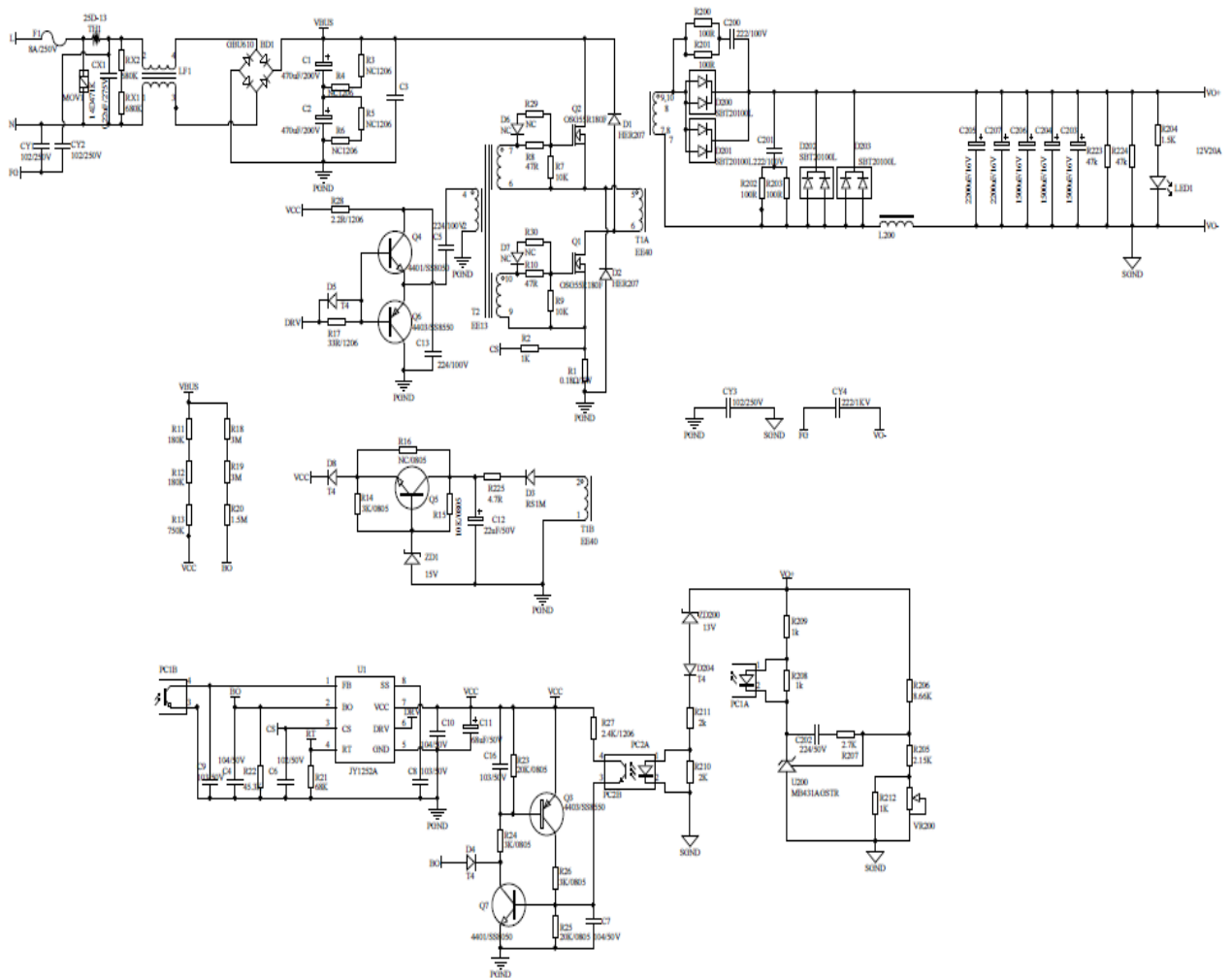


基于 JY1252A 12V20A 双管正激拓扑开关电源设计指南

姚志 史晓晨 刘新军

双正激变换器主要是由两个 MOSFET 管构成的正激式变换器，相比输入高压单管变换器，其二倍的 V_{in} 耐压由两个 MOSFET 串联担当，使 MOSFET 管电压要求降低，大幅拓宽了 MOSFET 管的选择范围。其输出功率高达几百瓦，输出效率大于 89% 以上。采用 JY1252A 作为专用控制芯片电路比较简单，待机功耗超低，输出电压电流纹波较小，开关管峰值电流较低、变压器是个纯粹的变压器、变压器铁芯不必加气隙。广泛应用于输入高压，输出低压大电流变换器或同步整流变换。

基于 JY1252A 控制器构成 12V 20A 240W 的双管正激原理如下图



基于 JY1252A 12V20A 双管正激式功率变换器原理图

基本原理如下：电路中使用两个 MOSFET 管 (Q1, Q2) 作为开关器件，由 JY1252A 第 6 脚输出 PWM 信号驱动脉冲变压器来隔离驱动 (Q1, Q2) 通和断，D1 和 D2 是磁复位二极管。NP 是一次绕组，NS 是二次绕组，D200、D201 是输出整流管，D202、D203 是续流管，一般采用肖特基管、低压大电流 MOSFET 或超快恢复二极管，L200 是储能电感，C203 至 C207 输出滤波电容。

基于 JY1252A 控制器构成 12V 20A 240W 功率变换器主要参数计算

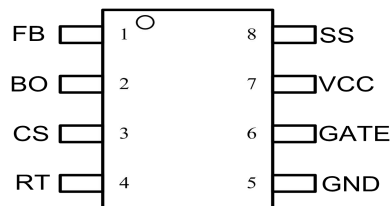
一：JY1252A 主要特点介绍

JY1252A 是一款高性能电流模式控制芯片，其工作在正激工作模式，外置内部工作频率可调引脚，通过选择电阻调整芯片工作频率，芯片内置独特的过载保护机制，内置线电压低压保护功能，芯片内部具有欠工作电压恢复功能。使系统工作更安全，可用于 PC 电源，游戏机电源及工业电源等领域。芯片采用 SOP-8L 封装。

二：JY1252A 产品的主要特点：

- 峰值电流模式控制
- 内部工作频率可调,最高可达500kHz
- 内置频率抖动优化EMI
- 输出过流保护延迟时间典型值15mS
- 内部固定120mS延迟启动电路
- 外部可调软启动时间
- 自恢复输入欠电压保护
- 可调内部斜率补偿
- 工作电压9V至28V,欠电压时自动恢复
- 内置LEB前沿消隐功能
- 满足无输出电流待机功耗
- SOP-8L封装

三：JY1252A 各引脚定义及功能说明：



引脚说明

引脚	名称	功能	描述
1	FB	Feed Back	直接连接至外部光耦的集电极，检测输出电压。
2	BO	Brown Out Input	检测输入线电压状态引脚。
3	CS	Current Sense	峰值电流检测引脚。
4	RT	Timing Element	通过外接电阻调整系统工作频率。
5	GND	-	芯片内部接地引脚。
6	GATE	Driver	芯片驱动输出引脚，连接MOS的GATE端或脉冲变压器
7	VCC	Vcc	芯片内部电源输入端。
8	SS	Soft Start	通过外接电容到地实现可调软启动功能。

二：设计标准要求

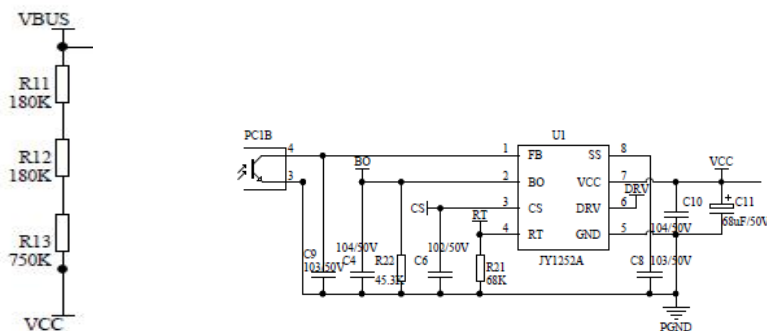
12V 20A 正激式开关电源的技术指标见表 1 所示。

项 目	参 数	项 目	参 数
输入电压	单相交流 220V	输出纹波	120mV
输入电压变动范围	160Vac~ 265Vac	启动时间	<3S
输入频率	50Hz	满载效率@220V	90%
输出电压	$V_O=12V\pm 5\%$	平均效率 (20%50%75%100%)	89%
最大输出电流	20A		
最小输出电流	0A		
最大输出功率	240W		
待机功耗	<1W		

表 1 12V 20A 电源标准

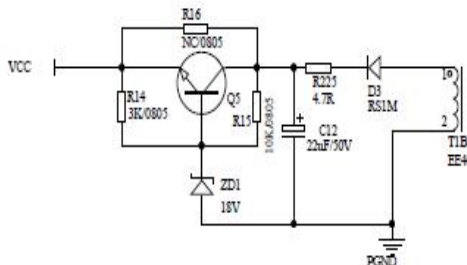
2.1 JY1252A 启动电路设计

启动电阻大小，对开机时间、待机功耗、平均效率都有一定的影响。其设计值是基于启动时所需电流，开启时电压及欠电压值及输入电压最小值 V_{min} 所决定。依据芯片的特点，对于 110V 倍压整流或 220V 单电压应用，建议采用如下图二所示电阻值及电容值。



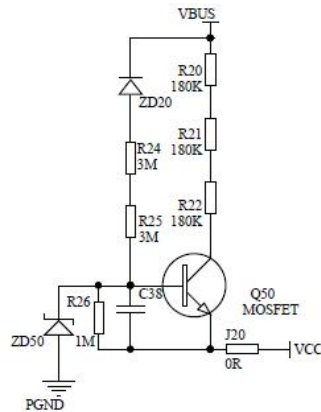
图二：芯片启动电路电阻与电容值

电源开启后，可以直接通过辅助绕组整流后给 C11 供电，但由于负载电流由 0A~20A 变动，使得 Vcc 电压波动很大，潜在通过 Vcc 触发 OVP 保护。故建议采用如图三所示的电路，



图三：辅助绕组整流通过稳压后提供给 Vcc，同时 C12 值建议为 22uF/50V

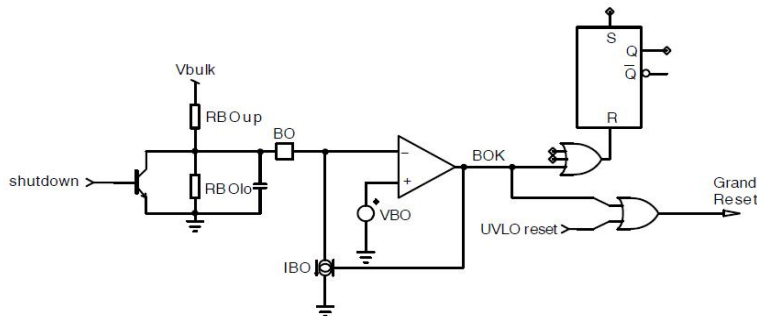
为了满足 JY1252A 更低的待机功耗，可以关闭启动电阻电路。如下图四所示。



如图四：可以通过 Q50 将启动电阻电路关闭，待机功耗可小于 0.5W

2.2 Brown Out 电阻设计

JY1252A 第 2 脚为 Brown Out 引脚，当输入电压低于设定值时，JY1252A 停止 PWM 输出。如图五所示：



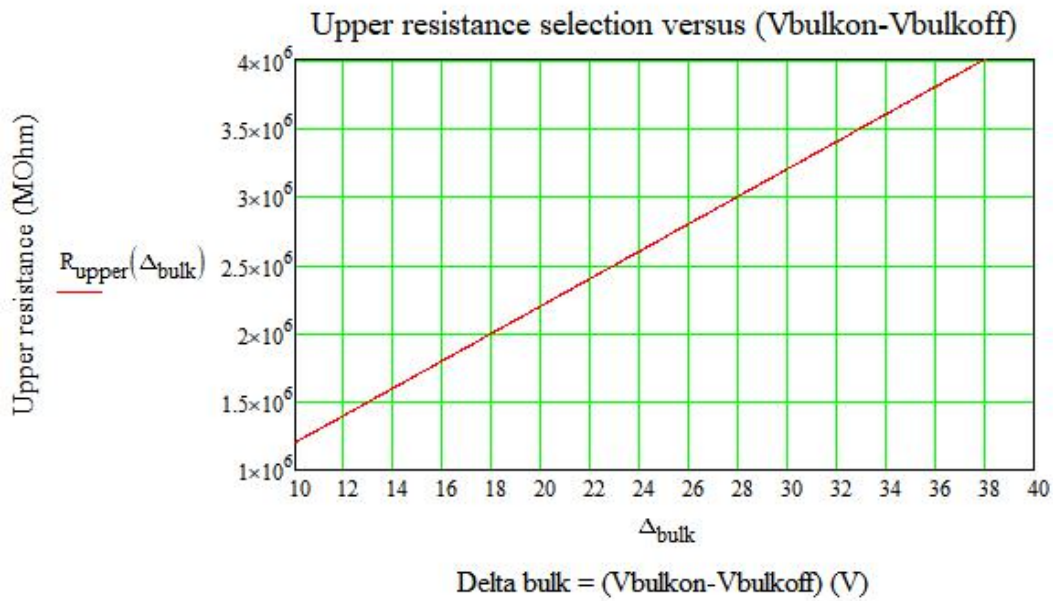
图五：Brown Out 原理图

需要说明的 V_{Bulkon} 表示 JY1252A 开启 PWM 输出的输入电压， $V_{Bulkoff}$ 表示 JY1252A 停止 PWM 输出的输入电压：如图五所示 $V_{BO}=1V$ ， $I_{BO}=10\mu A$ 依据设计要求， $V_{Bulkoff}=200V$ $V_{Bulkon}=220V$ 可以依据如下公式计算上下偏值电阻。

$$R_{BOlo} = \frac{V_{BO}}{I_{BO}} \left(\frac{V_{bulkon} - V_{BO}}{V_{bulkoff} - V_{BO}} - 1 \right) = 10K\Omega$$

$$R_{BOup} = \frac{V_{bulkon} - V_{bulkoff}}{I_{BO}} = 2M\Omega$$

原理图中采用 R18、R19 为 $2M\Omega$ 、R20 为 $1.5M\Omega$ 、R21 为 $68K\Omega$ ，主要目的是更好的减小待机功耗同时增加 ΔV_{bulk} 。 R_{BOup} 电阻值与 ΔV_{bulk} 大小如下图所示：



2.3 软启动时间设置

JY1252A 软启动时间通过第 8 脚外置电容来设置，第 8 脚充电电流 $I_{SS}=10\mu A$ ， $\Delta V=4V$ 如果设置软启动时产为 $T_{SS}=15mS$

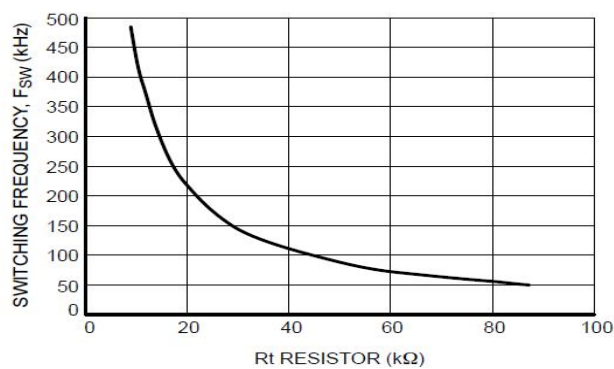
$$C_{SS} = I_{SS} \frac{T_{SS}}{\Delta V} = 10 \mu \frac{15 m}{4.0} = 37.5 nF$$

选用 33nF 的电容，软启动时间为 13mS。

2.4 功率变压器设计

2.4.1 工作频率设定。

JY1252A 频率设定可以通过 Pin4 外接电阻来设置。如图六所示。



图六 Pin4 阻值与开关频率

工作频率对电源体积以及特性影响很大，必须很好选择。工作频率高时，开关变压器和输出滤波器可小型化，过渡响应速度快。但主开关元件的热损耗增大、噪声大，而且集成控制器、主开关元件、输出二极管、输出电容及变压器的磁损耗增加。

这里基本工作频率 f_0 选 65kHz，则

$$T = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{65 \times 10^3} = 15.38\mu\text{s}$$

式中， T 为周期， f_0 为基本工作频率。

2.4.2 最大导通时间的确定

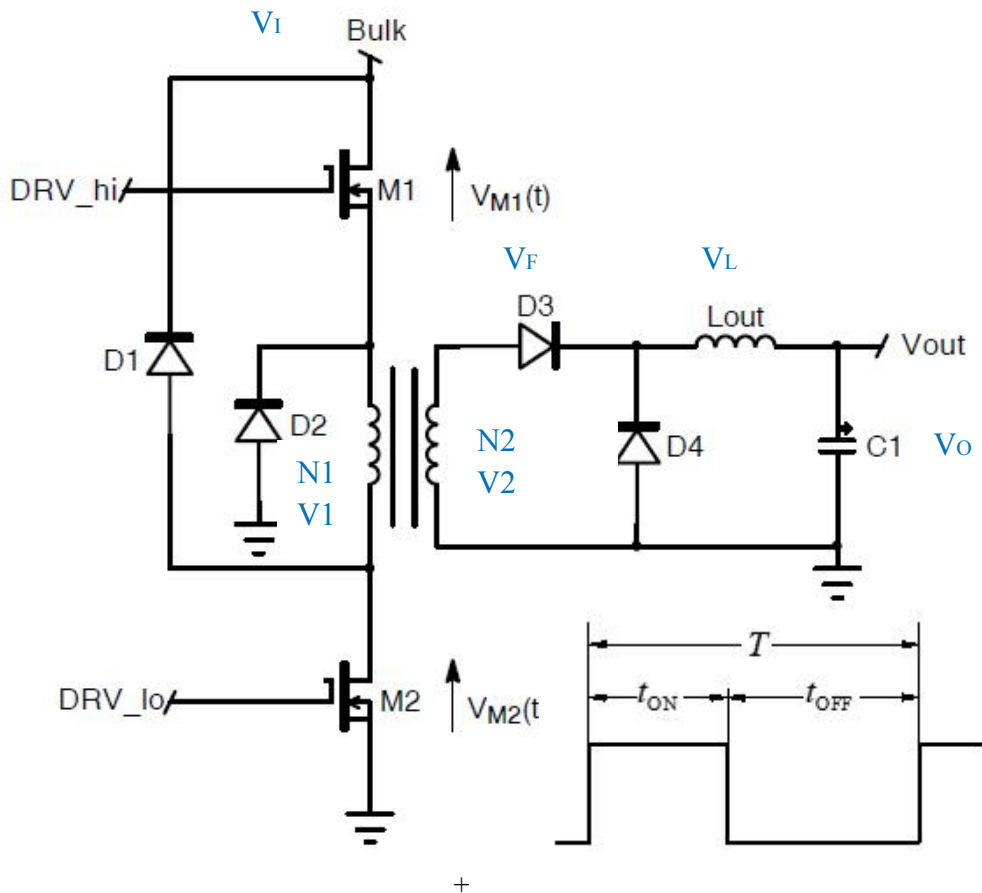
对于正向激励开关电源， D 选为 40%~48% 较为适宜。最大导通时间 $t_{ON\max}$ 为

$$t_{ON\max} = T \times D_{\max}$$

D_{\max} 是设计电路时的一个重要参数，它对主开关元件、输出二极管的耐压与输出保持时间、变压器以及和输出滤波器的大小、转换效率等都有很大影响。此处，选 $D_{\max} = 0.47\%$ 。由则有

$$t_{ON\max} = 15.38\mu\text{s} \times 0.47 = 7.23\mu\text{s}$$

双管正向激励开关电源的基本电路结构如七所示。



图七 双管正向激励开关电源的基本电路结构

2.4.3 变压器匝比的计算

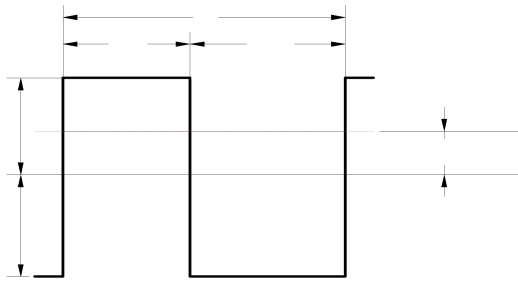
1. 次级输出电压的计算

如图 7 七所示，次级电压 V_2 与电压 $V_O + V_F + V_L$ 的关系可以这样理解：正脉冲电压 V_2 与 t_{ON} 包围的矩形“等积变形”为整个周期 T 的矩形，则矩形的“纵向的高”就是 $V_O + V_F + V_L$ ，即

$$V_2 = \frac{(V_O + V_L + V_F) \times T}{t_{ON}} \quad (4-1)$$

式中， V_F 是输出二极管的导通压降， V_L 是包含输出扼流圈 L_{out} 的次级绕组接线压降。

由此可见，图八所示 A 面积等于 B 面积， C 是公共面积，因此，真正加在负载上的输出电压 V_O 更小。



图八 “等积变形”示意图

根据 4-1 上式，次级最低输出电压 V_{2min} 为

$$V_{2min} = \frac{(V_O + V_L + V_F) \times T}{t_{ONmax}} = \frac{(12 + 0.3 + 0.5) \times 15.38}{7.23} = 27V$$

式中， V_F 取 0.5V（肖特基二极管）， V_L 取 0.3V。

2. 变压器匝比的计算

正激式开关电源中的开关变压器只起到传输能量的作用，是真正意义上的变压器，初、次级绕组的匝比 N 为

$$N = \frac{V_1}{V_2} \quad (4-2)$$

根据交流输入电压的变动范围 160V~265V，则 $V_1 = 200V \sim 375V$ ， $V_{1min} = 200V$ ，所以有

$$N = \frac{V_{1min}}{V_{2min}} = \frac{200}{27} \approx 7.4$$

把式 (4-1)、(4-2) 整合，则变压器的匝比 N 为

$$N = \frac{V_{Imin} \times D_{max}}{V_O + V_L + V_F} \quad (4-3)$$

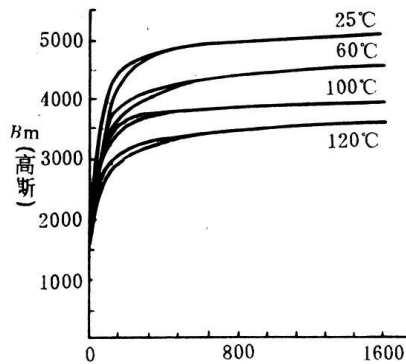
3 变压器匝数计算

变压器初级的匝数 N_1 与最大工作磁通密度 B_m (高斯) 之间的关系为

$$N_1 \geq \frac{V_{Imin} \times t_{ONmax}}{B_m \times S} \times 10^4 \quad (4-4)$$

式中, S 为磁芯的有效截面积 (mm^2), B_m 为最大工作磁通密度。

输出功率与磁芯的尺寸之间关系, $P_o = 1.58 \times \text{Eff} \times S_n \times A_c \times f \times \Delta B \times A_e \times 10^{-3}$ 。粗略计算变压器有关参数, 磁芯选 EQ4020, 其有效截面积 S 约为 278.45mm^2 , 磁芯材料 PC95, 最大工作磁通密度 B_m 可由图九查出。



图九 PC95 材料磁芯的 B-H 特性

实际使用时, 磁芯温度约为 100°C , 需要确保 B_m 为线性范围, 因此 B_m 在 3000 高斯以下。但正向激励开关电源是单向励磁, 设计时需要减小剩磁(磁复位)——剩磁随磁芯温度以及工作频率而改变。此处, 工作频率为 65kHz , 则剩磁约减为 1000 高斯, 即磁通密度的线性变化范围 ΔB_m 为 2000 高斯。

根据式 (4-4), 得

$$N_1 = \frac{V_{Imin} \times t_{ONmax}}{\Delta B_m \times S} \times 10^4 = \frac{200 \times 7.23}{2000 \times 278.45} \times 10^4 \approx 26 \text{ 匝。}$$

因此, 变压器次级的匝数 N_2 为

$$N_2 = N_1 / N = 26 / 7.4 = 3.5 \text{ 匝, 取 4 匝。}$$

重新修改 $N_1 = 4 \times 7.4 = 29.6$ 匝, 取 30 匝

当 $N = N_1 / N_2 = 30 / 4 = 7.5$ 。根据式 (4-3), 计算最大占空比 D_{max} 为

$$D_{max} = \frac{(V_O + V_F + V_L) \times N}{V_{Imin}} = \frac{(12 + 0.5 + 0.3) \times 7.5}{200} \approx 0.48\%$$

也就是说，选定变压器初、次级绕组分别为 30 和 4 匝，为了满足最低输入电压时还能保证输出电压正常，开关电源的最大占空比 D_{\max} 约为 48%，开关管的最大导通时间 $t_{ON\max}$ 约为 7.38 μ s。下面有关参数的计算以校正后的 D_{\max} (=48%) 和 $t_{ON\max}$ (=7.38 μ s)。同时，由式 (4-1) 计算的输出最低电压 $V_{2\min}$ 约为 26.67V。

3. 次级输出主要器件参数的计算

1. 计算扼流圈的电感量

流经输出扼流圈的电流 ΔI_L 如图 10 所示，则 ΔI_L 为

$$\Delta I_L = \frac{V_{2\min} - (V_F + V_O)}{L} \times t_{ON\max} \quad (4-5)$$

式中， L 为输出扼流圈的电感 (μ H)。

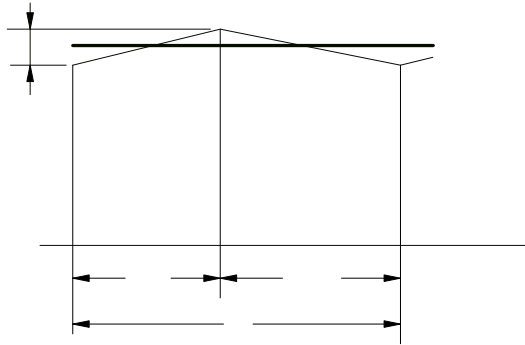


图 10 扼流圈中的电流波形

这里选 ΔI_L 为输出电流 I_O (=20A) 的 10%~30%，从扼流圈的外形尺寸、成本、过程响应等方面考虑，此值比较适宜。因此，按 ΔI_L 为 I_O 的 20% 进行计算。

$$\Delta I_L = I_O \times 0.2 = 20 \times 0.2 = 4\text{A}$$

由式 (4-5)，求得

$$L = \frac{26.7 - (0.5 + 12)}{4} \times 7.38 \approx 26\mu\text{H}$$

如此，采用电感量为 26 μ H，流过平均电流为 20A 的扼流圈。

若把变压器次级的输出电压与电流波形合并在一起，如图 11 所示。在 t_{ON} 期间， V_2 为幅度 26.7V 的正脉冲， D_3 导通期间扼流圈电流线性上升，电感励磁、磁通量增大；在 t_{OFF} 期间， V_2 为幅度 V_1'/N 的负脉冲（具体分析见下文）， D_3 截止、 D_4 导通，扼流圈电流线性下降，电感消磁，磁通量减小。输出给负载的平均电流 I_O 为 20A。稳态时，扼流圈的磁通增

大量等于减小量。

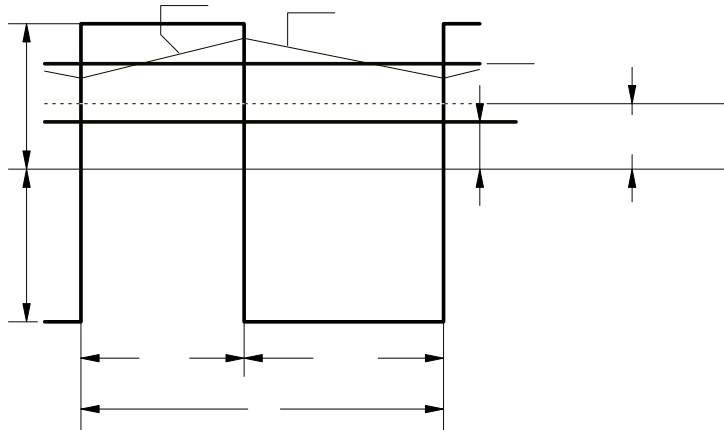


图 11 次级的电压与电流波形

最终采用 AS106-125 铁、硅、铝 1mmX5 根并绕 12.5 圈。（样品由深圳东欣科技有限公司提供）

2. 计算输出电容的电容量

输出电容大小主要由输出纹波电压抑制为几 mV 而确定。输出纹波电压 ΔU_r 由 ΔI_L 及输出电容的等效串联电阻 ESR 确定，但输出纹波一般为输出电压的 0.3%~0.5%。

$$\Delta U_r = \frac{(0.3 \sim 0.5) \times V_O}{100} = \frac{(0.3 \sim 0.5) \times 12}{100} = 36 \sim 60 \text{mV} \quad (4-6)$$

又

$$\Delta U_r = \Delta I_L \times \text{ESR} \quad (4-7)$$

由式 (4-7)，求得

$$\text{ESR} = \frac{\Delta U_r}{\Delta I_L} = \frac{36 \sim 60}{4} = 9 \sim 15 \text{m}\Omega$$

即工作频率为 65kHz 时，需要选用 ESR 值 15mΩ 以下的电容。适用于高频可查电容技术资料，例如，NIPPON KZH 系列用 680μF/16V 的电容，其 ESR 值为 140mΩ (-10℃)，可选 6 个这样的电容并联。一定要注意低温时 ESR 值变大。

流经电容的纹波电流 I_{C2rms} 为

$$I_{C2rms} = \frac{\Delta I_L}{2 \times \sqrt{3}} = \frac{4}{2 \times \sqrt{3}} \approx 1.16 \text{A} \quad (7-32)$$

因此，每一个电容的纹波电流约为 0.2A，因为这里有 6 个电容并联。此外，选用电容时还要考虑到负载的变化、电流变化范围、电流上升下降时间、输出扼流圈的电感量，使电压稳定的环路的增益等，它们可能使电容特性改变。

3 磁复位电路设计

恢复电路如图 7 所示。M1、M2 导通期间变压器的磁通量增大蓄积能量；M1、M2 截止期间通过电路中的 D1、D2 释放蓄积的能量，磁通返回到剩磁。

电路中 D1、D2 为消磁二极管，当 M1、M2 截止期间，原来蓄积在变压器中的能量通过 D1、D2 反馈到输入 V_i 。相比单管正激，无需 RCD 吸收或第三绕。但需增加一个 M2 与隔离驱动变压器来驱动 M1、M2。由于激磁电流为 $I_p 10\%$ $I_p = ((20 \times 0.2) \div 2 + 20) \times (4 \div 30) = 2.93A$ 流过续流二极管电流为 0.3A，故 D1、D2 采用 MUR160。

4 MOSFET 的选用

1. MOSFET 的电压峰值

依据双管正激原理，M1、M2 电压峰值 V_{dsp} 为 $V_{i Max}$ 与 V_{skip} (MOSFET 的漏-源极之间的还叠加有几十伏的浪涌电压)

$$V_{dsp} = 373 \times 1.2 \approx 450V$$

故采用 500V 耐压的 MOSFET，波形如图 12 所示。

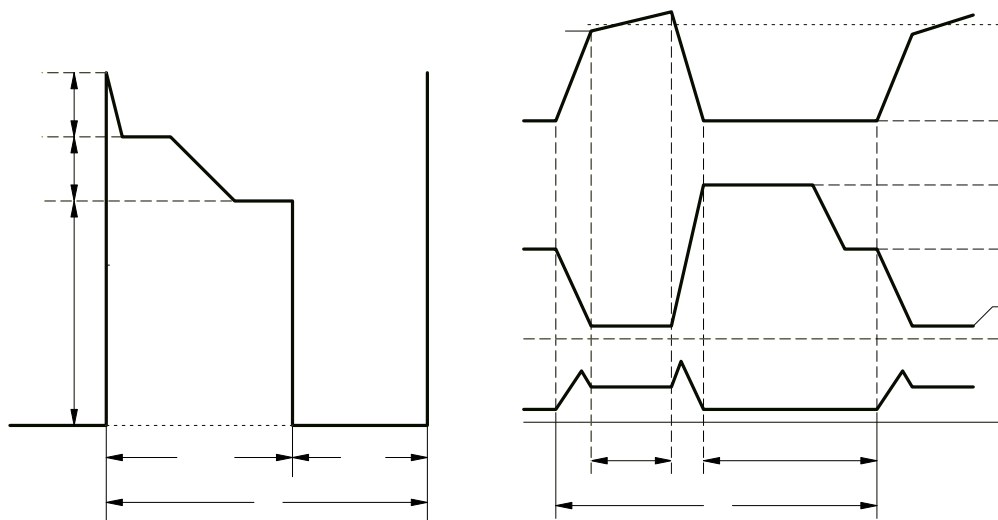


图 12 加在主开关元件上的电压 V_{ds} 波形

主开关元件上的电压与电流波形

2. MOSFET 的电流及功耗

根据变压器安匝相等原理，MOSFET 的漏极电流平均值 I_{ds} 为

$$I_{ds} = I_o \times \frac{N_2}{N_1} = 20 \times \frac{4}{30} \approx 2.67A$$

根据电感电流的变化量为 20%，确定 I_{ds} 的前峰值 I_{ds1} 和后峰值 I_{ds2} 分别为

$$I_{ds1} = I_{ds} \times 0.9 = 2.67 \times 0.9 \approx 2.4A$$

$$I_{ds2} = I_{ds} \times 1.1 = 2.67 \times 1.1 \approx 2.94A$$

式中， I_{ds1} 、 I_{ds2} 分别是开关管导通期间前、后沿峰值电流，与电流平均值 I_{ds} 有 10% 的差值。

M1、M2 的电压和电流波形如图 12 所示，M1 的总功耗 P_{Q1} 为

$$P_{Q1} = \frac{1}{6T} \times [V_{lmin} \times I_{ds1} \times t_1 + 3 \times V_{ds(sat)} \times (I_{ds1} + I_{ds2}) \times t_2 + V_{dsp} \times I_{ds2} \times t_3] \quad (7-40)$$

式中， $V_{ds(sat)}$ 是 MOSFET 导通电压，一般为在 2V 以下。

采用功率 MOSFET 计算功耗时应注意：

(1) PN 结温度 T_j 越高，导通电阻 R_{ds} 越大， T_j 超过 100℃ 时， R_{ds} 一般为产品手册中给出值的 1.5~2 倍。

(2) 功率 MOSFET 功耗中，由于 R_{ds} 占的比例比较高，必要时加宽 t_{ON} 进行计算。即在 V_{lmax} 时，采用 t_{ONmin} 条件，或者 V_{lmin} 时，采用 t_{ONmax} 条件进行计算。另外，在 t_{OFF} 期间，由于功率 MOSFET 的漏极电流极小，其功耗可忽略不计。

因为 $t_{ONmax} = 7.38\mu s$ ， t_1 采用 MOSFET 产品手册中给出的上升时间， t_3 采用下降时间。这里，我们采用苏州东微半导体 OSG60R380F (600V $R_{ds(on)} = 380m\Omega @ 25^\circ C$. 增强模式 N 沟道功率 MOSFET，取 $t_1 = 0.06\mu s$ ， $t_3 = 0.07\mu s$ ，则

$$t_2 = 7.38 - 0.06 - 0.07 = 7.25\mu s$$

由式 (7-40)，求得 P_{Q1} 为 0

$$P_{Q1} = \frac{1}{6 \times 15.38} \times [200 \times 2.4 \times 0.06 + 3 \times 1.1 \times (2.4 + 2.93) \times 7.25 + 450 \times 2.94 \times 0.07] \approx 2.7W$$

式中， $V_{ds(sat)}$ 取 1.1V。所以 M1、M2 共计损耗为：2*2.7W=5.4W。

结温 T_j 控制在 120℃，环境温度最高为 50℃ 时，需要的散热器的热阻 R_{fa} 为

$$R_{fa} = \frac{T_{jmax} - T_{amax} - (R_{jc} \times P_{Q1})}{P_{Q1}} = \frac{120 - 50 - (4.0 \times 5.4)}{5.4} \approx 9.07^\circ C/W$$

由此，需要 9.07℃/W 的散热器，这时，由冷却方式是采用自然风冷还是风扇强迫风冷来决定散热器的大小。散热器大小与温升一例如图 13 所示。

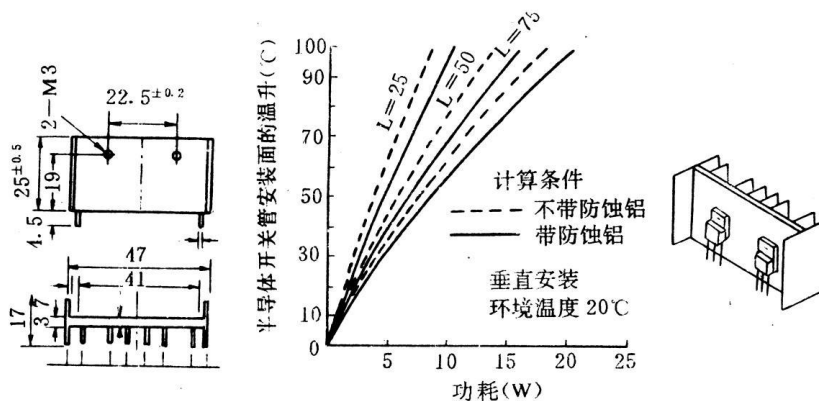


图 13 功耗与温升的关系

散热器由深圳华伏五金制品有限公司提供

5. 输出二极管的选用

输出二极管选用低压大电流 SBD，特别注意反向恢复时间要短。这是因为 MOSFET 通断时，由于二极管反向电流影响初级侧的开关特性，功耗增大的缘故。

1. 整流二极管 D₃ 的反向耐压

在 t_{OFF} 期间，由于输出滤波电感反激，续流二极管 D₄ 导通，主绕组 N₁ 感应电压 $V_1' = 373V$ ；

次级 N₂ 电压加在整流二极管 D₃ 的两端，因此，D₃ 的反向电压 V_{rd3} 为

$$V_{rd3} = V_1' \times \frac{N_2}{N_1} = 373 \times \frac{4}{30} \approx 49.7V \quad (7-43)$$

实际上，开关管截止时有几十伏的浪涌电压叠加在这电压上。故采用我司代理产品 MBR30L100F（20A 100V）两只并联使用。

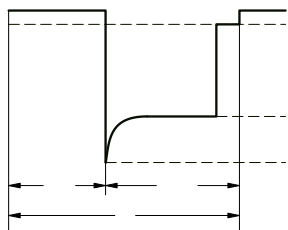
2. 续流二极管 D₄ 的反向耐压

在 t_{ON} 期间 D₃ 导通，加在续流二极管 D₄ 上的反向电压 V_{rd4} 与变压器次级绕组电压的最

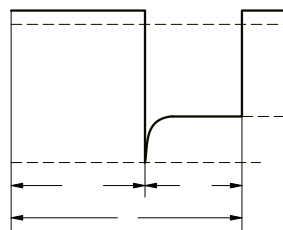
大值 V_{2max} 相同，即

$$V_{2max} = V_{lmax} \times \frac{N_2}{N_1} = 373 \times \frac{4}{30} \approx 49.7V$$

实际上，开关管导通时有几 V 浪涌电压叠加在这电压上。实际采用 MBR20100F2 只。加在 D₃、D₄ 导通上的电压波形如图 14 所示。



(a) 整流二极管 D₃ 两端的电压波形



(b) 续流二极管 D₄ 两端的电压波形

图 14 输出二极管电压波形

整流二极管 D3 的功耗 P_{d1} 为

$$P_{d1} = V_F \times I_o \times \frac{t_{OV}}{T} \times V_{rd1} \times I_r \times \frac{t_{OFF} - t_{rr}}{T} + \frac{1}{T} \int_0^{t_{rr}} V_{rd1} \times I_{rr}(t) dt \quad (7-45)$$

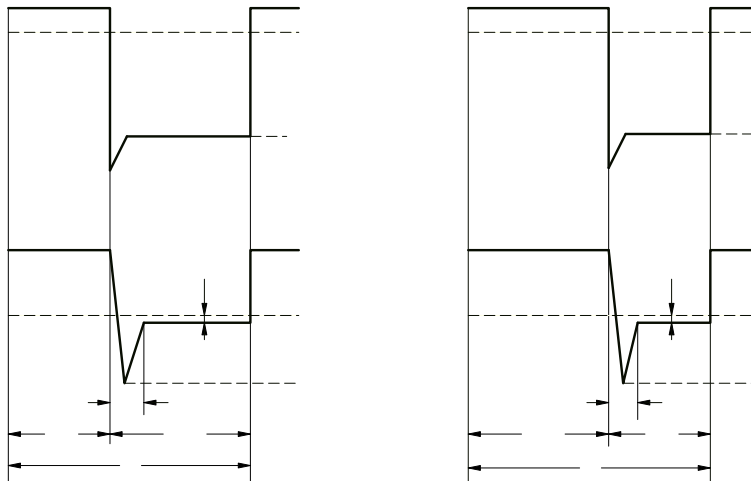
$$= 0.35 \times 20 \times 0.48 \times 50 \times 0.1 \times 0.5 + 0.3 = 8.7W$$

续流二极管 D4 的功耗 P_{d2} 为

$$P_{d2} = V_F \times I_o \times \frac{t_{OFF}}{T} \times V_{rd2} \times I_r \times \frac{t_{OV} - t_{rr}}{T} + \frac{1}{T} \int_0^{t_{rr}} V_{rd2} \times I_{rr}(t) dt \quad (7-46)$$

$$= 0.35 \times 20 \times 0.5 \times 50 \times 0.1 \times 0.48 + 0.3 = 8.7W$$

式中， I_r 为反向电流， t_{rr} 为反向恢复时间，均采用产品手册上给出的数值。有功耗时，输出二极管的电压和电流波形如图 15 所示。



(a) 整流二极管 D3 两端的电压波形 (图 15) (b) 续流二极管 D4 两端的电压波形

6 变压器参数的计算

MOSFET 的漏极电流平均值 I_{ds} 为就是变压器初级电流的平均值，因此 I_1 为

$$I_1 = 2.94A$$

正激式开关电源初、次级的电流同相，且均为梯形波。根据前述梯形波电流的有效值的公式

$$I_{1rms} = I_{1P} \sqrt{\frac{D}{3} \times (1 + K + K^2)}$$

式中， K 是梯形波电流的前峰值 I_{1B} 与后峰值 I_{1P} 的比值，即 $K = I_{1B} / I_{1P}$ 。

本电路 I_{ds1} 就是 I_{1B} ， I_{ds2} 就是 I_{1P} ，则

$$K = I_{ds1} / I_{ds2} = 0.9 I_1 / 1.1 I_1 \approx 0.82$$

初级电流的有效值 I_{1rms} 为

$$I_{1rms} = 1.1 \times I_{ds} \sqrt{\frac{D}{3} \times (1 + K + K^2)} = 1.1 \times 2.94 \times \sqrt{\frac{0.48}{3} \times (1 + 0.82 + 0.82^2)} \approx 2A$$

或用简单公式

$$I_{1rms} = I_{ds} \sqrt{D} = 2.94 \times \sqrt{0.48} \approx 2A$$

次级电流的有效值 I_{2rms} 为

$$I_{2rms} = I_{1rms} \times \frac{N_1}{N_2} = 2 \times \frac{30}{4} \approx 15A$$

自然风冷时电流密度 J_d 选为 2~4 (A/mm²), 强迫风冷时选为 3~5 (A/mm²) 较适宜。

根据电流的有效值, 变压器初级绕组使用的铜线 $\phi 0.5$, 电流密度为 3.73 (A/mm²), 绕制 30T。次级绕组使用的铜线 0.3×7mm, 电流密度为 1.9 (A/mm²), 铜带绕制 4T。辅助绕组的铜线 0.2, 绕制 4T。样品由深圳东胜欣电子科技有限公司提供。

7 输出扼流圈的计算

输出扼流圈用磁芯有 EI (EE) 磁芯、环形磁芯、鼓形磁芯等。设计时注意事项与变压器一样, 磁通不能饱和, 温升应在允许范围内。使用的磁芯也与变压器一样, AS106-125 环芯磁芯, 外径: 27mm, 内径: 14.7mm 电感量在 26 μ H \pm 10%。Al-Value :157nH Bsat:10500G

因为流经线圈中的电流为 20A, 所以, 使用 1mm×5mm 的铜线, 电流密度为

$$\frac{20}{3.14 * 0.5 * 0.5 * 5} \approx 5.09A/mm^2$$

采用铁\硅\铝磁环可以计算出最多只能绕 12.5 匝。

可以计算需要的 A1-Value 值为

$$A1-Value = L / N^2 = \frac{22 \times 10^{-6}}{12.5^2} \approx 140.8 \times 10^{-9} H$$

最大磁通密度 B_m 为

$$B_m = \frac{N \times I_o}{S} \times (A1-Value) \times 10 = \frac{12.5 \times 20}{67} \times 140.8 \times 10 \approx 5253.73 \text{ 高斯}$$

远小于 Bsat:10500G。样品由深圳东胜欣电子科技有限公司提供。

8. 隔离变压器主要参数

隔离变压器采用 EE13 磁芯, $N_p=25$ 匝 次级 $N_{s1}=N_{s2}=27$ 匝, 电感量在 1mH 左右。样品由深圳东胜欣电子科技有限公司提供。