.24	8.73	17.32	
5	10	10	0.79	5.39	
7	7	7	0.20	3.37	
9	5	5	0.42	2.82	
11< n ≤ 39	3	3			
11	3	3	0.63	2.35	
13	3	3	0.60	2.22	
15	3	3	0.48	2.07	
17	3	3	0.34	1.82	
19	3	3	0.33	1.58	
21	3	3	0.26	1.53	
23	3	3	0.31	1.41	
25	3	3	0.45	1.27	
27	3	3	0.51	1.14	
29	3	3	0.34	0.96	
31	3	3	0.22	0.86	
33	3	3	0.04	0.82	
35	3	3	0.16	0.86	
37	3	3	0.30	0.80	
39	3	3	0.35	0.72	
Result					Pass

(=30*PF)

Waveforms and Protection

Normal operating waveforms:

In below section, will try to add some waveform to show the unit's performance when it works in steady states.

Vin=115Vac/60Hz, Loading CV=33V

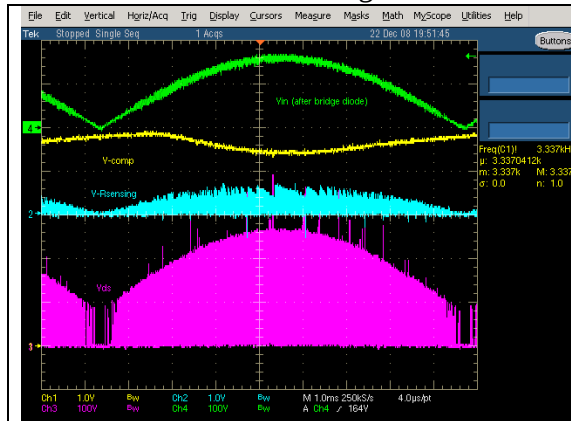


Figure 2

Vin=230Vac/50Hz Loading CV=33V

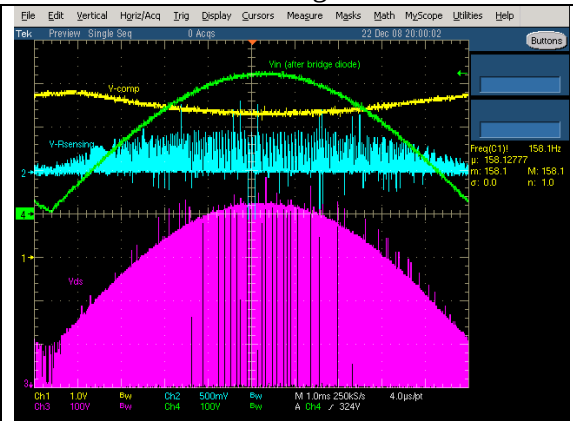


Figure 3

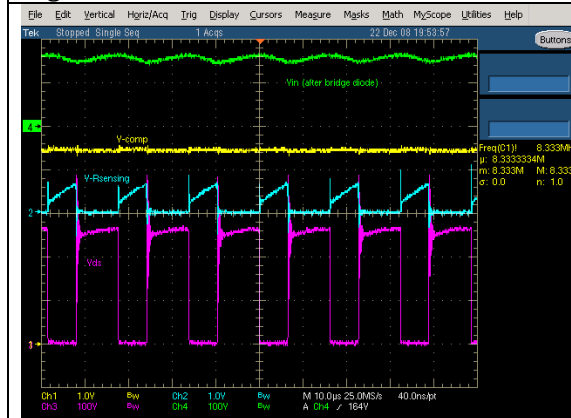


Figure 4

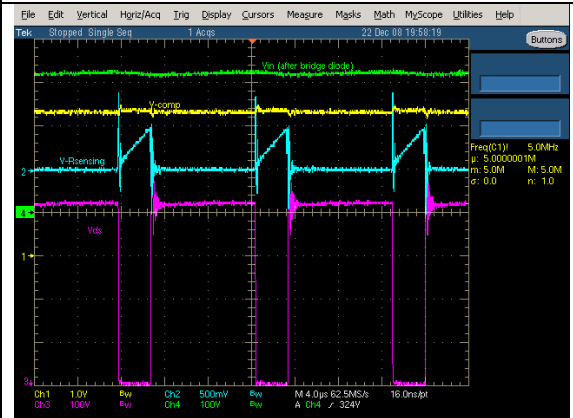


Figure 5

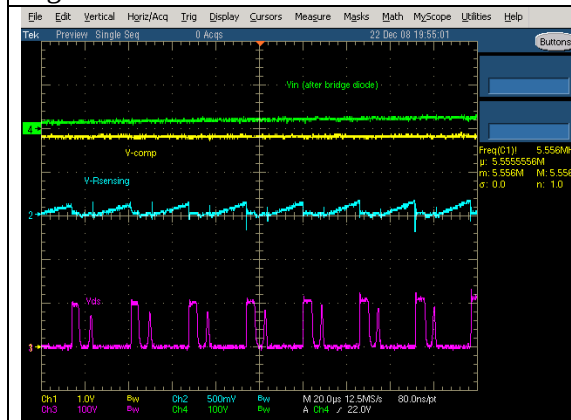


Figure 6

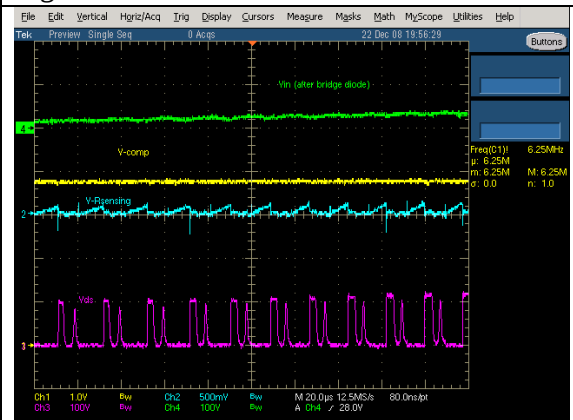


Figure 7

Above record the waveforms at primary side at nominal conditions. Figure 4,5 record the extension waveform of figure 2,3 when input voltage at the top of the sine waveform. And figure 6,7 record the extension waveform of figure 2,3 when input voltage at the bottom of the sine waveform.

From these waveforms we can find: the unit works in the mode of “fix-off-time”, means the turn off time of the MOSFET does not change when the input is waving. And the switching frequency doesn’t change so much when the input voltage change from low to high.

The waveform in figure 2 and 3, look like some click, but it causes by the display of the oscilloscope and the actual waveform is smooth.

Vin=115Vac/60Hz, Loading CV=33V

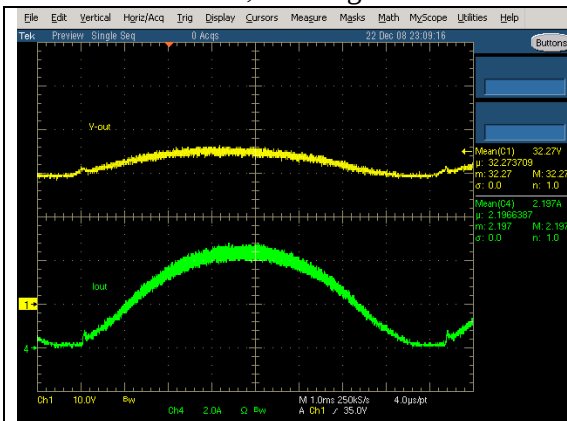


Figure 8

Vin=230Vac/50Hz Loading CV=33V

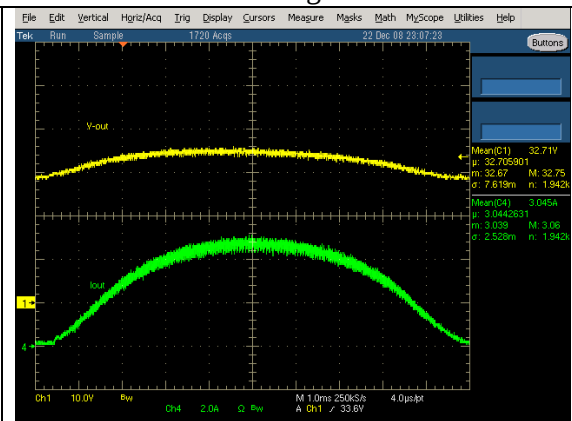


Figure 9

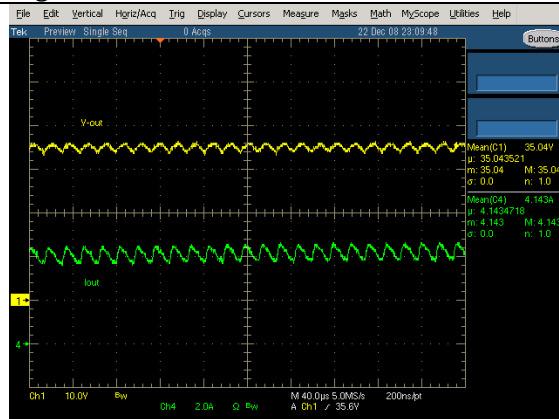


Figure 10

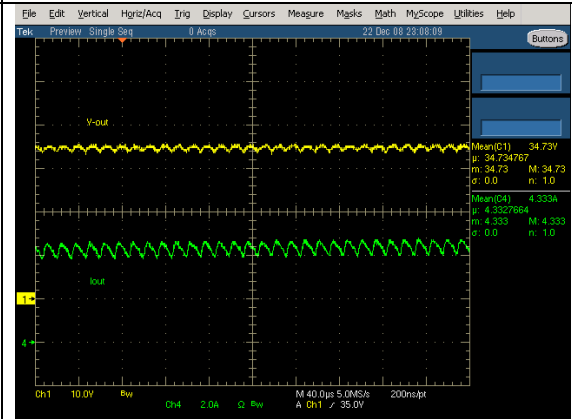


Figure 11

From above, shows the waveforms of output current and output voltage.

Because small value of ceramic capacitors (total is $8 \times 4.7\mu\text{F}$ for 90W output) is used at the secondary output section, we can find large low frequency and high frequency ripple voltage and ripple current. It's possible to decrease these ripple by increasing the capacitance of caps if you like. The high frequency can be very small (like peak to peak smaller than 1% of nominal (average value) output voltage), but for the line frequency ripple, same as the words at the beginning of this document, it's almost impossible to do a large improvement.

Starting-up waveforms:

In below, will show the waveforms at the unit's starting-up stage.

$V_{in}=90V_{ac}/60Hz$, Loading $CV=33V$

$V_{in}=264V_{ac}/50Hz$ Loading $CV=33V$

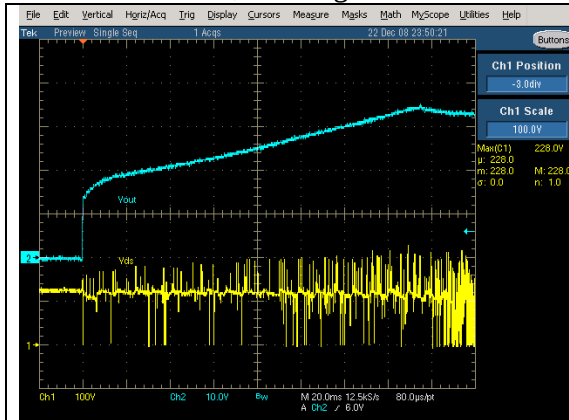


Figure 12

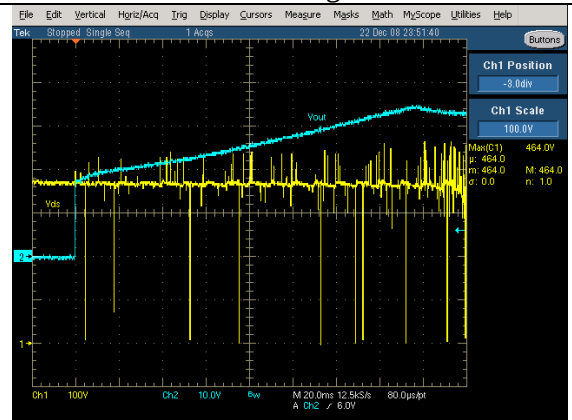


Figure 13

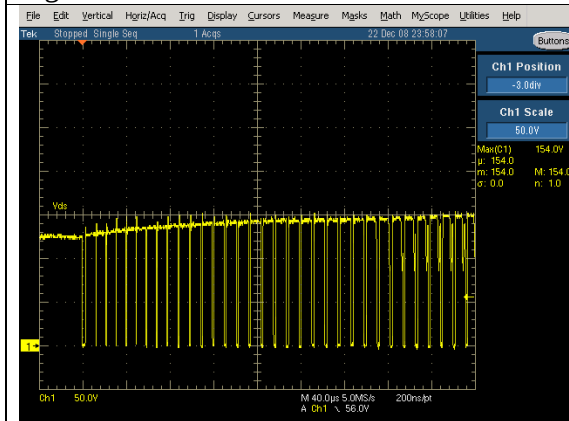


Figure 14

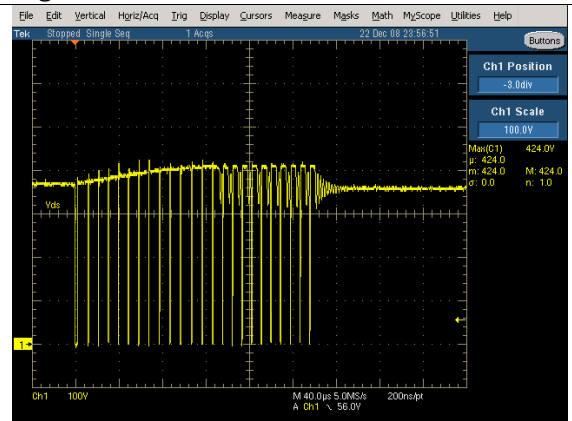


Figure 15

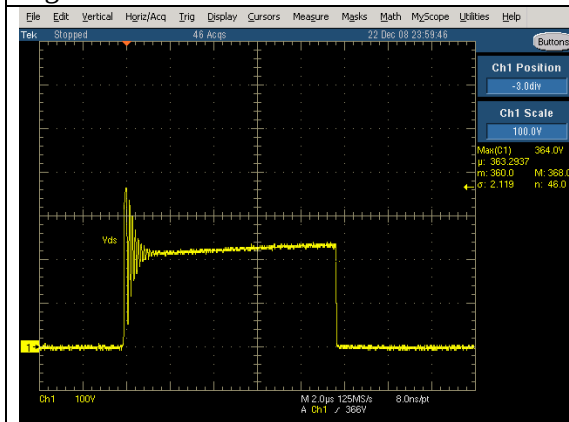


Figure 16

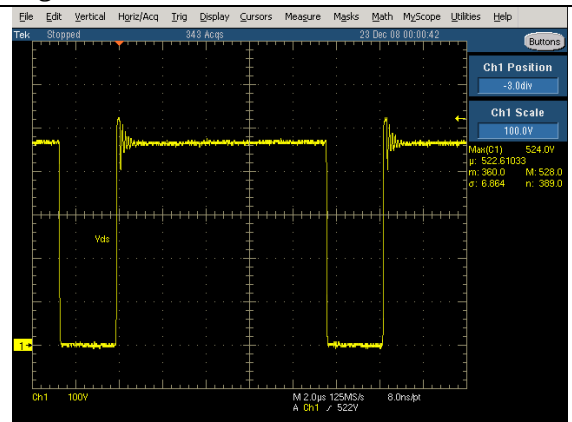


Figure 17

Figure 12,13 are long time starting-up stage waveforms, Ch1 is V_{ds} voltage waveform of primary switching power MOSFET, Ch2 is output voltage. Figure 14,15 are the V_{ds} voltage waveform of the same FET which trigger at the instantaneous starting switch second. Figure 16, 17 are the waveforms at normal operating condition.

From these waveforms, we can find the switching power MOSFET has enough margin of voltage stress at starting-up stage. Actually the voltage stress at starting-up stage is smaller than the value at normal operating condition.

Protection:

The unit has implemented output short circuit protection. And output over voltage protect by primary sensing from aux winding.

For short circuit protection, the transformer is been specially handled. The primary aux. winding for Vcc supply is been put between secondary windings. This structure is used to minimize the effect of the leakage inductance of the aux. winding.

Vin=90Vac/60Hz, Loading CV=33V before short Vin=264Vac/50Hz Loading CV=33V before short

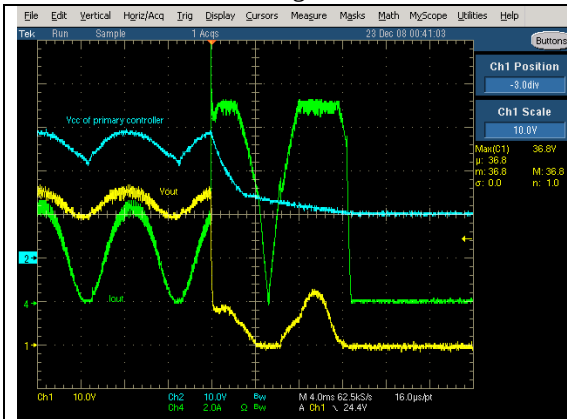


Figure 18

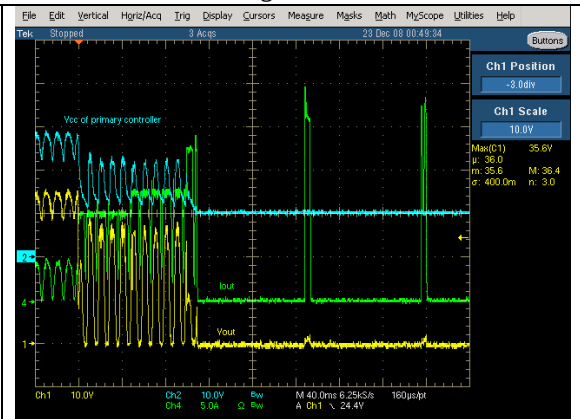


Figure 19

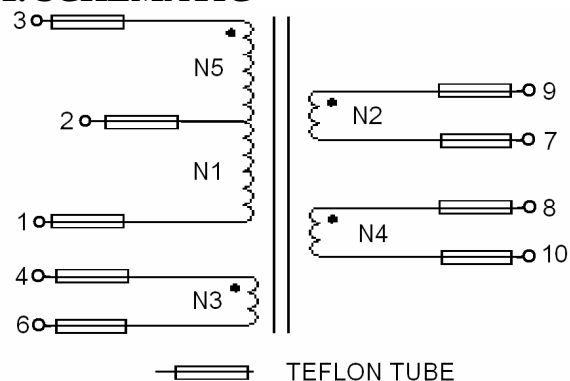
References:

- [1]. AN1895 APPLICATION NOTE EVAL6562-375W, 375W FOT-CONTROLLED PFC, STMicroelectronics
- [2]. AN1792 APPLICATION NOTE DESIGN OF FIXED-OFF-TIME-CONTROLLED PFC PRE-REGULATORS WITH THE L6562, BY CLAUDIO ADRAGNA
- [3]. AN1059 APPLICATION NOTES DESIGN EQUATIONS OF HIGH-POWER-FACTOR FLYBACK CONVERTERS BASED ON THE L6561, BY CLAUDIO ADRAGNA

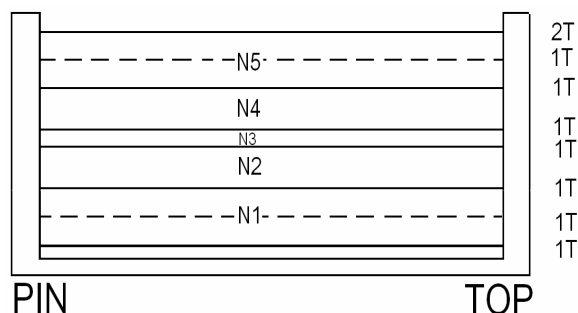
Appendix 1:

Transformer Specification

1. SCHEMATIC



2. WINDING



3. WINDING TABLE

Tape Layer	Pin	Wire		Turns	Margin Tape	Tape Layer	Winding Method	Remark
		Diameter	Type					
N1	1—2	φ 0.65*1	2UEW	22Ts	/	9mm*1Ts	One layer one wire, insulate between layers	Total 2 layers, 11T for each layer
N2	7—9	φ 0.7*1	TRW(B)	8Ts	/	9mm*1Ts	One layer one wire	
N3	6—4	φ 0.15*1	2UEW	13Ts	/	9mm*1Ts	One layer one wire	Equally rounding
N4	10—8	φ 0.7*1	TRW(B)	8Ts	/	9mm*1Ts	One layer one wire	
N5	2—3	φ 0.65*1	2UEW	22Ts	/	9mm*1Ts	One layer one wire	Total 2 layers, 11T for each layer
WINDING		PIN	TURNS	INDUCTANCE	TOLERANCE	DCR m Ω MAX	Q MIN	
LP		1→3	44Ts	400 u H	± 10%	100	50	

NOTE

1. TEST CONDITION : 50KHz 0.1V

2. Pull out PIN 5, Cut short PIN2 to let it' s height does not exceed the BOBBIN.