

一种 ZVS 正激变换器的实现

刘海成, 师宇杰

(信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘要 本文给出了一种 ZVS 正激变换器的实现, 该正激变换器采用最常见的控制芯片 UC3842, 无需复位绕组, 只需外加简单的辅助电路, 即可实现变压器磁芯的自复位和主开关的 ZVS 开启和关断, 且该 ZVS 不受输入电压和负载变化的影响。本文对此电路进行了分析, 并给出了 PSPICE 仿真结果和实现电路。

关键词 正激变换器; ZVS; UC3842

中图分类号: TN702

文献标识码: A

文章编号: 1671-0673(2002)04-0025-04

1 引言

在小功率 DC/DC 模块电源的设计中, 高效率、小体积、长寿命一直是电源设计者追求的目标, 为了设计出好的产品, 人们一直在寻找更好的拓扑结构, 从常规的单端正、反激变换器, 到软开关谐振转换器, 这种努力一直没有停止过。目前, 在模块电源设计方面, 采用的拓扑形式也比较多, 有采用自激振荡式的(日本某液晶显示电源), 有采用像 TOPSwitch 式将开关管和控制电路集成于一体的, 还有采用了专利软开关技术的(VICOR 等厂家)。综观这些模块电源, 在功率稍大一些(50W 以上)时, 多采用具有软开关技术的正激(Forward)变换结构, 为此, 我们在研制某电源模块时也选用了此种结构。

对于正激变换器, 从近年来发表的关于这方面的文献资料来看, 不论是 RRF(Resonant Reset Forward) 还是 ARF(Active Reset/Clamp Forward), 通常都至少存在以下某一种不足之处。

① 软开关技术在轻载时不成立。

② 采用变频(RRF)时, 纹波谐波随开关频率变, 难滤除; 另外, 负载变化范围也不能太宽。

③ ARF 中必须产生为复位/嵌位开关所需的辅助开关的变脉宽驱动信号, 且驱动电路复杂。

④ 电流控制方式使闭环补偿困难, 引起动态响应变慢, 不适用于像 ARF 之类的拓扑中。

⑤ 实现 ZVS 需增加饱和电感或降低变压器

励磁电感, 但前者由于引入非线性元件, 增加了设计的复杂性, 后者增加了导通饱和。

为了克服以上不足, 我们对文献[1]所提出的电路进行了研究, 并进行了仿真试验, 最后给出了一种更为简单的实现, 本文将就该电路的分析及实现进行讨论。

2 拓扑结构及优点

图 1 即为我们所采用的功率变换器的拓扑结构。从图的结构可以看出, 该拓扑结构为增加了部分辅助元件的普通正激变换器(如虚线部分所示), 其中 C_{snb} 为主开关吸收电容, L_s 为限流电感, L_{ap} 、 L_{as} 为耦合电感, D_a 为阻塞二极管, Q_2 为辅助开关管。辅助电路具有 3 种功能:

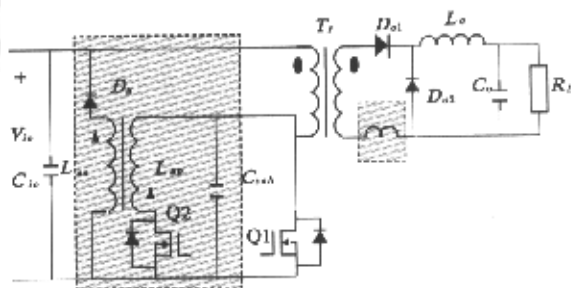


图 1 拓扑结构

- 为主开关管 Q1 提供 ZVS, 减少开关损耗;
- 在规定时间内复位磁芯;
- 为辅助开关 Q2 提供 ZCS 开通。

该电路具有如下优点:

- 磁芯自复位(磁滞曲线工作于一、三象限);
- 主开关 ZVS 开启和关断,且不受输入和负载的影响;

- 辅助开关的门驱动频率固定,无需隔离;
- 既可用电流也可用电压模式控制;
- 比常规单端正激电路效率提高 5%。

3 稳态分析

进行稳态分析时,首先做如下假定:

- $L_m \gg L_{ap}$, $L_m \gg k^2 L_s$;
- 输出视为恒流源;
- DC/DC 转换器工作于 CCM(Continuous Conduction Mode)方式。

图 2 给出了所采用的转换器在稳态工作时的关键波形,每一开关周期可分为 6 个阶段。

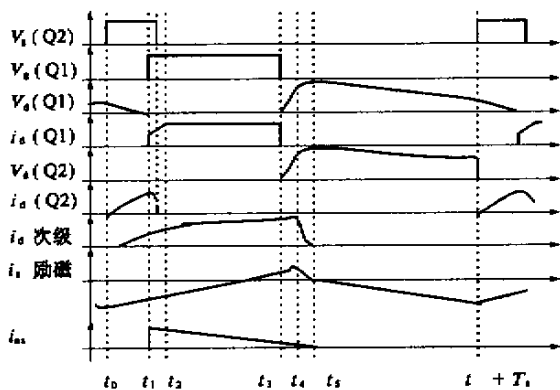


图 2 稳态工作时的关键波形

①阶段 $[t_0, t_1]$

本阶段以 Q2 开启为起始,由于串有电感,Q2 以零电流开启(ZCS),随着 Q2 的导通, C_{snb} , L_{ap} , L_m 和 L_s 构成一谐振网络。Q1 的漏源电压可由下式求出

$$u_{d1}(t) = \frac{L_{ap}}{L_{ap} + k^2 L_s} V_{in} + \left(\frac{k^2 L_s}{L_{ap} + k^2 L_s} + \alpha \right) \cdot V_{in} \cos[\omega_1(t - t_0)] \quad (1)$$

其中

$$\alpha = \frac{u_{d1}(t_0) - V_{in}}{V_{in}}, \quad \omega_1 \approx \sqrt{\frac{1}{C_{snb}} \frac{L_{ap} + k^2 L_s}{k^2 L_{ap} L_s}} \quad (2)$$

流过 L_{ap} 及 Q2 的电流为

$$i_{ap}(t) = \frac{V_{in}}{L_{ap} + k^2 L_s} (t - t_0) +$$

$$\left(\frac{k^2 L_s}{L_{ap} + k^2 L_s} + \alpha \right) \cdot \frac{V_{in}}{\omega_1 L_{ap}} \sin[\omega_1(t - t_0)] \quad (3)$$

该电流将能量按静态磁场的形式储存于耦合电感磁芯中,根据耦合电感所设的极性, D_a 反偏, L_{as} 中无电流通过。

当 u_{d1} 下降到低于 V_{in} 时, L_m 上出现正向电压,此时励磁电流和次级电流开始上升, $i_m(t)$ 和 $i_s(t)$ 分别为

$$i_m(t) = I_{m0} + \frac{k^2 L_s V_{in}}{L_m (L_{ap} + k^2 L_s)} (t - t_0) - \left(\frac{k^2 L_s}{L_{ap} + k^2 L_s} + \alpha \right) \cdot \frac{V_{in}}{\omega_1 L_m} \sin[\omega_1(t - t_0)] \quad (4)$$

$$i_s(t) = \frac{k V_{in}}{L_{ap} + k^2 L_s} (t - t_0) - \left(\frac{k^2 L_s}{L_{ap} + k^2 L_s} + \alpha \right) \cdot \frac{V_{in}}{k \omega_1 L_s} \sin[\omega_1(t - t_0)] \quad (5)$$

其中 I_{m0} 为主变压器 T_r 的励磁电流在 t_0 时的值。

本阶段结束时, C_{snb} 上的电被彻底放掉, u_{d1} 下降为零。Q1 体二极管导通续流, u_{d1} 嵌位于零,为 Q1 ZVS 开通提供了条件。此时励磁电流、次级电流、辅助电路电流分别达到如下值:

$$I_{m1} = i_m(t_1), \quad (6)$$

$$I_{s1} = i_s(t_1), \quad (7)$$

$$I_{ap} = i_{ap}(t_1) \quad (8)$$

②阶段 $[t_1, t_2]$

此阶段以 Q1 ZVS 开通为标志,Q2 可于此时关断或稍后关断。Q2 关断时, i_{ap} 迅速中断, L_{as} 上的电压极性反转,迫使 D_a 导通,将阶段 1 存储于 L_{as} 中的能量反送回直流输入线。此电流可由下式求出:

$$i_{as}(t) = \sqrt{\frac{L_{ap}}{L_{as}}} I_{ap} - \frac{V_{in}}{L_{as}} (t - t_1) \quad (9)$$

D_a 导通时, L_{as} 两端电压为输入电压。由于耦合电感的耦合,Q2 上的电压应力为

$$V_a = \sqrt{L_{ap}/L_{as}} V_{in} \quad (10)$$

另一方面,当 Q1 导通时, L_m 加上恒定电压 V_{in} , $i_m(t)$ 按下式线性上升,

$$i_m(t) = \frac{V_{in}}{L_m} (t - t_1) + I_{m1} \quad (11)$$

次级电流按下式线性增加

$$i_s(t) = \frac{V_{in}}{k L_s} (t - t_1) + I_{s1} \quad (12)$$

此阶段以 i_s 达到输出电感电流 I_o 结束,很明显,此阶段减少了主开关的有效占空比。

③阶段 $[t_2, t_3]$

此阶段以次级电流达到输出电感电流为开始,

$$\text{即 } i_s(t) = I_o \quad (13)$$

其中 I_o 为负载电流,即 P_o/V_o 。此时, D_{o1} 反偏, D_{o1} 承担全部输出电感电流,功率电路如常规正激转换器一样将功率传输给负载。

励磁电流仍如(11)式所示,此阶段以主开关导通完成输出电压调节时间为结束标志。在时间 $t = t_3$ 励磁电流达到 $I_{m2} = i_m(t_3)$ (14)

④阶段 $[t_3, t_4]$

此阶段从 Q1 关断开始,漏极电流快速下降至零,而 Q1 上的电压由于 C_{snb} 的存在以相对较慢的速度上升。通过合理选择 C_{snb} 的值,使得漏电压和漏电流的重叠部分大幅度减小,从而可以基本实现 Q1 的 ZVS 关断。

在 u_{d1} 达到 V_{in} 之前,次级线圈仍将加上等效于 $V_{in} - u_{d1}$ 的正向电压, D_{o1} 仍将正向偏置并导通全部输出电感电流。

此处的漏源电压可由下式求得

$$u_{d1}(t) = V_{in} - V_{in} \cos[\omega_2(t - t_3)] + \frac{kI_{m1} + I_o}{k\omega_2 C_{snb}} \sin[\omega_2(t - t_3)] \quad (15)$$

$$\text{其中 } \omega_2 = 1/\sqrt{L_m C_{snb}}, \quad (16)$$

励磁电流为

$$i_m(t) = \frac{V_{in}}{\omega_2 L_m} \sin[\omega_2(t - t_3)] + (I_{m2} + \frac{I_o}{k} \cos[\omega_2(t - t_3)]) - \frac{I_o}{k} \quad (17)$$

此阶段以 u_{d1} 达到 V_{in} 结束,此阶段时间可由下式求得

$$t_4 - t_3 = \frac{1}{\omega_2} \arctan\left(\frac{k\omega_2 C_{snb} V_{in}}{kI_{m2} + I_o}\right) \quad (18)$$

本阶段结束时,根据(17)式,励磁电流达到

$$I_{m3} = i_m(t_4) \quad (19)$$

⑤阶段 $[t_4, t_5]$

此阶段以 u_{d1} 达到并超过 V_{in} 为开始, L_m 上开始出现 $V_{in} - U_{d1}$ 的负电压。由于这个负电压,通过 L_s 的次级电流开始减小,由于穿过 L_o 的电流几乎是一恒定值,因此, D_{o2} 被迫导通以补偿此电流的减小。Q1 漏源电压可由下式求得:

$$u_{d1}(t) = V_{in} + \frac{kI_{m3} + I_o}{k\omega_3 C_{snb}} \sin[\omega_3(t - t_4)] \quad (20)$$

其中

$$\omega_3 = 1/\sqrt{\frac{kL_s L_m}{k^2 L_s + L_m} C_{snb}} \approx 1/\sqrt{k^2 L_s C_{snb}} \quad (21)$$

可以看出,此电压峰值会达到

$$\text{万方数据 } V_{in} + \frac{kI_{m3} + I_o}{k\omega_3 C_{snb}} \quad (22)$$

励磁电流和次级电流分别为

$$i_m(t) = \frac{kL_s(kI_{m3} + I_o)}{L_m} \cos[\omega_3(t - t_4)] + \frac{k(L_m - k^2 L_s)I_{m3} - k^2 L_s I_o}{kL_m} \quad (23)$$

$$i_s(t) = (kI_{m3} + I_o) \cos[\omega_3(t - t_4)] - kI_{m3} \quad (24)$$

此阶段以 i_s 下降到零为结束,令此时 $t = t_5$,由(24)式,可求得此阶段时间间隔为

$$t_5 - t_4 = \frac{1}{\omega_3} \arccos\left(\frac{kI_{m3}}{kI_{m3} + I_o}\right) \quad (25)$$

由(23)式,此阶段结束时,励磁电流为

$$I_{m4} = i_m(t_5) \quad (26)$$

由(20)式,主开关管漏源电压为

$$V_1 = u_{d1}(t_5) \quad (27)$$

⑥阶段 $[t_5, t_0 + T_s]$

此阶段以 L_s 中残留电流达到零时为开始,由于 D_{o1} 阻断,流过 L_s 的电流不能反向谐振,因此, L_m 和 C_{snb} 构成一新的谐振回路。显然,

$$u_{d1}(t) = V_{in} + (V - V_{in}) \cos[\omega_2(t - t_5)] + \frac{I_{m4}}{\omega_2 C_{snb}} \sin[\omega_2(t - t_5)] \quad (28)$$

$$i_m(t) = \frac{V_{in}}{\omega_2 L_m} \sin[\omega_2(t - t_5)] + I_{m4} \cos[\omega_2(t - t_5)] \quad (29)$$

此阶段以一个开关周期完成为结束,漏电压也返回到本开关周期开始时的相同的值。

$$\alpha = \frac{u_{d1}(t_0) - V_{in}}{V_{in}} = \frac{u_{d1}(T_s) - V_{in}}{V_{in}} \quad (30)$$

励磁电流也返回其初始值,即由(29)式应有

$$i_m(T_s) = I_{mo} \quad (31)$$

由此,功率变压器 T_r 磁芯完成复位,新一轮的循环重新开始。

总而言之,在每一循环之初,辅助电路放掉电路中缓冲电容中的电,并将其返回 DC 线,用这种方法它消除并保存了主开关中的开通损耗,在第 3 阶段功率如常规正激电路传给负载,在 4、5 步骤中,缓冲电容减慢了主开关漏极电压的上升,相应减少了关断损耗,最后,在循环的其余部分,通过 L_s 、 L_m 、 C_{snb} 的谐振,功率变压器复位。

辅助开关管采用固定频率,使得设计和实现得以简化。不过,由于采用固定频率,ZVS 的实现必须认真选择元件,使其与辅助电路参数相匹配,以保证整个过程都能实现 ZVS。

4 PSPICE 仿真结果

对于上述电路,我们进行了 PSPICE 仿真。具体电路是:输入电压 $V_{in} = 23V \sim 32V$, 输出 $V_o = 27V$, $I_o = 2A$, 工作频率 $f = 300kHz$, Q1、Q2 选用 IRF540, 下图为 $V_{in} = 23V$, $P_o = 60W$ 时的波形。改变负载和输入电压,我们对这些情况分别作了仿真,结果和分析的相同,不仅功率变压器磁芯能正常自复位,而且该电路在整个输入电压范围及整个负载范围内均可以实现主开关管的 ZVS,且辅助管 Q2 无需改变脉宽(恒定脉宽),仿真波形如图 3。

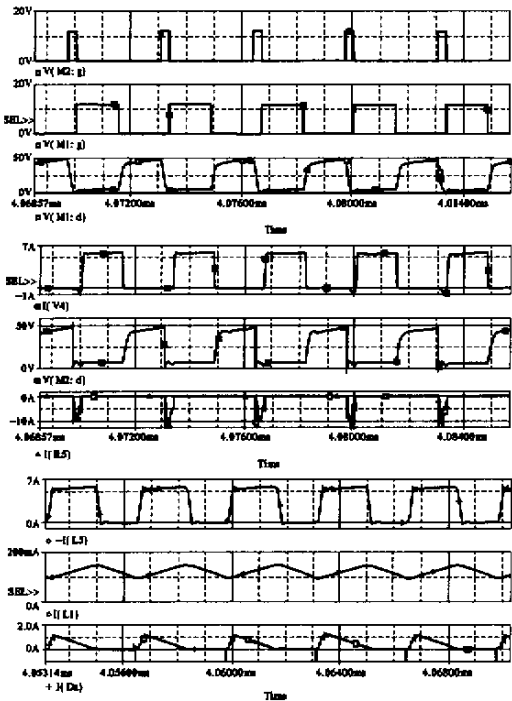


图 3 控制电路

5 具体实现电路

为提高性价比,在具体实现电路方面,我们选用了最常用的芯片 UC3842 作控制芯片,对于辅助开关管的驱动,我们采用了一片 NE555,对 UC3842 输入端的上升沿进行延时展宽,前片 555 完成延时,后片 555 完成辅助开关管所需的脉宽,该电路的特点是其辅助管脉宽可以任意控制。图 4 即为具体实现电路。

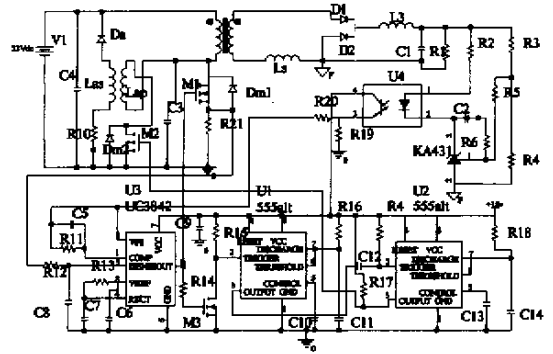


图 4 实现电路

6 结语

本文所述正激变换器具有很多优点:无需常规正激变换器的复位绕组就可以完成磁芯复位,且实现了主开关管的 ZVS;具有恒定脉宽驱动的辅助开关管,且该开关管的驱动无需隔离;采用 UC3842 可以提高整个模块的性价比;ZVS 不受负载和输入电压变动的影 响等等;不足之处是:ZVS 辅助电路稍嫌复杂,励磁电流偏离零点较大。

参考文献:

- [1] Youhao Xi, Praveen K Jain, Yan F Liu. A self core reset and zero voltage switching forward converter topology[J]. IEEE Trans. Power Electron. 2000, 15:1192 - 1203.
- [2] 阮新波,严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京:科学出版社,2000.

Realization of a ZVS Forward Converter

LIU Hai-cheng SHI Yu-jie

(Institute of Information Engineering, Information Engineering University Zhengzhou 450002, China)

Abstract: A ZVS forward converter is presented. The proposed circuit is able to achieve self reset of the power transformer without the use of the conventional tertiary reset winding. Only an universal controller IC UC3842 and a simple auxiliary circuit is employed, and its main switch can be turned on or off under ZVS independent of line and load condition. A steady state analysis of the circuit is given. A PSPICE simulation is carried out. A realization circuit is presented in lower price.

Key words: forward converter; ZVS; UC3842