



电源工程师培训答疑

目的：此次答疑专题直播，主要针对学员提出的一些问题，进行深度分析以及扩展讲解，涉及到具体的拓扑细节分析，定义解释，效率与EMC的权衡设计，具体电路的极限参数讲解，关键器件的选型解析，电源产品测量测试的实践问题等。通过此次直播，学员能够对电源产品从理论到实践的许多方面有更进一步的认识。

关键词：

拓扑，电流纹波率，占空比，极限参数，效率，EMC，器件选型，Layout布局，测试测量（纹波电流、纹波电压）

Eric 文天祥
2023-11-30



问：电感越大，纹波越小。我可以选
择比规格书推荐电感量还大的电感吗？

以BUCK为例，在一定的条件下，电感量越大，的确能减少纹波，但是过大的电感量，会带来体积增加，环路减慢的问题，所以不建议使用特别大的电感。

越大电感，电路的动态响应变差，就是说电路不能及时响应负载电流的快速变化，负载就会从输出电容汲取更多电流，当负载电流主要来源于输出滤波电容放电时，导致输出电压跌落较多。

同时电感值会影响到输出电压和电流的稳定性和质量，如果电感太小（传输的能量也小），可能导致正常的开关周期无法完成磁场存储能量和电荷的平衡。



扩展

为什么Buck-Boost天生就需要大的电感?

单个周期下传递的能量包大小比较!

$$\Delta\varepsilon = \frac{P_{IN}}{f} \times (1 - D) \quad (\text{buck})$$

$$\Delta\varepsilon = \frac{P_{IN}}{f} \times D \quad (\text{boost})$$

$$\Delta\varepsilon = \frac{P_{IN}}{f} \quad (\text{buck-boost})$$

峰值能量包大小!

$$\varepsilon_{PEAK} = \frac{\Delta\varepsilon}{8} \times \left[r \times \left(\frac{2}{r} + 1 \right)^2 \right]$$

*r*即为电流纹波率

因此，对于给定的功率大小（和相同的*r*大小），Buck-Boost的磁心大小是所有拓扑中最大的。



电源工程师培训授证项目

$$I_L \equiv I_{DC} \equiv I_{COR}$$

$$I_{COR} = I_o \text{ (for Buck)}$$

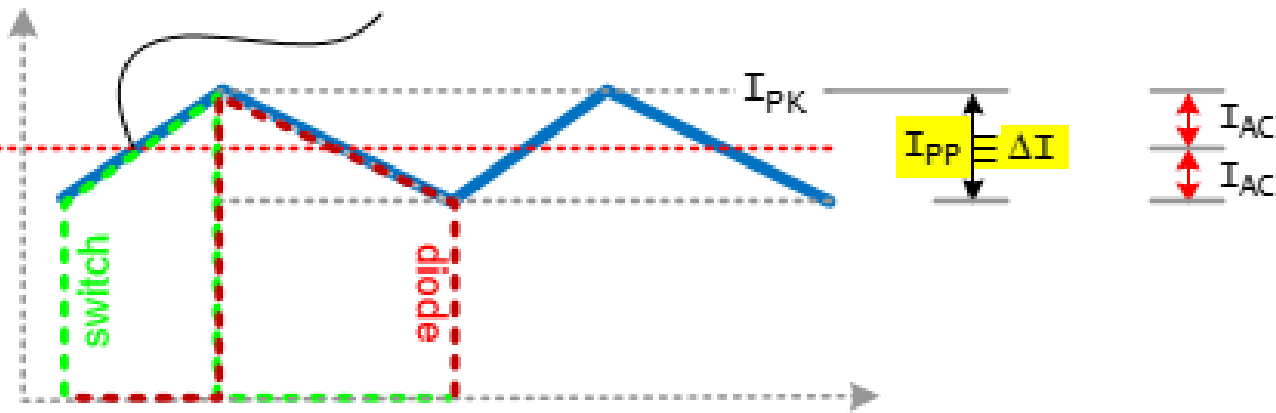
$$= \frac{I_o}{1-D} \text{ (for Boost and Buck-Boost)}$$

r , CCM下的定义, 是电感的交流分量与直流分量的比例关系

IDC也就是图中的 I_L , 处于图中的几何中心位置, 对于升压、降压、升降压, 所有拓扑来讲, 这个公式都适用。

$$r = \frac{\Delta I}{I_{DC}} = \frac{2I_{AC}}{I_{DC}}$$

Inductor Current Waveform



$$I_L \equiv I_{DC} \equiv I_{COR}$$

("COR" stands for center of ramp)

电流的纹波率 r 仅仅适用于CCM模式下, 也就是在连续导通模式, 且存在有效值范围0-2。当 r 为0时, 电感值将无穷大。若当 $r=2$ 时, I_{AC} 将等于 I_{DC} , 也就将会变更到临界导通模式。

r 即为电流纹波率

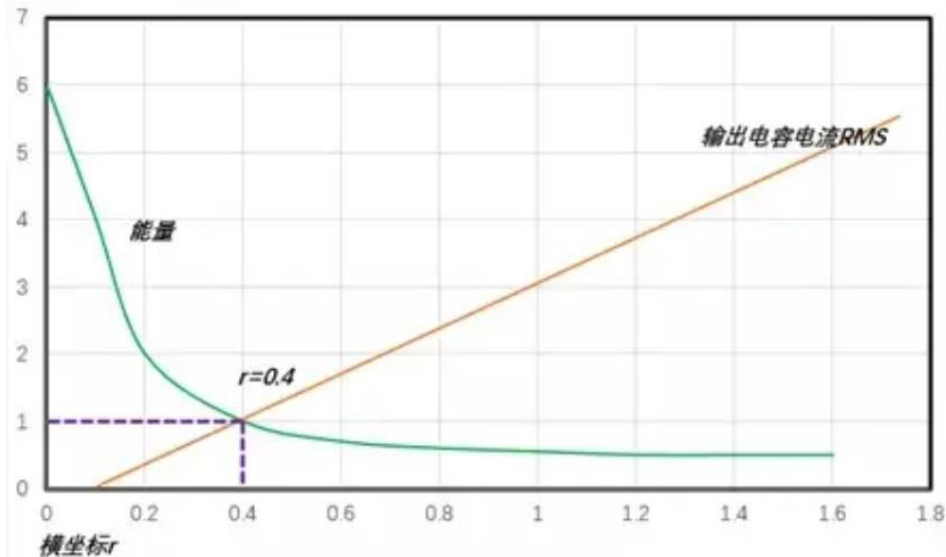
$$r = \frac{\Delta I}{I_L}$$

Current Ripple Ratio



r 电流纹波率到底取多少，有什么影响？

r 值是会影响所有功率器件的电流应力以及损耗。首先电感的尺寸是与其能量处理能力成正比的，也就说能力处理能力越强的电感它的尺寸一般来讲的话都会比较大。输出电容对交流分量电流比较敏感，电容去除了直流成分，剩下交流成分构成电容的主要损耗，电流纹波率 r 的增加同样会导致通过电容的有效值电流增加，导致损耗增加，当然这里还存在开关管，以及二极管电感的等与 r 的相关损耗，但受 r 影响很小。



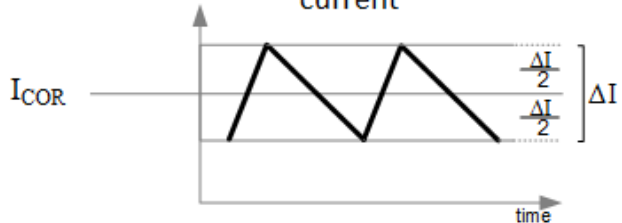
如上图所示，电感能量以及输出电容电流RMS与电流纹波率 r 的大致曲线，从曲线中可以看出， r 值越大，输出电容的RMS电流值显著增加，所以增大 r 值对输出电容极其不利，很容易造成电容损耗巨大，发热严重，影响变换器的效率。另外，可以看出在 r 小于0.4时，很明显可以看出减小 r 值可以显著的减小电感的能量处理能力，也就是降低了电感的尺寸，但当 r 超过0.4后，电感的能量处理能力随 r 的变化已经变化不大了，所以就目前的情况分析来看， r 在0.3-0.5的区间内，无疑是比较合理的选择。



电源工程师培训授证项目

COR: "center of ramp" (DC value of inductor current)

Inductor current

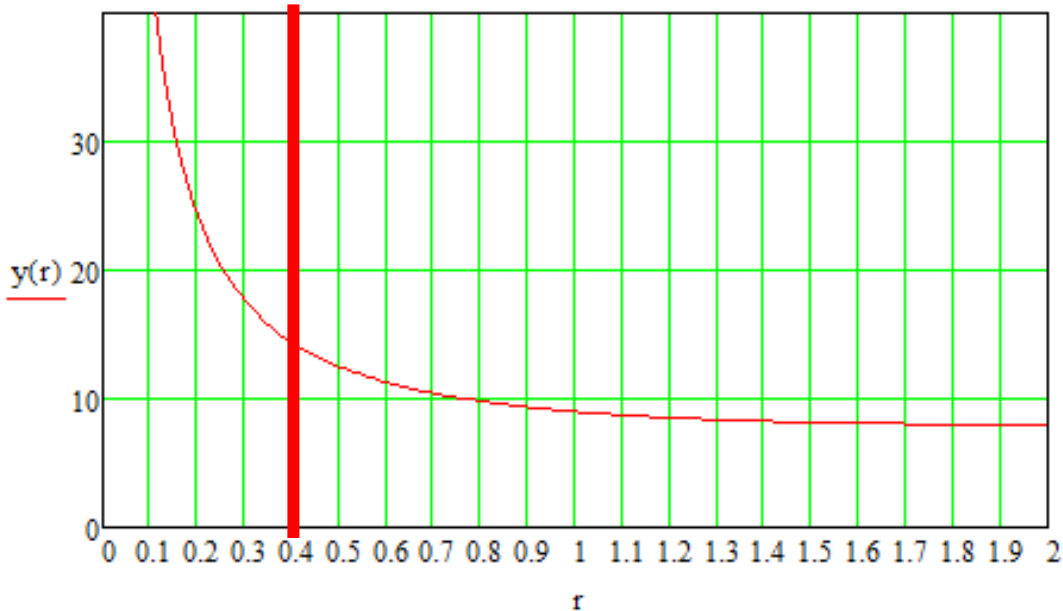


$$r = \frac{\Delta I}{I_o}$$

Current Ripple Ratio

$$\epsilon_{PEAK} = \frac{\Delta \epsilon}{8} \times \left[r \times \left(\frac{2}{r} + 1 \right)^2 \right]$$

$$y(r) := r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1 \right)^2$$



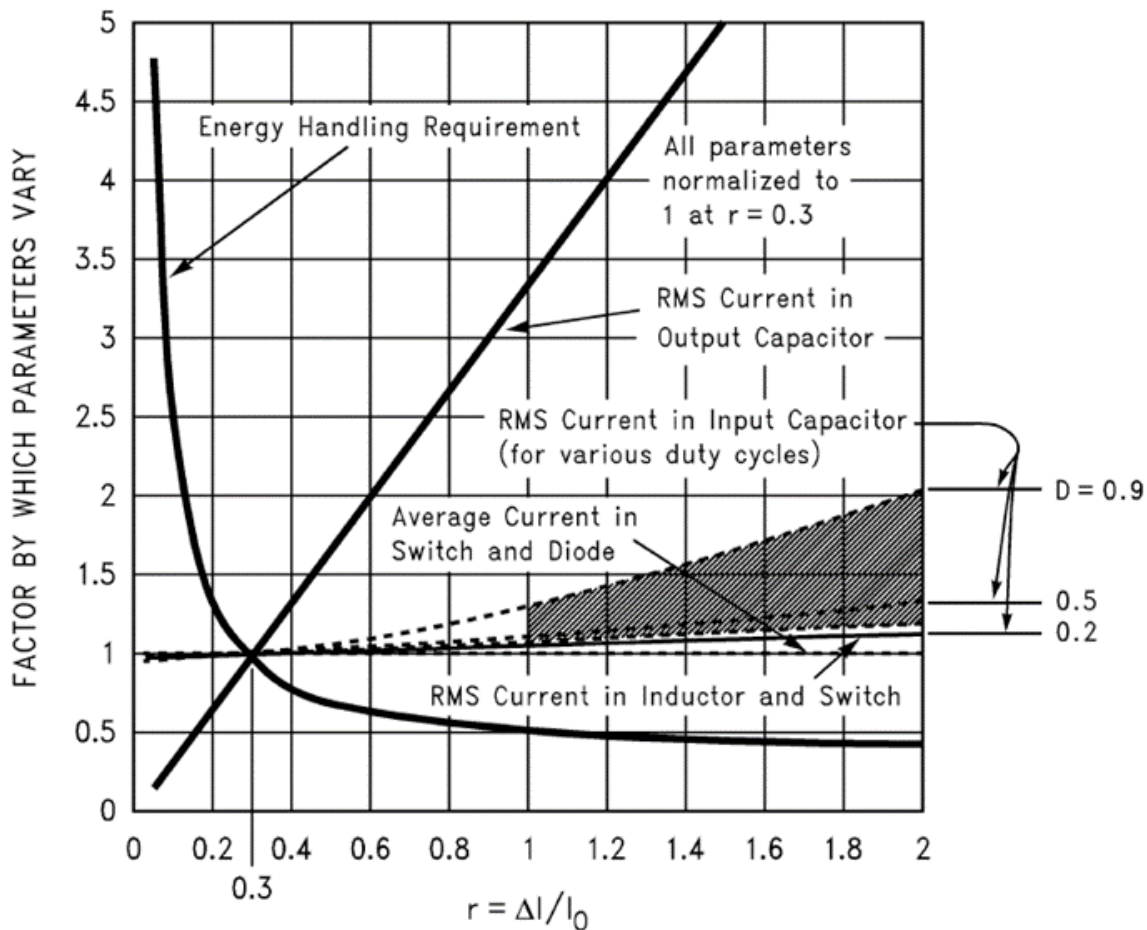
磁芯的大小（峰值储能要求）随着“r”向2（系统进入“DCM”之前的最大值，即不连续传导模式）增加而减小。但在 $r = 0.4$ 的拐点之后，在磁芯尺寸方面并没有获得太多优势。另一方面，应力，例如输入/输出电容的应力，会随着 r 的增加而升高。因此，设置 $r = 0.4$ 。



推导过于复杂，
只看结论！

Parameters	As a Function of 'r'	For 'r' = 0.3 (to a first approximation)
Energy Handling Capability μJ	$\frac{I_o \cdot Et}{8} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1 \right)^2 \right]$ (85)	$2.2 \times I_o \times Et$
RMS Current in Output Cap Amps	$I_o \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$ (86)	$0.09 \times I_o$
RMS Current in Input Cap Amps	$I_o \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 - D + \frac{r^2}{12} \right]}$ (87)	$I_o \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D)}$ (88)
RMS Current in Inductor Amps	$I_o \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{12}}$ (89)	I_o
RMS Current in Switch Amps	$I_o \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 + \frac{r^2}{12} \right]}$ (90)	$I_o \cdot \sqrt{D}$ (91)
Average Current in Switch Amps	$I_o \times D$	$I_o \times D$
Average Current in Diode Amps	$I_o \times (1 - D)$	$I_o \times (1 - D)$

(1) $r = \Delta I / I_o$, Et in μsecs



推导过于复杂，
只看结论！



经验法则：

对于所有拓扑，所有应用，取电流纹波率 $r=0.3$ 或 $r=0.4$ 是最优解。
平衡磁芯尺寸，功耗 ==



问：Buck的极限占空比 BUCK电路占空比最小值和最大值的限制因素是什么？

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SWITCHING NODE (SW PIN)						
t_{ON_MIN}	Minimum turn-on time	$I_{OUT} = 600\text{ mA}$		60		ns
t_{OFF_MIN}	Minimum turn-off time	$I_{OUT} = 600\text{ mA}$		100		ns
t_{ON_MAX}	Maximum turn-on time			7.5		μs
OSCILLATOR						
f_{SW}	Oscillator frequency	1.1-MHz version	0.935	1.1	1.265	MHz
		2.1-MHz version	1.785	2.1	2.415	MHz

所以，降压电路的占空比取值范围必然在0至1之间，即 $0 < D < 1$ 。 $D = t_{ON} \times F_{SW}$ ， $D = 1 - t_{OFF} \times F_{SW}$ ，在开关频率（或开关周期）不变的情况下，实际占空比在0至1之间能够取得的最小值和最大值分别为

$$D_{MIN} = T_{ON,MIN} \times F_{SW}$$

$$D_{MAX} = 1 - T_{OFF,MIN} \times F_{SW}$$

可见，降压电路占空比最小值决定于降压转换器芯片导通时间最小值 $t_{(ON,MIN)}$ ，占空比最大值决定于关断时间最小值 $t_{(OFF,MIN)}$ 。

$D = t_{ON} \times F_{SW}$ ），但因为受制于制造工艺或成本，降压控制器芯片或转换器芯片通常都会有“最小导通时间”（Minimum On Time, $t_{(ON,MIN)}$ ）和“最小关断时间”（Minimum Off Time, $t_{(OFF,MIN)}$ ）这两个参数，实际的导通时间 t_{ON} 必然满足：

$$t_{(ON,MIN)} < t_{ON} < t_{SW}$$



问：这个题目怎么理解，最小的关断时间为 $0.1\mu\text{s}$ ，如果频率 1.1MHz ，那么一个周期时间 $T=1/1.1=0.909\mu\text{s}$ ， $D_{\text{max}}=1-(0.1/0.909)=0.889$ ，那为什么答案是可以达到 0.9 呢？

<https://www.ee-training.com/home/course/play?cid=8&vid=73>

X

TPS56043X开关频率是 1.1MHz ，最小关断时间 100ns ，最大导通时间 $7.5\mu\text{s}$ ，最大占空比可能在 1.1MHz 开关频率下达到 0.9 吗？()2.2.6极限条件下的最大占空比可以到 0.96 以上吗？()

- A、可以，可以
- B、可以，不可以
- C、不可以，可以
- D、不可以，不可以

回复：TPS56043X是同步buck。这个题目出得不严谨，极限条件并不清楚，占空比达不到 0.9 ，建议将答案调成D，只有学生回答的 0.89 左右。受最小关断时间制约。



8.3.4 Minimum ON-Time, Minimum OFF-Time and Frequency Foldback

Minimum ON-time, T_{ON_MIN} , is the smallest duration of time that the HS switch can be on. T_{ON_MIN} is typically 60 ns in the TPS560430. Minimum OFF-time, T_{OFF_MIN} , is the smallest duration that the HS switch can be off. T_{OFF_MIN} is typically 100 ns. In CCM operation, T_{ON_MIN} and T_{OFF_MIN} limit the voltage conversion range without switching frequency foldback.

The minimum duty cycle without frequency foldback allowed is

$$D_{MIN} = T_{ON_MIN} \times f_{SW} \quad (2)$$

The maximum duty cycle without frequency foldback allowed is

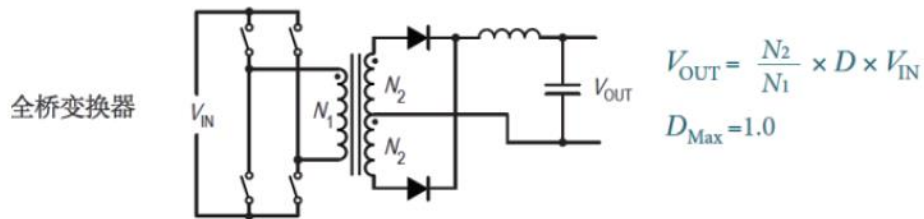
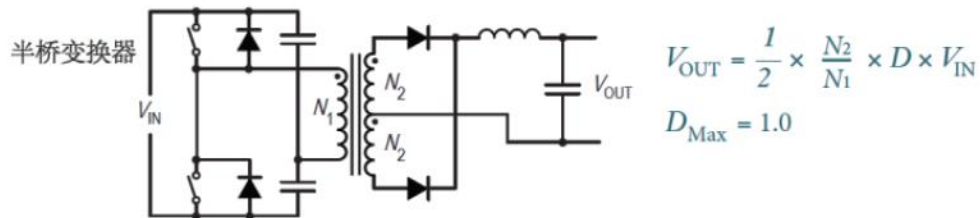
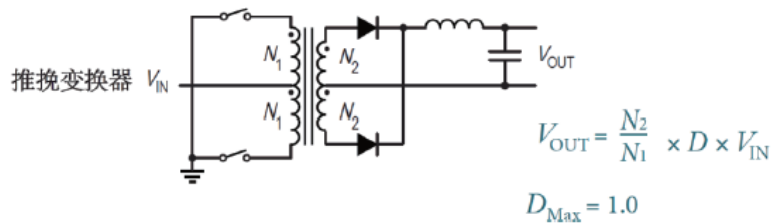
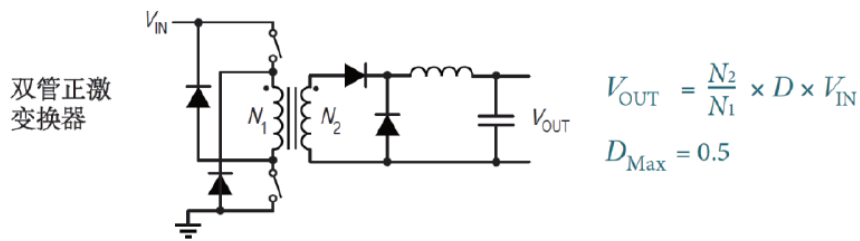
$$D_{MAX} = 1 - T_{OFF_MIN} \times f_{SW} \quad (3)$$

计算	F	1.1	MHZ	
	T	0.909091	US	
	T1	909.0909	NS	
	Toff,min	100	NS	
	Ton,max	7500	NS	
	D	0.89		
	Ton	809.0909	NS	CCM
	Toff	100	NS	CCM
	Ton,min	60	NS	
验证	Dmin	66		
验证	Dmax	0.909091	NS	

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SWITCHING NODE (SW PIN)						
t_{ON_MIN}	Minimum turn-on time	$I_{OUT} = 600 \text{ mA}$		60		ns
t_{OFF_MIN}	Minimum turn-off time	$I_{OUT} = 600 \text{ mA}$		100		ns
t_{ON_MAX}	Maximum turn-on time			7.5		μs
OSCILLATOR						
f_{SW}	Oscillator frequency	1.1-MHz version	0.935	1.1	1.265	MHz
		2.1-MHz version	1.785	2.1	2.415	MHz



问：推挽、桥式等双端驱动电路的占空比定义问题，以及工作频率定义问题





(1) 单管正激变换器可以通过在 Buck 变换器中引入一个变压器演变而来。变压器需要磁复位电路,一般采用复位绕组来实现磁复位。当复位绕组匝数与原边绕组匝数相等时,正激变换器的最大占空比为 0.5,开关管电压应力为输入电压的 2 倍。变压器为单方向磁化,与双向磁化的变压器相比,正激变换器的变压器体积较大。

(2) 双管正激变换器可以由单管正激变换器演变而来,它采用两只开关管代替单管正激变换器中的一只开关管,且变压器的磁复位可以由原边绕组完成,因此不需要复位绕组,变压器结构简单,易于制作,也有利于减小漏感。同时,双管正激变换器的开关管电压应力等于输入电压,是单管正激变换器的一半。





(3) 推挽变换器可以看成两个单管正激变换器的交错并联,且两个变压器共用一副磁芯。由于共用一副磁芯,其中一个正激变换器的复位绕组的磁复位功能可以由另一个正激变换器的变压器的原边绕组实现,因此可以省去两个复位绕组。与正激变换器一样,推挽变换器的开关管的电压应力为输入电压的 2 倍。由于是两个正激变换器的交错并联,加在输出滤波器上的脉冲电压的脉动频率为开关频率的 2 倍,且占空比最大可以到 1。这里要强调的是,推挽变换器的变压器是双向磁化的。





(4) 半桥变换器可以看成两个单管正激变换器在输入侧串联,在变压器副边电压整流后并联。这两个单管正激变换器是交错控制,且两个变压器共用一副磁芯。与推挽变换器类似,一个正激变换器的变压器的磁复位功能可以由另一个正激变换器的变压器的原边绕组实现,因此也可以省去两个复位绕组。进一步,变压器的两个原边绕组可以合并为一个。半桥变换器的开关管的电压应力等于输入电压。半桥变换器的变压器也是双向磁化的,加在输出滤波器上的脉冲电压的脉动频率为开关频率的 2 倍,且占空比最大可以到 1,但其原边电压的幅值为输入电压的一半。

(5) 全桥变换器可以看成两个双管正激变换器的交错并联,且两个变压器共用一副磁芯。为此,可以共用一个原边绕组。全桥变换器的开关管的电压应力等于输入电压。全桥变换器的变压器也是双向磁化的,加在输出滤波器上的脉冲电压的脉动频率为开关频率的 2 倍,且占空比最大可以到 1,其原边电压的幅值为输入电压。



对于正激变换器(单管和双管)来说,其输出整流后的电压 v_{rect} 的脉动频率为开关频率 f_s , 占空比最大为 0.5; 而推挽变换器、半桥变换器、全桥变换器的 v_{rect} 的脉动频率为 2 倍开关频率, 即 $2f_s$, 其占空比最大为 1。因此, 对于同样的输出, 推挽变换器、半桥变换器、全桥变换器的 v_{rect} 中所含的交流分量要比正激变换器(单管和双管)小得多, 相应地, 其所需的输出滤波器比正激变换器(单管和双管)的要小得多。

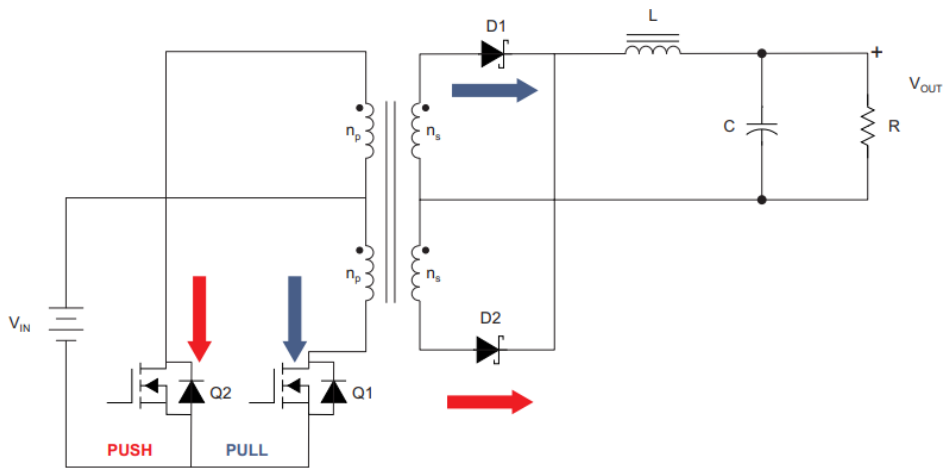


电源工程师培训授证项目

拓扑结构	功率等级	优点	缺点	成本
单管正激	100~300W	中等功率输出，仅使用一个功率开关管，仍可能实现在占空比 >50% 下工作	开关管承受的电压应力 $=2V_{in}$ ，这限制了输入电压范围，变压器需要复位	中等
双管正激	100~500W	中等功率输出，开关管承受的电压为输入电压，二极管钳位实现变压器复位	需要高端侧驱动 占空比限制为 50% 需要大的电感值	中等
半桥	100~500W	每个开关管承受的为输入电压，能够输出中等功率等级，最大占空比 <100%	需要高端侧驱动 变压器伏秒平衡 副边侧具有中心抽头	中等
全桥	>500W	谐振式开关能提升效率，每个开关管承受的为输入电压，能够输出大的功率等级，最大占空比 <100%，变压器效率高	需要 4 个功率开关管 需要高端侧驱动 伏秒平衡	高
推挽	25~200W	磁芯利用率高，两个开关均是对地，容易驱动和控制，只需要小的输出电感，最大占空比 <100%	开关管承受的电压应力 $=2V_{in}$ ，这限制了输入电压范围，原边侧有中心抽头，伏秒平衡	中等



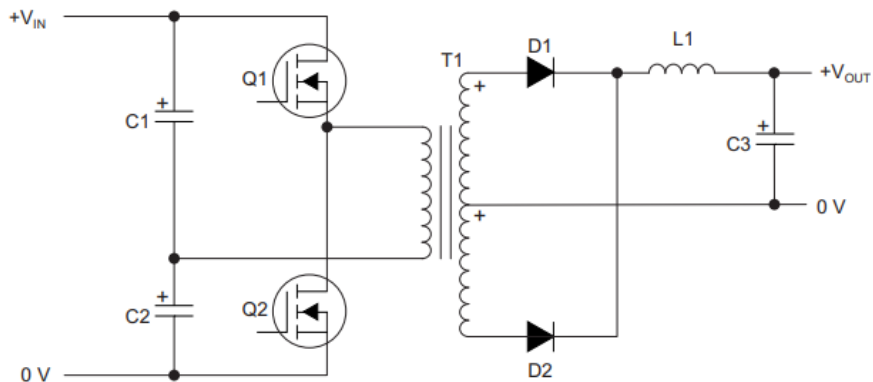
问：推挽、桥式等双端驱动电路的占空比定义问题，以及工作频率定义问题



推挽式、半桥式和全桥式转换器，因为磁芯工作发生在两个象限（一、三）中，从而将功率处理能力提高到单个象限中操作的转换器（正激和反激式转换器）的两倍。

推拉拓扑基本上是一个具有两个初级的正激转换器。初级开关交替地为其各自的绕组供电。当Q1导通时，电流流过D1。当Q2导通时，电流流过D2。二次绕组布置在中心抽头配置中，如图所示。输出滤波器的开关频率是Q1或Q2的两倍。传递函数类似于正激转换器，其中“D”是给定某个原边开关管的占空比。当Q1和Q2都不导通时，输出电感电流在两个输出二极管之间分流。正激拓扑上用的变压器复位绕组是不必要的，推挽拓扑是自复位的。

$$V_{out} = V_{in} \times D \times \frac{N_s}{N_p} \times 2$$



半桥转换器类似于推挽式转换器，但不需要中心抽头。磁场的反转是通过反转初级绕组电流的方向来实现的。在这种情况下，需要两个电容C1和C2来形成DC输入中点。晶体管Q1和Q2交替导通以避免电源短路，在这种情况下，占空比d必须小于0.5。

$$V_{out} = V_{in} \frac{N_2}{N_1} \times d$$

其中，d是晶体管的占空比， $0 < d < 0.5$ 。
 N_2/N_1 是变压器的次级与初级匝数比。

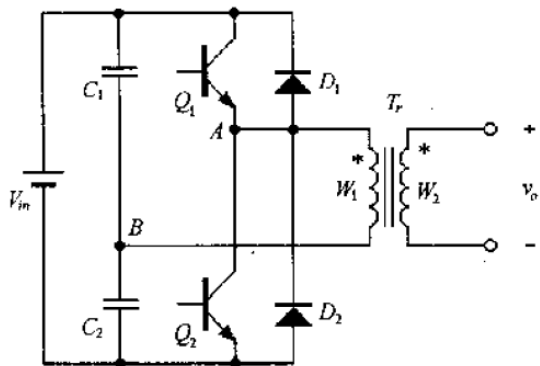


电源工程师培训取证项目

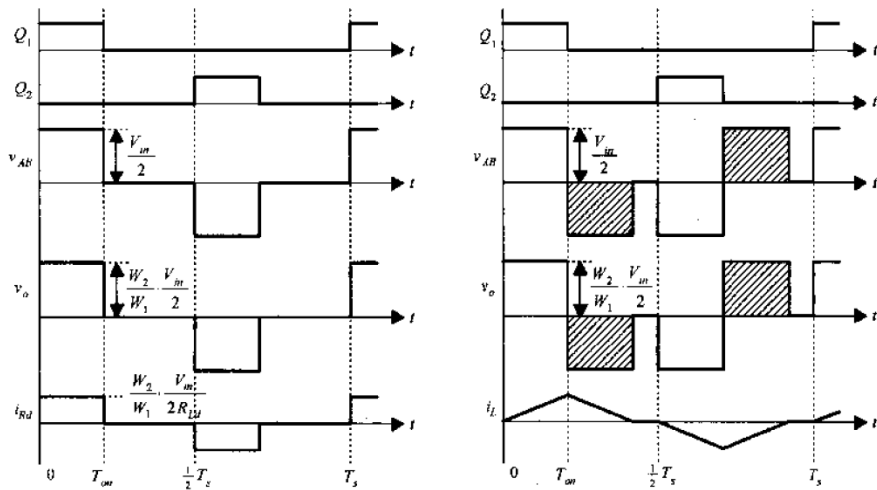
1.11.1 半桥逆变器

图 1.26(a)是半桥逆变器的主电路,由两个相等的电容 C_1 和 C_2 构成一个桥臂,开关管 Q_1 和 Q_2 及其反并二极管 D_1 和 D_2 构成另一桥臂,两桥臂的中点 A 和 B 为输出端,可以通过变压器输出,也可由这两端直接输出。因电容 $C_1 = C_2$ 容量较大,故 $V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{2} V_{in}$,中点 B 的电位基本上不变,为 $V_B = \frac{1}{2} V_{in}$ 。 A 点的电位则取决于器件的工作情况。

若 Q_1 导通,则 $v_{AB} = \frac{1}{2} V_{in}$ 。若 Q_2 导通,则 $v_{AB} = -\frac{1}{2} V_{in}$ 。所以变压器副边空载输出电压 v_o 为一小于 180° 电角的方波交流电,宽度等于 T_{on} , T_{on} 为 Q_1 或 Q_2 的导通时间。幅值 $V_o = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{2}$, v_o 的频率等于开关频率, $f_s = \frac{1}{T_s}$, T_s 是开关周期。



(a) 主电路

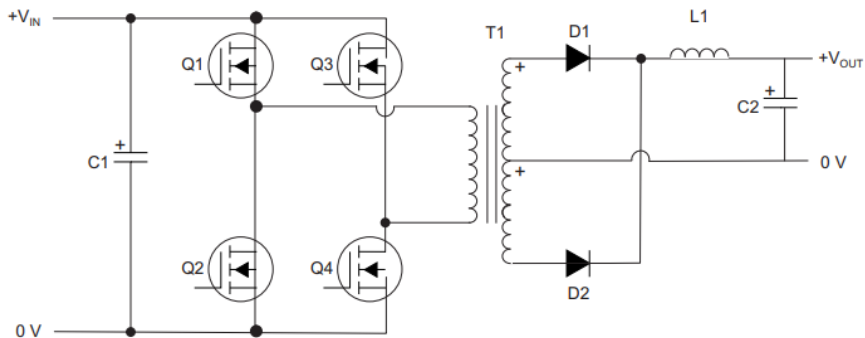


(b) 输出端接电阻负载

(c) 输出端接电感负载

若输出端接电阻负载 R_{Ld} ,则负载电流波形和 v_o 相同,幅值 $I_{Rd} = \frac{V_o}{R_{Ld}}$,如图 1.26(b)所示。若输出端接电感 L ,则电感电流 i_L 为三角波,在 Q_1 或 Q_2 导通期间,在 v_o 作用下, i_L 线性增长, $I_{Lmax} = \frac{V_{in}}{2L_f} \cdot \frac{W_2}{W_1} D_y$, D_y 是 Q_1 和 Q_2 的占空比, $D_y = \frac{T_{on}}{T_s/2} \cdot Q_1$ 截止后, i_L 维持原方向流动,故变压器原边电流经 D_2 续流,于是 v_{AB} 变负, $v_{AB} = -V_{in}/2$ 。在此电压作用下 i_L 下降,下降速度与增长速度相同。由此可见,感性负载时 Q_1 和 Q_2 、 D_1 和 D_2 是轮流导通的。由于 D_2 续流,电压 v_{AB} 和 v_o 上形成一个负的面积,如图 1.26(c)中阴影部分所示,情形和推挽逆变器相似。

若 Q_1 或 Q_2 导通时间超过 $\frac{1}{4} T_s$, 在电感负载时, v_o 波形成为 180° 方波, i_L 成为正负面积对称的三角波,不再受 Q_1 和 Q_2 导通时间变化的影响。



半桥和全桥转换器的变压器拓扑结构是相同的，只是对于给定的直流链路电压，半桥变压器的施加电压是全桥变压器的一半。在交替的半周期中，电流以相反的方向流动。因此，堆芯中的磁通量从负向正摆动，甚至利用了磁滞回线的负部分，从而降低了堆芯饱和的几率。因此，在这里可以在更大的 B_m 值下操作堆芯。当占空比小于50%时，传输最大功率。对角晶体管对（Q1-Q4或Q2-Q3）交替导通，从而在变压器初级中实现电流反向。

$$V_{out} = 2 \times V_{in} \frac{N_2}{N_1} \times d$$

其中， d 是晶体管的占空比， $0 < d < 0.5$ 。
 N_2/N_1 是变压器的次级与初级匝数比。



频率

在开关电源应用中，“频率”一词有多种含义，很容易出现混淆。一般地，“开关频率”被定义为产生开关驱动脉冲的频率。它是输出滤波器看到的频率、输出纹波和输入纹波电流的频率，是控制回路设计中的一个重要概念。在单端电源电路中，如正激转换器、电源开关管、变压器和输出整流器都在开关频率下工作，没有混淆。变压器频率和开关频率相同。

“时钟频率”是在控制IC中产生的时钟脉冲的频率。通常，开关频率与时钟频率相同，但并不总是如此。偶尔，控制IC可以划分时钟频率以获得较低的开关频率。在单端正激转换器应用中使用推挽控制IC并不罕见，其中仅使用两个开关驱动器中的一个，以保证50%的最大占空比。在这种情况下，开关频率是时钟频率的一半。



推挽拓扑结构经常会引起混淆。把推挽式电源电路想象成一个2:1的分频器，变压器、各个开关管和各个整流器在“变压器频率”下工作，是开关频率的一半。总的来说，开关管和整流管在开关频率下工作，但变压器在变压器频率下工作。一些设计人员将“开关频率”定义为单个开关和变压器工作的频率，但这需要在处理输出纹波和控制回路设计时重新定义术语“开关频率”。

占空比

占空比D定义为电源开关接通的时间与开关周期的关系： $D=t_{ON}/T_S$ 。

在单端正激转换器中，这一点很清楚，但在推挽电路中，经常会出现歧义。例如，在以最小VIN运行的半桥电路中，占空比可能在90% ($D=0.9$) 附近。变压器90%的时间向输出端供电，90%的时间有电压脉冲施加到滤波器输入端，等等，可以说是以45%的占空比工作。这也是对的，但最好将其视为在D/2下运行，在整个电源设计中保持对D的一致定义。



最大占空比

在降压调节器的正常稳态运行中， $V_{IN} \cdot D$ 是恒定的。控制回路与 V_{IN} 成反比地改变占空比 D 以保持恒定的输出电压 V_O 。（ $V_{IN}D = n \cdot V_O'$ ），其中 n 是匝数比 N_P/N_S ， V_O' 等于输出电压 V_O 加上满载时二极管正向电压降。

在固定的开关频率和正常稳态操作下，施加到变压器绕组的伏秒 $V \cdot S$ 是恒定的，与输入电压或负载电流无关。

$$V_{IN} t_{on} = \frac{V_{IN} D}{f_s} = \frac{n V_O'}{f_s}$$

在正常稳态操作中，与最小 V_{IN} 相关的最大占空比 D_{max} 受到各种考虑因素的限制：在正激转换器中，必须允许每个开关周期的大部分用于磁芯复位。如果复位期间的电压回退被箝位到 V_{IN} ，则占空比必须限制在50%以下，因为复位所需的时间等于开关接通时间。

在推挽式转换器（全桥、半桥）中，占空比在开关频率下可以接近100%（总是在开关频率处考虑 D ，而不是变压器频率）。需要将 D 限制在小于90%，以允许变压器自复位。

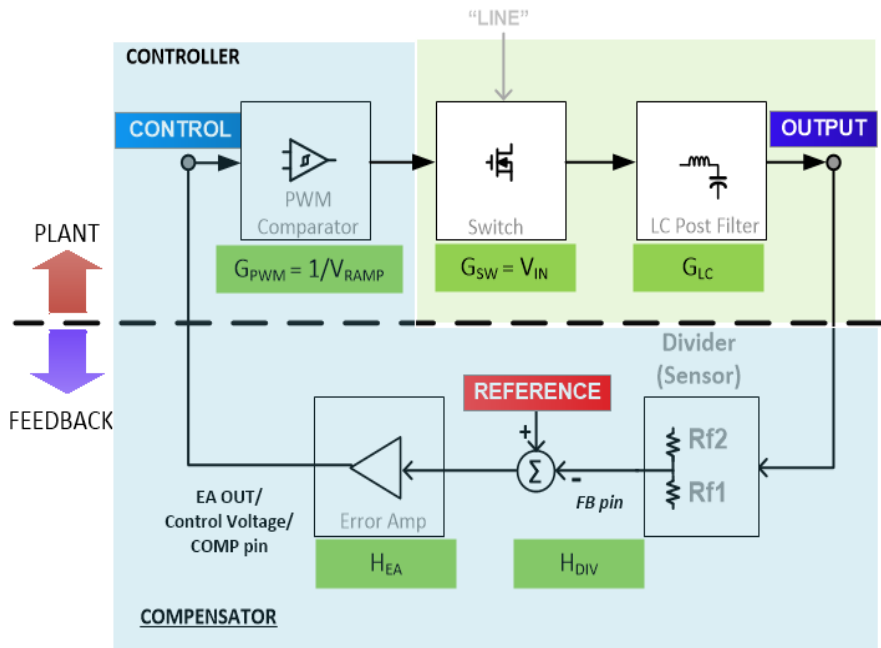


问：降压型变换器L功率级的相位余量

降压型变换器L功率级的相位余量是（ ）

- A、 0°
- B、 45°
- C、 180°
- D、 90°

正确答案：A



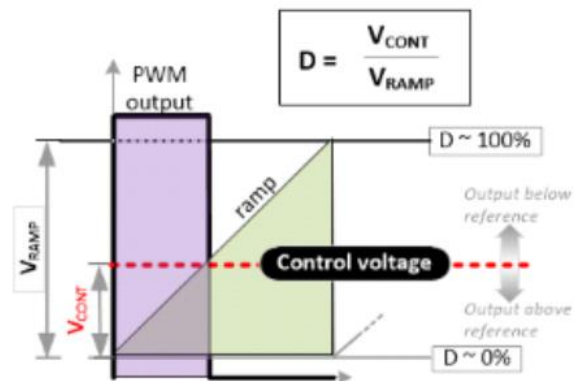
整个控制对象的增益

PWM比较器是闭环系统中一个关键的增益模块，如左图所示。它的增益（传递函数）的输入是控制电压，而输出是占空比。

PWM比较器基本上是将控制信号叠加在一个斜坡电压上，从而产生占空比（基于他们的相交点）。因为控制电压是输入，而D占空比是增益模块的输出，我们可以从图中简单地看到增益是 $1/V_{RAMP}$ 。斜坡越小，增益越高。同样，这个增益是与频率无关的。并且对于所有频率甚至延伸到开关频率或是更高的频率都是如此。这里同样不存在相角滞后，只是纯粹的直流。



Pulse Width Modulation (PWM) explained



Control voltage (V_{CONT}), the output of the error amplifier, falls (rises) if output is above (below) the set reference level. It causes the duty cycle D to increase (decrease).

In current mode control (CMC) --- ramp is derived from switch/inductor current waveform.

In voltage mode control (VMC) --- the ramp is internally generated (from the clock). (If ramp is made proportional to input voltage, we get line/input "voltage feedforward"; see further below).

我们可以从图中简单地看到增益是 $1/V_{RAMP}$ 。斜坡越小，增益越高。同样，这个增益是与频率无关的。并且对于所有频率甚至延伸到开关频率或是更高的频率都是如此。这里同样不存在相角滞后，只是纯粹的直流。

PWM模块增益是 "out"/"in" = $D/V_{CONT} = 1/V_{RAMP}$



对于Buck变换器: $V_O = D \times V_{IN}$, 微分得到:

$$\frac{dV_O}{dD} = V_{IN}$$

这是非常简单的表达式, 对于Buck来说, 占空比到输出的传递函数是简单地等效为 V_{IN} 。它与频率无关, 是一个纯粹的直流增益模块。所有与频率响应相关的都来自于 **LC后置滤波器**。



控制对输出的对象传递函数是这三个级联传递函数之积， Buck变换器控制对象传递函数

$$G(s) = \frac{1}{V_{\text{RAMP}}} \times V_{\text{IN}} \times \frac{1/LC}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + 1/LC}$$



PWM模块

功率级

LC级



问：推挽变换器的开关管为什么要承受两倍输入电压

当前位置：个人中心 > 学习课程 > 电源基础知识

电源工程师培训认证项目

推挽(Push-pull)变换器

- 相当于两个正激电路交替工作
- 两个开关可以共地，便于驱动
- **开关管承受两倍的输入电压**
- 电感电流占空比是开关占空比的两倍，可以接近1
- 变压器需要四个绕组，两个抽头
- 变压器不需要专门复位电路

第8课 隔离型拓扑概述2
17:23 正在播放

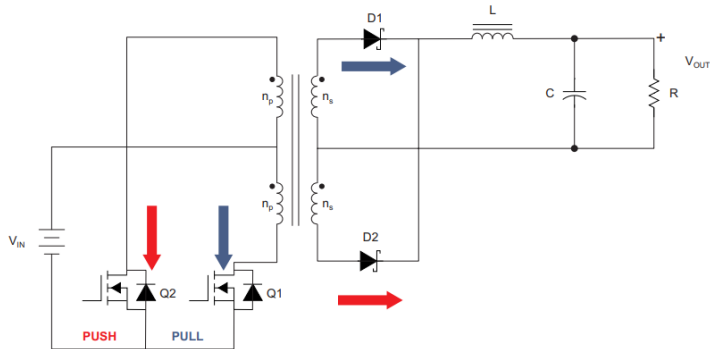
第9课 大功率变换拓扑
09:10

第10课 变压器磁通的复位
13:10

第11课 多路输出电源拓扑
13:44

第12课 谐波与功率因数校正
17:19

第13课 开关损耗和软开关
05:14 / 17:22



对于推挽变换器（电压型）

1 变压器原边是两个对称线圈 ($N_{p1}=N_{p2}$) :
 两只开关管接成对称开关，轮流通断；
 2 当任意一个开关管Q1/Q2打开时，都提供给原边半绕组幅值为： $V_{dc}-V_Q$ 的电压方波（假如开关管压降为 V_Q ）；
 3 开关管Q1/Q2并非完全同步导通/关断，而是有一定的错开时间，会导致Q1或Q2关断瞬间产生一个漏感电压尖峰且在另外一个开关管导通时，在开关管两端产生 $2*V_{dc}$ 的电压（推挽拓扑的其中一个大缺点：对开关管的耐压要求非常高）。

4 Q1/Q2非完全同步导通/关断，有两方面考虑：

(1) 降压拓扑导通占空比要求；
 (2) 拓扑“死区”时间的要求，避免同时导通导致开关管损坏。

5 在Q2导通Q1关断时， N_{p2} 绕组两端电压是 V_{dc} ，根据变压器工作原理 N_{p2} 同名端相对异名端的电压也是 V_{dc} ，所以 N_{p2} 同名端电压（Q1开关管电压） $V_{Q1} = V_{dc} + V_{dc} = 2 * V_{dc}$ ；同理Q1导通Q2关断时，Q2开关管电压 $V_{Q2} = 2 * V_{dc}$ 。

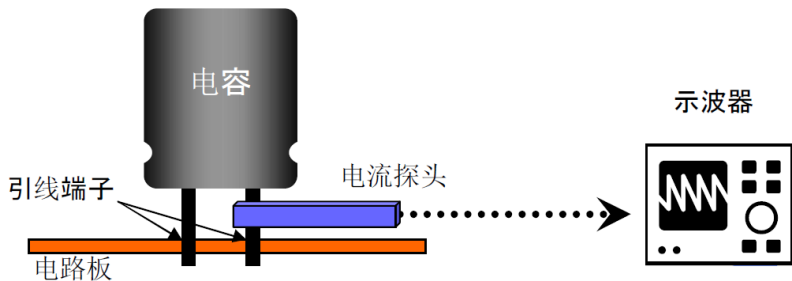


问：开关电源测量技术 主题
电容纹波测量，详细操作步骤是如何？如何计算
寿命？请给出一下详细操作。谢谢！



纹波电流测量

短+近+粗 三原则



注：引线长度要尽可能短。



(a)单边线长<6cm



(b)每边线长<3cm

将待测电容连接上导线时要将电容移动至基板的锡面侧，以方便电流探头能够进入，利用a 或b方法测定，此外，尽可能地将导线缩短。

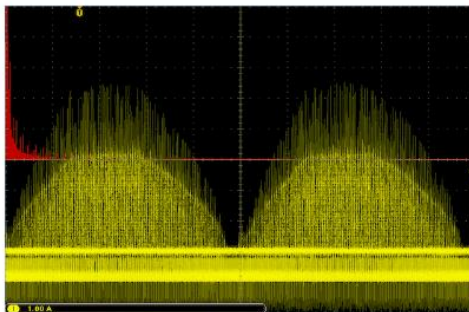
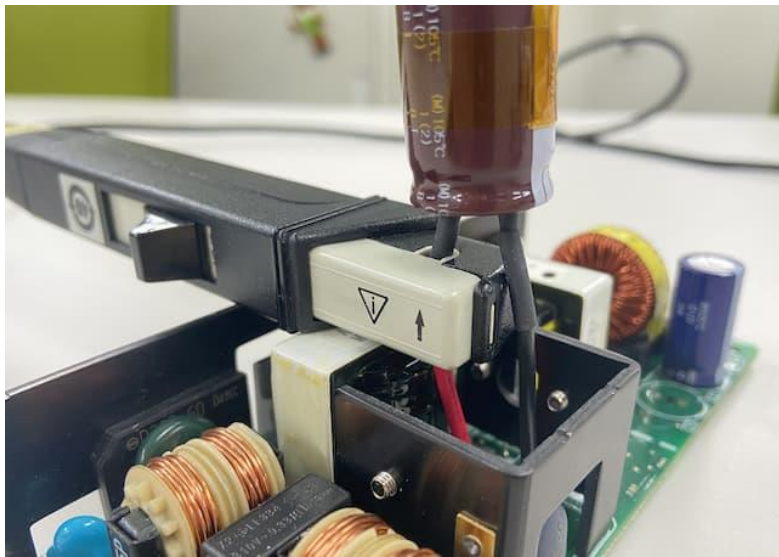
注：需要利用示波器进行高低频分解。



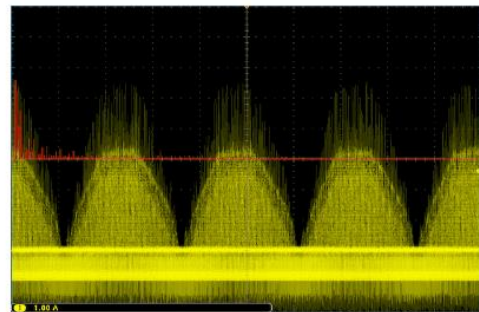
纹波电流测量

安装电流探头时如需延长电容器引线，**请使用粗径电缆，以减轻对阻抗的影响。**

短+近+粗 三原则



波形周期以整数倍显示实例



未呈整数倍波形周期的实例
(左右波形中断)

在示波器上显示整数倍的波形周期。请注意，如果波形周期未呈整数倍，则可能无法正确估算FFT转换后的纹波电流。



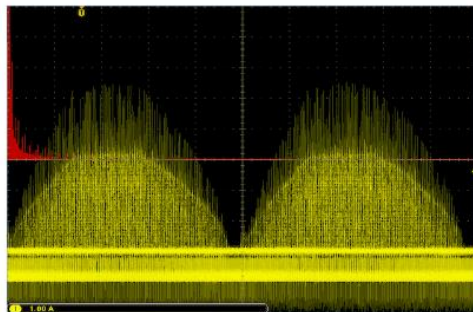
纹波电流测量

【用于计算电容器发热】

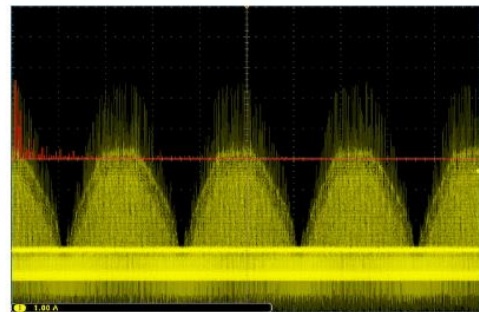
DC/DC电源也会有多个开关频率成分以及伴有高次谐波复杂频率成分的纹波电流发生叠加。

此类情况下，实际上很难根据波形计算纹波电流有效值，并求出电容器的自身发热值。利用频率校正系数，将FFT解析中所测量到的各频率的纹波电流有效值换算成电容器的纹波电流规定频率（根据产品系列换算为120Hz或100kHz等）。

合成频率校正后的纹波电流有效值。利用额定纹波电流以及频率校正后的纹波电流测量值来计算发热值。



波形周期以整数倍显示实例



未呈整数倍波形周期的实例

(左右波形中断)

在示波器上显示整数倍的波形周期。请注意，如果波形周期未呈整数倍，则可能无法正确估算FFT转换后的纹波电流。



一般情况下，常理之中，电解电容决定了整体电源的寿命，其上流过的电流波形需要我们关注，并以此来计算其寿命，可以看到，由于所选择拓扑的原因，输出电解上的电流波形是高频和低频的混合波。实际计算电解寿命，一般会进行分解，而且不同的厂家对电解的寿命计算公式略有不同，这主要是考虑到不同厂家的电解液配方，工艺，设计能力等不同。



铝电解电容寿命推算公式

适用范围: 贴片型, 一般品, 及其它系列

$$L_x = L_o \times 2^{(T_o - T_x)/10} \times 2^{(\Delta T_o - \Delta T_x)/5}$$

L_x=计算公式得出的寿命值

L_o=保证寿命值

T_o=最高额定工作温度(85°C,105°C,125°C,130°C)

T_x=实际环境温度, 即装置内的电容器实际环境温度

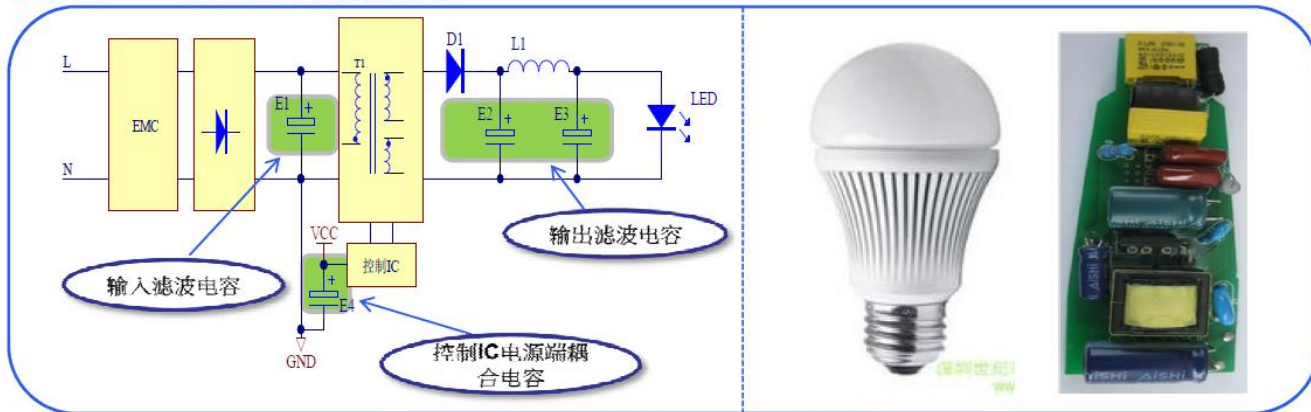
ΔT_o=允许中心温升, 即纹波电流升到额定最大值时测得的电容器芯子温升

ΔT_x=中心温升, 即在装置工作条件下, 施加纹波电流而引起的电容器芯子温升

注意: 指导意见是推算寿命的最长时间不超过15年



典型LED驱动电路案例



输入滤波电容

作用:

- 1.平滑输入电压;
- 2.吸收前级整流电路低频纹波电流和后级高频纹波电流;

要求:

耐高频纹波电流、耐高温、长寿命、小型化

控制IC电源端耦合电容

作用:

去除控制IC电源端的耦合干扰

要求:

耐高温、长寿命、小型化、低漏电流

输出滤波电容

作用:

- 1.平滑输出电压;
- 2.吸收高频纹波电流

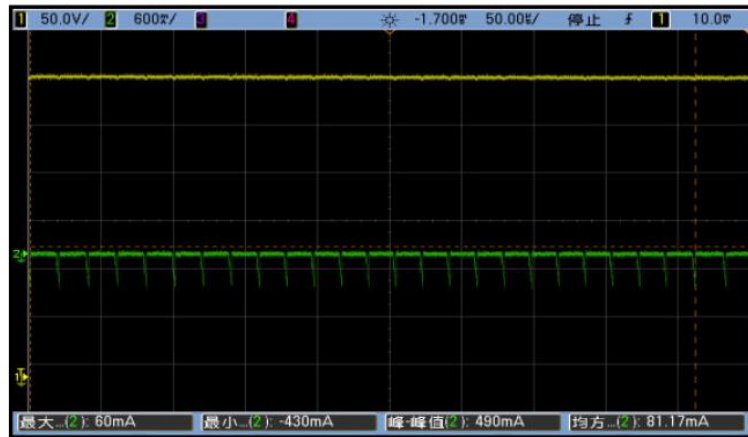
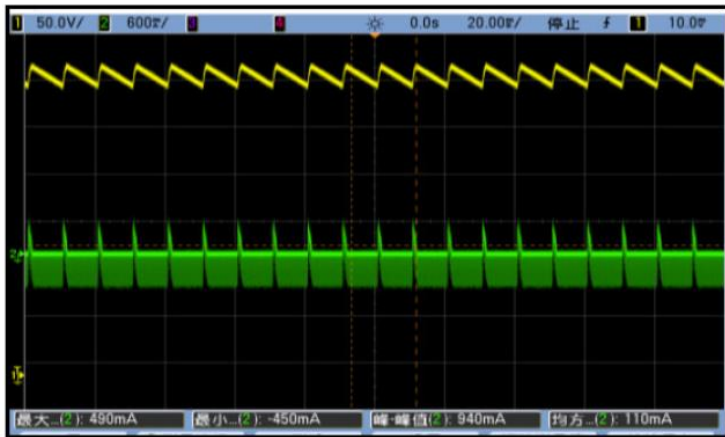
要求:

耐高温、长寿命、高频低阻、小型化



电解电容案例1：低功率因数电路的前级 整流滤波电容

选择产品规格CD11GES, 400V10uF, $I_{rms}=350\text{mA}/100\text{kHz}$, 应用在7W的LED球灯中应用情况: $T_a=90^\circ\text{C}$, 要求产品的寿命5万小时。



电解电容波形测试和高低频分解



纹波电流的折算

$$I_{MF}^2 = I_{LF}^2 + I_{HF}^2$$

$$I_{LF} = \sqrt{I_{MF}^2 - I_{HF}^2}$$

$$I_{LF} = \sqrt{(110)^2 - (81.17)^2} = 74(\text{mA})$$

$$I_{rms@100kHz} = \sqrt{\left(\frac{74}{0.4}\right)^2 + \left(\frac{81.2}{1}\right)^2} = 203(\text{mA})$$

自温升的计算

$$\begin{aligned} \Delta T_x &= (\text{实际纹波电流值}(I_x) / (\text{额定纹波电流值}(I_o)))^2 \times \text{额定温升}(\Delta T_o) \\ &= (203 / 350)^2 \times 5 = 1.68 (^\circ\text{C}) \end{aligned}$$

以下是此应用条件下铝电解电容的寿命推算：

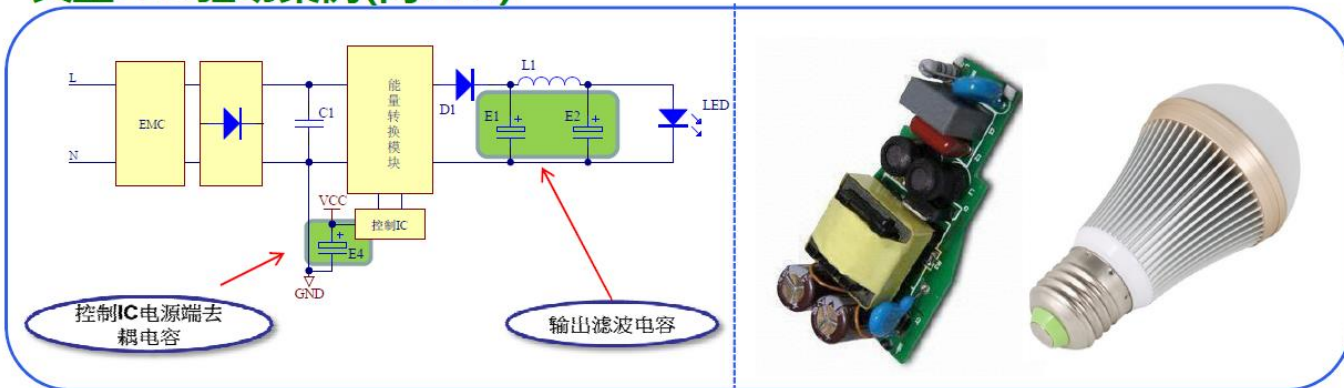
$$\begin{aligned} L_x &= L_o \times 2^{(T_o - T_x)/10} \times 2^{(\Delta T_o - \Delta T_x)/5} \\ &= 12,000 \times 2^{(105 - 90)/10} \times 2^{(5 - 1.68)/5} \\ &= 53,764(\text{hrs}) \end{aligned}$$

频率 (kHz)	120	1k	10k	100k
额定电压(V)				
160 ~ 450	0.40	0.80	0.90	1.00





典型LED驱动案例(高PFC)



控制IC电源端耦合电容

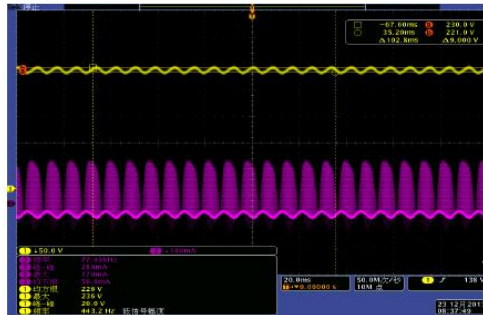
作用：
去除控制IC电源端的耦合干扰

要求：
耐高温、长寿命、小型化、低漏电流

输出滤波电容

作用：
1.平滑输出电压;
2.吸收高、低频纹波电流。

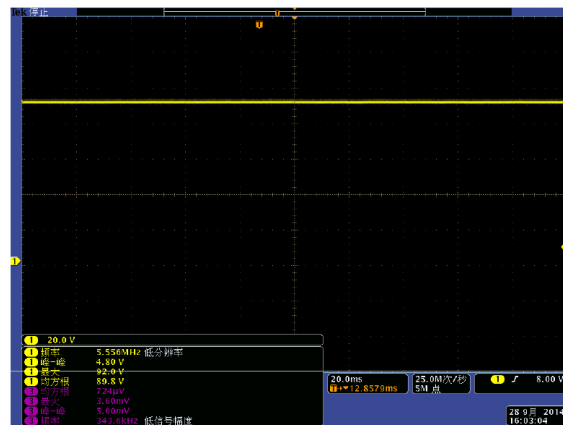
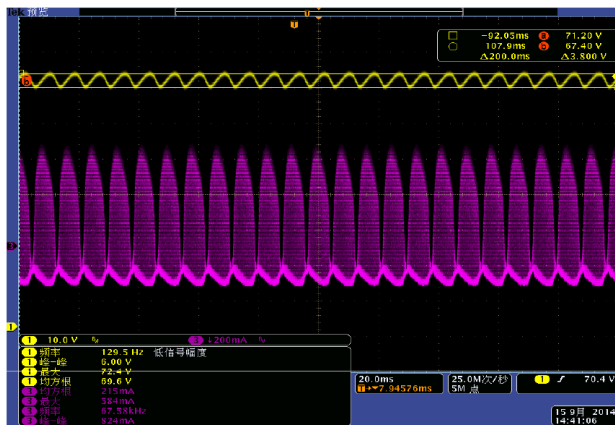
要求：
耐高温、长寿命、高频低阻、小型化、大容量、





电解电容案例2：高功率因数电路的输出 滤波电容

选择产品规格RN系列，80V/82 μ F 8*16mm, $I_{rms}=350\text{mA}/100\text{kHz}$ ，应用在10W的球灯中，环境温度 $T_a=90^\circ\text{C}$ ，要求灯寿命5万小时。



电解电容波形测试和高低频分解



纹波电流的计算

$$V_{rms@100Hz} = \frac{V_{pp}}{2\sqrt{2}} = \frac{3.8}{2\sqrt{2}} = 1.34(V)$$

$$X_{C_{100Hz}} = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2 * 3.14 * 100 * 82 * 10^{-6}} = 19.42(\Omega)$$

$$I_{LF} = \frac{V_{rms@100Hz}}{X_{C_{100Hz}}} = \frac{1.34}{19.42} = 69.2(mA)$$

$$I_{HF} = \sqrt{(I_{Mixed})^2 - (I_{LF})^2} = \sqrt{(215)^2 - (69.2)^2} = 203.6(mA)$$

$$I_{RMS@100kHz} = \sqrt{(69.2 / 0.5)^2 + (203.6 / 1)^2} = 246.1(mA)$$

以下是此应用条件下铝电解电容的寿命推算：

$$\begin{aligned} LX &= L_0 \times 2^{(T_0 - T_x)/10} \times 2^{(\Delta T_0 - \Delta T_x)/5} \\ &= 7000 \times 2^{(105-90)/10} \times 2^{(5-2.47)/5} \\ &= 28,109(\text{hrs}) \end{aligned}$$

可以看到其高低频分解计算后，推算其寿命只有2.8万小时，不能满足要求，所以需要多个电解电容并联使用，或是选择其他系列的产品。



问：你好，老师。咨询下为什么课程里讲的纹波测试外加的 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷电容和 $10\mu\text{F}$ 的电解电容要接在离输出端 20cm 处。我们在工厂用示波器测试的话要求尽量靠近被测点。那种最接近真实值。帮忙解惑下。谢谢！



纹波电压测量

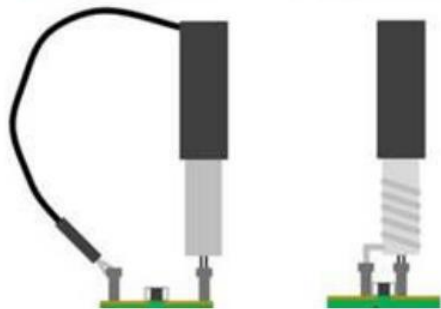
纹波电压测试（有时称之为输出电压纹波和噪声测试），作为工程应用，我们只需要掌握两个精髓，即减少引入噪声和减少测试环路面积，就可以实现准确的测量。关于这个，基本上每个电源生产制造厂家均会提到这个测试方法：测试输入全电压、输出全负载（空载到满载）条件下的输出电压纹波，示波器限制带宽为20MHz，采样频率不小于10kHz/s，输出并联10uF、ESR≤1欧姆的电解电容和100nF的瓷片电容

测试方法与条件	测试纹波	备注
1) 宽带全带宽； 2) 示波器探头 10:1； 3) 探头位置输出负载端。	912mV	全带宽底噪和干扰较大
1) 宽带20MHz； 2) 示波器探头 10:1； 3) 探头位置输出负载端。	376mV	设置合适带宽，滤除额外噪声干扰
1) 宽带20MHz； 2) 示波器探头 1:1； 3) 探头位置输出负载端。	272mV	合理范围内示波器探头衰减比越小，输出电压纹波越小
1) 宽带20MHz； 2) 示波器探头 1:1； 3) 示波器探头接在PCB板端。	224mV	示波器探头测试的位置不同，纹波也不相同；
1) 宽带20MHz； 2) 示波器探头 1:1； 3) 示波器探头接在PCB板端； 4) 示波器探头使用接地环。	192mV	使用接地环，减小地回路，改善幅频曲线，又能降低电磁辐射的干扰。
1) 宽带20MHz； 2) 示波器探头 1:1； 3) 示波器探头接在PCB板端； 4) 示波器探头使用接地环； 5) 输出端并联电容。	104mV	滤除开关噪声及高频干扰



同一电源只要通过以下几点调整测试方法，输出电压纹波测量即为真实的水平。

1. 示波器宽带限制20MHz，限制示波器带宽为20MHz(大多中低端示波器档位限制在20MHz，高端产品还有200MHz带宽限制的选择)，目的是避免电路的高频噪声影响纹波测量，尽量保证测量的准确性。
2. 示波器探头位置在电源板端（针对家电或者工业控制等控制板，适配器测试应该是放在输出线端）；
3. 设置耦合方式为交流耦合，方便测量，示波器探头衰减比尽量选择 1:1，没有1:1探头的条件下用10:1；
4. 示波器探头地线使用接地环（如果没有接地环，可以将地线缠绕在探头正极上），保证探头接地尽量短(测量纹波动辄上百mV的主要原因就是接地线太长)，尽量使用探头自带的原装测试短针。如果没有测试短针，可以拆除探头的接地线和外壳，露出探头地壳，自制接地线缠绕在探头地壳上，保证接地线长度小于1cm；
5. 输出端并联100nF/50V瓷片电容，10uF/50V电解电容（按实际输出电压选择）。



短+近+粗 三原则

SLVAF30 – FEBRUARY 2021
Measuring and Understanding
the Output Voltage Ripple of
a Boost Converter

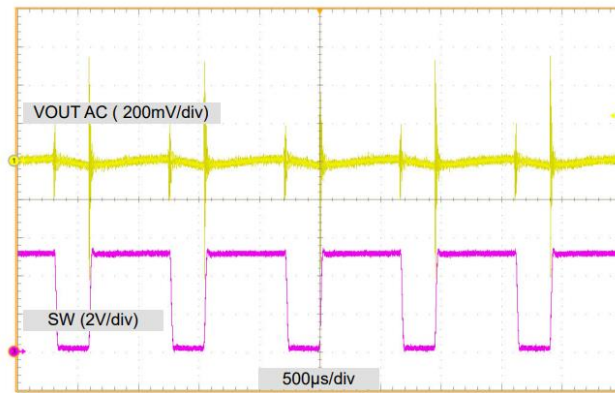


Figure 2-2. Voltage Ripple with Long Ground Cable and Full Bandwidth

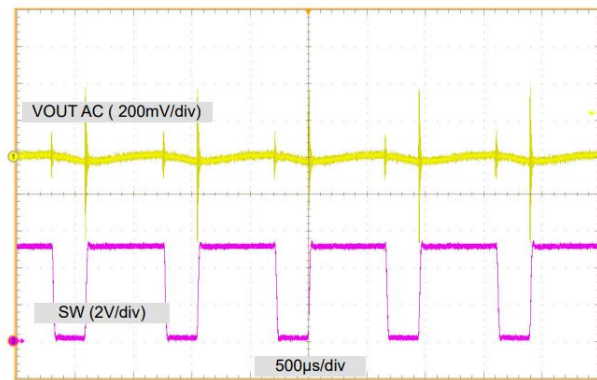


Figure 2-3. Voltage Ripple with Short Ground Cable and Full Bandwidth

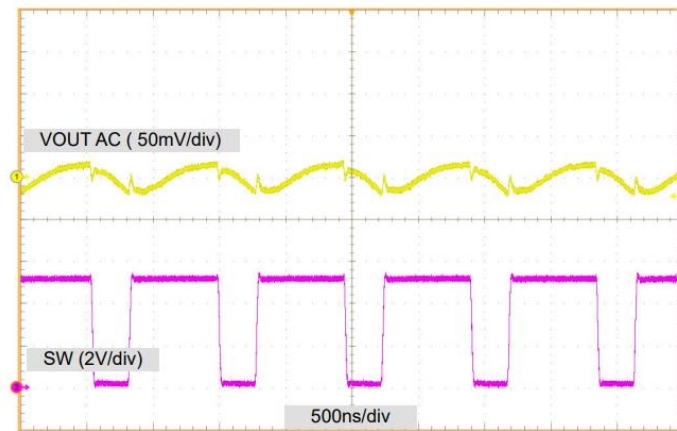


Figure 2-4. Voltage Ripple with 20-MHz Bandwidth

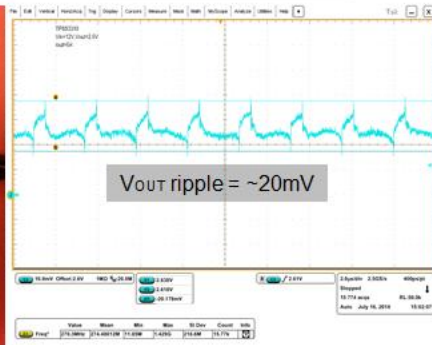


电源工程师培训授证项目

Clip-on method



V_{OUT} with clip-on method

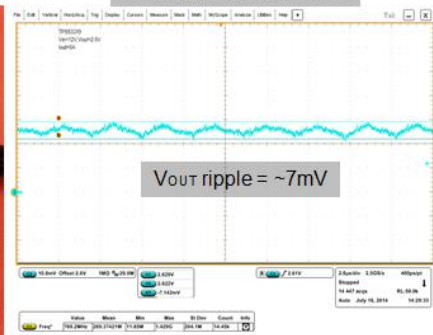


短+近+粗 三原则

Coaxial method



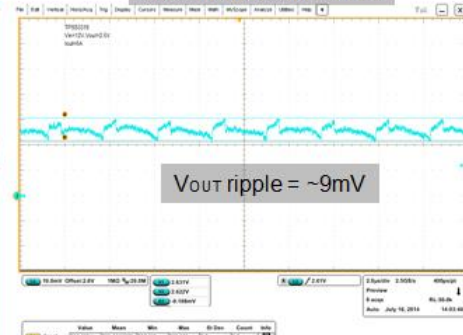
V_{OUT} with coaxial method



Pigtail method

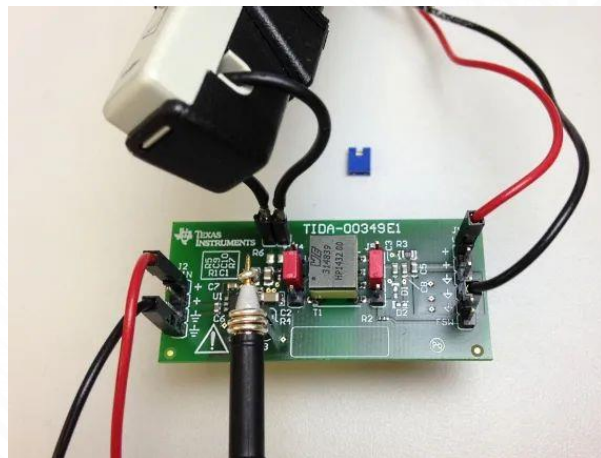
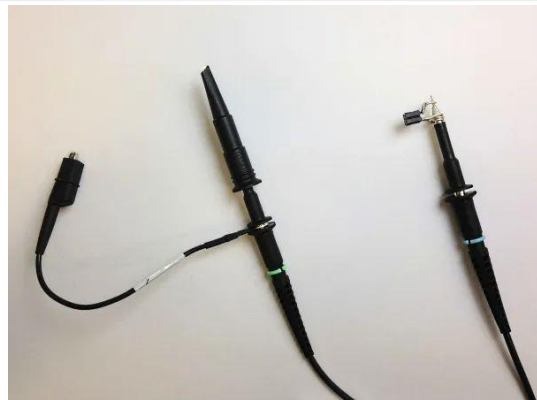
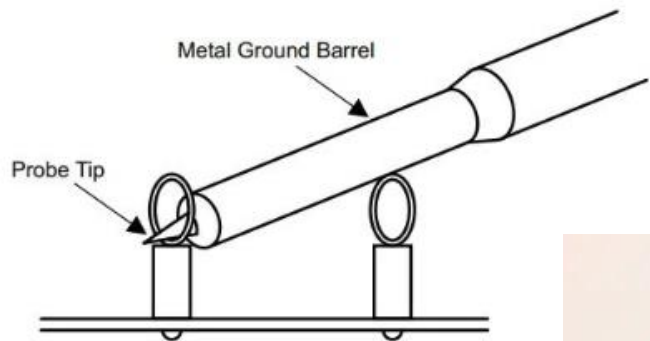


V_{OUT} with pigtail method





短+近+粗 三原则





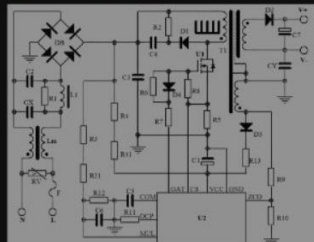
问. 老师, 为什么D3和R13位置不能互换?

<https://www.ee-training.com/home/course/play?cid=3&vid=8>

错题展示

多选 1/2 为布局方便, 电路图中可以交换位置的串联结构有 正确答案: B,C

- A、D3和R13
- B、R6//D4和R7
- C、硅桥的两个交流端
- D、R2//C4和D1

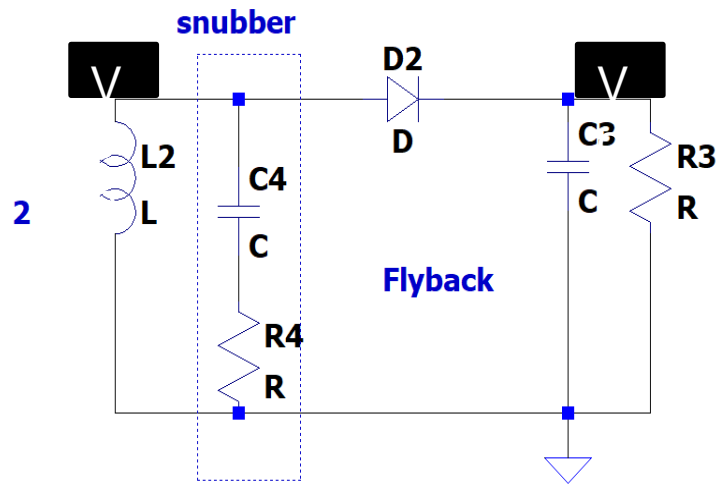
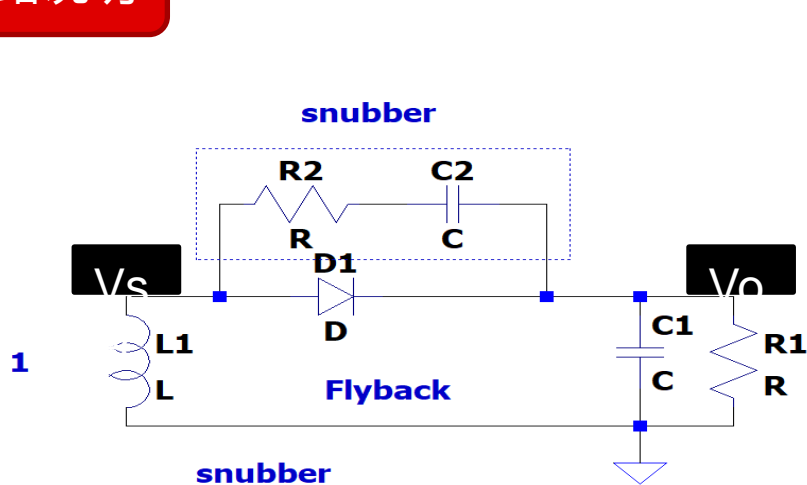


回复: 因变压器的漏电感 (Leak) 的关系, 当MOSFET从ON至OFF的瞬间, 将产生大的浪涌电压(峰波噪声)。本浪涌电压是由VCC绕组所引起, VCC电压上升后, 将设想启动IC的VCC过电压保护。为了减轻VCC绕组所引起的浪涌电压, 串联插入限制电阻R13。

另外: 电阻在前只是纯限流, 电阻可以后面的C一起有一定的滤波作用。严格意义上来讲, 二极管和电阻前后主要从EMI的角度上来考虑的, 目前没有太多实质的区别。



电路说明

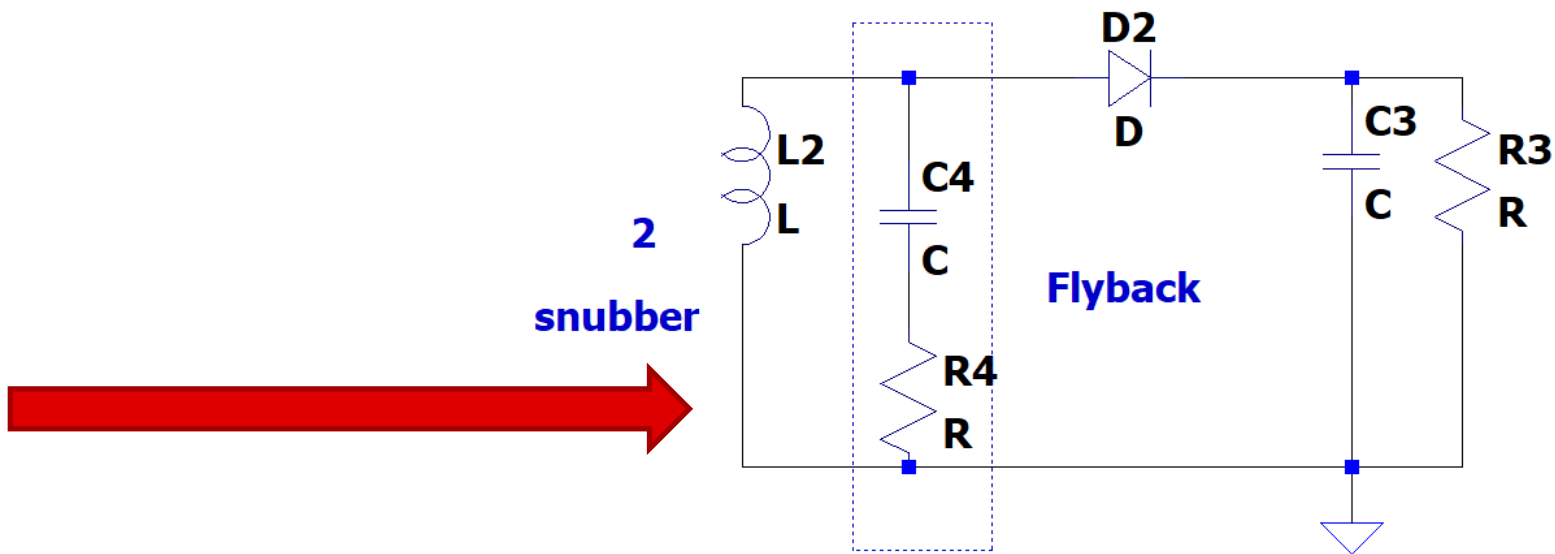


1. AC高频交流分析下， $V_o/C_1/R_1$ 短路与地短路，理论二种接法无差异。
2. 绕组电感，绕组漏感，吸收电容==形成的谐振频率很高，并受吸收电阻的阻尼？



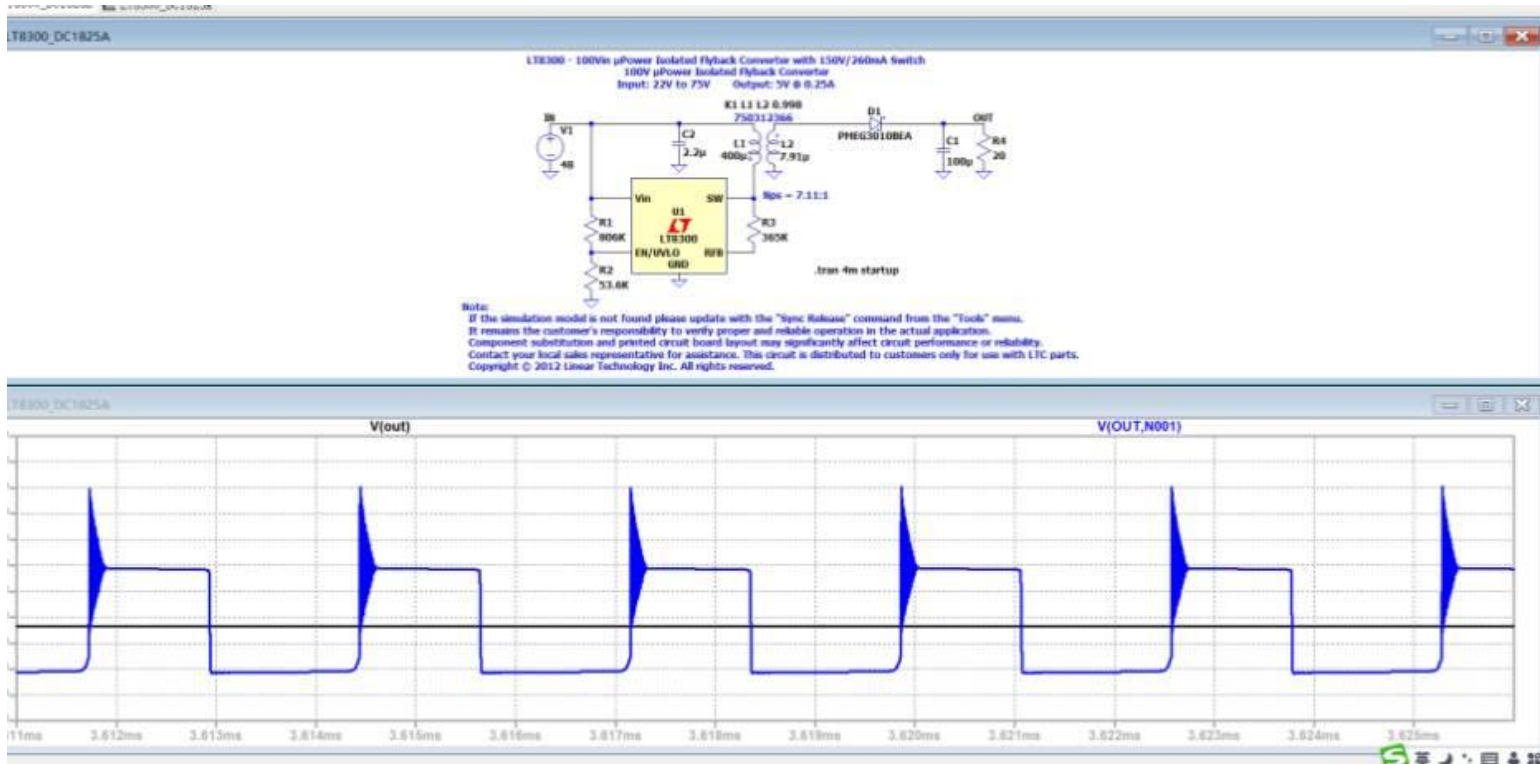
电路说明

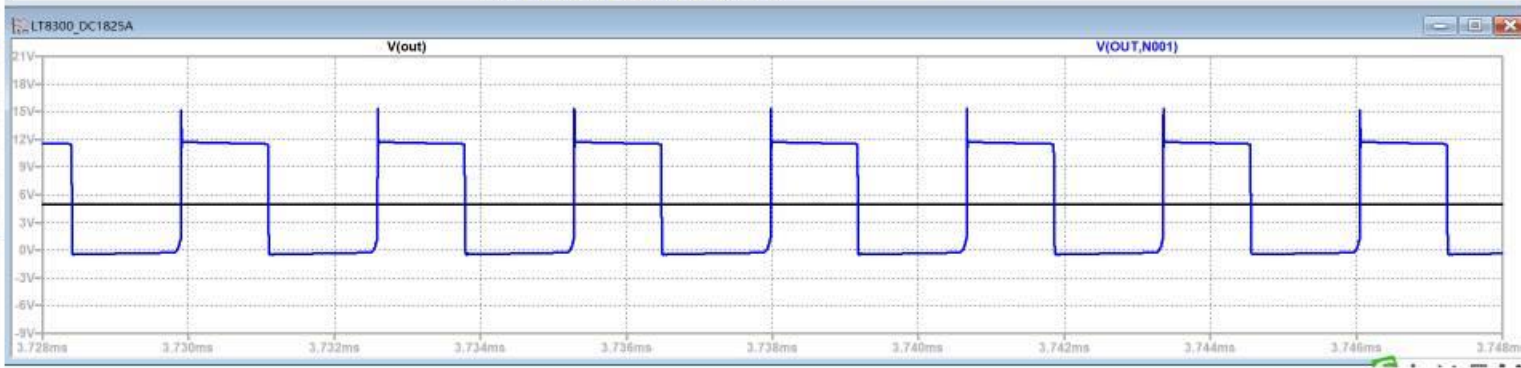
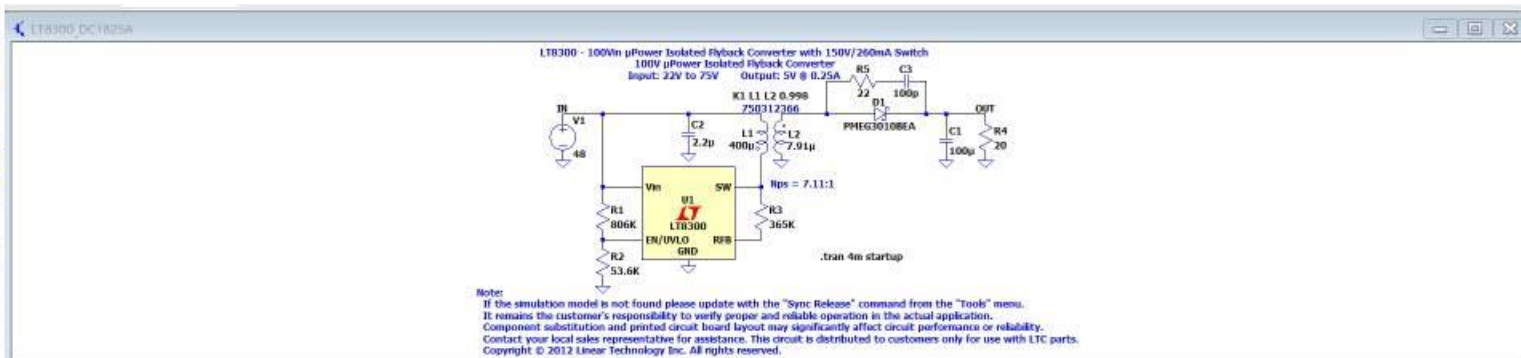
1. AC高频交流分析下， $V_o/C1/R1$ 短路与地短路，理论二种接法无差异。
2. 绕组电感，绕组漏感，吸收电容==形成的谐振频率很高，并受吸收电阻的阻尼，所以也不够成问题。
3. 落地到实际Layout上，功率环路面积，二个位置的环路面积相差不大。

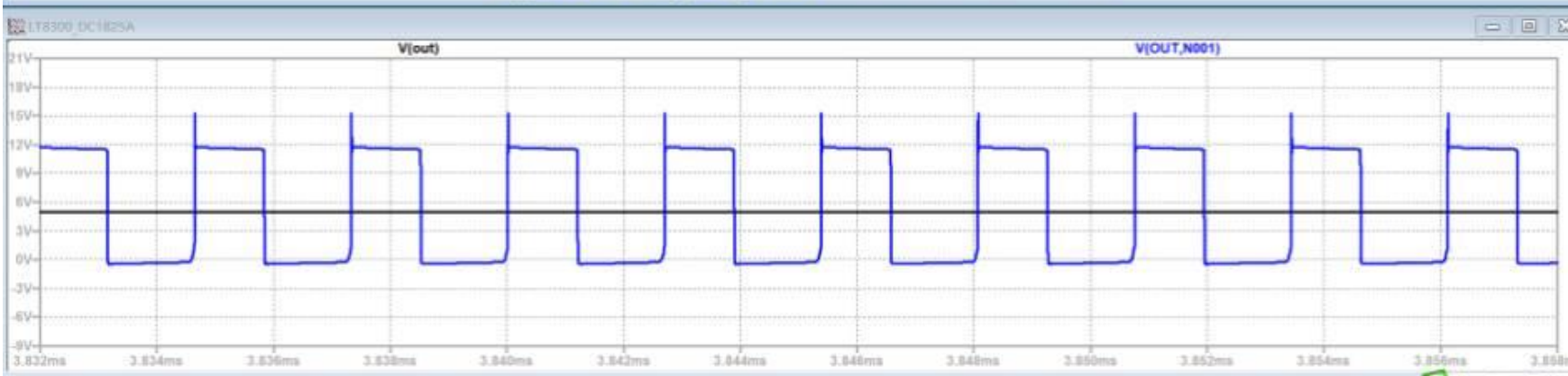
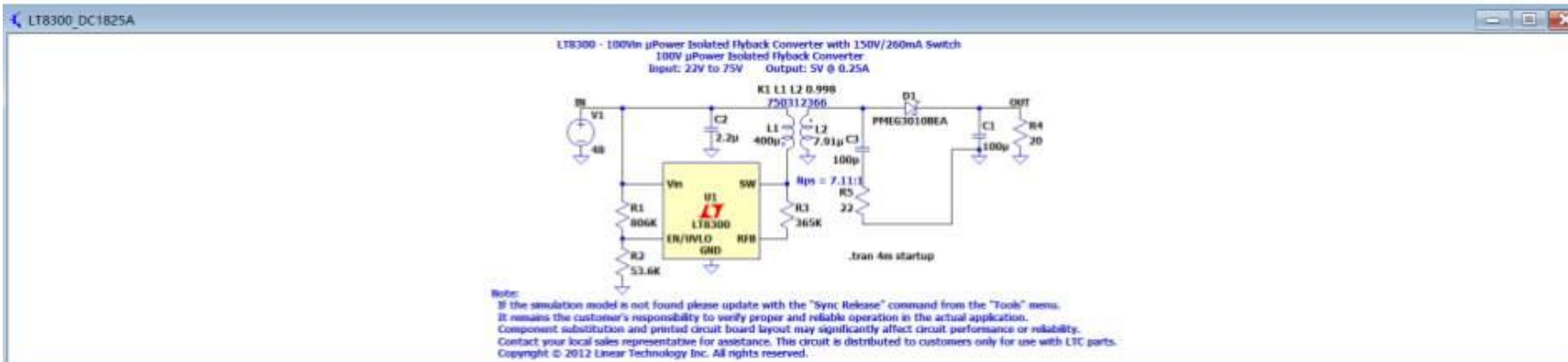




仿真推测

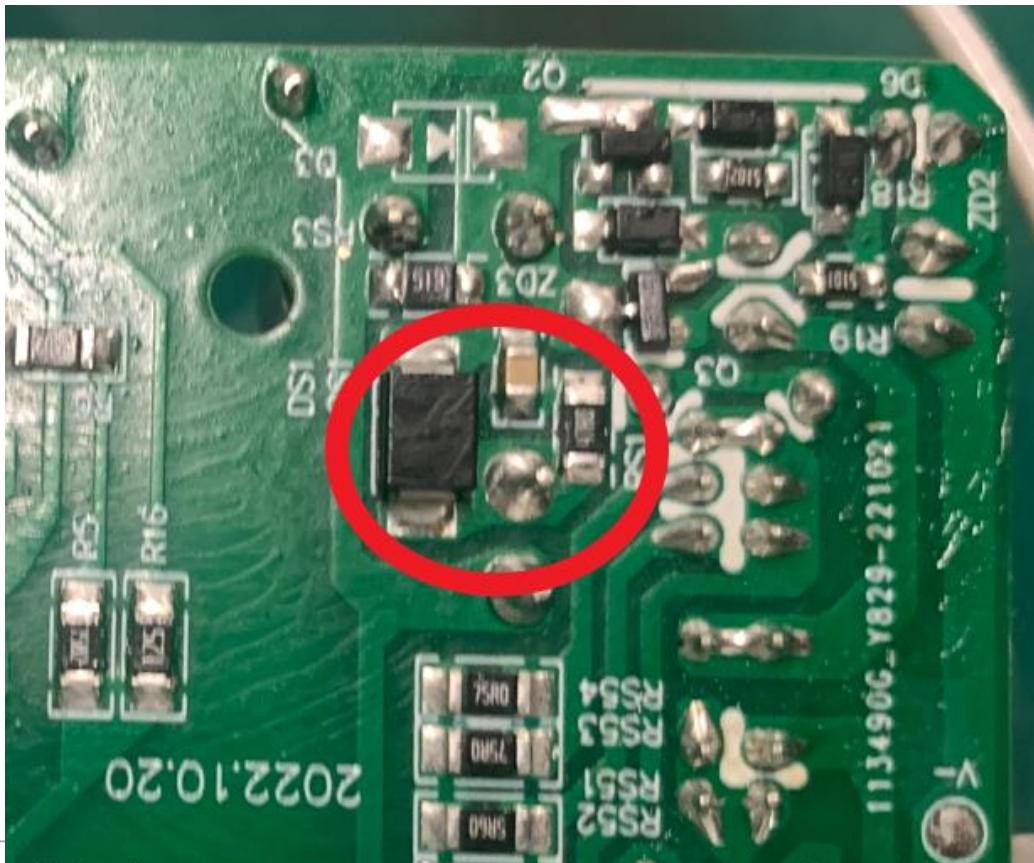








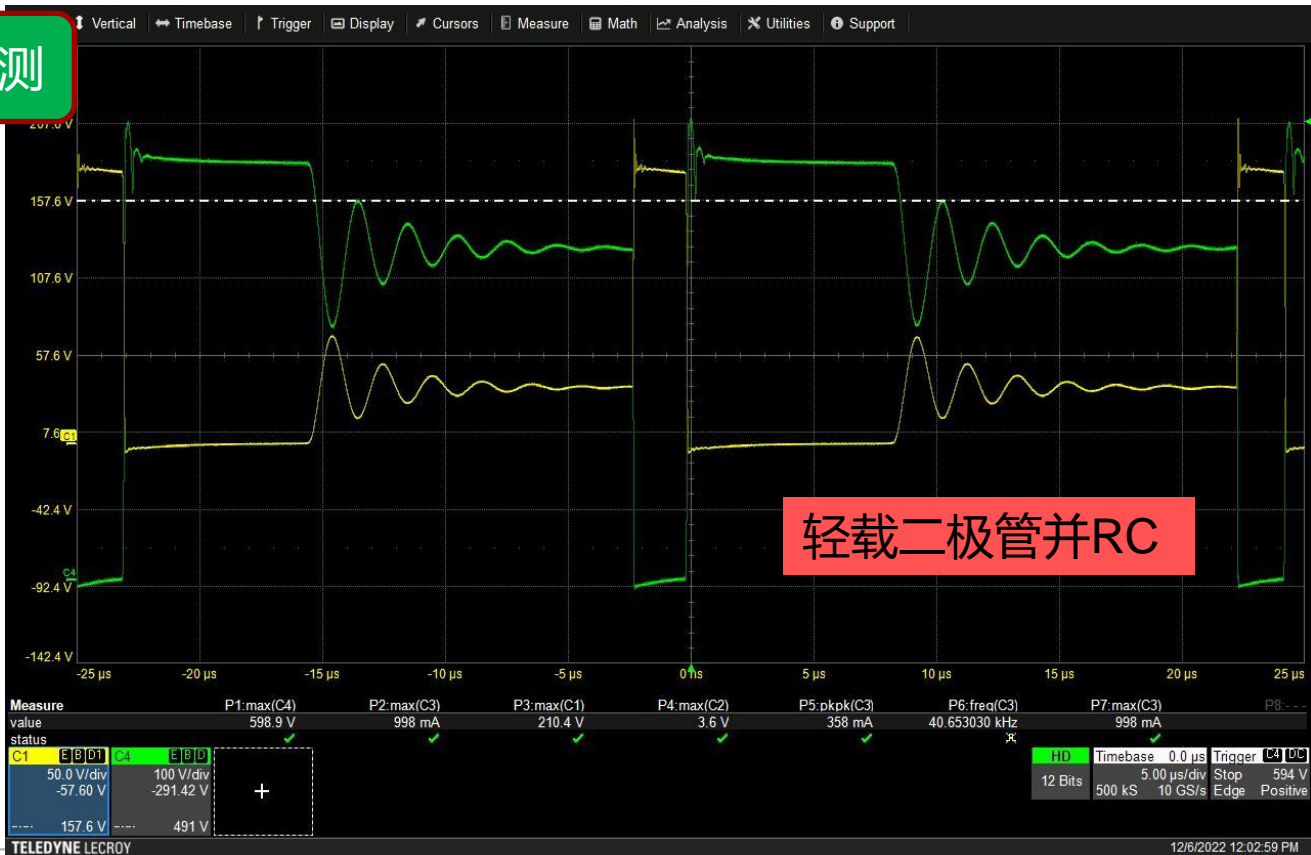
电源实测



同一输入输出条件，同一测试条件，同一电源上测试

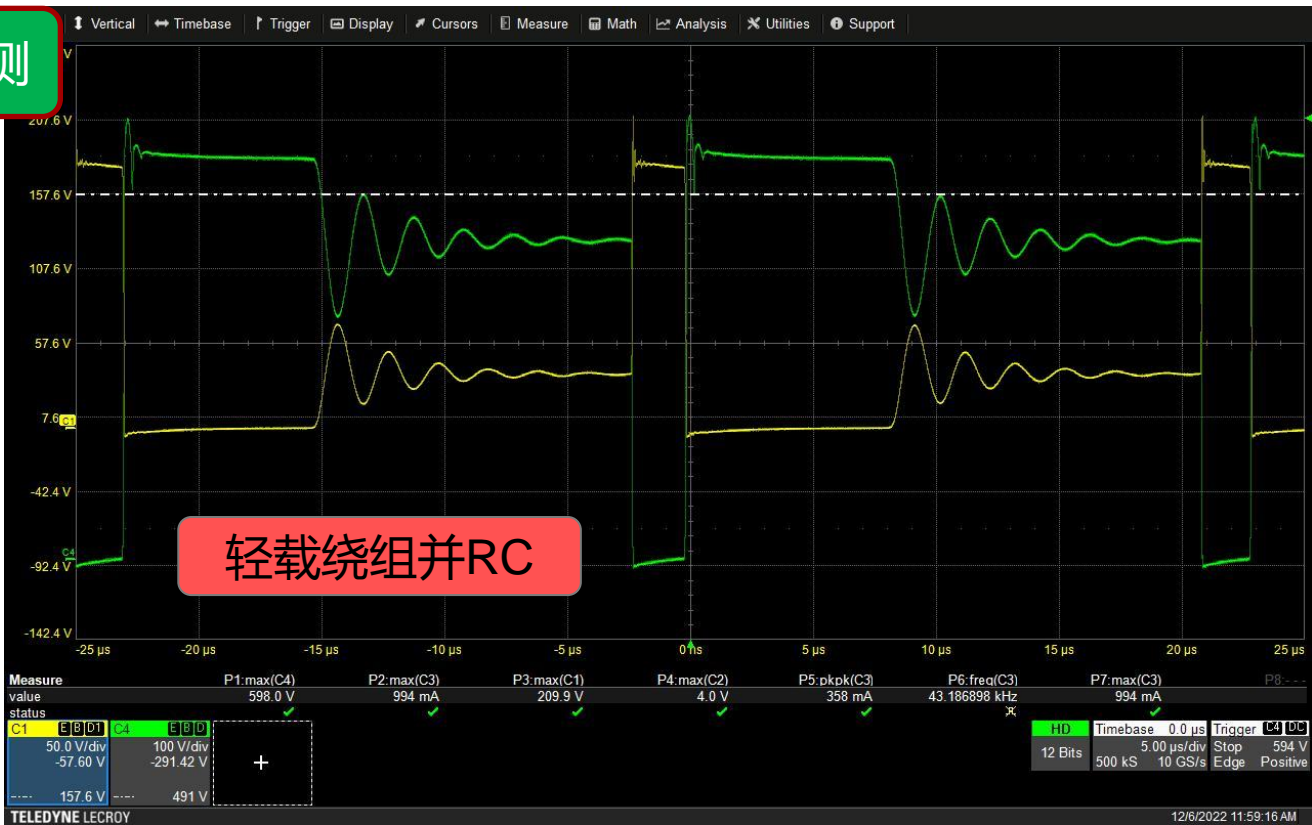


电源实测



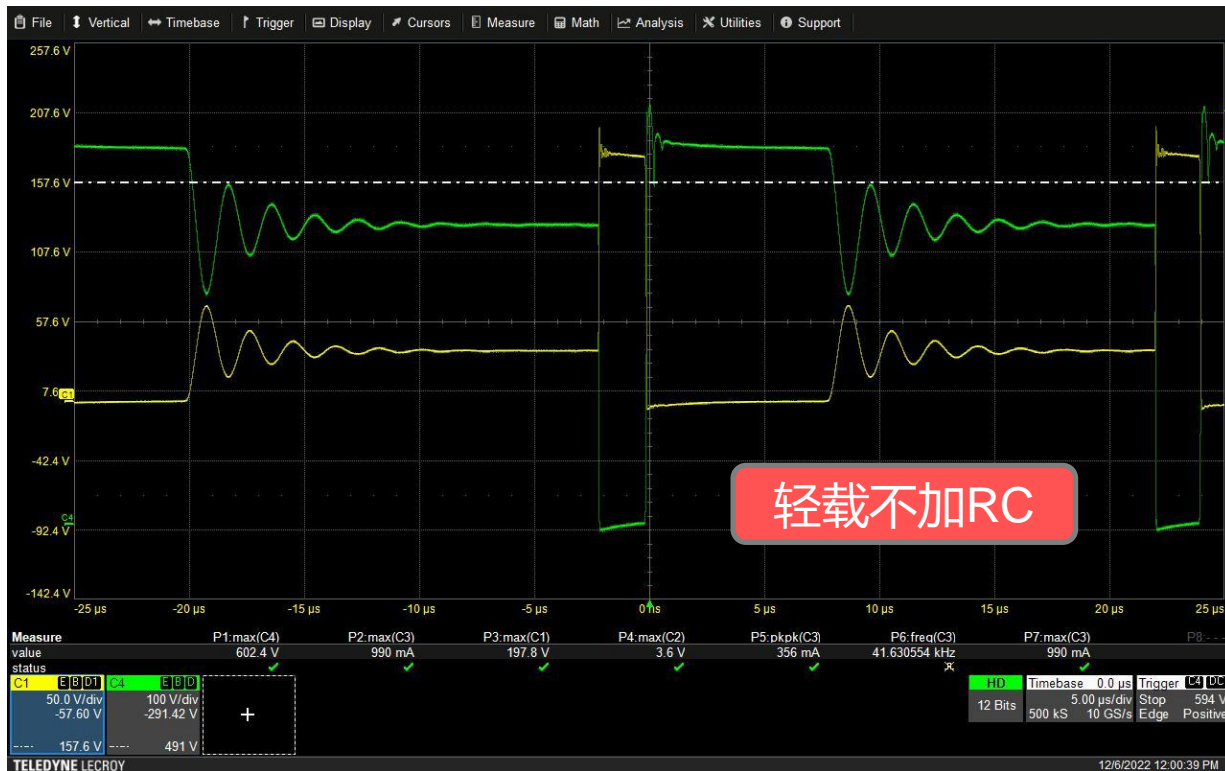


电源实测





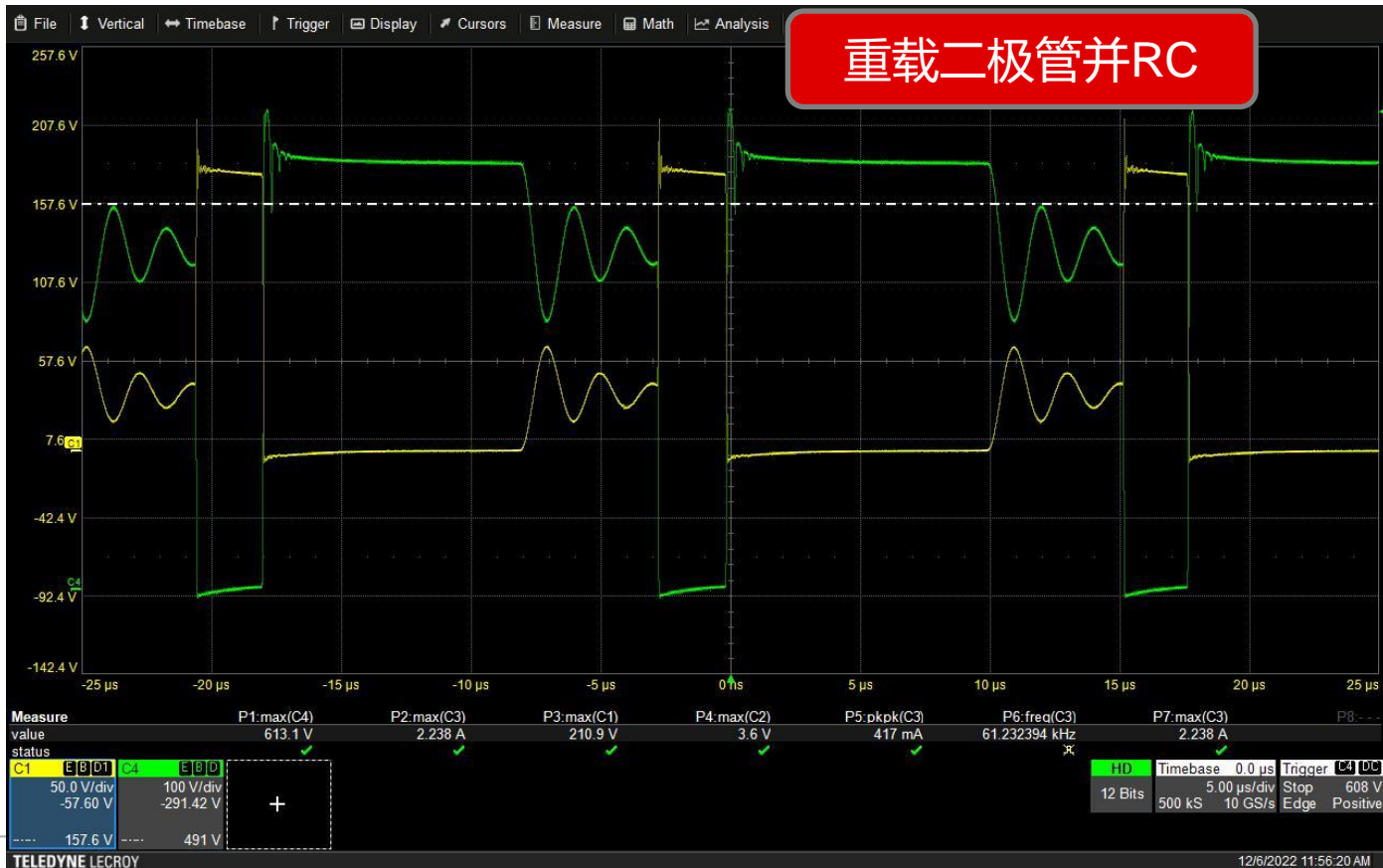
电源实测





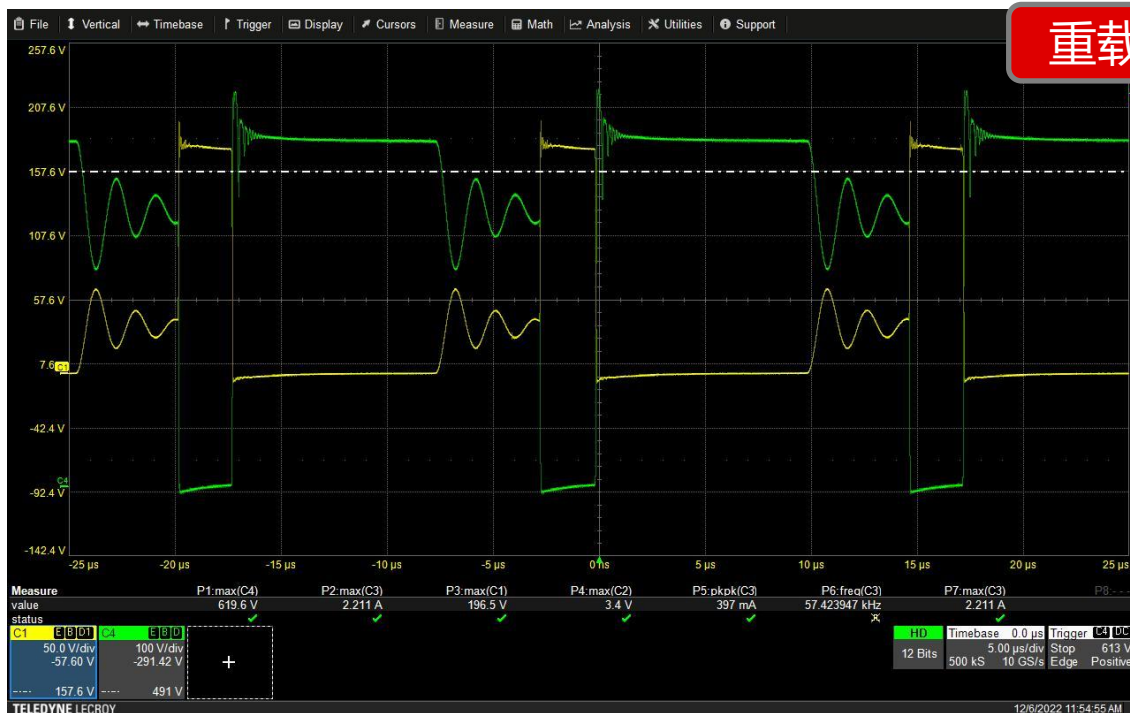
电源实测

重载二极管并RC



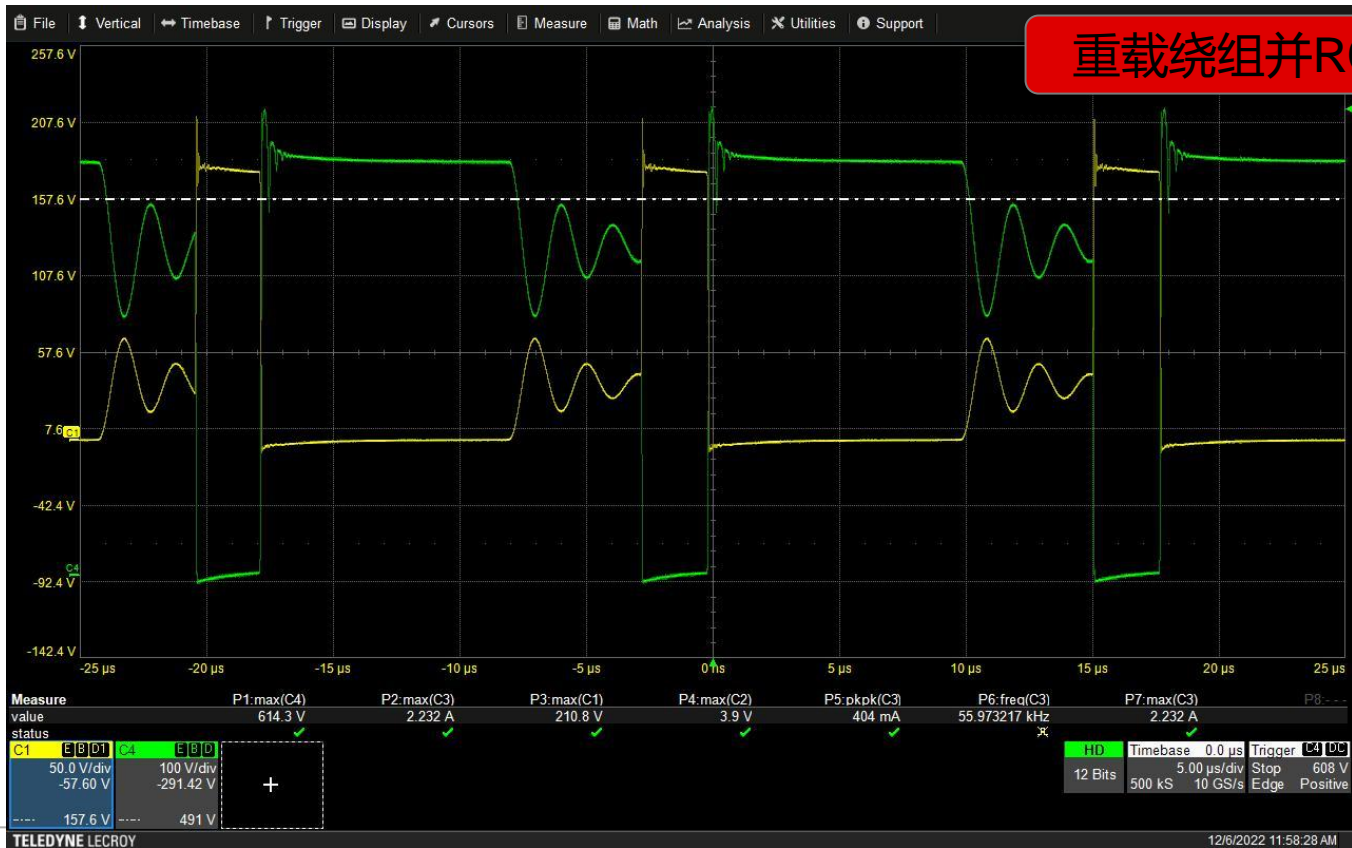


电源实测





电源实测





1. 可能涉及到EMC的问题，小功率影响基本上没有！
2. AC高频交流分析下， $V_o/C1/R1$ 短路与地短路，理论二种接法无差异。
3. 绕组电感，绕组漏感，吸收电容==形成的谐振频率很高，并受吸收电阻的阻尼
4. 对电效率的直接影响（并联，串联回路）可以忽略，但带来的系统影响不容小视；
5. 经验定性，但建模是关键！本实验振荡原本就不太大，希望大家可以做类似的实验！



问：IC-峰值电流最大值的最大值



TPS61085 650-kHz, 1.2-MHz

1 Features

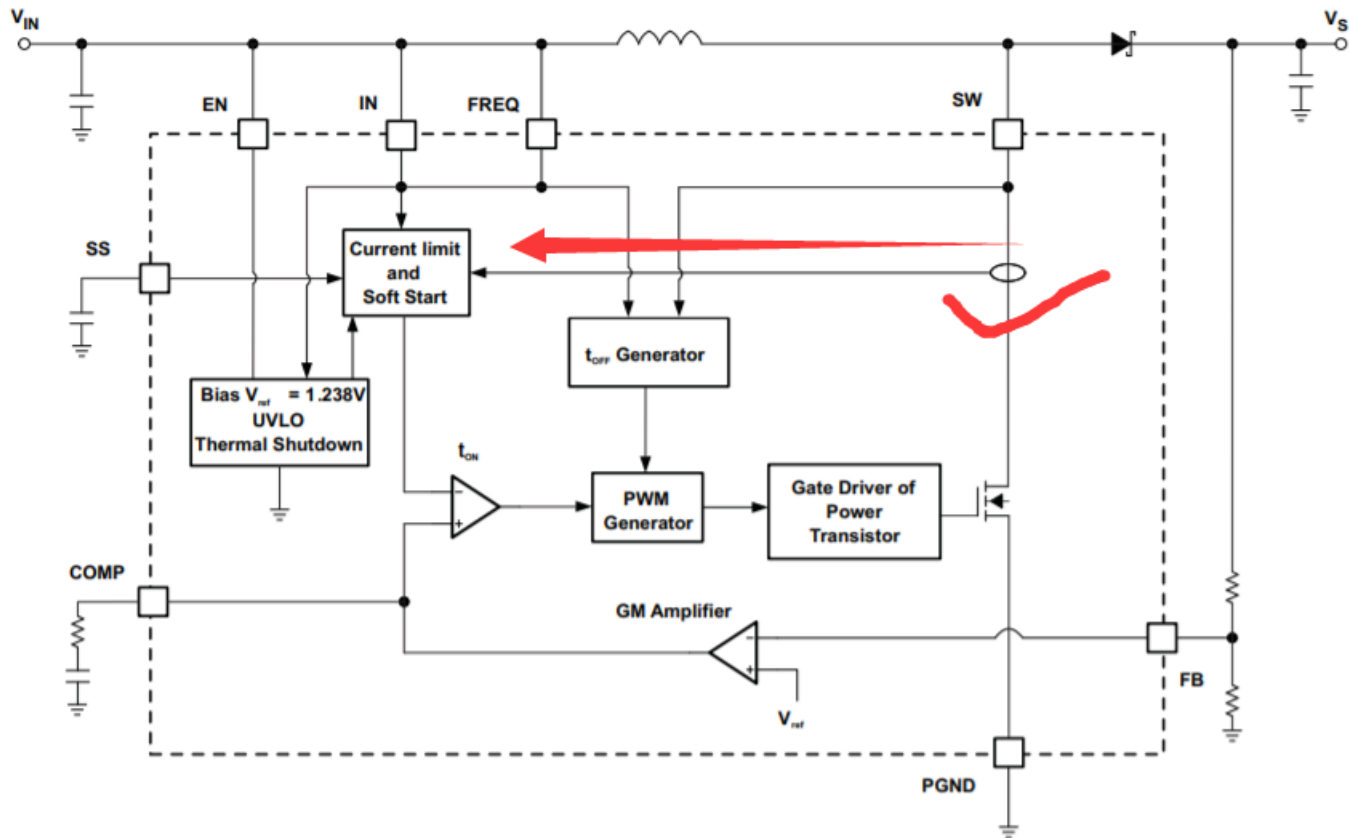
- 2.3 V to 6 V Input Voltage Range
- 18.5-V Boost Converter With 2.0-A Switch Current
- 650-kHz/1.2-MHz Selectable Switching Frequency
- Adjustable Soft-Start
- Thermal Shutdown
- Undervoltage Lockout
- 8-Pin VSSOP Package
- 8-Pin TSSOP Package

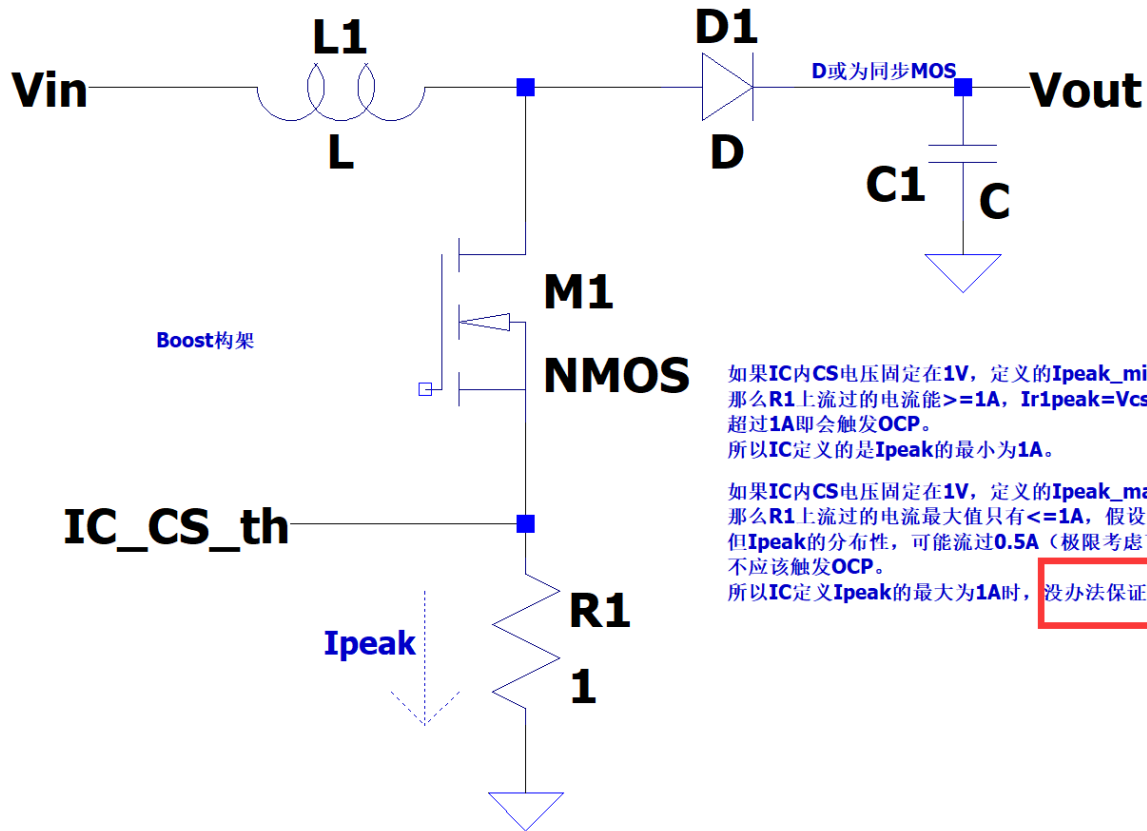
2 Applications

BOOST CONVERTER					
V_S	Boost output voltage		$V_{IN} + 0.5$	18.5	V
V_{FB}	Feedback regulation voltage		1.230	1.238	1.246
gm	Transconductance error amplifier		107		$\mu A/V$
I_{FB}	Feedback input bias current	$V_{FB} = 1.238$ V			0.1 μA
$r_{DS(on)}$	N-channel MOSFET on-resistance	$V_{IN} = V_{GS} = 5$ V, $I_{SW} =$ current limit	0.13	0.20	Ω
		$V_{IN} = V_{GS} = 3.3$ V, $I_{SW} =$ current limit	0.15	0.24	
I_{lkq}	SW leakage current	EN = GND, $V_{SW} = 6$ V TBD			10 μA
I_{LIM}	N-Channel MOSFET current limit		2.0	2.6	3.2
I_{SS}	Soft-start current	$V_{SS} = 1.238$ V	7	10	13 μA
f_S	Oscillator frequency	FREQ = V_{IN}	0.9	1.2	1.5 MHz
		FREQ = GND	480	650	820 kHz
	Line regulation	$V_{IN} = 2.3$ V to 6 V, $I_{OUT} = 10$ mA	0.0002		%/V
	Load regulation	$V_{IN} = 3.3$ V, $I_{OUT} = 1$ mA to 400 mA	0.11		%/A

The TPS61085 is a high frequency, high efficiency DC-DC converter with an integrated 2.0-A, 0.13- Ω power switch capable of providing an output voltage up to 18.5 V. The selectable frequency of 650 kHz or 1.2 MHz allows the use of small external inductors and capacitors and provides fast transient response. The external compensation allows optimizing the application for specific conditions. A capacitor connected to the soft-start pin minimizes inrush current at startup.

Device Information⁽¹⁾





如果IC内CS电压固定在1V, 定义的Ipeak_min值为1A, 那么R1上流过的电流能 $\geq 1A$, $I_{r1peak} = V_{cs} / I_{peak_min}$ 超过1A即会触发OCP。所以IC定义的是Ipeak的最小为1A。

如果IC内CS电压固定在1V, 定义的Ipeak_max值为1A, 那么R1上流过的电流最大值只有 $\leq 1A$, 假设这是保护电流值, 但Ipeak的分布性, 可能流过0.5A (极限考虑下) 即会保护, 而0.5A是一个正常电流, 不应该触发OCP。所以IC定义Ipeak的最大为1A时, 没办法保证正常电流时工作, 会进入误保护。



TPS61378-Q1 25- μ A Quiescent Current Synchronous Boost Converter with Load Disconnect

1 Features

- AEC-Q100 qualified for automotive applications
 - Device temperature grade 1: -40°C to 125°C ambient operating temperature range
- **Function Safety-Capable**
 - Documentation available to aid functional safety system design
- Flexible input and output operation range
 - Input voltage range: 2.3 V to 14 V
 - Programmable output voltage range: 4.0 V to 18.5 V
 - Fixed output options: 5 V, 5.25 V, and 5.5 V
 - Programmable peak current limit: 1 A to 4.8 A
- Avoid RFI Band Interference and Crosstalk
 - Dynamically programmable switching frequency: 200 kHz to 2.2 MHz
 - Spread spectrum frequency modulation
 - Optional clock synchronization
- Minimize solution size for space constraint applications

function. The input voltage covers 2.3 V to 14 V while

the n switch
4.8 A from

The contr
from fixed
loads by c
force, immu
syncr uses

more EMI friendly at FPWM mode. In addition, there is an internal soft-start time to limit the inrush current.

The TPS61378-Q1 has various fixed output voltage versions to save the external feedback resistor. It supports the external loop compensation so that the

8.3.7 Adjustable Peak Current Limit

The TPS61378-Q1 adopts a cycle-by-cycle peak current limit internally. The low-side switch is turned off immediately as soon as the switch peak current triggers the limit threshold. The peak switch current limit can be set by a resistor from the ILIM pin to ground. The relationship between the current limit and the resistor is shown in Equation 2.

$$R_{LIM}(\text{k}\Omega) = 1.184 + \frac{90.56}{I_{LIM}(\text{A})} \quad (2)$$

where

- R_{ILIM} is the resistance between the ILIM pin and the GND pin
- I_{LIM} is switch peak current limit

For instance, the current limit is set to 4.8 A if the R_{LIM} is 20 k Ω . This pin cannot be left floating or connected to VCC.



问：MLCC的直流/交流偏置问题

以下哪个陶瓷电容作为3.3V输出滤波电容时，实际容值最大的(),实际容值最小是哪个 ()

- A、 0805 16V 2.2uF
- B、 1206 10V 2.2uF
- C、 0603 6.3V 2.2uF
- D、 1206 16V 2.2uF

正确答案： C、 D

实际最大的为D， 更大的尺寸会有更小的直流偏置能力， 更大的额定电压其直流偏置导致的电容变化更小。实际最小的是C。



MLCC直流偏置

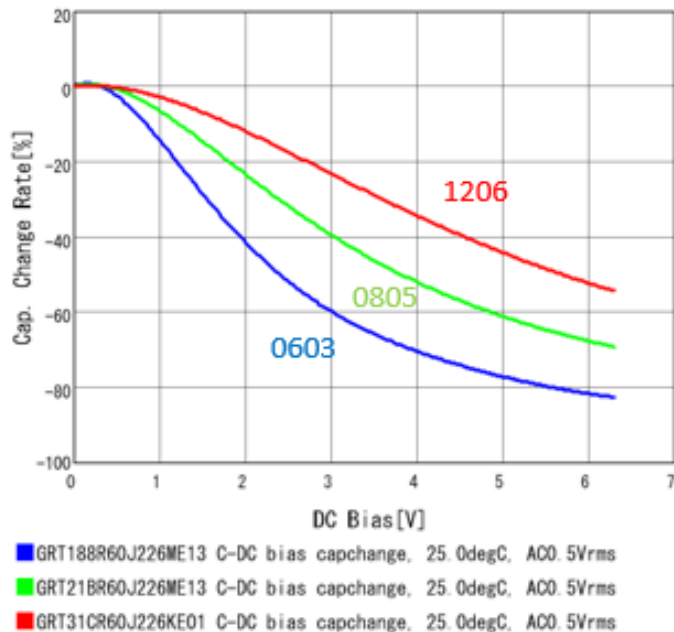
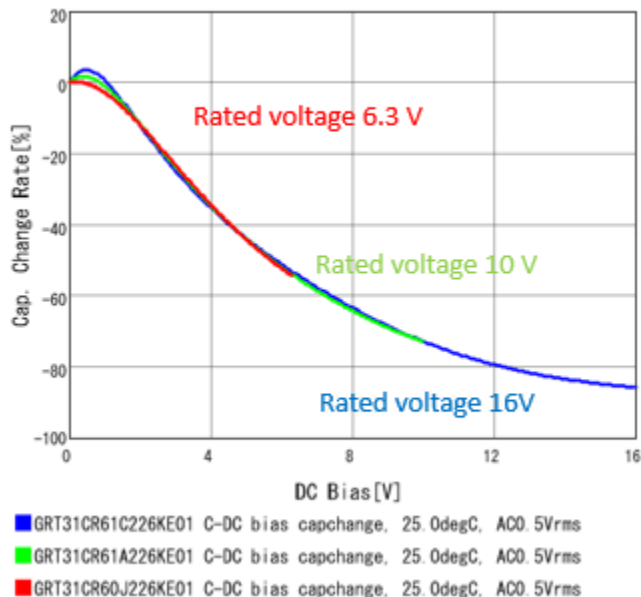


图1 不同尺寸MLCC的DC偏置特性。

随着施加的直流电压的增加，陶瓷电容器的有效电容减小。图1显示了额定电压为6.3V的不同尺寸的22 μ F陶瓷电容器的电容变化率和直流偏置电压范围之间的关系。当施加的电压增加到3V时，0603大小的电容的有效电容降低到其标称值的40%，而1206大小的电容的有效电容大约为其标称值80%。很明显，与较小的陶瓷电容相比，在相同的直流偏置电压下，较大尺寸的陶瓷电容具有较小的电容变化。



MLCC直流偏置



对于电源系统中使用的MLCC，其有效电容可能会根据输入和输出电压而显著降低。这可能导致有效输入和输出电容达不到所需值，从而导致大的开关电压纹波和低的相位裕度。

图1 不同额定电压MLCC的DC偏置特性。



MLCC交流偏置

注意，直到AC偏置达到50mVrms以上，电容才发生很大变化。AC偏压依赖性在0V DC偏压时最大，并且随着DC偏压接近标称额定电压而变得非常小。

AC bias dependence

The capacitance is also dependent on the AC bias level. To show this in more detail, several parts were measured sequentially with different fixed AC bias levels.

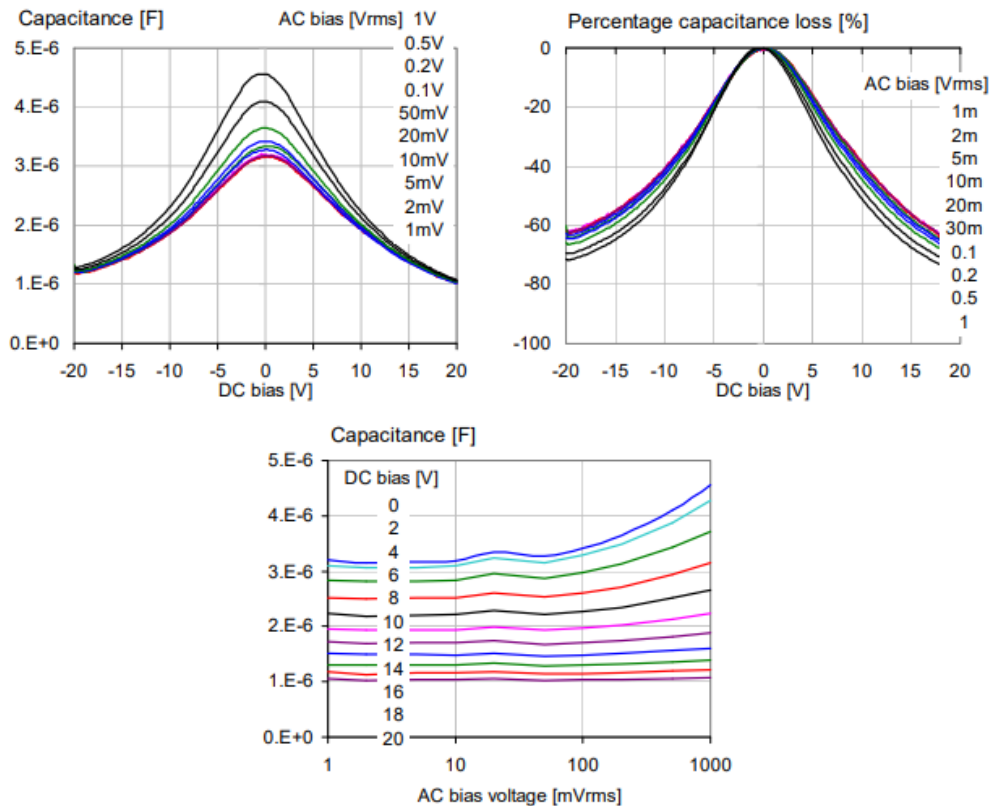


Figure 15: AC bias dependence of a 4.7 μ F 0805-size 16V X5R sample from Vendor-F. Top left: absolute capacitance at 100 Hz. Top right: percentage capacitance loss. Bottom: absolute capacitance as a function of AC bias, with DC bias as parameter. On all plots the bias parameter is listed in the order of the traces.

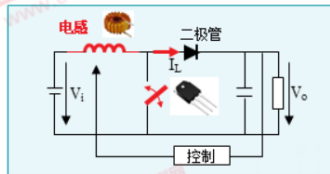
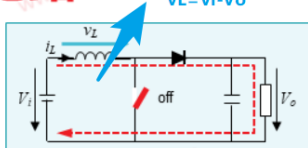
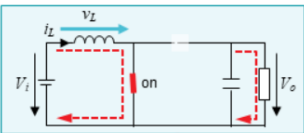


问. 老师这里的稳态时等式是不是写错了, 应该是 Δi 上升 = $-\Delta i$ 下降, 少了个负号, 这样一来就可以得出buck和boost电路的 V_o/V_i 等式分别为 d 和 $1/(1-d)$ 了?

Boost型升压电路

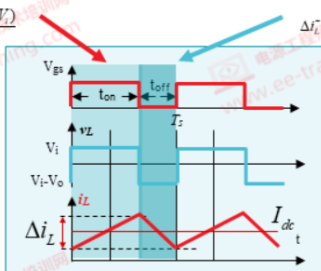
KVL
 $V_L = V_i - V_o$

基础



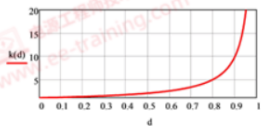
$$\Delta i_L^+ = \frac{t_{on} \cdot V_L}{L}$$

$$\Delta i_L^- = \frac{t_{off} \cdot (V_i - V_o)}{L}$$



稳态时: $\Delta i_L^+ = \Delta i_L^-$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-d} = k(d)$$



回复: 其实是电感电感的参考方向问题, 可以用伏秒平衡或是电感上升增量 = 下降增量 (绝对值) 求得。

1) CCM 模式下, 在 VF 开通和关断期间, 电感电流的变化量分别由 Δi_{L1} 和 Δi_{L2} 表示。

$$I_L \text{ 的上升部分为 } \Delta i_{L1} = \int_0^{t_1} \frac{V_{in}}{L} dt = \frac{V_{in}}{L} \cdot t_1 = \frac{V_{in}}{L} \cdot D_1 T_s \quad (2-27)$$

$$I_L \text{ 的下降部分为 } \Delta i_{L2} = \int_{t_1}^{T_s} \frac{V_{in} - V_o}{L} dt = \frac{V_{in} - V_o}{L} \cdot (t_2 - t_1) = \frac{V_{in} - V_o}{L} \cdot D_2 T_s \quad (2-28)$$

此时 $D_1 + D_2 = 1$ 。当系统稳态运行时, $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2}$, 有 $M = \frac{1}{1-D_1} = \frac{V_o}{V_{in}}$, 可知 Boost 电路是一种升压电路, 输出大于输入。

2) DCM 模式下, I_L 不连续, 采用与 CCM 模式相同的计算方法, 可得电压增益 $M = (D_1 + D_2) / D_2$ 。此时 $D_1 + D_2 < 1$, 又因为 I_L 在 T_s 内的平均值为 $M I_o = \frac{V_{in}(D_1 + D_2) D_1 T_s}{2L}$, 因此可得该

$$\text{状态下的电压增益 } M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{2D_1^2}{\tau}}}{2} \approx 0.5 + \frac{D_1}{\sqrt{2\tau}}, \text{ 其中 } \tau = \frac{L}{RT_s}.$$

电路的工作模式由 τ 与 D_1 两者的关系决定, 如图 2-4 所示。当 $\tau > 0.074$ 时, 无论 D_1 如何变化, Boost 都工作于连续状态。当 $\tau < 0.074$ 时, D_1 在某一区间内工作于不连续状态。

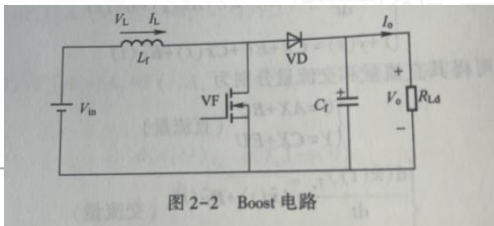


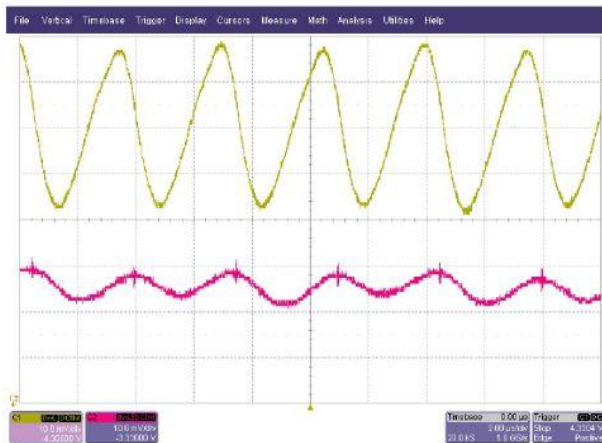
图 2-2 Boost 电路



问.老师这个问题的答案是什么, 怎么计算的, 有计算过程吗?

<https://www.ee-training.com/home/course/play?cid=6&vid=63>

"如下图所示, 黄色波形: 输入电压, 25mV/div; 红色波形: 输出电压, 10mV/div", 该LDO PSRR的测试结果为:



- A、0.2dB
- B、2dB
- C、20dB
- D、200dB

回复: LDO的PSRR代表电源抑制比(Power Supply Rejection Ratio, PSRR)也称纹波抑制比, 通常在LDO的数据手册中能找到, 它代表LDO在某个频率下从输入到输出的衰减程度, 代表不同频率下纹波抑制能力。

$PSRR = 20 \lg(V_{inripple} / V_{outripple})$

请注意不是 $PSRR = 20 \log(V_{inripple} / V_{outripple})$ -- 这是一种错误的公式表示, 实际为: $\log_{10} x = \lg x$

$V_{inripple} = 4 \text{格} * 25 \text{mV/格} = 100 \text{mV}$

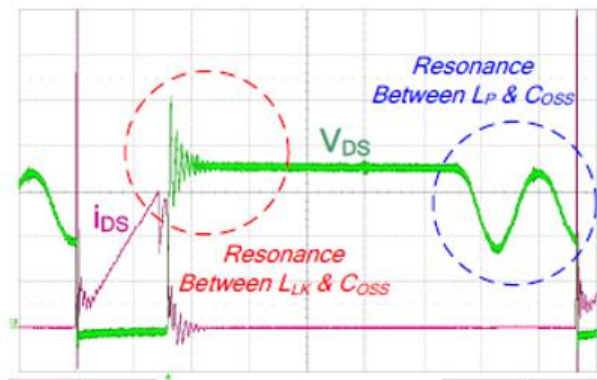
$V_{outripple} = 1 \text{格} * 10 \text{mV/格} = 10 \text{mV}$

所以 $PSRR = 20 \log_{10}(100/10) = 20 \log_{10}(10) = 20 \text{dB}$



问. 反激中, MOSFET和输出二极管的耐压怎么选?

反激电源/反激变换器/Flyback的匝比、关键器件选择, 以及对反激MOSFET V_{DS} 三个电压平台+二个振荡的理解。



(b) In discontinuous conduction mode (DCM)

反激的话, 怎么算都可以, 反激包容性很大, 但要精就无底洞了

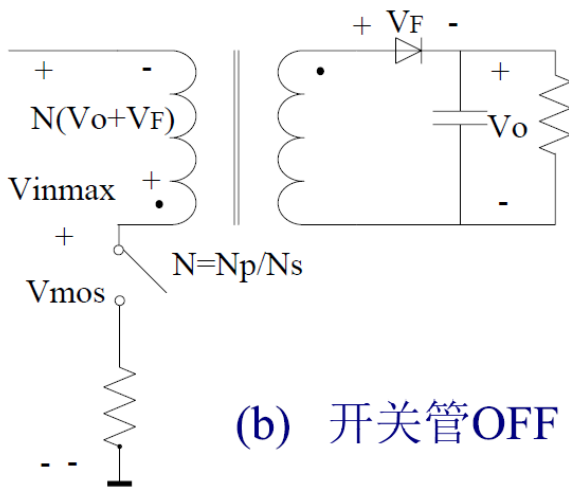
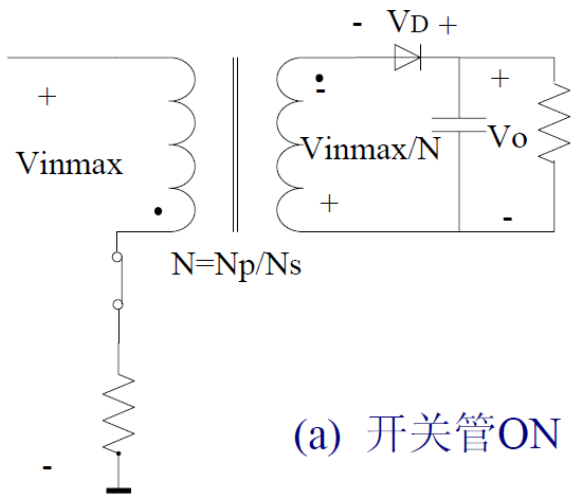




问. 反激中, MOSFET和输出二极管的耐压怎么选?

开关管MOSFET: 耐压值为 V_{mos}

输出二极管: 肖特基二极管, 最大反向电压 V_D , 正向导通压降为 V_F



关键: 变压器公式+KVL



问. 反激中, MOSFET和输出二极管的耐压怎么选?

考虑开关器件电压应力的余量(Typ.=20%)

- 开关ON $0.8 \cdot V_D > V_{in\max} / N + V_o$
- 开关OFF $0.8 \cdot V_{mos} > N \cdot (V_o + V_F) + V_{in\max}$
- 匝比 $N_{\min} < N < N_{\max}$

关键：变压器公式+KVL

反激中：匝比最具可变性！

裕量：优先满足公司现有库存物料进行选择，以避免后续批量的供货问题，一般情况下，常规反激所用的物料比较固定，不要特意去选择新的物料。如650V 700V的MOSFET是Si基常规料，这是平衡了性价比的结果，如果贸然选择一个800V/900V的物料，会造成公司供应链压力！



问. 反激中, MOSFET和输出二极管的耐压怎么选?

工程化的裕量设计

先看料

再算

再上电



问. 反激中，MOSFET和输出二极管的耐压怎么选？

三个电压平台，二个振荡

在这里重要提示：请大家一定要定性分析去理解此图，这个图是反激变换器的关键之一，对于理论较弱的读者，可以自己画出不同开关状态下的电流流通过路，再结合下面所描述的内容，加深理解。另一个浅层次的原因是，在许多面试场合，图 2-13 中波形分析也堪为经典科目，因为一张小小的图，涉及了大量的细节知识，如变压器设计、元器件选择、电路多阶自由振荡、EMC 和效率等反激电源的各个方面，所以说，此图朴实但有内涵。

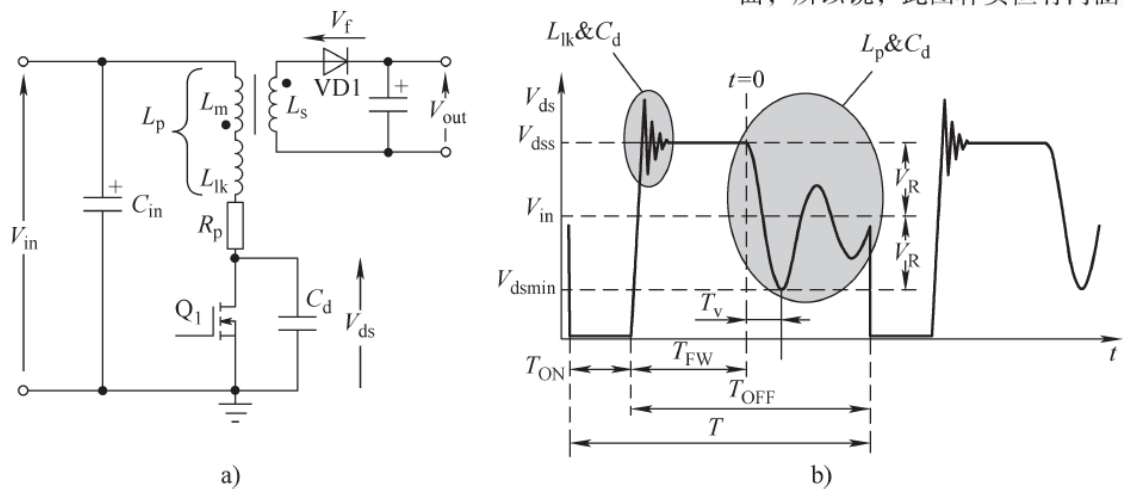
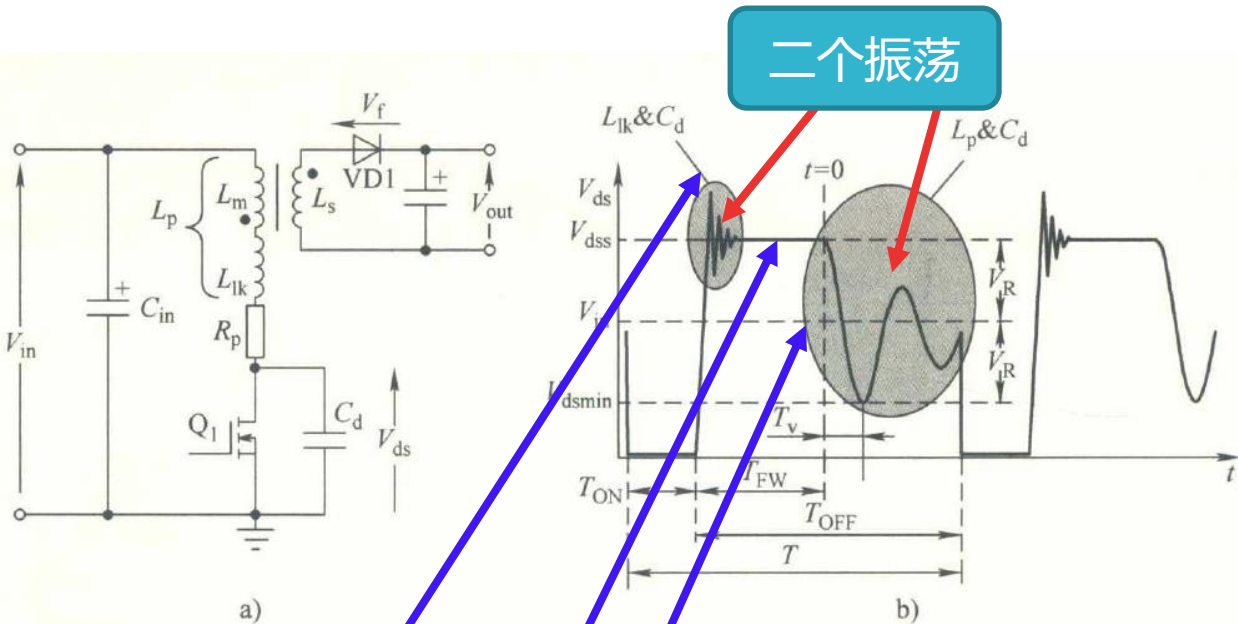


图 2-13 反激式电源加入寄生参数拓扑结构，以及对 MOSFET 漏源极电压波形



问. 反激中, MOSFET和输出二极管的耐压怎么选?



二个振荡

三个电压平台

注: QR并不是总是在第一个谷底开通

振荡1: MOS关断开始时, 由于漏感 L_{lk} 与 C_d 产生自由振荡, C_d 含义如前所述。其振荡频率由如下参数决定: L_{lk} 、 C_d , 由于漏感相对于主电感 L_m 相比, 其值较小, 故其振荡频率很高。

$$f_{osc1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{lk} \cdot C_d}}$$

振荡2: 二次侧电流下降至零后, 电源开关管的漏源电压表现为另一个振荡。发生此振荡的电路由变压器 L_p 的等效主电感和漏源(或漏极到地)端子两端的电容 C_d 组成。

$$f_{osc2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_p \cdot C_d}}$$



问. 反激中, MOSFET和输出二极管的耐压怎么选?

1. 反激变换器/电源, 反激包容性很大, 公式也很直观理解, 但要精通需要大量的经验加持!

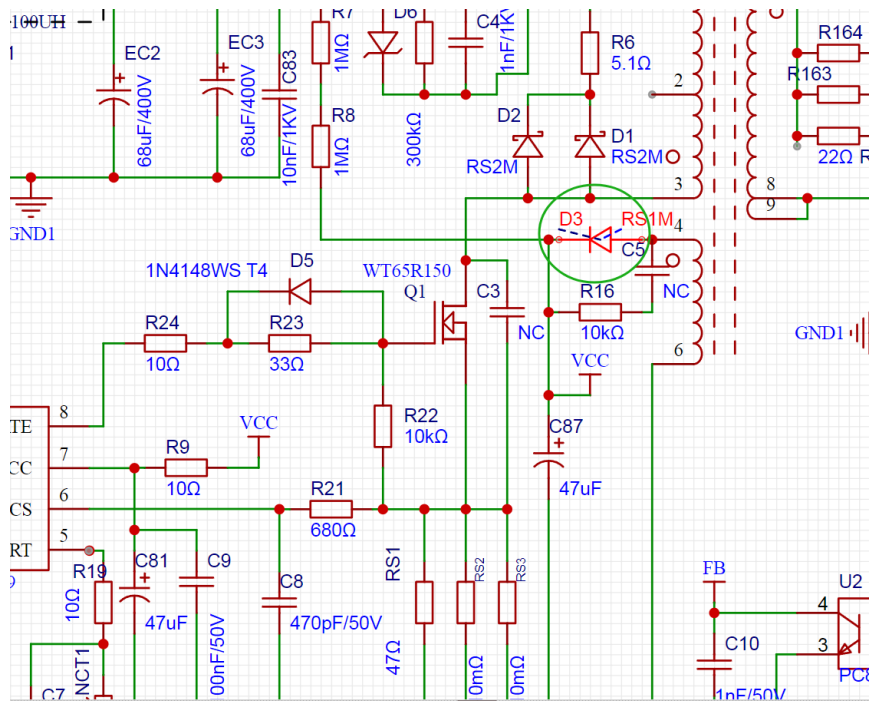
2. 不是不要理论, 如果要落地并投入量产, 一定要考虑到公司现有的产品平台和物料平台, 借鉴吸收。

劝退, 投入回报率不行

没干过电源想入这行该学些啥呢? @Eric



问. 反激中, 辅助绕组二极管D3过热怎么办?



D3温度在满载时温度很快上升到90C+,
空载和轻时时稍好点。

1. RS1M反向恢复500nS ---> US1M
75nS --->肖特基管: 均无解!
2. D3串电阻, 10-100欧无解
3. R16 10欧+C5 1NF 无解



问. 反激中，辅助绕组二极管过热怎么办？

辅助绕组波形极不正常，振荡很大，且负载增加时振荡变得严重---->温度增加更恶劣！

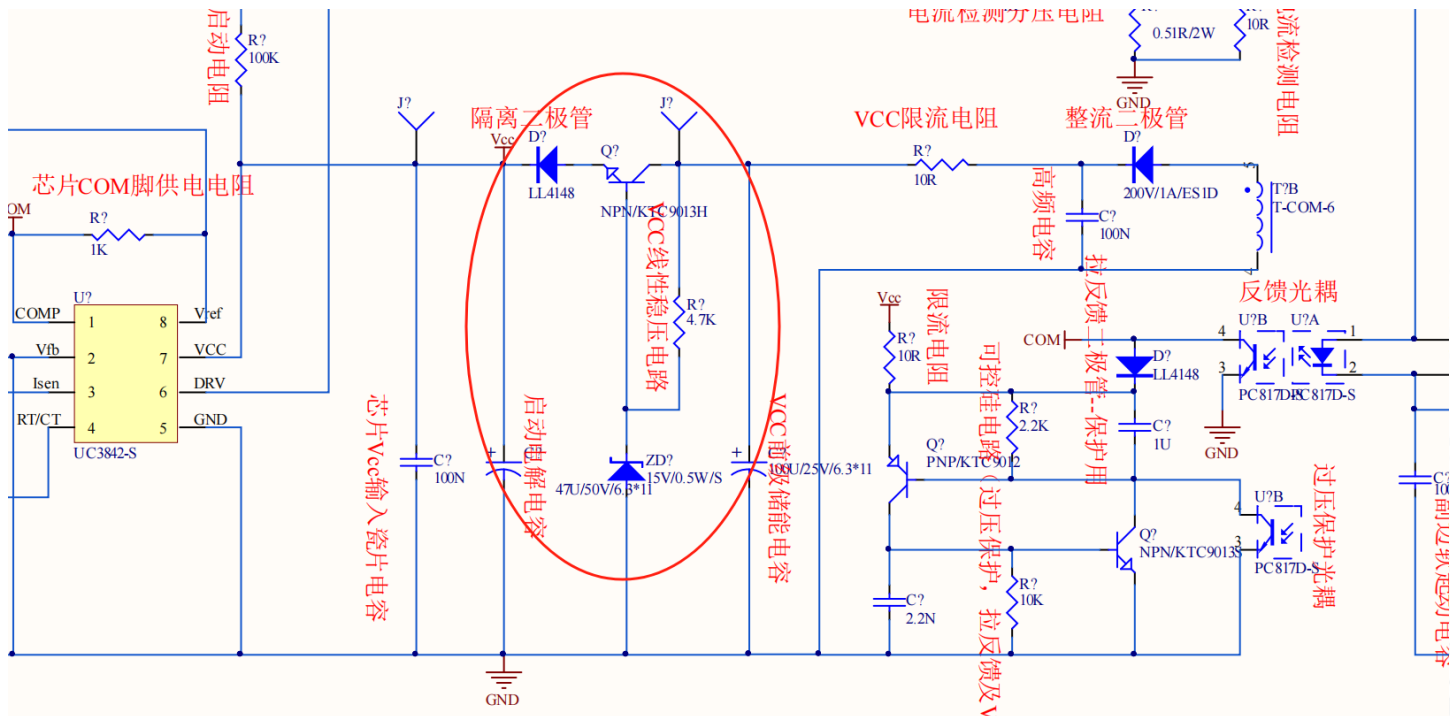
负载加重，占空比增加，辅助绕组和输出绕组耦合，本应呈现相同的变化趋势。但是辅助绕组是开环，没办法稳定，出现VCC上升。

变压器的VCC辅助绕常见问题是，绕组轻载电压不够或者重载时VCC过压的情况，VCC辅助绕线能尽量耦合更好解决电压差异大这个问题（交叉调整率）。





问. 反激中，辅助绕组二极管过热怎么办？





谢 谢