

双管正激变换器

介绍

双管正激的主要优点是开关管承受输入电压而不是两倍输入电压（如反激或单管正激）。

下面是完整的双管正激规格描述：

描述	值	单位	描述	值	单位
输入电压	350-410	Vdc	输入电压	350-385	Vdc
输出电压	12	Vdc	输出电压	12	Vdc
输出功率	96	W	输出功率	180	W
输出峰值, 5s/1m	120	W	输出峰值	200	W
输出最小电流	0	Adc	输出最小电流	0	Adc
输出路数	1		输出路数	1	
正常输出电压	12±5%	Vdc	输出电压	12±5%	Vdc
输出电流	8	Adc	输出电流	15 连续	Adc
输出最大峰值电流	10	Adc	输出最大峰值电流	17 连续	Adc
输出纹波	50	mV	输出纹波	50	mV
最大启动时间	1	s	最大启动时间	1	s
待机功率	<100	mW	待机功率	<100	mW
Vin=390VDC 满载效率	90	%	Vin=380VDC 满载效率	94 实测	%
效率测试点 (10%, 20%,...)	20,50&100	%	效率测试点 (10%, 20%,...)	20,50&100	%
最小负载时效率 (Po=1.2W)	>50	%	最小负载时效率 (Po=1.2W)	>50	%
最大瞬时负载电流阶跃	50	%	最大瞬时负载电流阶跃	50	%
最大输出电压跌落 5 μs 电流从 5A 阶跃到 10A	250	mV	最大输出电压跌落 5 μs 电流从 5A 阶跃到 10A	250	mV

本文描述的是使用 NCP1252A, 开关频率 125KHz, 双管正激变压器的设计。

NCP1252 能够搭建低成本高可靠性的正激 AC-DC 变换器；NCP1252 检测输出过载不依赖 Vcc, Brown-Out 功能提供输入过低保护，保证变换器的安全。对于成本敏感的项目，SOIC8 封装可以节省 PCB 空间。

本文描述是 DC 输入电压（因为一般正激电源都是接在 PFC 输出后面的），输出 10A 的电源。在正常 PFC 输出电压时，满载效率接近 90%。

电源元件的计算

变压器：

下面的公式来自 CCM 模式 BUCK 变换器，变压器圈数比的确定：

$$V_{out} = \eta * V_{bulk\ min} * D_{max} * N \quad (eq.1)$$

其中：

V_{out} 输出电压

η 目标效率 计算是此值为估值

$V_{bulk\ min}$ 正激变换器最低输入电压

D_{max} NCP1252 能提供的最低占空比

N 变压器圈数比

从上面的公式我们得到：

$$N = \frac{V_{out}}{\eta * V_{bulk\ min} * D_{max}} = \frac{12}{0.9 * 350 * 0.45} = 0.085 \quad (\text{eq.2})$$

我自己也是使用的 NCP1252，输出电压一样所以 N 取相同值。

将此值代入公式 1，通过改变输入电压参数，我们可以估算最高电压时的最小占空比。

$$DC_{min} = \frac{V_{out}}{\eta * V_{bulk\ max} * N} = \frac{12}{0.9 * 410 * 0.085} = 38.2\% \quad (\text{eq.3})$$

$$DC_{min} = \frac{V_{out}}{\eta * V_{bulk\ max} * N} = \frac{12}{0.9 * 385 * 0.085} = 40.7\%$$

为了保证有足够的初级磁化电流使磁芯复位（离散电容，迫使线圈电压反向），通常减小磁芯中心柱气息来获得足够的磁化电流。通常取初级电流越 10% 为磁化电流。由于初级的峰值电流为 0.94A（下面计算得出），我们将磁化电流设定为 0.1A。用输入电压 350V 和一个脉冲持续时间（ $\frac{DC_{max}}{F_{sw}} = \frac{0.45}{125K} = 3.6 \mu s$ ， $\frac{DC_{max}}{F_{sw}} = \frac{0.45}{134K} = 3.4 \mu s$ ）得出初级电感：

$$L_{mag} = \frac{V_{bulk\ min}}{\frac{10\% * I_{p_pk}}{\frac{DC_{max}}{F_{sw}}}} = \frac{350}{\frac{10\% * 0.94}{\frac{0.45}{125k}}} = 13.4mH \quad (\text{eq.4})$$

$$L_{mag} = \frac{V_{bulk\ min}}{\frac{10\% * I_{p_pk}}{\frac{DC_{max}}{F_{sw}}}} = \frac{350}{\frac{10\% * 1.585}{\frac{0.45}{134k}}} = 7.59mH$$

基于上面的数据，根据厂商提供以下变压器磁芯：E30/15/7

我考虑温升及绕制方便，选择了 ETD44 磁芯。初级 60 圈，次级 5 圈，反馈三圈，电感量大于 9MH，反馈正激整流加稳压后供给 NCP1252。

LC 输出滤波：

交叉频率 f_c 任意选择 10KHz, 超过此值时，变换器容易有噪声，PCB 要求较高。严格的输出跌落将导致较大的输出电容。电压跌落主要由 f_c , 输出电容，负载阶跃电流决定，通过已知的公式，我们可以得到第一个电容的值：

$$C_{out} \geq \frac{\Delta I_{out}}{2 * \pi * f_c * \Delta V_{out}} \geq \frac{5}{2 * \pi * 10k * 0.25} \geq 318 \mu F \quad (\text{eq.5})$$

假设 ESR 比交叉频率上电容的阻抗要低的多：

$$R_{ESR} \leq \frac{1}{2 * \pi * f_c * C_{out}} \leq \frac{1}{2 * \pi * 10k * 318\mu} \leq 50m \Omega \quad (\text{eq.6})$$

为了限制输出电压跌落，我们还必须选择一个在最坏情况下的 ESR 比交叉频率上电容

的阻抗还要低的电容。我们选择两个松下 FM 系列的 1000 μ F 两个并联。

$$\begin{aligned}
C &= 2000 \mu F, \text{ FM 系列 @ } 16V \\
I_{C,rms} &= 5.6A(2 * 2.38) @ T_A = 105^\circ C \\
R_{ESR,low} &= 8.5m \Omega (19m \Omega / 2) @ T_A = +20^\circ C \\
R_{ESR,high} &= 28.5m \Omega (57m \Omega / 2) @ T_A = -10^\circ C
\end{aligned}$$

给定条件 ΔI 为 5A，在室温条件下，ESR 产生的过冲和跌落：

$$\Delta V_{out} = \Delta I_{out} * R_{ESR,max} = 5 * 28.5m \Omega = 142mV \quad (eq.7)$$

给定的条件为 250mV，这个是可以接受的。

实际我应该选择更好的红宝石电容，ZLH-16V-2200 μ F 三个并联

$$\begin{aligned}
C &= 6600 \mu F, \text{ ZLH 系列 @ } 16V \\
I_{C,rms} &= 6.69A(3 * 2.25) @ T_A = 105^\circ C \\
R_{ESR,low} &= 6m \Omega (18m \Omega / 3) @ T_A = +20^\circ C \\
R_{ESR,high} &= 18m \Omega (54m \Omega / 3) @ T_A = -10^\circ C
\end{aligned}$$

经验法则只选择公式 6 计算值的一半，经验法则考虑了电源的低温启动及电容器的差异。如果需要纹波更小，可以在输出再加一级 LC 滤波。

最后检查计算 RSM 值，然而，由于 BUCK 变化器电感电流无大的脉动特性，我们不希望这个电流太高。

考虑输出功率和选定的电容，我们可以单独通过 ESR 条件来考虑总的纹波电压。因此我们去 22m Ω（大约在 0°C），电感最大峰值输出电流必须小于：

$$\Delta I_L \leq \frac{V_{ripple}}{R_{ESR,max}} \leq \frac{50m}{22m} \leq 2.27A \quad (eq.8)$$

我实际计算用的是 15m Ω，计算出 ΔI_L 等于 3.3A

要获得输出电感值，我们可以根据关断时间的长短写出纹波的表达式：

$$\Delta I_L = \frac{V_{out}}{L} (1 - DC_{min}) * T_{sw} \quad (eq.9)$$

根据公式 8，我们可以获得最小电感：

$$L = \frac{V_{out}}{\Delta I_L} (1 - DC_{min}) * T_{sw} \geq \frac{12}{2.27} (1 - 0.38) * \frac{1}{125k} \geq 26 \mu H \quad (eq.10)$$

我的计算：

$$L = \frac{V_{out}}{\Delta I_L} (1 - DC_{min}) * T_{sw} \geq \frac{12}{3.3} (1 - 0.4) * \frac{1}{134k} \geq 16.3 \mu H$$

一般我们考虑高温时，电感值会下降约 10%，以至少要用 29 μ H 电感，但是此值并非标准值，所以坚持使用 27 μ H 标准电感。

当然我们小公司不会使用标准电感，根据铁硅铝 (KS130-125A) 的 AL 值，我选 12 匝，电感量为 20 μ H，三根 1.2 漆包线并联绕制。

有了电感值可以计算输出电容的 RSM 电流：

$$I_{Cout,rms} = I_{out} * \frac{1 - DC_{min}}{\sqrt{12tL}} = 10 * \frac{1 - 0.38}{\sqrt{12 * 2.813}} = 1.06A \quad (eq.11)$$

$$I_{Cout,rms} = I_{out} * \frac{1 - DC_{min}}{\sqrt{12tL}} = 10 * \frac{1 - 0.4}{\sqrt{12 * 3.795}} = 0.88A$$

其中：

$$\tau_L = \frac{L_{out}}{\frac{V_{out}}{I_{out}} * \frac{1}{F_{sw}}} = \frac{27m}{\frac{12}{10} * \frac{1}{125k}} = 2.813A \quad (eq.12)$$

$$\tau_L = \frac{L_{out}}{\frac{V_{out}}{I_{out}} * \frac{1}{F_{sw}}} = \frac{20m}{\frac{12}{17} * \frac{1}{134k}} = 3.795A$$

计算的值远小于电容的 RSM 值，电容器不需要重选。

次级峰值电流：

$$I_{s_pk} = I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} = 10 + \frac{2.27}{2} = 11.13A \quad (eq.13)$$

$$I_{s_pk} = I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} = 17 + \frac{3.3}{2} = 18.65A$$

初级的 RSM 电流为：

$$I_{p_pk} = I_{s_pk} * N = 11.13 * 0.085 = 0.946A \quad (eq.14)$$

$$I_{p_pk} = I_{s_pk} * N = 18.65 * 0.085 = 1.585A$$

初级电流谷值：

$$I_{p_valley} = \left(I_{out} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) * N = \left(10 - \frac{2.27}{2} \right) * 0.085 = 0.75A \quad (eq.15)$$

$$I_{p_valley} = \left(I_{out} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) * N = \left(17 - \frac{3.3}{2} \right) * 0.085 = 1.1645A$$

$$I_{rms} = I * \sqrt{DC} * \sqrt{1 + \frac{1}{3} * \left(\frac{\Delta I}{2I} \right)} \quad (eq.16)$$

根据公式 16，我们可以使用线性电流计算出脉冲波形的 RSM 电流（见图 1）。

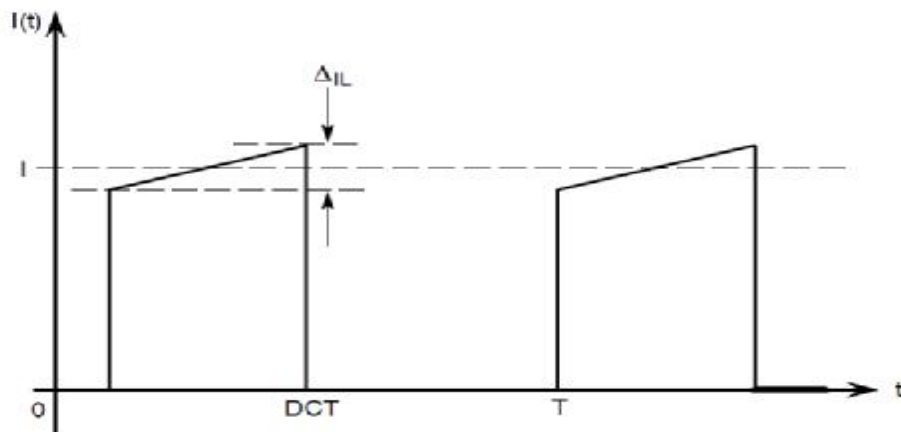


Figure 1. Pulsating Waveform with Linear Ripple Current

这个图准确显示了征集变换器变压器的初级或次级电流波形。当在初级变测量时， ΔI_L 代表次级纹波电流反射到初级的电流和励磁电流的总和。因此，如果要准确计算初级 RSM 电流，公式 14 计算时要加上励磁电流。在前面已经用初级 RSM 的 10% 计算过励磁电感量（公式 4）。因此初级的 RSM 电流可以被写出：

$$I_{p,rms,10\%} = \sqrt{DC_{max} * \left\{ (1.1 * I_{p_pk})^2 - 1.1 * I_{p_pk} * \Delta I_L * N + \frac{(\Delta I_L * N)^2}{3} \right\}} \quad (eq.17)$$

$$I_{p,rms,10\%} = \sqrt{0.45 * \left\{ (1.1 * 0.946)^2 - 1.1 * 0.946 * 2.27 * 0.085 + \frac{(2.27 * 0.085)^2}{3} \right\}} = 0.63A$$

$$I_{p,rms,10\%} = \sqrt{0.45 * \left\{ (1.1 * 1.585)^2 - 1.1 * 1.585 * 3.3 * 0.085 + \frac{(3.3 * 0.085)^2}{3} \right\}} = 1.076A$$

其中：

DC_{max} 为 NCP1252 最大占空比

I_{p_pk} 公式 14 计算的峰值电流

ΔI_L 最大峰到峰输出纹波电流

N 变压器匝比

MOS 的选择：

根据最大输入电压和降额因子 $K_M=0.85$ 选择 MOS。如果选择 500V 的 MOS(在双管正激变换器中，输入电压限定功率管的应力)，最大电压必须限制为：

$$V_{bulk,max} = V_{DS,max} * K_M = 500 * 0.85 = 425V \quad (eq.18)$$

在双管正激变换器中，MOS 开通时承受一半的输入电压。下图所示双管正激变换器中两个模拟开关。

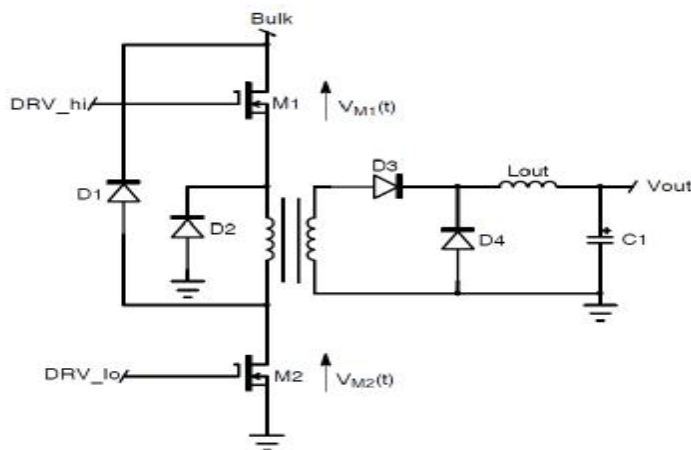


Figure 2. 2-switch Forward Arrangement

如果 PFC 轻载时没有跳跃（轻载降频）功能，输出电压可能会达到过压阈值（OVP）。变换器会进入打嗝保护状态。尽管有过压保护，公式 18 检查最高电压还是很重要。应用中选择 FDP16N50，性能如下：

封装： TO220

V_{DS} : 500V

$R_{DS(ON)}=0.434 \Omega / T_j=110^\circ C$ ($R_{DS(ON)}=0.31 \Omega / T_j=20^\circ C$ 乘以 1.4 为 $110^\circ C$ 的 $R_{DS(ON)}$)

$Q_G=45nC$

$Q_{GD}=14nC$

我考虑到我的电源为高温电源且为自然散热，所以 MOS 选择为 infineon 的 SPW35N60C3。

封装： PG-TO247

V_{DS} : 600V
 $R_{DS(ON)}=0.14\Omega/T_j=110^\circ\text{C}$ ($R_{DS(ON)}=0.1\Omega/T_j=20^\circ\text{C}$ 乘以 1.4 为 110°C 的 $R_{DS(ON)}$)
 $Q_G=200\text{nC}$
 $Q_{GD}=70\text{nC}$

有了公式 17 我们可以估算导通损耗:

$$P_{\text{cond}}=I_{p,\text{rsm}}^2 \cdot R_{DS(ON)}/T_j=110^\circ\text{C}=0.632^2 \cdot 0.434=173\text{mW} \quad (\text{eq.19})$$

$$P_{\text{cond}}=I_{p,\text{rsm}}^2 \cdot R_{DS(ON)}/T_j=110^\circ\text{C}=1.076^2 \cdot 0.14=162\text{mW}$$

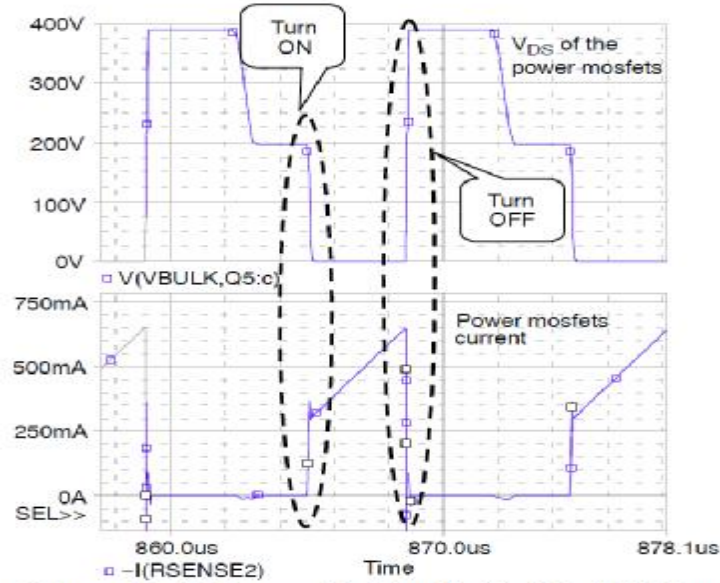


Figure 3. Power Mosfet Curves: $V_{DS}(t)$ and $I_D(t)$ of the Both Power Mosfets

功率管开通时可以表示如下:

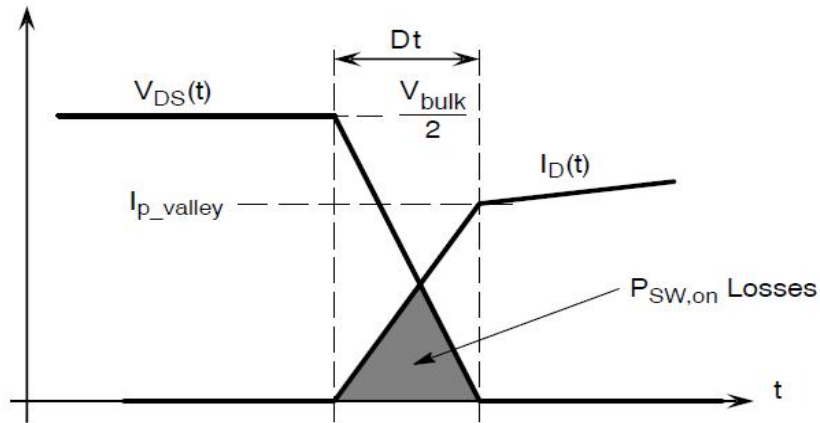


Figure 4. Turn-on Losses ($P_{SW,on}$)

开通时平均功耗为图中三角区域, 下面的积分可以精确计算功耗:

$$P_{SW,on}=F_{SW} \cdot \int_0^{\Delta t} I_D(t) V_{DS}(t) dt \quad (\text{eq.20})$$

$$= \frac{I_{p_valley} * \frac{V_{bulk}}{2} * \Delta t}{6} * F_{SW}$$

$$= \frac{I_{p_valley} * V_{bulk} * \Delta t}{12} * F_{SW}$$

根据上面的公式，我们可以计算出每个 MOS 的开通损耗：

$$P_{SW,on} = \frac{I_{p_valley} * V_{bulk,max} * \Delta t}{12} * F_{SW} \quad (eq.21)$$

$$P_{SW,on} = \frac{0.75 * 410 * 46.7n}{12} * 125k = 149mW$$

$$P_{SW,on} = \frac{1.1645 * 385 * 233n}{12} * 134k = 1167mW \quad \text{开通损耗还是比较大的哦}$$

其中重叠 Δt 估算如下：

$$\Delta t = \frac{Q_{GD}}{I_{DRV_pk}} = \frac{14n}{0.300} = 46.7ns \quad (eq.22)$$

$$\Delta t = \frac{Q_{GD}}{I_{DRV_pk}} = \frac{70n}{0.300} = 233ns$$

这种估算没有考虑 NCP1252 为 CMOS 器件，输出没法提供恒定电流。尽管如此，估算还是没有错的，在重叠部分，驱动器还是提供恒定的电流。根据公式 21，我们计算出两个功率管开通损耗共为：358mW

实验测量：

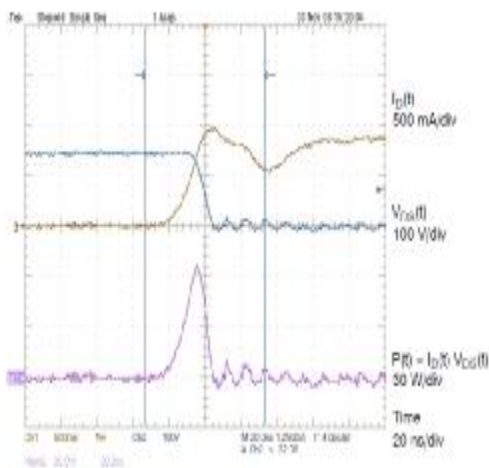


Figure 5. Switching Losses During the Turn On of the LOW Side Mosfet

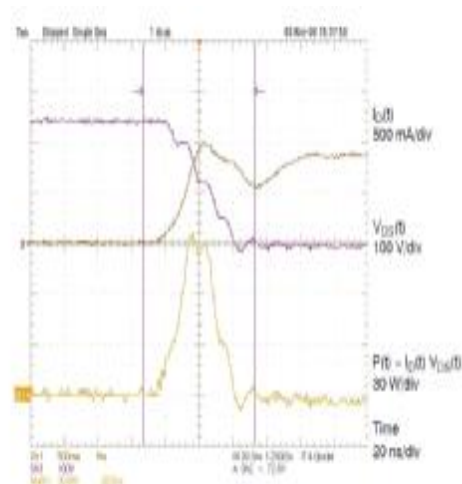


Figure 6. Switching losses during the turn on of the HIGH side mosfet

图 5,6 显示了 MOS 的损耗（高，低边）。从图中可以看出高低边 MOS 的 V_{DS} 并非理论和仿真那样为输入电压的一半。由于变压器和 MOS 的寄生参数导致 V_{DS} 不等于输入电压的一半。低边 MOS 的 V_{DS} 为 150V，高边 V_{DS} 为 240V。

因此，实际测量损耗为：

高边开通损耗：386mW

低边开通损耗：155mW

我们将这个结果跟公式 21 计算的结果比较，可以得出，估算不是很准。可能是估算错了驱动器的驱动电流 I_{DRV_pk} ：我们假设了驱动器能够提供一个恒定的驱动电流，就像 UC384X 系列。但是，NCP1252 是 COMS 技术的器件，栅极电流会随电压变化，我们很难估算重叠部分。

由于双管正激变换 MOS 损耗很低，估算的误差不影响散热器的计算。可以使用类似方法计算关闭损耗：但是电流这是是最大值， V_{DS} 接近 0 最后变成输入电压。

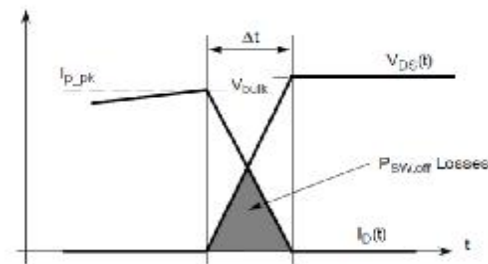


Figure 7. Turn-off Losses ($P_{SW,off}$)

根据开通损耗的公式，我们可以计算每个 MOS 的关闭损耗：

$$P_{SW,off} = \frac{I_{p_pk} * V_{bulk, max} * \Delta t}{6} * F_{SW} = \frac{0.95 * 410 * 40n}{6} * 125k = 324mW \quad (eq.23)$$

其中：

$$\Delta t = \frac{Q_{GD}}{I_{DRV_pk}} = \frac{14n}{0.35} = 40ns \quad (eq.24)$$

$$\Delta t = \frac{Q_{GD}}{I_{DRV_pk}} = \frac{14n}{0.35} = 40ns$$

我个人认为此步计算有错。

我们能够估算每个 MOS 的损耗：

$$P_{losses} = P_{SW,on} + P_{cond} + P_{SW,off} \quad (eq.25)$$
$$= 0.149 + 0.173 + 0.324$$

$$P_{losses} = 646mW$$

其中：
 $P_{SW,on}$ MOS 开通损耗
 P_{cond} MOS 导通损耗
 $P_{SW,off}$ MOS 关闭损耗

有了 MOS 的总损耗，散热器可以计算：

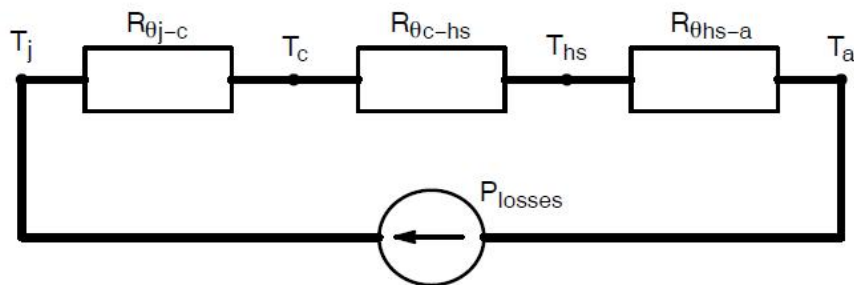


Figure 8. Thermal path between the power mosfet and the heat sink

其中：
 T_j MOS 的内部结温
 T_c MOS 的外壳温度（MOS 自身的散热器）
 T_{hs} MOS 的散热器温度

$R_{\theta j-c}$ MOS 内部到自身外壳的热阻

$R_{\theta c-hs}$ MOS 自身外壳到外部散热器的热阻

$R_{\theta hs-a}$ MOS 外部散热器到周围环境的热阻

下面的检查为防止 MOS 在最坏条件下工作过热：

$$T_{j \max} - T_{amb \max} > P_{losses} \sum R_q \quad (\text{eq.26})$$

或：

$$R_{qhsa} < \frac{T_{j \max} - T_{amb \max}}{P_{losses}} - (R_{qjc} + R_{qchc}) \quad (\text{eq.27})$$

$$< \frac{110 - 65}{0.646} - (1 + 1.2)$$

$$< 67.4^\circ\text{C/W}$$

因此散热器的热阻必须低于 67.4°C/W 。本文选择了型号为 KL194/25.4/SW 散热器（ 14°C/W ）。

二极管的选择：

续流二极管的选择取决于变压器的励磁电感。励磁峰值电流可以通过下面的公式计算：

$$I_{mag_pk} = \frac{V_{bulk, \min}}{L_{mag}} * \frac{DC_{\max}}{F_{sw}} = \frac{350}{13.4m} * \frac{0.45}{125k} = 94mA \quad (\text{eq.28})$$

$$I_{mag_pk} = \frac{V_{bulk, \min}}{L_{mag}} * \frac{DC_{\max}}{F_{sw}} = \frac{350}{7.59m} * \frac{0.45}{134k} = 155mA \quad \text{我的电源}$$

因磁化和退磁电压（双管正激， V_{bulk} ）接近，开通和复位的时间相等。

$$t_{reset} = I_{mag_pk} * \frac{L_{mag}}{V_{bulk, \min}} = 94m * \frac{13.4m}{350} = 3.6 \mu s \quad (\text{eq.29})$$

平均电流如下：

$$\begin{aligned} I_{\text{mag,avg}} &= \frac{(t_{\text{on}} + t_{\text{reset}}) * I_{\text{mag_pk}}}{2 F_{\text{sw}}} \\ &= \frac{\left(\frac{DC_{\text{max}}}{F_{\text{sw}}} + t_{\text{reset}}\right) * I_{\text{mag_pk}}}{2 F_{\text{sw}}} \quad (\text{eq.30}) \\ &= \frac{\left(\frac{0.45}{125k} + 3.6\mu\right) * 94m}{2 \cdot 125k} \end{aligned}$$

$$I_{\text{mag,avg}} = 42.3\text{mA}$$

选用 MUR160 来退磁，够用了。一般在离线应用中，励磁电流较低，高压（500,600V）1A 的二极管够用。实际是选用的 HER307，更高耐压，更大电流。

下面就是次级二极管了，两个二极管承受同样的电压（PIV），已知变压器匝比 N 和二极管降额因子 k_D , PIV 计算如下：

$$PIV = \frac{N * V_{\text{bulk,max}}}{k_D} = \frac{0.085 * 410}{0.6} = 58\text{V} \quad (\text{eq.31})$$

计算 PIV 值，我们可以选择 MBRB30H60CT 肖特基。此二极管（TO220,30A,60V）最大特点是 125 度时压降为 0.5V（图 9）。我实际使用是日本新电元的 S60SC6MT 两个，此二极管在 150 度时，20A 压降才 0.5V。

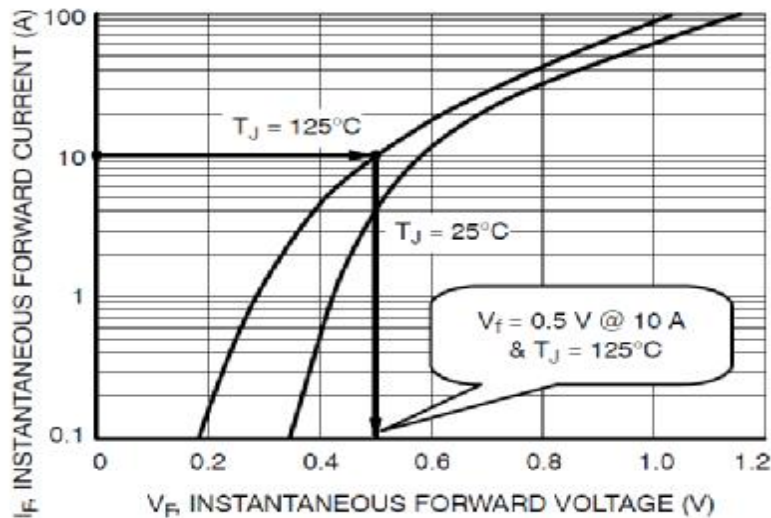
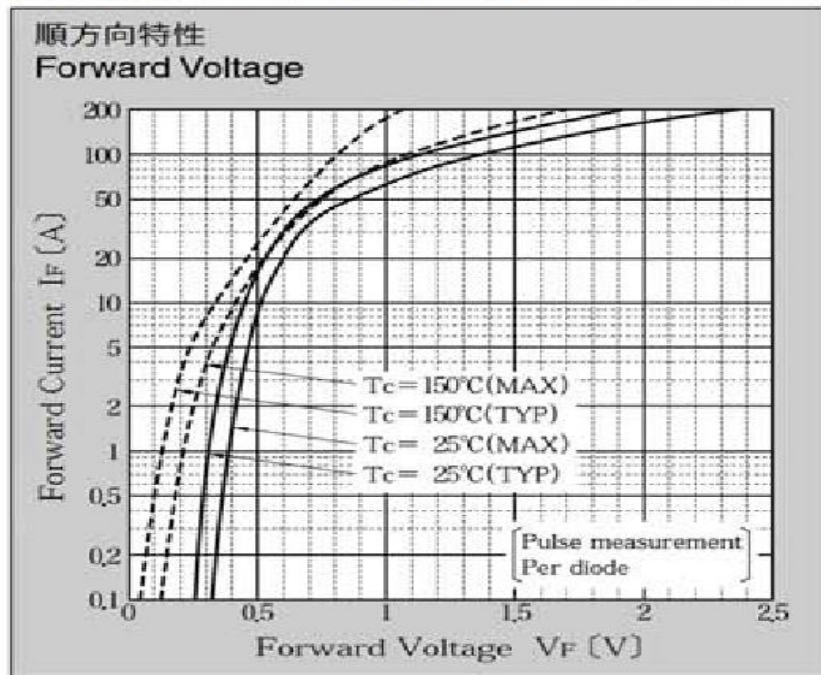


Figure 9. MBRB30H60CT, Maximum Forward Voltage versus Instantaneous Current

特性图 CHARACTERISTIC DI



在最坏情况下，二极管必须耗散以下功率（最低电压，最大占空比）：

$$P_{d_on} = V_f * I_{out} * D_{max} = 0.5 * 10 * 0.45 = 2.25\text{W} \quad (\text{eq.32})$$

续流二极管在关闭时导通，损耗会大些：

$$P_{d_off} = V_f * I_{out} * (1 - D_{min}) = 0.5 * 10 * (1 - 0.39) = 3.05\text{W} \quad (\text{eq.33})$$

二极管共计损耗 5.3W 或 4% 总输出功率。为了提高效率，可以使用同步整流代替二极管。

对于次级二极管的散热器可以使用公式 27 计算。

$$R_{qhsa} < \frac{T_{j \max} - T_{amb \max}}{P_{losses}} - (R_{qjc} + R_{qhc})$$
$$< \frac{125 - 65}{5.33} - (2 + 1.2) \quad (\text{eq.34})$$
$$< 8.06^\circ\text{C/W}$$

选择的散热器热阻必须小于 8°C/W 。本文中作者选择型号为 KL195/25.4/SW，热阻为 6.2°C/W 。

NCP1252 外围元件选择：

开关频率选择

接在 R_i 脚对地之间的电阻可以设定 50K-500K 之间，下面的曲线可以通过频率来选电阻。

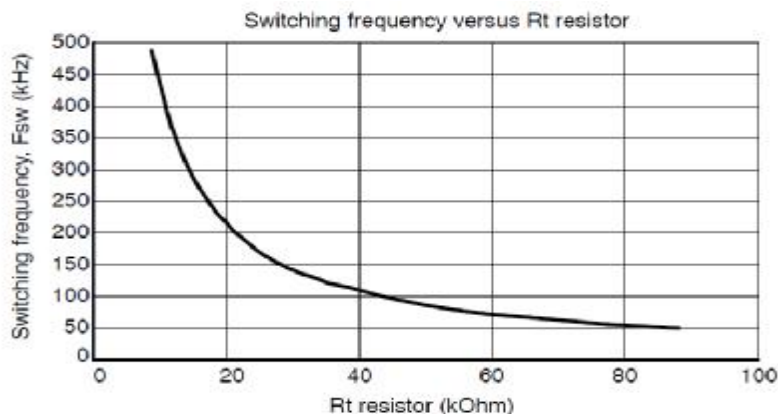


Figure 10. Switching Frequency Selection

通过下面的公式可以计算 R_t :

$$R_t = \frac{1.95 * 10^9 * V_{Rt}}{F_{sw}} \quad (\text{eq.35})$$

其中: V_{Rt} 内部基准链接到 R_t 的电压
如果我假设开关频率为 125K:

$$R_t = \frac{1.95 * 10^9 * 2.2}{125k} = 34.3K \Omega \quad R_t = \frac{1.95 * 10^9 * 2.2}{134k} = 32.01K \Omega$$

如果选择 33K Ω 电阻频率为:

$$F_{sw} = \frac{1.95 * 10^9 * V_{Rt}}{R_t} = \frac{1.95 * 10^9 * 2.2}{33k} = 130K \quad (\text{eq.36})$$

我选择的是 32K Ω 电阻:

$$F_{sw} = \frac{1.95 * 10^9 * V_{Rt}}{R_t} = \frac{1.95 * 10^9 * 2.2}{32k} = 134K$$

最终完成的板子上使用的 33K Ω 电阻。振荡电阻离 NCP1252 的 4,5 脚越近越好。由于脚本身就已经很近, 这个要求不难。控制器针对电气噪声的鲁棒性得到改善。

源极电阻

NCP1252 的最大检测峰值电流电压为 1V, 下面的公式来计算源极电阻, 其中有 20% 的裕度 (10% 给励磁电流, 10% 为一般裕度)。

$$R_{sense} = \frac{F_{cs}}{1.2 * I_{p_pk}} = \frac{1}{1.2 * 0.946} = 884m \Omega \quad (\text{eq.37})$$

$$R_{sense} = \frac{F_{cs}}{1.2 * I_{p_pk}} = \frac{1}{1.2 * 1.585} = 525m \Omega$$

电阻的功耗, 初级峰值电流给 20% 的余量:

$$P_{R_{sense}} = I_{p,rms,120\%}^2 * R_{sense} = 0.695^2 * 884m \Omega = 427mW \quad (\text{eq.38})$$
$$P_{R_{sense}} = I_{p,rms,120\%}^2 * R_{sense} = 1.585^2 * 525m \Omega = 1319mW$$

其中 $I_{p,rsm,120\%}$ 为初级纹波电流的 120%

我们选择 1206 电阻，其耗散功率为 250mW，为了提高耗散能力，选用两个并联，选用两个 1.5 Ω ，总耗散 362mW，每个耗散 180mW。这是文档中使用的，我认为过小，实际我们会使用 1W 或 2W 的氧化膜电阻，我的实际样机为 1W-0.75 Ω 两个并联，我们的过载要求较大。

尽管芯片有消隐技术 (LEB=130ns)，为了消除应用中的噪声，建议在 CS 脚加入 RC 滤波。很小的 RC 网络会清除电流检测的干扰，提高电源的鲁棒性。不过此时间常数不能大于开关周期。

滤波网络一般选择 150-300ns 的时间。NCP1252 在 CS 脚上提供内部斜率补偿。RC 网络有双重功能：斜率补偿和滤波时间常数。因此斜率补偿决定 RC 值，然后根据定义的时间常数调整。下面一章介绍如何计算斜率补偿电阻。

欠压 (Brown-out)

通过检测 BO 脚的值，NCP1252 为正激变换器提供保护，防止输入欠压。当 BO 脚上的值低于 V_{BO} 阈值，控制器停止脉冲输出直到 BO 脚上电压回到阈值以上，回到阈值以上后又是一个软启动的过程。

欠压比较器具有一个固定的基准阈值 V_{BO} 。当 BO 脚值低于基准是，通过内部对地的电流实现滞后。

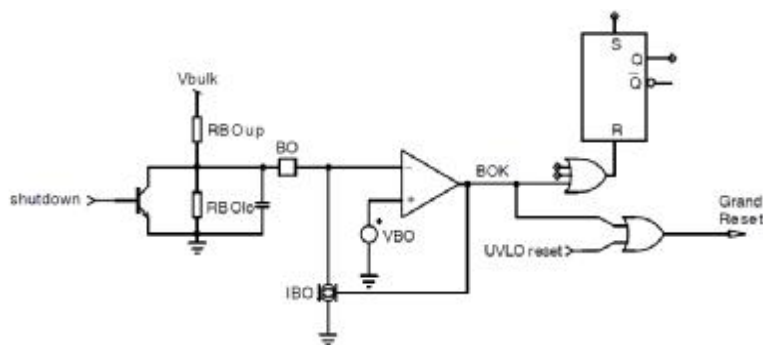


Figure 11. BO Pin Setup

下面的公式所示如何计算连接在 BO 脚上的电阻。

首先设定变换器的开启电压 (V_{bulkon}) 和关闭电压 ($V_{bulkoff}$)。

其中：
 $V_{bulkon} = 350V$
 $V_{bulkoff} = 410V$
 $V_{BO} = 1V$ 内部固定值
 $I_{BO} = 10 \mu A$ 内部固定电流值

当 BO 脚的值低于基准，内部电流被激活。公式为：

$$V_{bulkon} = R_{BOup} * \left(I_{BO} + \frac{V_{BO}}{R_{BOlo}} \right) + V_{BO} \quad (eq.39)$$

当高于基准值时，电流不被激活。公式为：

$$V_{BO} = \frac{V_{bulkoff} * R_{BOlo}}{R_{BOlo} + R_{BOup}} \quad (eq.40)$$

展开公式 40 得：

$$R_{BOup} = \left(\frac{V_{bulkoff} - V_{BO}}{V_{BO}} \right) * R_{BOlo} \quad (eq.41)$$

将公式 41 代入公式 39 解的 R_{BOIo} :

$$R_{BOIo} = \frac{V_{BO}}{I_{BO}} * \left(\frac{V_{bulkon} - V_{BO}}{V_{bulkoff} - V_{BO}} - 1 \right) \quad (\text{eq.42})$$

R_{BOup} 的公式也可独立写为:

$$R_{BOup} = \frac{V_{bulkon} - V_{bulkoff}}{I_{BO}} \quad (\text{eq.43})$$

通过公式 42,43 可以计算出:

$$R_{BOIo} = \frac{1}{10m} * \left(\frac{370-1}{350-1} - 1 \right) = 5731 \Omega$$

$$R_{BOup} = \frac{370 - 350}{10m} = 2.0M \Omega$$

我们选择系列欠压电阻:

$$R_{BOIo} = 5.1K \Omega + 680 \Omega$$

$$R_{BOup} = 1M \Omega + 1M \Omega$$

电阻选用规则必须在电阻阻值系列内,而且电阻阻值不易大于 $1M \Omega$,选用电阻串联也有为了提高耐压的原因。

软启动

在启动过程中 NCP1252 的软启动控制着峰值电流模式正激变化器:在这个关键阶段防止功率器件(初级 MOS,次级二极管和磁性元件等)过应力和输出过冲。启动脚提供了连接在内部电压基准上的电流源。因此,一个电容连接在这个电流源上产生一个线性电压斜率控制通过电源源极电阻的峰值电流。SS 脚上的电压被分成四份,取四分之一来兼容 CS 脚的电压。

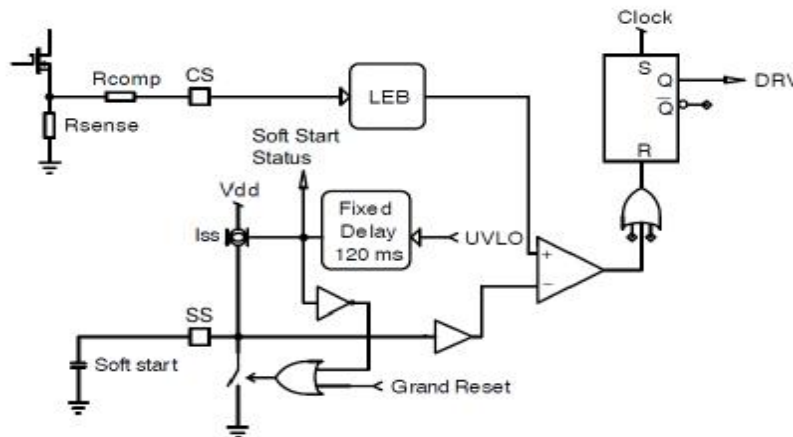


Figure 12. Soft Start Principle

根据已知的公式:

$$I_{SS} = C_{SS} * \frac{V_{SS}}{T_{SS}} \quad (\text{eq.44})$$

设 $T_{SS}=15ms$,通过上面公式可以解的电容的值:

$$C_{SS} = I_{SS} * \frac{T_{SS}}{V_{SS}} = 10m * \frac{15m}{4.0} = 37.5nF \quad (\text{eq.45})$$

我们取了 33nF 的软启动电容，实测的时间为 13ms（见图 13）。

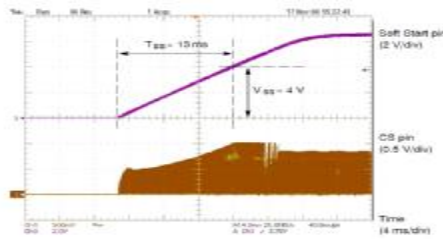


Figure 13. Soft Start Duration Illustration

图 13 说明 SS 脚上的最大电压为 6.6V，但是正激变压器峰值电流的斜率为 0-4V。SS 脚大于 4V 时，峰值电流被控制（NCP1252）器钳位。DCM 模式正激变换器在低峰值电流和较低输出时软启动启动阶段峰值电流不是线性的。

斜率补偿的选择

斜率补偿用来对付谐波振荡。振荡在开关频率的一半处，而且只会在 CCM 模式和占空比大于或等于 50% 时。为了降低电流回路的增益，一般电感斜率设为 50% 到 100%。图 14 所示内部的斜率补偿如何产生的：CS 脚上的斜率补偿被内部振荡器斜率补偿缓冲。R_{ramp} 与内部缓冲振荡器斜率补偿之间放置一个开关，用于关断时间的 DRV（驱动）的斜率补偿。

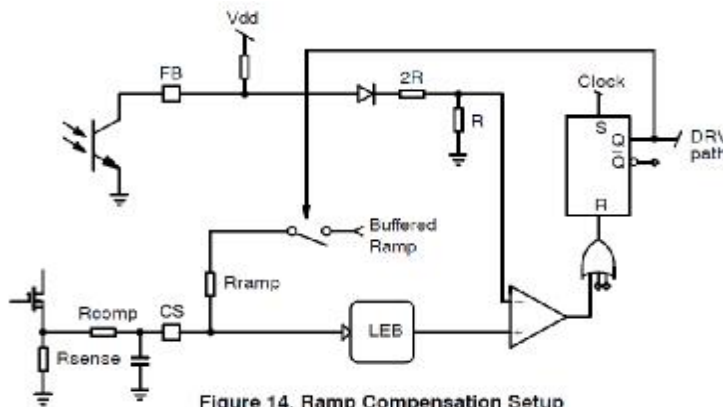


Figure 14. Ramp Compensation Setup

内部斜率补偿的斜率为：

$$S_{int} = \frac{V_{ramp}}{DC_{max}} * F_{SW} \quad (\text{eq.46})$$

在正激变换器中次级向下斜坡可以看成在初级边源极电阻的投影。因此：

$$S_{sense} = \frac{(V_{out} + V_f)}{L_{out}} * \frac{N_s}{N_p} * R_{sense} \quad (\text{eq.47})$$

- 其中：
- V_{out} 输出电压
 - V_f 次级续流二极管的管压降
 - L_{out} 次级电感量
 - N_s/N_p 变压器匝比
 - R_{sense} 初级源极电阻阻值

假设选定的斜率补偿定义为 δ_{comp}，那么我们必须计算分频比来减小 δ_{int}。

$$R_{ratio} = \frac{S_{sense} * d_{comp}}{S_{int}} \quad (\text{eq.48})$$

用线性代数来定义 R_{comp} :

$$R_{comp} = R_{ramp} * \frac{R_{ratio}}{1 - R_{ratio}} \quad (eq.49)$$

以上的计算没有考虑有变压器励磁电感引起的初级自然斜率。在有些应用中，由于较高的初级自然斜率往往不需要外加斜率补偿。

下面的公式计算初级自然斜率：

$$S_{natural} = \frac{V_{bulk}}{L_{mag}} * R_{sense} \quad (eq.50)$$

斜坡补偿为：
$$\delta_{natural-comp} = \frac{d_{natural}}{d_{sense}} \quad (eq.51)$$

如果自然斜率补偿 $\delta_{natural-comp}$ 比斜率补偿 δ_{comp} 高，就不需要外加斜率补偿。如果不高，那么两者差 ($\delta_{comp} - \delta_{natural-comp}$) 用来精确计算补偿值。

因此新的分频比为：

如果 $\delta_{natural-comp} < \delta_{comp} \Rightarrow R_{ratio} = \frac{S_{sense} * (d_{comp} - d_{natural-comp})}{S_{int}} \quad (eq.52)$

用同样的公式省去自然斜率可以计算出 R_{comp} 。

如果我们假设我们变换器的条件如下：

双管正激变换器条件：

- 额定输出电压： 12V
- $L_{out}=27 \mu H$
- $V_f=0.5V$ 输出二极管压降
- 源极电阻 0.75Ω
- 开关频率：125KHz
- $V_{bulkmin}$ 最小输入电压
- 最大占空比 50%
- $V_{ramp}=3.5V$ 芯片内部值
- $R_{ramp}=26.5K \Omega$ 内部上拉电阻
- 目标补偿值：100%
- 变压器条件： $L_{mag}=13.4mH$
 $N_s/N_p=0.087$

内部斜坡补偿值：

$$S_{int} = \frac{V_{ramp}}{DC_{max}} * F_{SW} \Rightarrow \frac{3.5}{0.5} * 125kHz = 875mV / \mu s \quad (eq.53)$$

次级向下斜坡反映在源极电阻上的是：

$$S_{sense} = \frac{(V_{out} + V_f)}{L_{out}} * \frac{N_s}{N_p} * R_{sense} \Rightarrow S_{sense} = \frac{(12 + 0.5)}{27 * 10^{-6}} * 0.087 * 0.75 = 30.21mV / \mu s \quad (eq.54)$$

初级自然斜坡：

$$S_{natural} = \frac{V_{bulk}}{L_{mag}} * R_{sense} \Rightarrow S_{natural} = \frac{350}{13 * 10^{-3}} * 0.75 = 20.19mV / \mu s \quad (eq.55)$$

自然斜率补偿为：

$$\delta_{natural-comp} = \frac{d_{natural}}{d_{sense}} \Rightarrow \delta_{natural-comp} = \frac{20.19}{30.21} = 66.8\% \quad (eq.56)$$

计算的结果比预期的要低，所以必须加入外部补偿：

$$R_{ratio} = \frac{S_{sense} * (d_{comp} - d_{natural - comp})}{S_{int}} \Rightarrow R_{ratio} = \frac{30.21 * (1.00 - 0.67)}{875} = 0.0114 \quad (eq.57)$$

我们可以利用这个值来计算外部补偿电阻的值：

$$R_{comp} = R_{ramp} * \frac{R_{ratio}}{1 - R_{ratio}} \Rightarrow R_{comp} = 26.5 * 10^3 * \frac{0.0114}{1 - 0.0114} = 305 \Omega \quad (eq.58)$$

因此取 $R_{comp} = 330 \Omega$ ，CS 脚得到 100% 的补偿。补偿电阻已经计算出，我们也能计算出 CS 脚上 RC 网络中电容值。我们假设 RC 滤波网络的时间常数为 220ns，电容值为：

$$C_{CS} = \frac{t_{RC}}{R_{Comp}} = \frac{220n}{330} = 666pF \quad (eq.59)$$

我们取标准值为 680P 的电容，时间常数还是很接近 200ns。下图所示 RC 网络的特征：

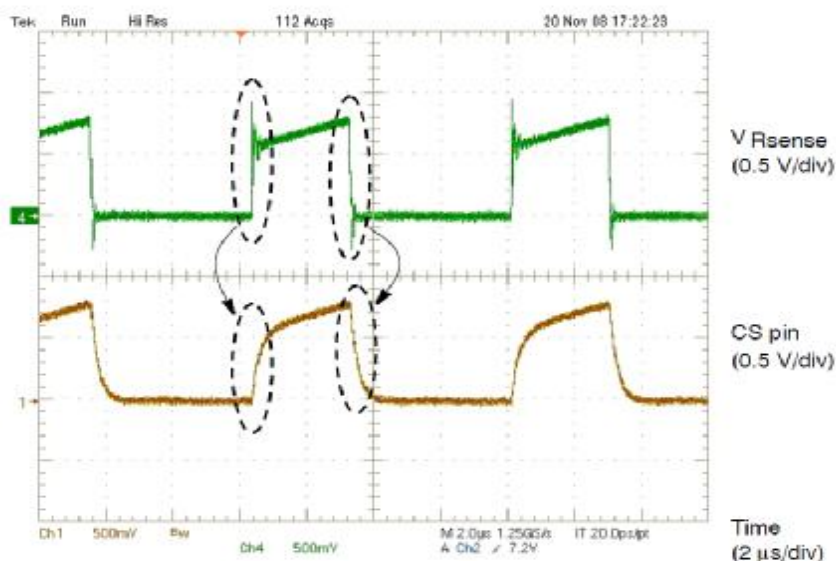


Figure 15. Comparison of the Voltage on the Current Sense Resistor and After the RC Filter

滤波之后供给控制器的电流信号是没有噪声的。

注：图 15 中的测试必须保证示波器探头地线的干净。通常示波器的探头是有地线的：如果使用地线，测试的结果比实际情况要差。下图是一个错误的的一个正确的源极电阻电流波形。

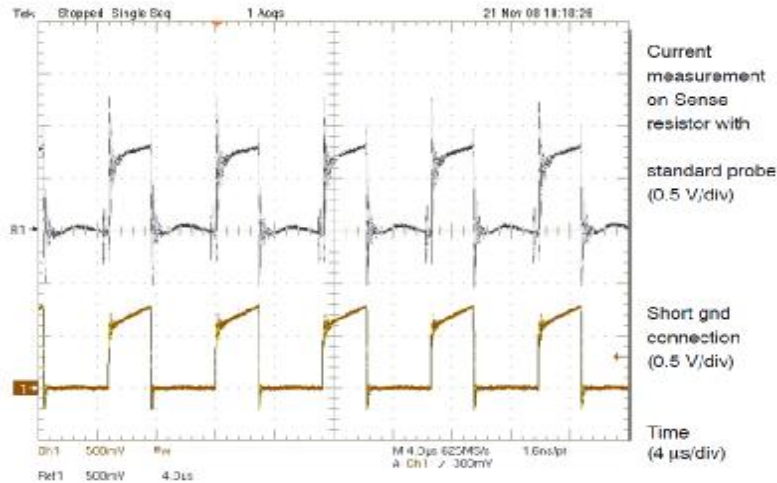


Figure 16. Current Sense Measurement on Sense Resistor with Standard and Short Ground Connection

下面的图所示两种不同探头方式测得得电流信息。

图 17 采用标配的示波器探头，地线相当长，噪声同时也被测得（图 16）。



Figure 17. Current Sense Measurement on Sense Resistor with Standard Probe Connection

图 18 所示正确的方法测量电流波形。去掉标准探头的地线环，直接焊接两根线在源极电阻两端测量。

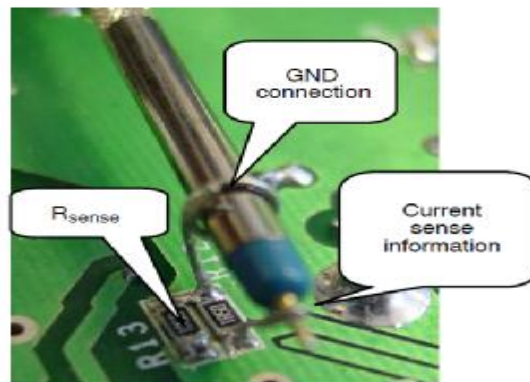


Figure 18. Current Sense Measurement on Sense Resistor with Short Ground Connection of the Probe

次级二极管缓冲计算

如果没有缓冲器件 ($R2\&C3$, $R4\&C6$) 并联在二极管两端：次级二极管会出现振荡。振荡是有变压器漏感和次级边二极管的电容引起的。极端情况（最高输入）下可能达到二极管的反向耐压。

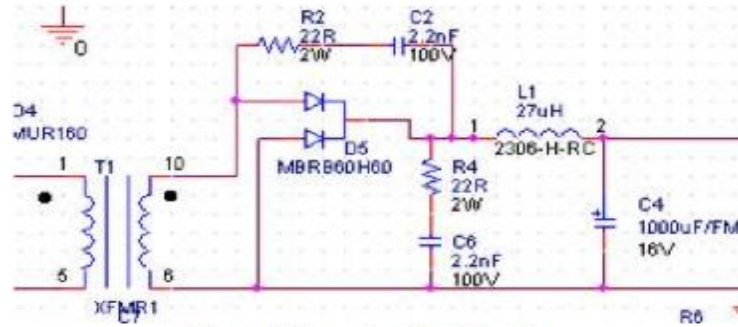


Figure 19. Secondary Diode Snubbing

下图所示在没有缓冲时，正常输入电压下已经达到二极管的反向耐压 60V。

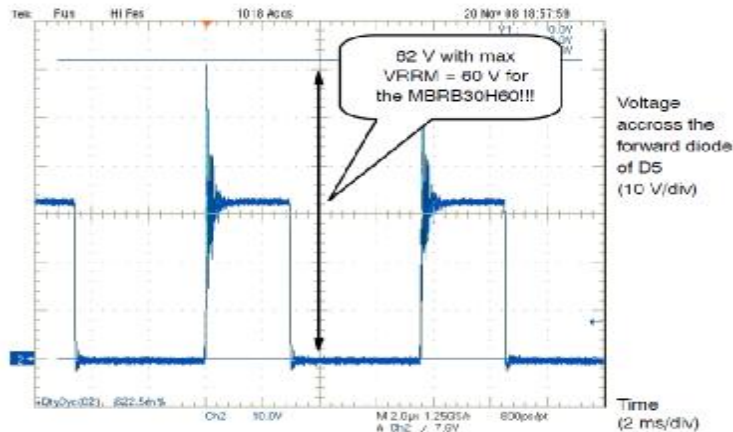


Figure 20. Voltage Applied to the Forward Diode of D5

缓冲的原则是在每个二极管上并联阻尼振荡。振荡发生在二极管截止时，主要由次级线圈漏感和二极管的寄生参数引起。已知次级线圈漏感和振荡频率，我们可以确定并联在二极管上电阻的阻值。在这种情况下，电阻可以调整到阻尼质量因子 Q 为 1:

$$R_{damp} = L_{leak} * \omega_r = 118n * 2\pi * 22M = 16\Omega \quad (eq.60)$$

使用了 22 电阻后，输入电压 373V 时振荡电压被限制在 36V，之前没有时为 62V。2.2nF 电容为了限制电阻的功耗。

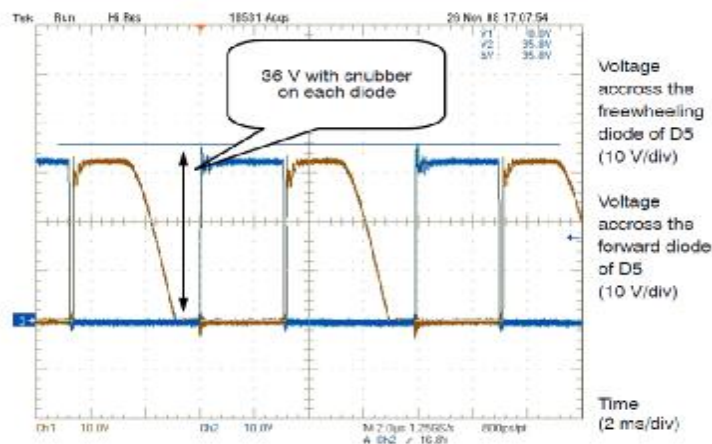


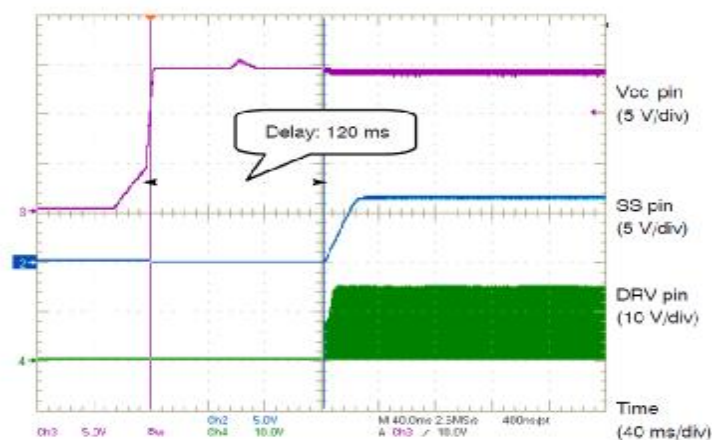
Figure 21. Voltage Applied to the Secondary Diodes (D5) with Snubber

样板性能

下面的图所示样板性能。

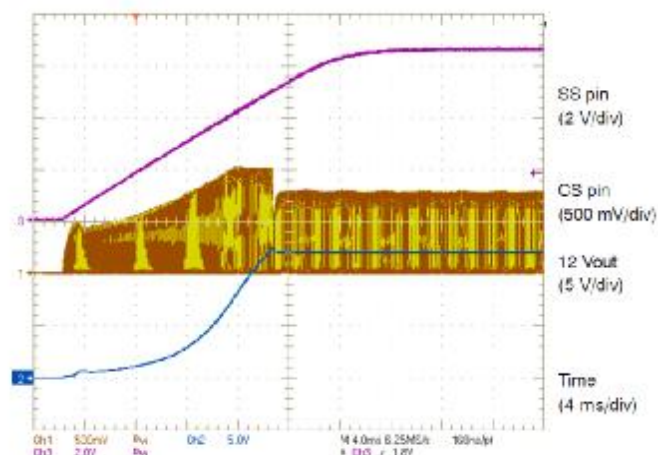
启动延时

图 22 描述了当 Vcc 从 0 到开启电压时，NCP1252 在 120ms 延时后给出第一个脉冲输出。



软启动

图 23 所示软启动的过程。CS 脚的电压跟随 SS 脚电压波形。软启动刚开始阶段，跟中间和结束阶段的相比电流不是线性变化的，这个非线性是由正激变换器在软启动 2 或 3ms 期间，当输出电压较低(小于 1V)时，变换器 DCM 模式引起的。



频率抖动

NCP1252 频率抖动功能有助于避开开关噪声和简化滤波器的设计。下图所示为以 R_t 设定的频率为中心 $\pm 5\%$ 范围抖动，调制频率为 330Hz。频率抖动也可以直接在 R_t 脚上测量。

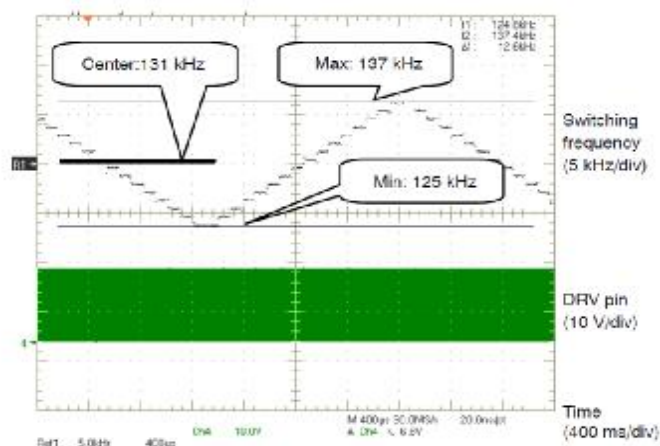


Figure 24. Jittering Frequency Measurement

空载调节

多亏 NCP1252 拥有跳跃周期功能可以真正的实现无负载调节而不触发任何过压保护。样板没有任何假负载并确保正确的调整（输出正常）。通过跳过一些开关周期和强制 NCP1252 进入突发模式。

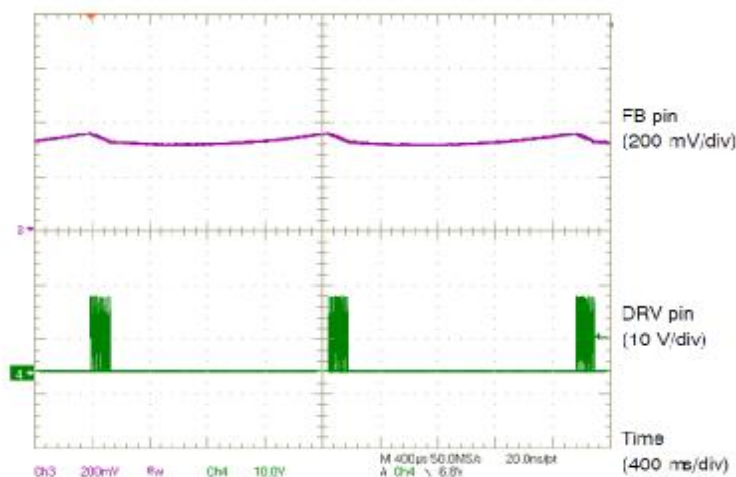
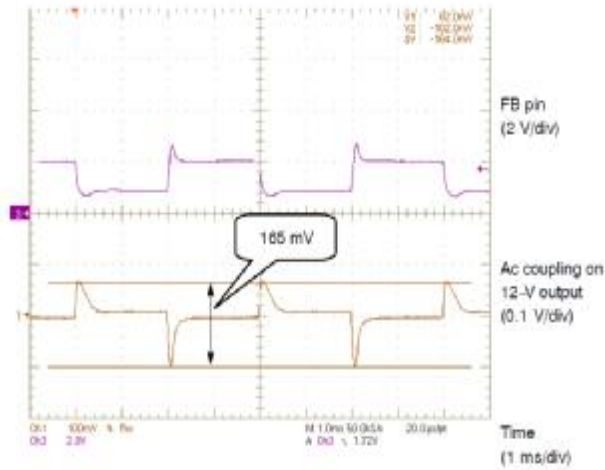
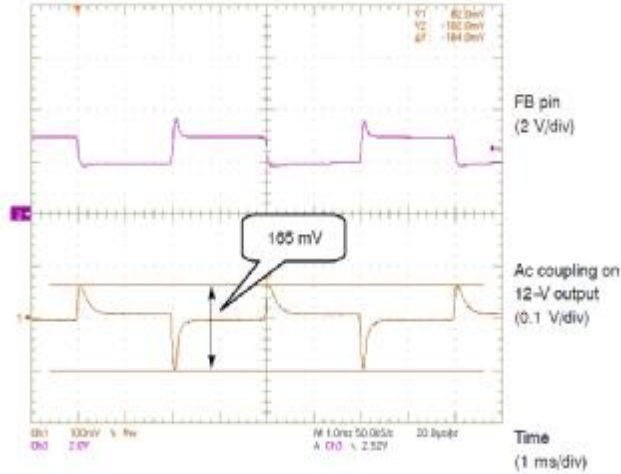


Figure 25. No Load Regulation (Real No Load to the Output) $V_{out} = 12.096\text{ V}$

分部负载能力

采用分部负载能力来测试环路的稳定性。下图所示没有振荡的快速响应，并且电压降很小 165mV(正常的 1.3%)。



效率

室温下相同输入条件不同负载和不同输入电压下额定负载测试得出

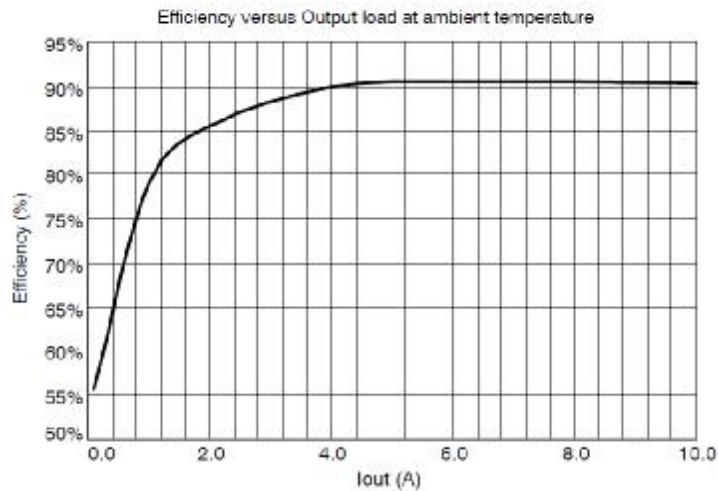


Figure 28. Efficiency Measurement at Room Temperature and Nominal Input Voltage (390 V dc) versus Output Load Variation

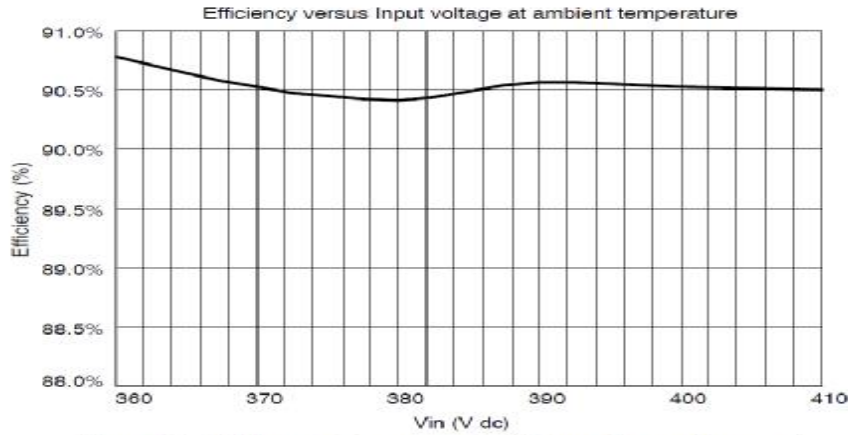


Figure 29. Efficiency Measurement at Room Temperature and Nominal Output Load (10 A dc) versus Input Voltage

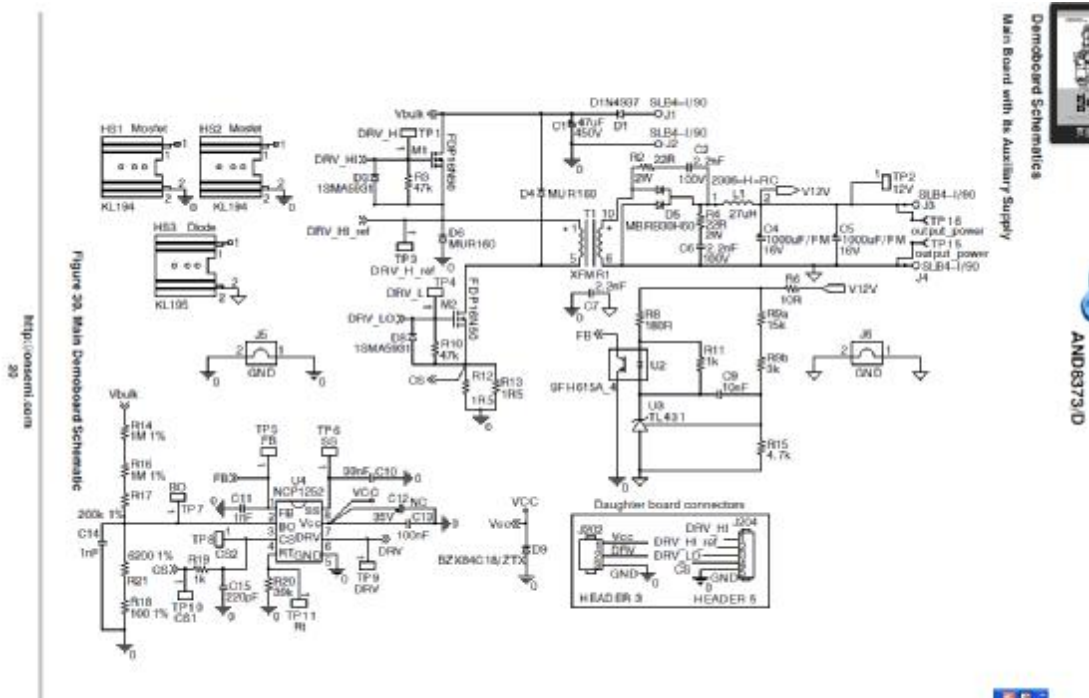


图 30 所示，反馈由 431 完成。Vcc 可以直接接在 DC 直流源上 (Vbulk)。供电有两种方式。

- 外部电源 在本例中 Vcc 使用 15V。用 NCP1010 做成外部电源供给 NCP1252。

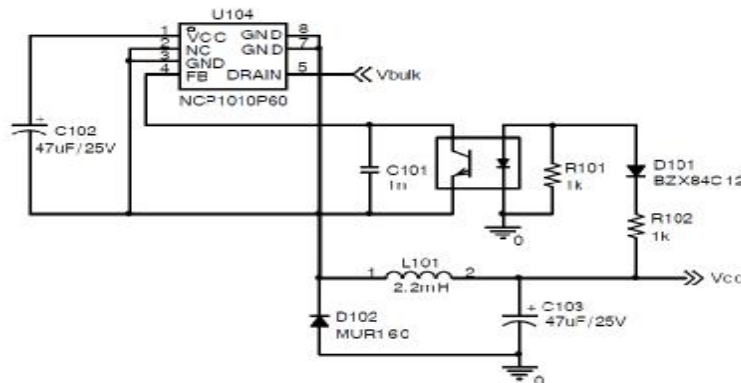


Figure 31. Auxiliary Supply Based on the NCP1010 @ 65 kHz

作者：电源网资深版主 ZVSZCS

AND8373-D (ON)
AND8373-C 2011-4-21

等级：内部密
翻译：周月东

- 变压器辅助线包供电，我就是用的这种。

子板：驱动级

高低边 MOS 驱动可以使用芯片驱动或信号变压器驱动，本文作者使用信号变压器驱动。我做的样机也是用变压器驱动。为防止驱动的差异，我们高低边同时使用变压器驱动。

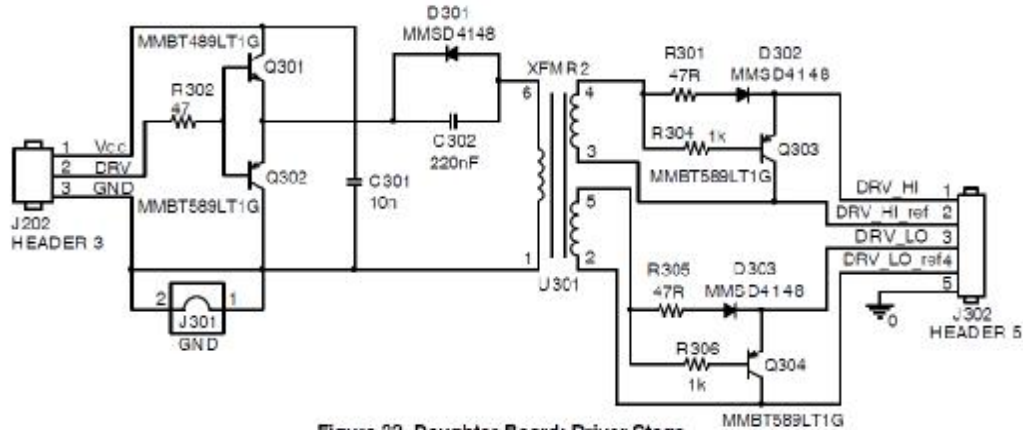


Figure 32. Daughter Board: Driver Stage

我采用了 EE13 高导磁芯做驱动变压器，最终的为 25:25:25，磁芯镜面安装。
样板图

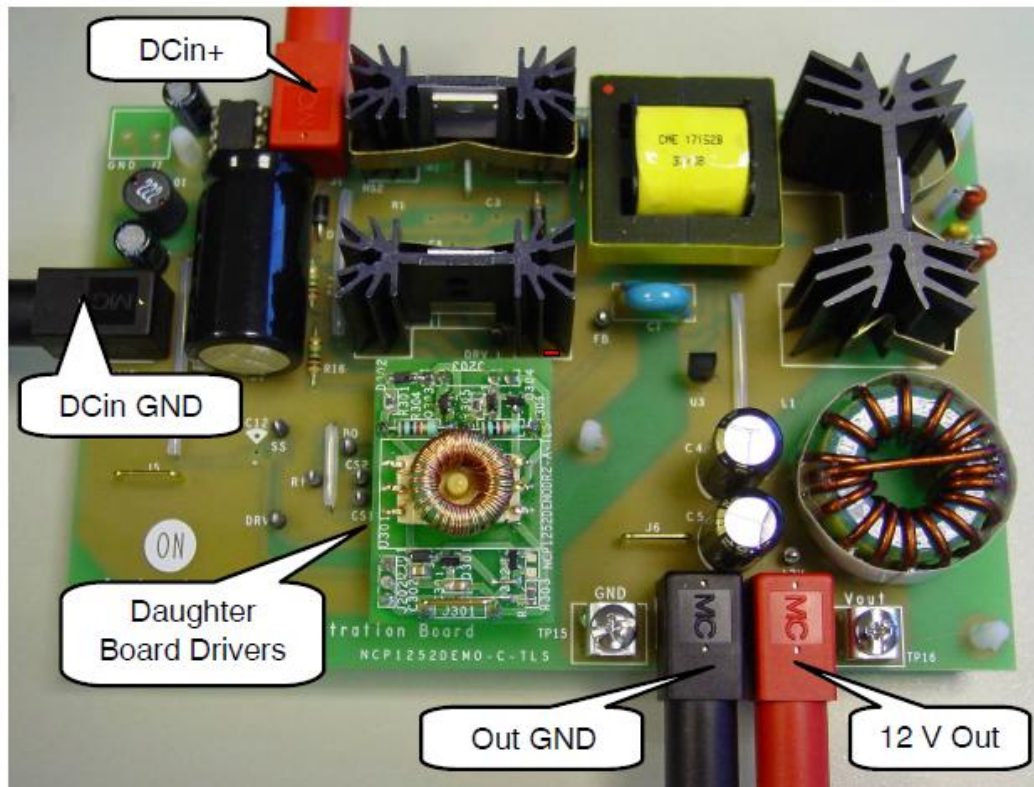


Figure 33. Top View of the Demo Board

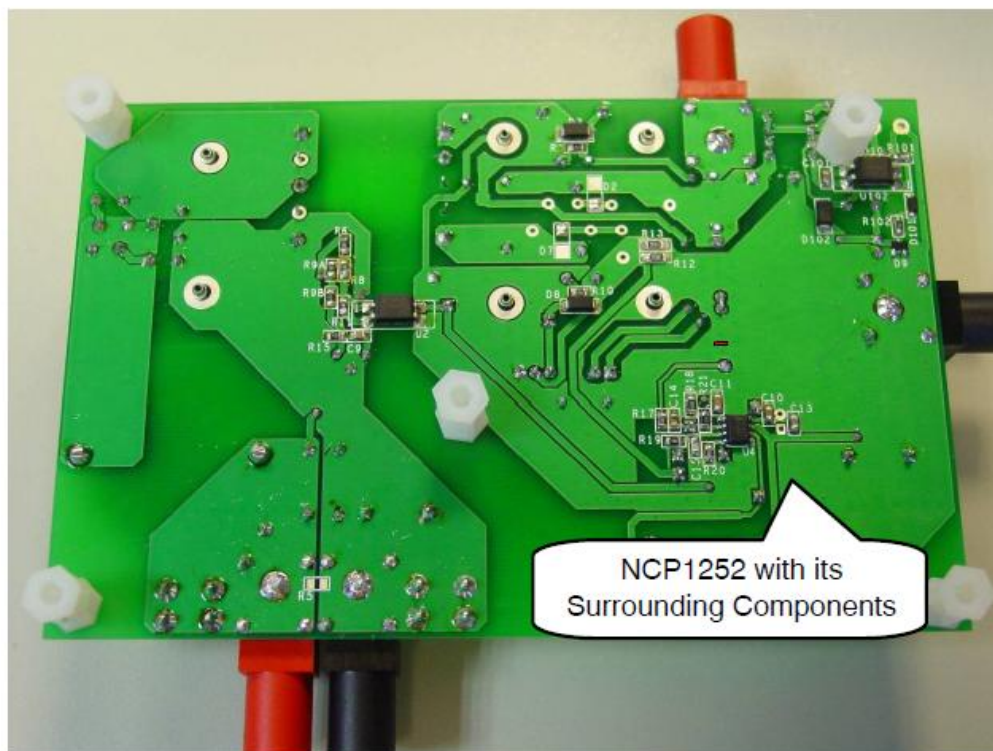


Figure 34. Bottom View of the Demo Board



作者：电源网资深版主 ZVSZCS

AND8373-D (ON)
AND8373-C 2011-4-21

等级：内部密
翻译：周月东

