

有源钳位变压器复位：高边还是低边？

摘要

有源钳位变压器复位技术相比传统单端复位技术有很多优点，如主开关 MOS 应力较低，能在零电压开关，减少 EMI 电磁干扰和占空比可以大于 50%。使用有源钳位的单端正激拓扑是目前最流行的，同样可以使用于反激电路。大量的文章报道了有源钳位技术比更为广泛的 RCD 钳位，线包复位和谐振复位性能要好。但是，具体应用是如何获得通过优化电路来获得有源钳位的最佳性能。

1. 简介

本文所写的有源钳位技术是有源钳位电路直接加在变压器初级两端或者直接加在主 MOS 开关两端。有趣的是作者对低边和高边的应用两者的优缺点提的很少或没有解释。在变压器高边和低边有源钳位应用中存在细微且应注意的差别。不同的电压在应用有源钳位复位时，导致不同的传输过程。这将影响钳位电容的容值和电压以及栅极驱动电路。

2. 低边钳位

图 1 所示为一个有全波整流和 LC 滤波的基本单端正激变换器。

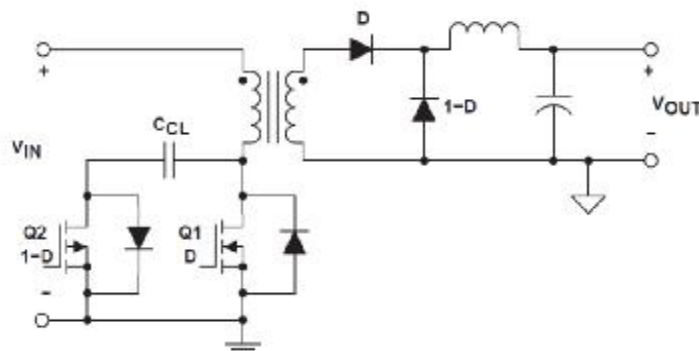


Figure 1. Low-Side Active Clamp Circuit

当主开关管 Q1 导通是，输入电压全部加在变压器励磁电感上，此过程为功率传输过程。

当辅助开关管 Q2 导通时，钳位电压加在励磁电感上的电压和 Q1 开通时相反，这个为变压器复位过程。低位钳位的特殊之处是辅助开关管 Q2，因为体二极管的方向，只能放置一个 P 沟道 MOS。因为这个原因，主要考虑低栅电荷 MOS，低 R_{DS} 为次要。（意思是说低栅电荷更重要）在 Q1 关闭，Q2 开通期间，还要加入死区时间。在死区时间期间，电流任然通过辅助 MOS 的体二极管 Q2 或主 MOS Q1。这就是俗称的谐振周期，具备了零电压 (ZVS) 开关的条件。这是有源钳位重要且独特的特征，但是这对于高边钳位还是低边前面没啥意义。

忽略漏感，低位钳位传输函数可以用变压器励磁电感伏秒平衡原则推导出。

$$D * V_{IN} = (1-D) * V_{C(LS)} - (1-D) * V_{IN} \tag{eq.1}$$

简化方程式 1，得到钳位电压 V_{C(LS)}，得：

$$V_{C(LS)} = \left[\frac{1}{1-D} \right] * V_{IN} \tag{eq.2}$$

值得注意的是方程式 2 跟非隔离 BOOST 变换器传递函数一样，这就是低边钳位通常被称为升压 (BOOST) 型钳位。

方程式 2 的结果给出了钳位电压和输入电压的传递函数关系。但是，注意图 1 中 MOS Q2 导通时，钳位电压加在主 MOS 的 D,S 之间而非变压器励磁电感两端，因此公式 2 可以扩展写成主 MOS 的 D , S 电压应力。

$$V_{DS(LS)}=V_{C(LS)}=\left[\frac{1}{1-D}\right]*V_{IN} \tag{eq.3}$$

在变压器复位期间，变压器初级极性反转，变压器初级边的电压为：

$$V_{RESET(LS)} = V_{C(LS)}-V_{IN} \tag{eq.4}$$

将公式 2 代入公式 4 简化得出输入电压和钳位电压关系传递函数为：

$$V_{RESET(LS)} = \left[\frac{D}{1-D}\right]*V_{IN} \tag{eq.5}$$

另外，单端正激变换器的占空比 D 可以用输入电压，输出电压和变压器的匝比 N ($N=\frac{N_p}{N_s}$) 来定义。

$$D=\left[\frac{V_O}{V_{IN}}\right]*N \tag{eq.6}$$

将公式 6 代入公式 3 和 5，简化得用 V_{IN},V_O 和 N 表达的 $V_{C(LS)}$ 和 $V_{C(LS)}$ 的表达式，如下公式 7,8:

$$V_{DS(LS)}=V_{C(LS)}=\frac{V_{IN}^2}{V_{IN}-N*V_O} \tag{eq.7}$$

$$V_{RESET(LS)}=\frac{V_O*V_{IN}*N}{V_{IN}-N*V_O} \tag{eq.8}$$

对于固定输出，固定匝比的钳位电压，变压器复位电压波形和输入电压的关系可以用图形表示。用输出电压为 4V (3.3V 加上压降)，图 2 绘制出不同变压器匝比的公式 7 的结果：

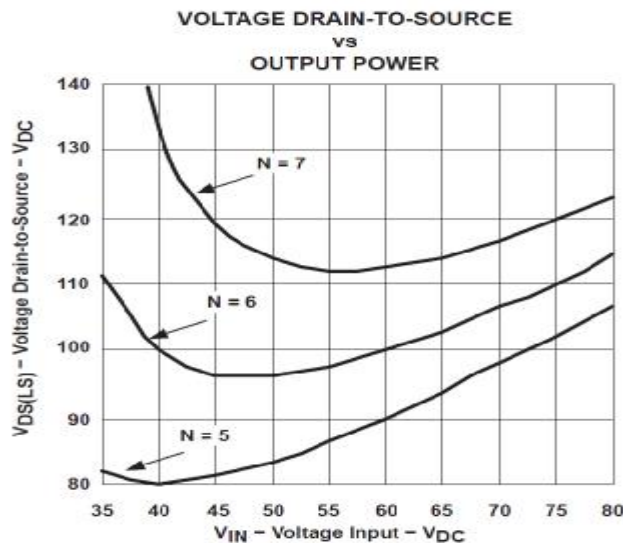


Figure 2.

图 2 中得出，在输入电压最低时（最大占空比 D），MOS 的电压应力急剧变化。因为这个原因，如图 4 中 PWM 控制器 UCC2891，必须提供准确的最大占空比限制能力。急剧变化的结果能破坏 MOS 的耐压或超过 MOS 的额定耐压。从有源钳位设计的角度，图 2 所示的波形可以帮助开始设计功率级。可以通过极端输入电压相对稳定的 $V_{DS(LS)}$ 值选择变压器的匝比。图 2 所示工作在全电信输入电压范围 ($36V < V_{IN} < 75V$)，根据 $V_{IN}=36V$ 和 $V_{IN}=75V$ 时的 110V 选择的匝比 $N=6$ 的典型正激变换器。图 2 中 MOS 的电压同样可以看成钳位电容 C_{CL} 的电压。因此，钳位电容的选择必须能够承受降额后的全部钳位电压（钳位电压给一定的降额因子）。选择了匝比为 6 后，同样能够通过公式 8 绘制出钳位电压和输入电压的关系如图 3:

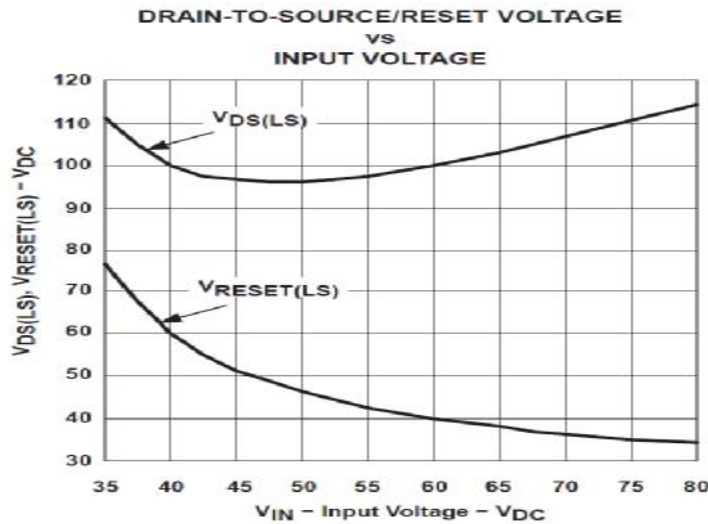


Figure 3.

3. 低边钳位门极驱动注意事项

既然确定了辅助 MOS 低位钳位，必须放置一个 P 沟道 MOS，需要充分的负栅极电压加在驱动上。然而大多数 PWM 控制器或门极驱动器不产生低于参考地的负电压输出。图 4 所示一个门级驱动器加在低边钳位上，低边驱动电路或 PWM 门极信号可以直接驱动 P 沟道 MOS。无论驱动信号来自谁，主开关的驱动电压必须和辅助开关的驱动电压同步同相，如图 4 所示的时间图（没有死区延时）。使用先进的 PWM 控制器，如 UCC2891，驱动 MOS 就简单了。内部有 $\pm 2A$ 的驱动器，用户可编程死区时间和精确最大占空比限制，UCC2891 提供了精确的相位和专为低边有源钳位设计的驱动信号。

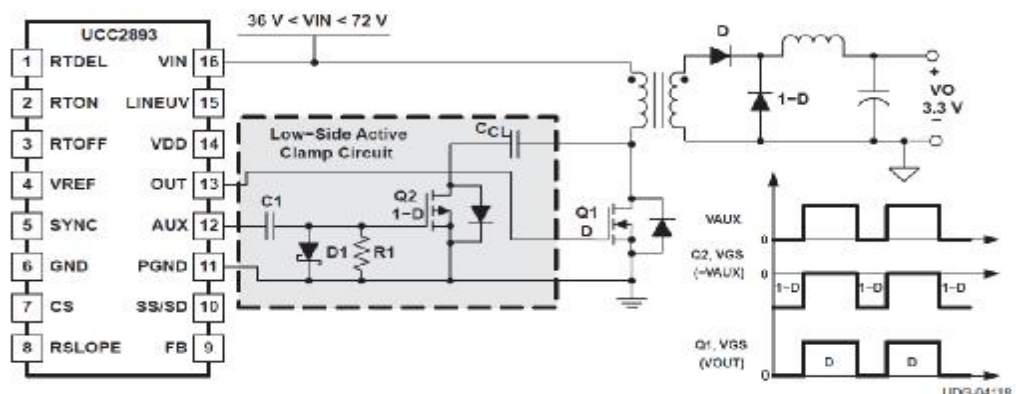


Figure 4. Low-Side Clamp and Gate Drive Circuit

首先，PWM 驱动信号， V_{AUX} 为正， $D1$ 和 $C1$ 正向偏置充电为负 V_{AUX} 电压。然后电容器的

电压通过 R1 放电。如果公式 9 中 RC 时间常数比开关周期长, C1 两端的电压保持相对稳定。Q2 栅极就产生一个相对于 0V 的负 V_{AUX} 电压。因此 V_{AUX} 有效的转换为负, 能够充分驱动 P 沟道 MOS:

$$R1 * C1 \cong \frac{100}{F_{PWM}} \quad (eq.9)$$

4. 高边钳位

图 5 所示跟图 1 一样的正激变换器的高边钳位图:

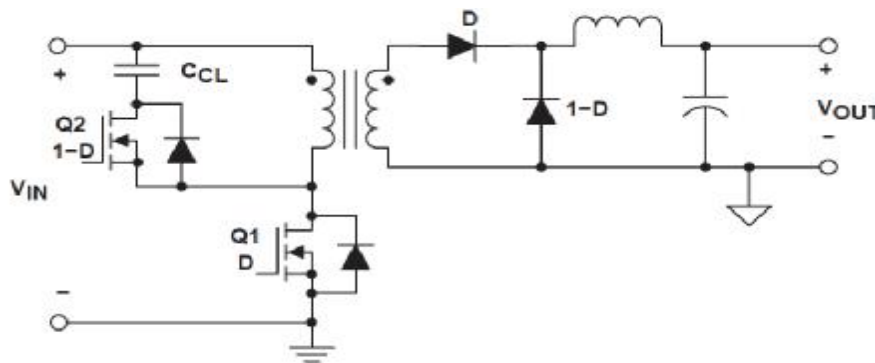


Figure 5. High-Side Active Clamp Circuit

跟低位钳位一样, 当主 MOS Q1 导通时, 输入电压施加在变压器的励磁电感上, 被称为功率传输过程。当辅助 MOS Q2 导通时, 钳位电压 $V_{C(HS)}$ 直接加在变压器的励磁电感上, 这个称为变压器的复位过程。这跟施加在主 MOS 的 D,S 两端的低边钳位是完全不同的。因为体二极管的原因, 高边钳位 MOS 管必须是 N 沟道的。跟低位钳位类似, 主要损耗来自门极充电损耗, 所以 MOS 同样必须选择低门极电荷的。

忽略漏感, 高位钳位传输函数可以再次用变压器励磁电感伏秒平衡原则推导出。

$$D * V_{IN} = (1 - D) * V_{C(HS)} \quad (eq.10)$$

简化公式 10, 得钳位电压 $V_{C(HS)}$

$$V_{C(HS)} = \left[\frac{D}{1 - D} \right] * V_{IN} \quad (eq.11)$$

有趣的是公式 11 跟非隔离反激变化器的传递函数一样, 所以高边钳位也叫反激型钳位。

公式 11 传递函数的结果表达了输入电压跟钳位电压的关系。从图 5 中知道 Q2 导通是, 输入电压直接加在变压器励磁电感上。因此展开公式 11 得 $V_{RESET(HS)}$ 得表达式为:

$$V_{RESET(HS)} = V_{C(HS)} = \left[\frac{D}{1 - D} \right] * V_{IN} \quad (eq.12)$$

在变压器复位期间, 变压器的极性反转, 所以主 MOS 的 D,S 之间的电压为:

$$V_{DS(HS)} = V_{IN} + V_{C(HS)} \quad (eq.13)$$

如果展开公式 11 得到的 $V_{C(HS)}$ 代入公式 13, 得到输入电压和 MOS 的漏源极电压的传递函数为:

$$V_{DS(HS)} = \left[\frac{1}{1 - D} \right] * V_{IN} \quad (eq.14)$$

公式 6 代入公式 12、14，简化得用 V_{IN} 、 V_O 和 N 表达的 $V_{RESET(HS)}$ 和 $V_{DS(HS)}$ 公式：

$$V_{RESET(HS)}=V_{C(HS)}=\frac{V_{IN} * V_O * N}{V_{IN} - N * V_O} \tag{eq.15}$$

$$V_{DS(HS)}=\frac{V_{IN}^2}{V_{IN} - N * V_O} \tag{eq.16}$$

公式 15 的结果可以用图形表示固定输出，固定匝比的钳位电压，变压器复位电压波形和输入电压的关系可以用图形表示。用输出电压为 4V（3.3V 加上压降），图 6 绘制出不同变压器匝比的公式 15 的结果：

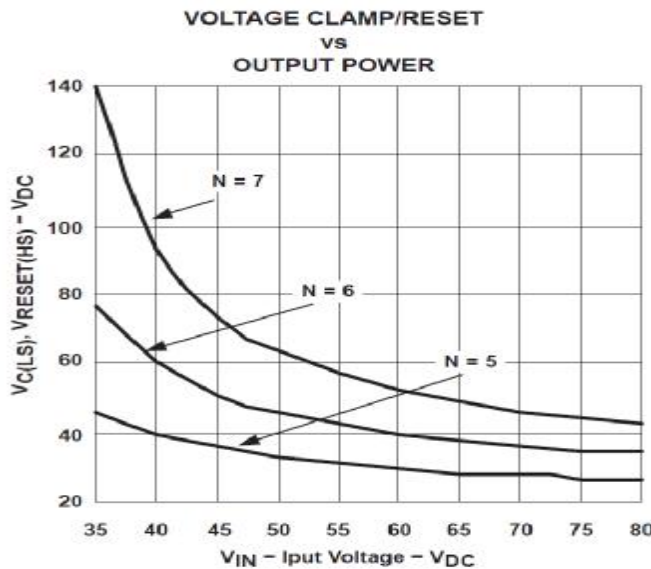


Figure 6.

因为通过公式 16 得到的图形 6 跟公式 7 得到低位钳位的一样，因此图 2 也可代表公式 16 的结果。

5. 高边钳位栅极驱动注意事项

跟图 4 所示的低边钳位不同，高位钳位使用 N 沟道的 MOS 做为辅助开关。假设 PWM 芯片内部没有内置高边驱动器，就要用如图 7 中 1:1 的驱动变压器或者专用高边驱动芯片。高边驱动电路中主开关的驱动电压也必须和辅助开关的驱动电压异步异相，如图 7 所示（没有死区延时）。

UCC2893 的电气性能跟图 4 所示的 UCC2891 一样，只有一点不同，UCC2891 内置低边钳位电路，UCC2893 则提供了精确的相位控制和高边钳位驱动信号。因此，UCC2893 提供的主，辅输出相位相反，如图 7 中的时间图：

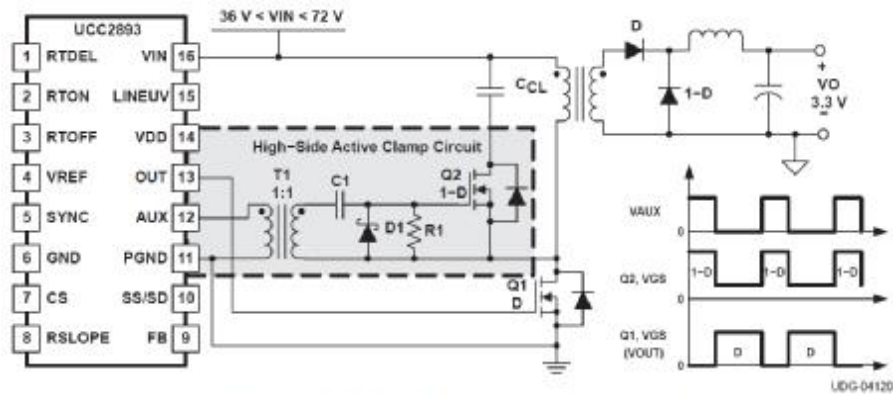


Figure 7. High-Side Clamp and Gate Drive Circuit

6. 钳位电容的选择

无论是高边钳位或低边钳位，变压器初级的伏秒必须使得复位电压相等。因为两种电路的 MOS 电压力和变压器复位电压都是一样的，但是必须考虑钳位电容两端电压的变化。钳位电容电压变化的细节可以看出钳位电压传输函数的不同。

$$\Delta V_C = V_{C(LS)} - V_{C(HS)} \tag{eq.17}$$

公式 2 和 11 代入公式 17 得：

$$\Delta V_C = \left[\frac{1}{1-D} \right] * V_{IN} - \left[\frac{D}{1-D} \right] * V_{IN} = V_{IN} \tag{eq.18}$$

公式 18 的结果是低压钳位电压像比高压钳位电压要高压输入电压，图 8 所示三者的关系：

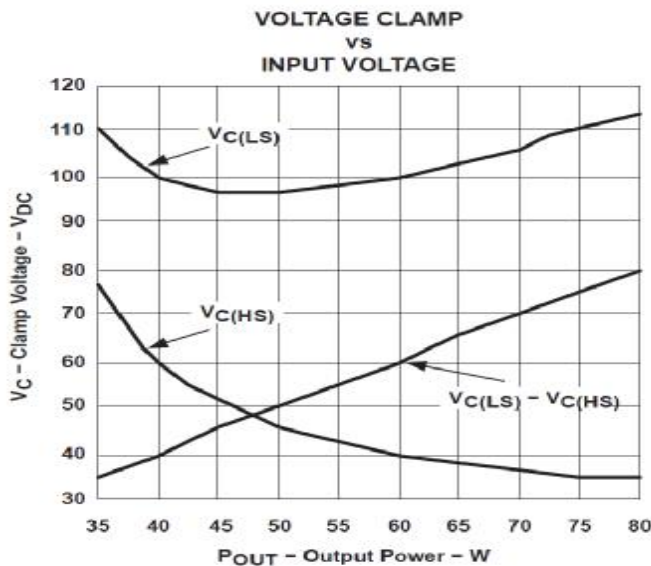


Figure 8.

因此，钳位电容的选择首先要知道在给定的输入电压范围内电容的耐压。图 8 所示 ΔV_C 随输入电压线性变化。高输入电压时，高边钳位的电压应力较小。然而电容的选择必须基于最低输入时的钳位电压，最大占空比，本例中约为 80V。

钳位电容的容量值选择主要是要能承受其纹波电压。此外，假设电容的容量足够大，其

钳位电压近似一个恒定的电压。但是，根据公式 2、11 看出钳位电压随输入电压变化的关系。当占空比线性稳态或暂态被控制，产生一个很短的时间给钳位电压，变压器的钳位电压随之变化。大容量电容产生较少的纹波电压，但是限制瞬态响应。较小容量电容在高纹波电压下瞬态响应快速（意思是说，容量小了，纹波电压高）。理想的钳位电容选择必须承受一些纹波电压但是有不能超过主 MOS、Q1 的漏源电压应力。允许大约 20% 的纹波电压，同时注意主 MOS 的 V_{DS} 。

一个简单的方法来得到 C_{CL} ，就是使得谐振时间常数远大于最大关闭时间。虽然其他因素如功率传输时间，控制回路的带宽等也会影响瞬态响应，公式 19 的办法从有源钳位的角度看保证了瞬态响应。

$$2 * p * \sqrt{L_{mag} * C_{CL}} > 10 * t_{OFF(max)} \quad (eq.19)$$

公式两边同时除以总时间周期 T，通过已知的参数可以解出 C_{CL} ：

$$C_{CL} > \frac{10 * (1 - D_{MIN})^2}{L_{mag} * (2 * p * F_w)^2} \quad (eq.20)$$

通过公式 20 计算的 C_{CL} ，通过实际电路测量纹波电压得的最终设计的电容值可能跟计算的值有差异。公式 20 可以应用于高边，低边钳位电路，对于每个案例理想的钳位电容值是相同的（是说同一案例使用高或低钳位时，电容值相同，并不是说条件不同的电路电容值一样）。

7. 结论

有源钳位的高低应用有类似之处，也有一些不同。表 1 中总结了两者的相同和差异之处。两个电路的主 MOS 电压应力和变压器复位电压是相同的。虽然钳位电压传递函数的差异很小，但是对变压器匝比和钳位电容的选择有重要影响。对于单端电源转换器钳位电路的绝对电压应力，高边钳位是最好的选择。尽管高边钳位的整体钳位电压较低，但是电压趋势在最低输入，最大占空比时是更加急剧。因此必须精确限制最大占空比防止超过主 MOS 的耐压。高边钳位使用 N 沟道的 MOS，选择比低边 P 沟道要多。然而高边钳位需要一个信号变压器，对于成本较为苛刻的低边相对较好。

最终结论：100V 以下一般用低边钳位，100V 以上用高边钳位（个人认为哦，毕竟目前 P 沟道的 MOS 较少，耐压也不高）

图 1：高/低边钳位对照

参数	高边钳位	低边钳位
V_{DS}	$\frac{1}{(1-D)} * V_{IN}$	$\frac{1}{(1-D)} * V_{IN}$
V_{RESET}	$\frac{D}{(1-D)} * V_{IN}$	$\frac{D}{(1-D)} * V_{IN}$
V_C	$\frac{D}{(1-D)} * V_{IN}$	$\frac{1}{(1-D)} * V_{IN}$
C_{CL} 电压值	输入电压最低，占空比最大时，电压最高 宽输入应用应注意	随输入电压升高而高 变压器匝比限制电容电压 注意离线，高压应用

C _{CL} 容量值	相同	相同
辅助 MOS	N 沟道 MOS 离线应用必须选择 400V 或以上	P 沟道 MOS 不能选择 400V 及以上的 MOS P 沟道 MOS 较少
栅极驱动	需要驱动变压器 主 MOS 和辅助 MOS 输出反相 (UCC2893)	RCD 直接驱动 主 MOS 和辅助 MOS 输出同相 (UCC2891)

相比高边钳位，低边钳位在很好的选择了匝比后，钳位电压控制的更好。栅极驱动更为简单，不需要驱动变压器。当输入电压是 2:1 或者更高（输入范围更宽），高占空比可以较少钳位电压的变化。

拓扑比较

	双管正激	LLC 半桥谐振	有源钳位正激
变压器	容易设计 对漏感敏感 工作在一个象限 较低的爬电距离	难设计 控制漏感 工作在二个象限 较低的爬电距离	难设计 对漏感不敏感 工作在二个象限 较高的爬电距离
MOS	500V(600V) 两颗大电流器件	500V(600V) 两颗大电流器件	800V 一颗大电流，一颗小电流
输出电感	传统设计	无	传统设计（小于约 15%）
输出电容	传统设计	需要高纹波电流的电容（损耗更高），寿命相对短	传统设计
交叉稳压	采用电感耦合较好	不太好	采用电感耦合较好
开关方式	硬开关	软开关	软开关
效率	中等	高	高

用有源钳位 PWM 控制器 UCC2891 设计高效电源

摘要

高度集成的电流型有源钳位 PWM 芯片 UCC2891 为有源钳位正激或反激提供了精确的控制。UCC2891 数据表提供了所有需要的设计细节来精准编程芯片。但是，也有有源钳位功率级的重要的设计和权衡事项必须事先设定芯片。以有源钳位正激变换器做为示例，钳位、功率级、控制回路补偿在下面有详细的应用指南，作为 UCC2891 数据表的补充。

目录

1. 简介

版本：V1.0（枪版）

文档资料来自 TI,ON 文档

2010-05-04

2. 有源钳位开关基础
 - 2.1: $t_0 \rightarrow t_1$: 功率变换传输
 - 2.2: $t_1 \rightarrow t_2$: 谐振
 - 2.3: $t_2 \rightarrow t_3$: 有源钳位
 - 2.4: $t_3 \rightarrow t_4$: 谐振
3. 设计规范
4. 功率级设计
 - 4.1 输出功率级设计
 - 4.2 变压器注意实现
 - 4.3 有源钳位电路设计
 - 4.4 主 MOS (Q_{MAIN}) 选择
 - 4.5 输入电容
 - 4.6 电流检测
 - 4.7 功率级损耗综述
5. 光耦电压反馈
6. 反馈回路补偿
7. 设定 PWM (UCC2891) 芯片
 - 7.1 第一步: 振荡
 - 7.2 第二步: 软启动
 - 7.3 第三步: VDD 旁路要求
 - 7.4 第四步: 延迟设置
 - 7.5 第五步: 输入电压监测
 - 7.6 第六步: 电流检测滤波和斜率补偿
8. 原理图和材料清单
9. UCC2891 设计的性能数据
10. 设计改进
 - 10.1 主 MOS 的 ZVS
 - 10.2 输出软启动
 - 10.3 功率级效率改进
11. 结论
12. 参考
 1. 简介

在 50W 到 500W 范围内单路和多路输出电源单端正激变换是最受欢迎的。虽然有多种技术实现变压器复位,但是获得最佳性能有源钳位乃是迄今为止最好的。选择有源钳位的原因有,ZVS 零电压开关,低电压应力,占空比大,减少 EMI 和效率的显著提高。有源钳位其中一个缺点是必须精确限制占空比。如果没有钳位最大值,占空比的增大会是变压器饱和或增加主开关的电压应力,这是要命的。另一个缺点是需要先进的控制技术使得主开关和辅助开关驱动同步延时。UCC2891 的性能之一是能精确编程占空比(不超过 $\pm 3\%$)。UCC289X 系列提供在高边钳位或低位钳位中驱动 N 沟道或 P 沟道 MOS 的能力。使用 UCC2891 精确编程主开关和辅助开关的延时,可以消除有源钳位的弊端。对于任何电源的设计,在满足给定的条件下需要小心设计功率级,控制回路,控制芯片的设置。对于有源钳位拓扑,下面的设计实例中讨论一些额外因数。虽然实例突出了使用 UCC2891 使用的亮点,功率级,有源钳位,控制回路,芯片设置的设计过程以及 ZVS 有关的理论发展都适用于 UCC2891/2/3/4

版本: V1.0 (枪版)

文档资料来自 TI,ON 文档

2010-05-04

和 UCC2897。

2. 有源钳位基础

在功率级设计之前，重要的是先从根本上了解有源钳位变换的时序。文献 6,7 提出了八个不同的开关间隔，深入研究钳位电流的走向。以低位钳位为例，完整的开关周期， $t_0 \rightarrow t_4$ ，可以简化和解释 4 个不同的开关时间，如图 1 到图 4。

2.1 $t_0 \rightarrow t_1$ ：功率变换传输

当主开关开通时，在这个期间功率传输给次级，在适当的条件下，刚好在体二极管导通后 ZVS 开通如图 4。初级电流为初级励磁电流加上次级反射电流流经主 MOS 的沟道电阻。在次级边，正向整流器 Q_F 导通，同时供应满负载电流。在上一个状态，负载电流通过同步整流管 Q_R 的体二极管续流，因此 Q_R 存在一些类似硬开关的开通损耗。

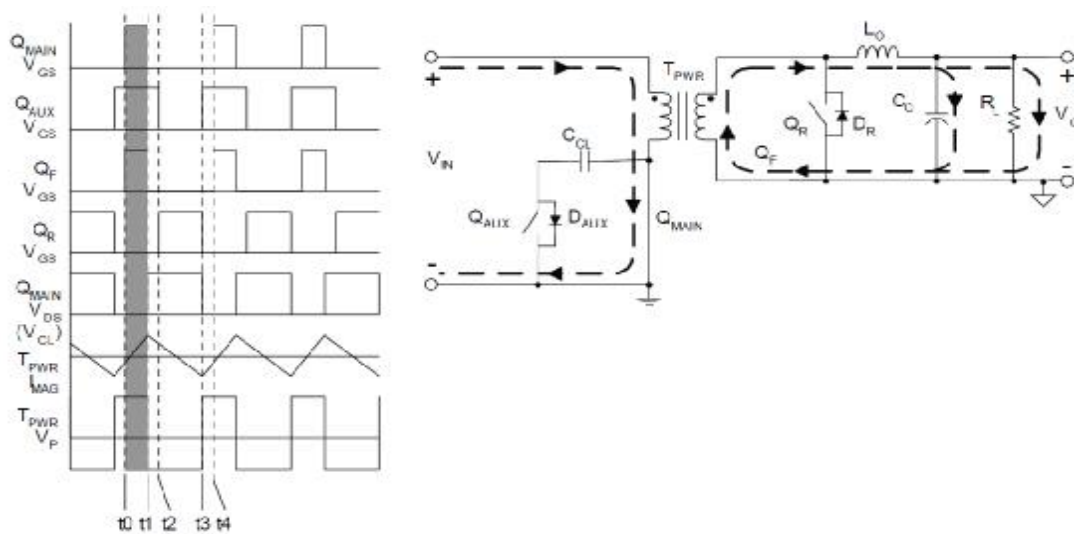


Figure 1. $t_0 \rightarrow t_1$: Power Transfer Interval

2.2: $t_1 \rightarrow t_2$ ：谐振

这是首先谐振的一个完整周期内两个谐振状态之一。在此期间主开关 Q_{MAIN} 在 ZVS 关断，初级电流任然流通，更改通过钳位开关 Q_{AUX} 的体二极管 D_{AUX} 流通。因为初级电流的流向，对于低边钳位应用必须放置 P 沟道 MOS（体二极管反向）。当次级负载电流续流时，初级没有次级反射电流，因此只有变压器的励磁电流流过钳位开关 Q_{AUX} 的体二极管 D_{AUX} 。因此在钳位开关 Q_{AUX} 在 ZVS 条件下开通，体二极管 D_{AUX} 导通损耗是最小的。在主开关 Q_{MAIN} 关闭和钳位开关 Q_{AUX} 开通间的延时，称为谐振周期，是有源钳位变换器区别于其他复位的单端正激变换器特征。在硬开关中 Q_F 关闭时，满负载电流通过 D_R 续流。对于大电流的应用， D_R 的导通损耗占总损耗的比较大，它是限制高频开关的关键因素。然而， Q_R 的体二极管 D_R 也是在近 ZVS 条件下开通。虽然自驱动同步整流是不肯能的，但是我们还是希望 D_R 的导通接近零，但任然允许 Q_R 在 ZVS 开通。

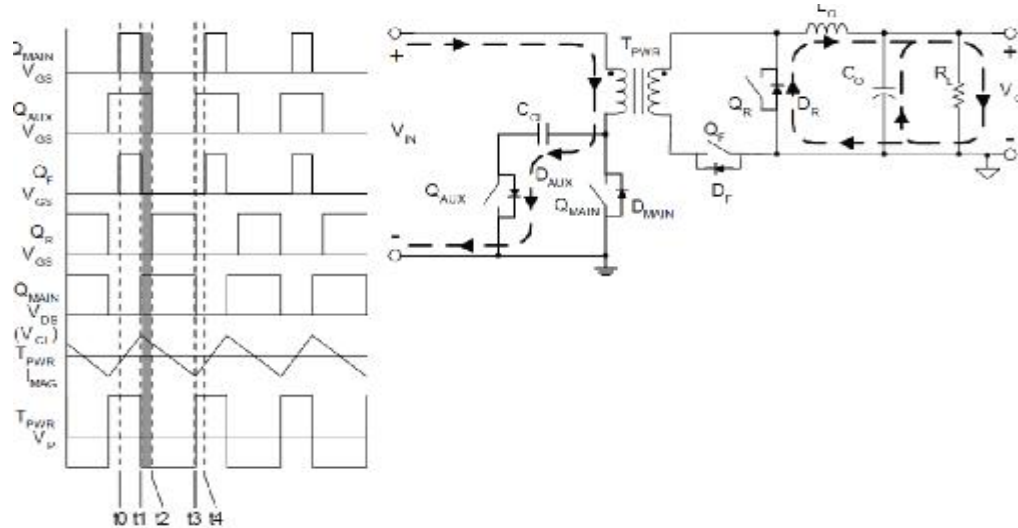


Figure 2. t1 → t2: Resonant Interval

2.3: t2→t3: 有源钳位

这是有源钳位期间，这时变压器复位。图 3 所示，初级电流流向反转，电流由正过渡到负较平滑，真正的硬转换是在上一个状态的励磁电流达到最大正极峰值电流时。在初级边，QAUX 完全打开，输入电压和钳位电容电压差加在变压器初级。QAUX 承受的导通损耗最小，因为只有励磁电流漏过沟道电阻。反过来，在次级边，所有的负载电流通过 QR 的沟道电阻，这时 QR 经受高导通损耗。

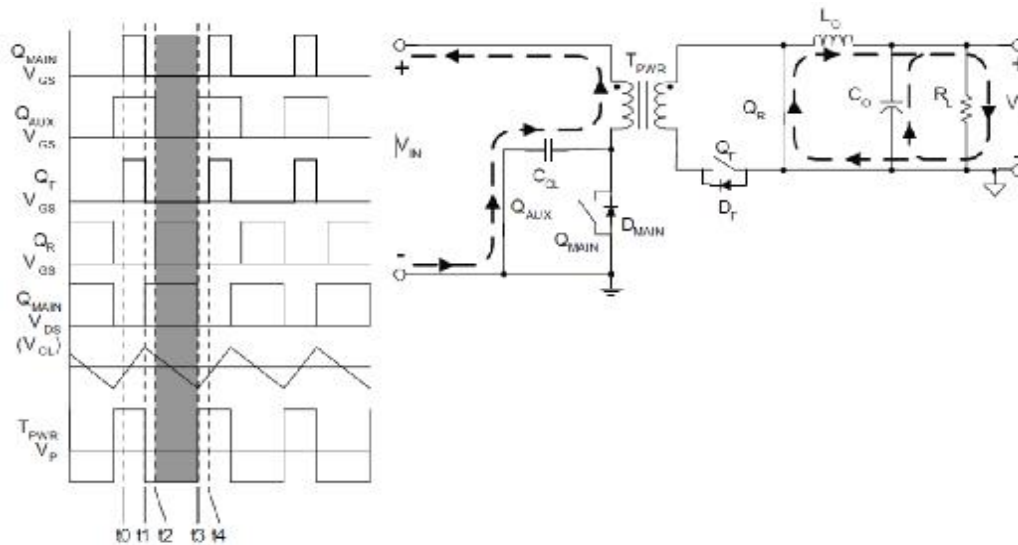


Figure 3. t2 → t3: Active Clamp Reset Interval

2.4: t3→t4: 谐振

这是一个完整周期内的第二次谐振。在此期间钳位开关 QAUX 在 ZVS 关断，初级电流任然流通，更改通过主开关 QMAIN 的体二极管 DMAIN 流通。初级电流再次反向流通，在此期间其实电流已经开始向反方向过渡。这跟励磁电流波形显示相一致，电流会达到负的最大峰值。QMAIN 的体二极管开始为主开关零电压开关（ZVS）创造条件。应注意在有些条件下，

版本：V1.0（枪版）

文档资料来自 TI,ON 文档

2010-05-04

Q_{MAIN} 可能不在 ZVS 开通。4.4 节会进一步解释。次级边，在 Q_R 关闭之前 D_R 开始导通。因此 Q_R 在 ZVS 关闭，但是类似 $t_0 \rightarrow t_1$ 状态不可避免产生体二极管导通损耗。在 t_4 结束时，开关周期恢复到 $t_0 \rightarrow t_1$ ，开始重复开关周期。

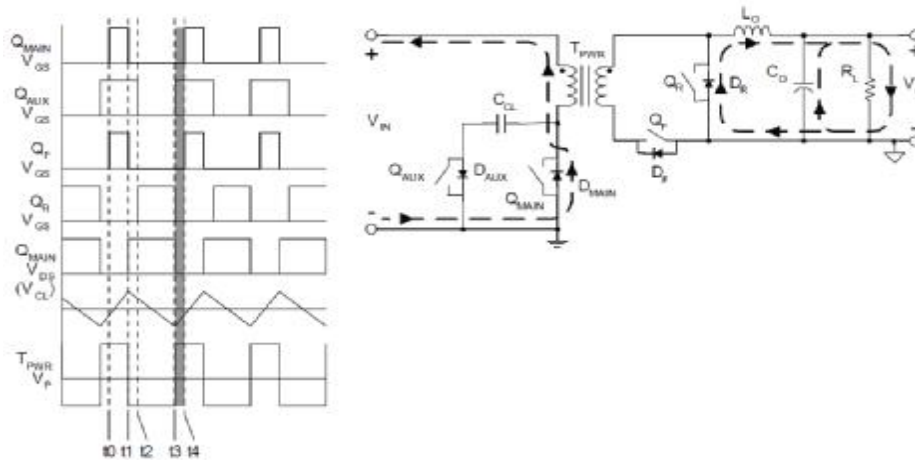


Figure 4. $t_3 \rightarrow t_4$: Resonant Interval

3. 设计规范

以输出 3.3V 电流 30A 的 100W 正激变换器的设计来展示 UCC2891 有源控制器的优点。变换器的输入电压范围为 $36V < V_{IN} < 75V$ 。表 1 列出来一些设计要点。机械实现半砖设计。

表 1: UCC2891 设计实例规格

参数	符号	最低值	正常值	最大值	单位
输入电压范围	V_{IN}	31	48	72	V
输入开启电压	V_{ON}		35		
输入关闭电压	V_{OFF}		34		
满载效率	η	85%	90%		
占空比	D			0.6	
输出电压	V_O	3.135		3.465	V
输出纹波电压	$V_{O(RIP)}$		33		mVpp
输出电流	I_O	0		30	A
输出电流限制	I_{LIM}			32	
开关频率	F_{SW}	275		325	KHz
控制回路带宽	BW	5		10	
相位裕度	ϕ_M	30		60	度
环境温度	T_A		25	40	$^{\circ}C$

4. 功率段设计

图 5 所示搭建有源钳位正激变化器的功率段所需要的关键元件。

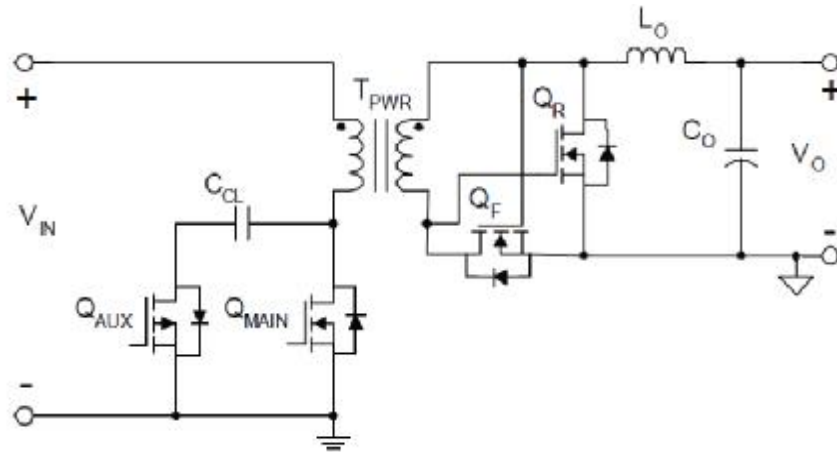


Figure 5. Active Clamp Forward Converter Power Stage

功率段有源钳位部分由辅助开关 Q_{AUX} 和钳位电容 C_{CL} 组成。因为 Q_{AUX} 对地应用，称之为低边有源钳位。片段 4.3 详细讨论有源钳位的细节。对于 3.3V/30A 的输出，为了高效率尤其是满载效率级使用自驱动同步整流，正向整流管 Q_F 和续流管 Q_R 。功率段的设计开始于次级元件的选择。

4.1 次级功率段的设计

使用线圈复位的正激变换器的占空比通常限制在 50%。RCD 和谐振复位一般略大于 50%，但是有源钳位变换器可以轻松的设置 60%，有些低电压的设计甚至可以达 70%。对于本例来说，在 36V 正常工作时占空比限制在 60%。在 72V 输入时约为 30%。输出电感可以通过假设最大允许的纹波电流 ΔI_{LO} 来计算。

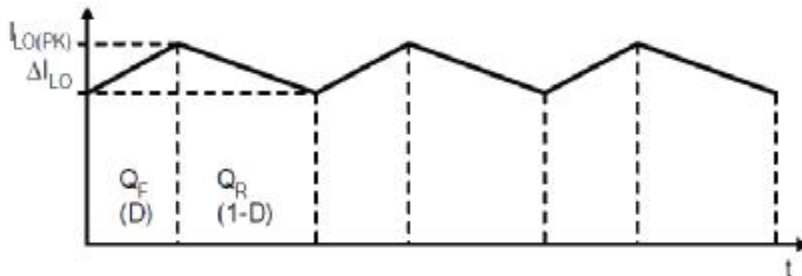


Figure 6. Output Inductor Current Waveform

4.1.1 输出电感

假设电感纹波电流峰峰值为输出电流的 15%，法拉第定律 (1) 可以用来求解 L_O 。

$$L_O = \left(\frac{V_O}{0.15 * I_{O(MAX)} * F_{SW}} \right) * (1 - D_{MIN}) \quad (1)$$

$$L_O = \left(\frac{3.3V}{0.15 * 30A * (275 * 10^3 \text{ Hz})} \right) * (1 - 0.3) = 1.87 \text{ mH} \quad (2)$$

取值大于计算值时流过电感的纹波电流较少，取值小于时必须允许更大的纹波电流和更小的电感值。牢记， ΔI_{LO} 越大，输出电容的 RSM 电流越大，整流器的开关损耗就会增加一些。

当决定电感的正常值时需考虑成本问题。对于本例，因为机械尺寸和可以重复设计使用的特性而现成的平面磁芯。PA0373 是电感为 $2\mu H$ ，额定电流为 $30A$ ，饱和电流为 $35A$ 的平面磁芯。PA0373 还包含一个 1:4（初级：辅助）额外线圈，可以用作初级供电， V_{BOOT} 。

通过(3)和已知的取值可以计算出 ΔI_{LO} (4)

$$\Delta I_{LO} = \left(\frac{V_O}{L_O * F_{SW}} \right) * (1 - D_{MIN}) \quad (3)$$

$$\Delta I_{LO} = \left(\frac{3.3V}{2 * 10^{-6} * (275 * 10^3 H)} \right) * (1 - 0.3) = 4.2 A_{pp} \quad (4)$$

$4.2A_{pp}$ 约为输出电流的 14%，这是个可以接受的值。通过 (5) 计算出最大电感 RSM 值为 $30.1A$ ，很接近输出电流。计算出的值可以用作设计检查，确保输出电感运行时不接近饱和。

$$I_{LO(RSM)} = \sqrt{I^2_{O} + \frac{\Delta I^2_{LO}}{3}} = \sqrt{30A^2 + \frac{4.2A^2}{3}} = 30.1 A_{RMS} \quad (5)$$

当 Q 导通的续流期间，输出电感两端的电压被认为是简单的稳定输出电压。PA0373 有个 1:4 的额外线圈，下面表达式写出 V_{OUT} 和 V_{BOOT} 的关系。

$$V_O * (1 - D) = \frac{V_{BOOT} + V_{D(BOOT)}}{N_{BOOT}} * (1 - D) \quad (6)$$

解 (6) 的 V_{BOOT} ：

$$V_{BOOT} = (N_{BOOT} * V_O) - V_{D(BOOT)} \quad (7)$$

通过 (7) 和假设肖特基二极管管压降为 $0.5V$ ，(8) 计算出的值为 $12.7V$ 。对于不同的 V_{OUT} 和 V_{OUT} ，(6) 可以用来重新计算电感的主，辅助线圈圈数比。

$$V_{BOOT} = (4 * 3.3V) - 0.5V = 12.7V \quad (8)$$

图 7 所示辅助线圈在正常稳定条件下的应用，然而从(7)注意到实际值依赖于输出电压 V_{OUT} 。在不正常条件下如过流或短路时，输出电压不再调整， V_{BOOT} 低于 PWM 控制芯片的欠压阈值导致变换器进入打嗝模式。如果在故障条件下输出跌出调整时仍需要保持 PWM 控制芯片的功能，偏置电压独立调整的值必须在 UCC2891 欠压阈值以上。

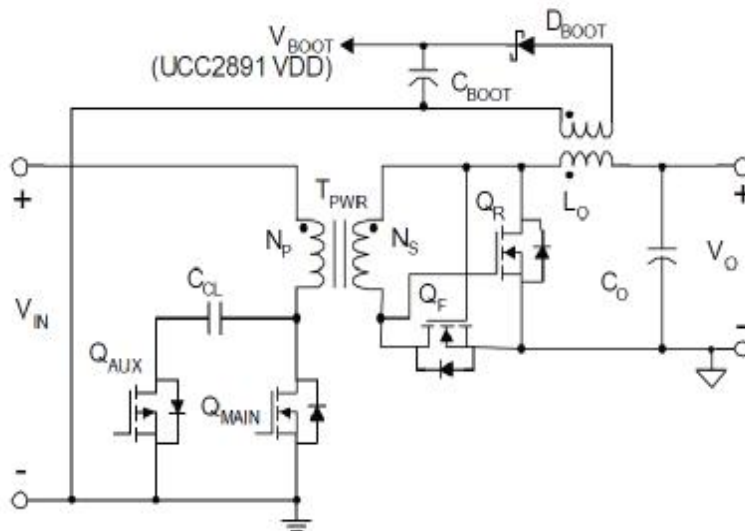


Figure 7. UCC2891 Bootstrap Bias Supply

从 UCC2891 的数据表得到，最小电压为 12.5V，最大启动电流为 500 μ A。通过这些信息和 (9) 可以计算出启动电容。

$$C_{BOOT} = I_{START} * \left\{ \frac{(1 - D_{MIN})}{F_{SW} * \Delta V} \right\} \quad (9)$$

(9)代入已知的值解的：

$$C_{BOOT} = 500 * 10^{-6} A * \left\{ \frac{(1 - 0.3)}{(275 * 10^3 Hz) * (12.7V - 12.5V)} \right\} = 6.4 * 10^{-9} F \approx 10nF \quad (10)$$

4.1.3 输出电容

具体应用电容的选择取决于很多因素如成本、尺寸、性能和可用性。本例根据输出电压的 1%纹波电压或 33mV 来决定输出电容。已知 (4) 计算的电感纹波电流，(11) 可以计算出最小输出电容容量，(12) 计算的结果为 58 μ F。

$$C_{O(MIN)} = \frac{\Delta I_{LO}}{8 * F_{SW} * \Delta V_{O(RIP)}} \quad (11)$$

$$C_{O(MIN)} = \frac{4.2A_{pp}}{8 * (275 * 10^3 Hz) * (33 * 10^{-3} V)} = 58mF \quad (12)$$

(12)得到的值只影响电容的纹波电压，最终选择主要考虑 ESR 和输出暂态。要限制输出纹波电压低于 33mV，总的电容 ESR 必须比 (14) 的值低。

$$R_{ESR(OUT)} \leq \frac{\Delta V_{O(RIP)}}{\Delta I_{LO}} \quad (13)$$

$$R_{ESR(OUT)} \leq \frac{33 * 10^{-3} V_{pp}}{4.2A_{pp}} = 8m\Omega \quad (14)$$

如果设计要求瞬态，那么输出电容的选择从输出瞬态过冲电压 (V_{OS}) 推出， V_{OS} 可以通过一次负载电流阶跃。通过电容能量和电感能量相等，通过 (15) 可以得出 C_O 。

$$C_O = \frac{L_O * I_{STEP}^2}{V_{OS}^2} = \frac{L_O * (I_{STEP(MAX)}^2 - I_{STEP(MIN)}^2)}{(V_{OS(MAX)}^2 - V_{OS(MIN)}^2)} \quad (15)$$

因为负载从 0 阶跃到 50% 额定负载过冲电压限制为额定值的 3%，(16) 计算的结果为 $672 \mu F$ 。

$$C_O = \frac{L_O * I_{STEP}^2}{V_{OS}^2} = \frac{(2 * 10^{-6} H) * (15 A^2 - 0 A^2)}{(3.4 V^2 - 3.3 V^2)} = 672 mF \quad (16)$$

在折中瞬态性能、小尺寸和成本后选用两个 $6.3V$ ， $330 \mu F$ 的 POSCAP 电容并联和 $10 \mu F$ 的陶瓷电容。三洋 POSCAP 电容，型号 6TPD330M，最大 ESR 为 $10m \Omega$ 和最大纹波电流为 $4.4A_{RMS}$ 。

从 (15) 看出 C_O 与 L_O 同比变化，但也跟 F_{SW} 和 ΔI_{LO} 有关。作为一方面的原因，这就是为什么交叉功率变化级如此受欢迎。降低 ΔI_{LO} 消除纹波影响可以允许更高频率工作，从而进一步减小 L_O 。 L_O 值越低 C_O 就越小，这就大大的减少了功率段 $L_O C_O$ 时间常数，得到极快的瞬态响应。对于中间总线应用，瞬态响应考虑的较少， C_O 完全可以根据 (12) 和 (14) 的结果选择 C_O 。

4.1.4 同步整流

在自驱动同步整流应用 MOS 的选择要考虑很多因素。自驱动应用中 MOSFET 的栅极驱动电压最理想的是直接来自变压器次级。因此，栅极驱动电压是不调整的（意思是说不稳定），而是输入电压和变压器复位电压除以变压器圈数比的函数。如果输入电压范围超过 2:1，自驱动是不能选用的，应考虑控制驱动方案。因此，从一个好的开始点粗略计算变压器匝比，然后根据输入电压范围计算出同步整流驱动电压的变化范围。通过输出电感电压的伏秒公式，最低次级输出电压 $V_{SN(MIN)}$ 的等式写出为 (17)。

$$V_{SN(MIN)} = \frac{V_O}{D_{MAX} - \left(\frac{t_{R(QMAIN)} + t_{F(QMAIN)} + t_{DELAY}}{T_{SW}} \right)} \quad (17)$$

由于 Q 的上升时间和下降时间以及延时时间（图 2 和图 4 所示）还不知道，最初的计算使用最坏情况的总周期的 3% 进行计算，使用公式 (18) 计算求解。

$$V_{SN(MIN)} = \frac{3.3V}{0.6 - \left(\frac{109 * 10^{-9} s}{3.64 * 10^6 s} \right)} = 5.79V \quad (18)$$

知道了最低输入电压，(18) 的结果可以用来计算变压器的匝比，(19) 计算出了结果

$$N = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{S(MIN)}} = \frac{36V}{5.79V} = 6.2 \approx 6 \quad (19)$$

同样可以：

$$N = \frac{V_{IN(MIN)} - V_{QMAINON}}{\frac{V_{OUT}}{D_{MAX}} + V_{QR(ON)}}$$

假设 MOS 导通压降为 0.3V，计算的结果为

$$N = \frac{36V - 0.3V}{\frac{3.3V}{0.6V} + 0.3V} = \frac{35.7V}{5.8V} = 6.15 \approx 6$$

再进一步简化，假设 MOS 压降忽略，得简单公式

$$N = \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}} * D_{MAX} \quad \text{呵呵，这是我自己搞的，对于输入电压较低时，计算有一定的误差}$$

差

四舍五入（19）结果得到最低整数结果匝比为 6，确保次级最小电压比（18）的结果大。正如前面提到的，同步整流栅极电压不能调整，下一步使用匝比为 6 在全输入范围内来确定每个栅极电压的变化量。Q_F 的 V_{GS} 跟输入电压除以匝比同比变化。对于输入电压 36V < V_{IN} < 75V，栅极电压为 6V < V_{GS(QF)} < 12V，这正好能充分驱动 MOS（逻辑 MOS），甚至是标准 MOS。对于续流 MOS，Q_R 的栅极电压为变压器复位电压除以变压器匝比。有源钳位拓扑的一个独特的事实是复位电压非线性，4.3 节会进一步讨论。对于输入电压 36V < V_{IN} < 75V，栅极电压 Q_R 在 5V < V_{GS(QR)} < 8V 之间（原文为 8V < V_{GS(QR)} < 5V，估计是笔误）。要选择合适的 MOS 必须知道最大 RSM 电流和最大漏源极电压。从图 5 所示的原理图明显知道 Q_F 的 V_{GS} 等于 Q_R 的 V_{DS}，Q_R 的 V_{GS} 等于 Q_F 的 V_{DS}。应经计算出了每个 MOS 的栅极电压了，V_{GS} 也就是已知的了。

回到图 6 的电感电流波形，用下面的公式来计算峰值电流

$$I_{LO(PK)} = I_{O(MAX)} + \frac{\Delta I_{LO}}{2} = 30A + \frac{4.2A}{2} = 32.1A_{PK} \quad (20)$$

Q_F 必须承受额定峰值电流像（20）所的值和功率传输间的 RMS 电流（21 计算的）。

$$I_{QF(RSM)} = I_{O(MAX)} * \sqrt{D_{MAX}} = 30A * \sqrt{0.6} = 23.24A_{RMS} \quad (21)$$

反过来，续流 MOS Q_R 必须承受流过（22）所定义的在有源钳位复位期间的电流。

$$I_{QR(RSM)} = I_{O(MAX)} * \sqrt{1 - D_{MIN}} = 30A * \sqrt{1 - 0.3} = 25.1A_{RMS} \quad (22)$$

因为占空比接近 50%，每个 MOS 的 RMS 电流几乎相等，所以使用同样的 MOS。表 2 总结了计算的参数和所需要的必要参数（20%余量）。

表 2 同步整流 MOS 规格参数

参数	Q _F	Q _R
计算的参数		
V _{GS}	6V < V _{GS} < 12V	8V < V _{GS} < 5V
V _{DS}	8V < V _{DS} < 5V	6V < V _{DS} < 12V
I _{D(I RMS)}	23.24A	25.1A
额定参数		

$V_{GS(max)}$	15V	15V
$V_{DS(max)}$	15V	15V
$I_{D(MAX)}(I_{RMS})$	30A	30A
$R_{DS(ON)}$	极低	极低
Q_G	一般	一般
MOS 数量 ¹	2	3

注 1：公式（31）、（36）确定

在关闭期间，正激有源钳位同步整流管在接近零电压时才打开。在导通期间， Q_F 承受一些开关损耗(估计原意是承受一些导通损耗，原文有一定错误)，但 Q_R 在零电压条件下开通。因为每个驱动器（MOS）要流过很高的平均电流，必须选择极低导通电阻的 MOS。但是， Q_F 也承受一些开关损耗(估计原意是也承受一些开通损耗，原文有一定错误)，所以不能麻木的选择极低导通电阻的驱动器，还应关注栅极电荷特性。

瑞萨的 HAT2165 具有在 $V_{GS}=12V$ 时，导通电阻为 $2.5m\Omega$ ， Q_G 为 $80nC$ 的特征。其最大额定值为： $V_{DS}=30V, V_{GS}=\pm 20V, I_D=55A$ 。封装为 LFPK，他是标准 SO-8 的热增强型版本。当他安装在 $40mm*40mm, 1$ 盎司的焊盘上对环境的热阻为 $60^\circ C/W$ 。设计环境温度 T_A 为 $40^\circ C$ ，并设置允许的最大节温为额定最大节温的 75%，就可以估计单个 LFPK 封装承受的最大功耗。

$$P_{QF(LIMIT)} = \frac{T_{j(MAX)} - T_A}{Q_{JA}} = \frac{(0.75 * 150^\circ C) - 40^\circ C}{60^\circ C/W} = 1.25W / MOSFET \quad (23)$$

总功耗的快速计算是为了承受 1.25W 功耗需要 Q_R 和 Q_F 几个。

4.1.4.1 Q_F 功率损耗计算

下面所有的损耗计算都是在最低电压、最大占空比和最大负载电流的最坏情况下的。开关损耗（26）已经计算过了。假设变压器和 Q_F 栅极之间的电阻小于 3Ω ，在最低电压时 V_{DS} 等于 $6V$ ，上升时间 $t_{R(QF)}$ 可以近似用（24）计算。从厂商数据可以知道 HAT2165 的 Q_G 约为 $80nC$ 。当 MOS 在 ZVS 关闭时，下降时间可以被忽略。

$$t_{R(QF)} \approx \frac{Q_G * R_{QF}}{V_{GS(QF)}} = \frac{80nC * 3\Omega}{6V} = 40ns \quad (24)$$

$$P_{SW(QF)} = \frac{V_{DS(MAX)} * \left(I_{O(MAX)} - \frac{\Delta I_{LO}}{2} \right) * t_{R(QF)} * F_{SW}}{2} \quad (25)$$

$$P_{SW(QF)} = \frac{5V * \left(30A - \frac{4.2A}{2} \right) * (40 * 10^{-9} s) * (300 * 10^3 Hz)}{2} = 837mW \quad (26)$$

当 Q_F 在零电压附近关闭时，关闭时有一些体二极管导通损耗。对于损耗估计，最差情况下体二极管的导通时间为 $50ns$ 是合理的，使用（27）计算。

$$P_{BD(QF)} = V_F * I_{QF(RMS)} * F_{SW} * t_{BD(QF)} = 1V * 23.24A * (300 * 10^3 Hz) * (50 * 10^{-9} s) = 350mW \quad (27)$$

RMS 电流流过沟道电阻的直接损耗为：

版本：V1.0（枪版）

文档资料来自 TI, ON 文档

2010-05-04

$$P_{C(QF)} = I_{QF(RMS)}^2 * R_{DS(ON)} = 23.24A^2 * (2.5 * 10^{-3} \Omega) = 1.35W \quad (28)$$

另外还有由栅极电容的充放电引起的额外较小损耗，当自驱动同步整流应用时，大多数损耗回给了负载。对于使用驱动器驱动的同步整流应用，只要驱动器的内阻比 MOS 内阻大的多少，同样存在同样的损耗。对于本例来说忽略了这些损耗。(30) 估计了单个 Q_F 的功率损耗。

$$P_{QF(MAX)} = P_{SW(QF)} + P_{BD(QF)} + P_{C(QF)} \quad (29)$$

$$P_{QF(MAX)} = 837mW + 350mW + 1.35W = 2.54W \quad (30)$$

2.54W 的功率耗散会使节温升高到 192°C，远超过 150°C 的限制。需要并联 MOS 来限制节温在 112°C，(31) 给出了数量。

$$QF_{NUM} = \frac{P_{QF(MAX)}}{P_{QF(LIMIT)}} = \frac{2.54W}{1.25W} = 2.03 \approx 2 \quad (31)$$

对于高安全的设计余量，理想的直接进位选择数量（即 3 个或更多），而计算的结果略大于 2，Q_F 选用两个并联。当然，当 MOS 并联时内阻低了，但是栅极所需要的电荷也多了。因此在某些情况下，并联后总损耗增加了，但是单个损耗还是减少的。更精确的方法是重新计算 (24) 到 (30)，在用 (31) 计算出数量。

4.1.4.2 Q_R 功率损耗计算

下面所有的 Q_R 损耗计算都是在最高电压、最小占空比和最大负载电流的最坏情况下的。当 Q_R 在 ZVS 下开启和关闭，损耗都是忽略不计的。然而，体二极管的导通损耗比 Q_F 要大的多。对于损耗估计，最差情况下体二极管的导通时间为 150ns 是合理的，使用 (32) 计算。

$$P_{BD(QR)} = V_F * I_{QR(RMS)} * F_W * t_{BD(QR)} = 1V * 25.1A * (300 * 10^3 Hz) * (150 * 10^{-9}) = 1.13W \quad (32)$$

RMS 流过沟道电阻产生的直接正向损耗为 (33) 的计算结果。

$$P_{C(QR)} = I_{QR(RMS)}^2 * R_{DS(ON)} = 25.1A^2 * (2.5 * 10^{-3} \Omega) = 1.58W \quad (33)$$

用 (35) 来估计单个 HAT2165 的损耗 (Q_R)

$$P_{QR(MAX)} = P_{BD(QR)} + P_{C(QR)} \quad (34)$$

$$P_{QR(MAX)} = 1.13W + 1.58W = 2.71W \quad (35)$$

需要并联 MOS(Q_R) 来限制节温在 112°C，(36) 给出了数量。

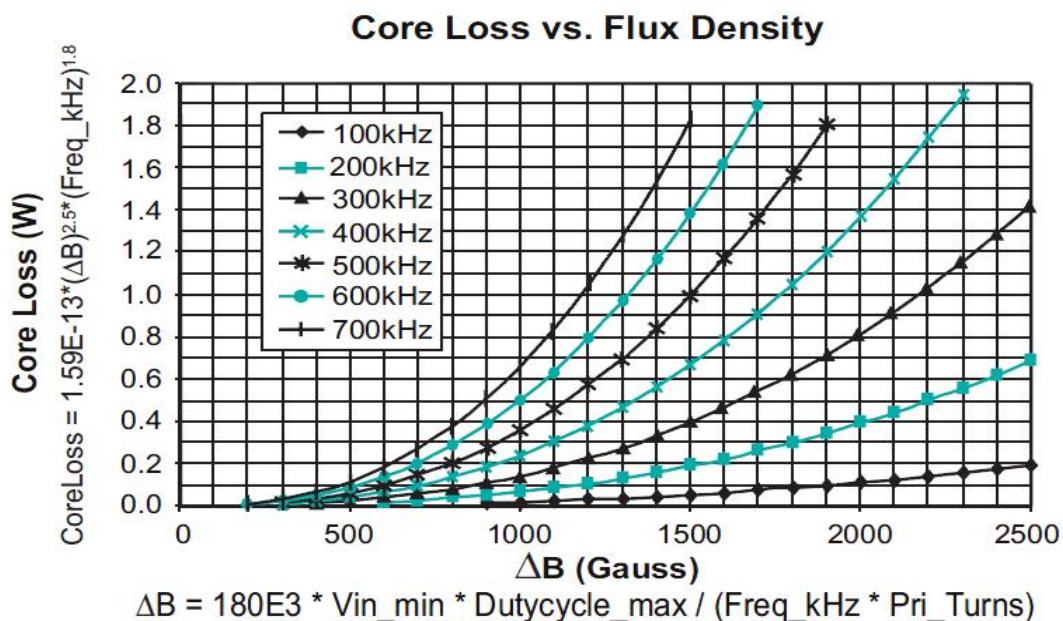
$$QR_{NUM} = \frac{P_{QR(MAX)}}{P_{QR(LIMIT)}} = \frac{2.71W}{1.25W} = 2.17 \approx 3 \quad (36)$$

在同步整流损耗中，体二极管的导通损耗是第二大损耗源。在自驱动同步整流中，Q_R 的体二极管导通时间差异还是很大的。因此保守设计还是用三个并联。在一定的条件下，导通时间可能增加，或者频率略超过正常值 300KHz 时会导致增加 Q_R 额外功耗。

4.2 功率变压器的注意事项

为了简化设计，直接选择 PA0810 变压器，变压器给出的输出功率为 140W，高度低于 10mm。对于需要较小的被动元件，此变压器是不错的选择。PA0810 有两个六圈的变压器初级和两个一圈的次级。(19) 得到匝比为 6，因此必须两个绕组初级、次级两个绕组并联，这样减少了线圈的直流电阻约 50%，极大的减少了线圈的直流损耗 (I^2R)。PA0810 是平面变压器系列中的一个，对于所有场合他不一定是最好设计及最佳结构。许多应用都可以从 OTS 平面变压器方案中选择，因为小尺寸、匝数少以及高效、初次级绝缘等原因。

在 300kHz 开关频率下，变压器的主要损耗是磁芯损耗。电磁变化通过变压器的 BH 曲线和 RMS 电流通过绕组时产生的损耗。磁通变化量， ΔB ，由 (37) 决定，跟磁芯的截面积有关（厂商数据可以查到）。



$$\Delta B = \frac{179211.46 * V_{N(MIN)} * D_{MAX}}{F_{SW(kHz)} * N_P} \quad (37)$$

$$\Delta B = \frac{179211.46 * 36V * 0.6}{300 * 6} = 2150G \quad (38)$$

(38)的结果代入 (39) 得到磁芯的损耗（也可以从厂商给的表直接得到）

$$P_{CORE} = 1.59 * 10^{-13} * \Delta B^{2.5} * F_{SW(kHz)}^{1.8} = 1.59 * 10^{-13} * 2150^{2.5} * 300^{1.8} = 0.98W \quad (39)$$

铜损是由 RMS 流过初级和次级绕组产生的，次级平均电流 (21) 已经给出，初级平均电流 (42) 给出，他由磁化电流 (40) 和峰值电流 (41) 组成。

$$I_{MAG} = \frac{V_{IN(MIN)} * D_{MAX}}{F_{SW} * L_{MAG}} = \frac{36V * 0.6}{(300 * 10^3 \text{ Hz}) * (65 * 10^{-6} \text{ H})} = 1.1A \quad (40)$$

$$I_{PRI(PK)} = \left(\frac{I_{LO(PK)}}{N} \right) + I_{MAG} = \left(\frac{32.1A}{6} \right) + 1.1A = 6.45A_{PK} \quad (41)$$

$$I_{PRI(RMS)} = \frac{I_{QF(RMS)}}{N} + \frac{I_{MAG}}{2} = \frac{23.24A}{2} + \frac{1.1}{2} = 4.42A \quad (42)$$

从厂商的数据中可以知道初级和次级并联后的电阻分别为 11.25mΩ 和 0.875mΩ,通过已知的电流可以计算出铜损耗。

$$P_{CU} = (I_{PRI(RMS)}^2 * R_{DC(PRI)}) + (I_{QF(RMS)}^2 * R_{DC(SEC)}) \quad (43)$$

$$P_{CU} = (4.42A^2 * 11.25 * 10^{-3} m\Omega) + (23.24A^2 * 0.85 * 10^{-3} m\Omega) = 0.69W \quad (44)$$

(45)给出了变压器的最大损耗

$$P_{T(PWR)} = P_{CORE} + P_{CU} = 0.98W + 0.69W = 1.67W \quad (45)$$

从厂商的温度曲线可以得到 1.67W 约 40 度温升，因此最高温度约 80 度，计算如下

$$T_{T(PWR)} = \Delta T_{T(PWR)} + T_A = 40^\circ C + 40^\circ C = 80^\circ C \quad (46)$$

待续.....