

RCC 电路原理分析与设计

Ringing Choke Converter Principle and Design

樊晓东 中兴通讯电源开发部 (深圳 518004)

Fan Xiaodong ZTE Power Develop Department (518004)

摘要: 自激变换器(RCC)的优点非常突出,低成本、可靠性高,广泛应用于工业和民用领域,本文详细介绍了自激变换器电路的工作原理和设计步骤。

叙词: 自激变换器

Abstract: Ringing choke converter has a good performance and low cost. This paper describes its principle and design.

Keywords: ringing choke converter

[中图分类号] TM92 [文献标识码] A 文章编号:1561-0349(2007)01-0020-03

1 引言

反激式自激变换器,就是我们通常所指的 RCC (Ringing Choke Converter) 电路,变压器(储能电感)的工作模式处于边界连续状态,可以方便地实现电流型控制,在结构上是单极点系统,容易得到快速稳定的响应,广泛应用于 50W 以下的开关电源当中。由于要维持边界连续模式,并且原边电流上升斜率受输入电压的影响,因此开关工作频率和占空比均受输入电压和输出电流的控制,在输入电压最高和空载时频率都会升高。也正是由于工作频率波动较大,滤波电路的设计也相应地困难。

相对于它的缺点,RCC 电路的优势也十分突出。首先是电路结构简单,只需要少数分立器件便可以获得需专用芯片才能实现的输出性能,通过良好的设计便可以获得高效和可靠的工作。其次,许多与驱动有关的困难(驱动波形、变压器饱和等)在自激振荡结构中得到很好的解决。而且,由于总是工作于完全能量传递模式,副边整流二极管正向导通电流到零,反向恢复电流和损耗很小,产生的振铃相对于不完全能量传递模式也要小很多,因此输出的高频杂音也要小很多。另外,原边主管开通始终是零电流开通,因此效率较高。

基于以上特点,RCC 电路在低成本,高性能电源设备中广泛

应用,例如低压小功率模块电源、家用电器、手机充电器等。

2 RCC 电路工作分析

RCC 原理如图 1 所示。为简化稳态分析,可作如下近似:

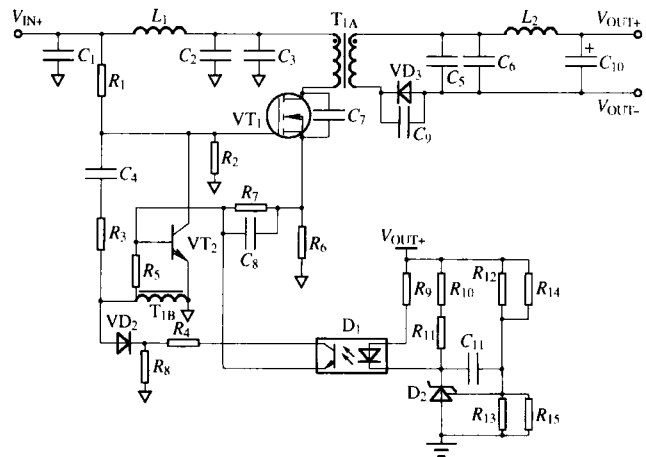


图 1 RCC 原理电路

(1) 忽略变压器漏感对主管 V_{DS} 电压的影响,实际使用时需 RCD 箝位;

(2) 输出滤波电感对电路的影响,主电路输出电容足够大,

输出绕组电压箝位于输出电压 V_1 ;

(3) 光耦的输入输出电流存在固定的比例关系, 可以看成恒流源 I_{di} ;

(4) 反馈绕组的假性负载 R_8 的影响很小, 可以忽略;

(5) 稳态时电容 C_8 上的电压保持不变;

(6) 考虑到电容 C_1 和主开关管 VT_1 的输入电容 C_{iss} 串联, 会对 VT_1 的栅-源极驱动构成分压, 为减小影响, 实际取 $C_1 \gg C_{iss}$;

(7) 稳态时 R_1 的作用可以忽略, 因为:

$$C_{eq} = C_1 \cdot C_{iss} / (C_1 + C_{iss})$$

$R_1 C_{eq}$ 相对于开关频率的时间常数很大, 其作用可以忽略。

简化后的电路如图 2 所示。

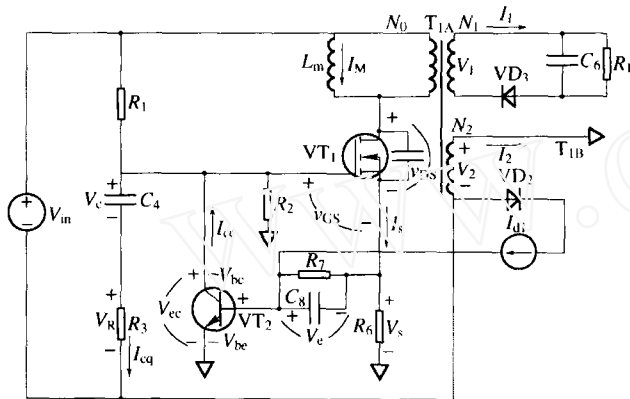


图 2 简化 RCC 电路

电路的初始参考正方向如图 2 所示。启动时电流经电阻 R_1 分别流经 C_{iss} 和 C_4 、 R_3 、 N_2 绕组, C_{iss} 和 C_4 同时正向充电。

$$C_{eq} = C_4 \cdot C_{iss} / (C_4 + C_{iss})$$

因为 $C_4 \gg C_{iss}$, $V_{in} \gg V_{GSth}$ (V_{GSth} 为 VT_1 的栅源阈值电压):

$$I_{eq} = V_{in} / R_1 \quad (1)$$

当达到并超过 VT_1 的开通阈值电压后, VT_1 开通, 主变正向激磁, 正反馈绕组 N_2 输出电压大小为 $V_{in} \cdot N_2 / N_0$, 通过 R_3 、 C_4 作用于 VT_1 的栅-源, 并加速充电, 充电电流 I_{eq} 为:

$$I_{eq} = -(V_{in} \cdot \frac{N_2}{N_0} + V_{GSth}) / R_3 \quad (2)$$

I_{eq} 为负值, 表示与图 2 所示正方向相反。以下情况类似。

随着 V_{GS} 的加速上升, VT_1 加速导通。输出绕组 N_1 中整流二极管 VD_3 反向截止, 原边绕组 N_1 随着正向激磁电流 I_M 的增加储能不断增加, 完成启动过程。

稳态工作时图 2 所示反激式自激变换器的工作过程大体可以描述为以下几个阶段, 典型波形如图 3 所示。

(1) $t_0 \sim t_1$ 时刻

随着 I_s 的不断上升, 取样电阻上的电压 V_s

$$V_s = R_6 \cdot \frac{V_{in}}{L_m} \cdot (t_1 - t_0) \quad (3)$$

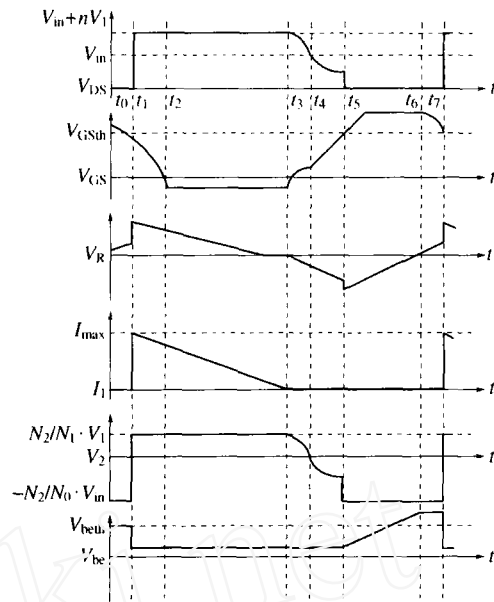


图 3 RCC 工作波形

$$V_{be} = V_s + V_e \quad (4)$$

当 V_{be} 电压上升到三极管发射结开启电压 V_{beth} 时, VT_2 导通。 t_1 时刻 VT_1 的 V_{GS} 电压下降到阈值电压 V_{th} , VT_1 关断。同时正反馈绕组 N_2 通过 R_3 、 C_4 、 VT_2 , 反向给 C_4 充电。

(2) $t_1 \sim t_2$ 时刻

由于 VT_1 关断, 励磁电流立刻通过次级绕组 N_1 输出, VD_3 导通。储能变压器能量输出到次级。 V_{DS} 电压箝位于 $V_{in} + nV_1$ 。正反馈绕组 N_2 输出电压 $V_2 = (N_2 / N_1) \cdot V_1$, 通过 R_6 、 C_{iss} 、 C_4 、 R_3 , 使 V_{GS} 迅速下降, t_1 时刻流经 R_3 的放电电流最大:

$$I_{eq} = I_2 = (V_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} + V_{GSth}) / R_3 \quad (5)$$

到 t_2 时:

$$V_{GS} = V_e - V_{beth}$$

V_{beth} 为 VT_2 的集电结导通; 阈值电压 V_e 为电容 C_8 两端电压。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时刻

t_2 时刻后, V_{GS} 继续下降, 三极管 VT_2 反向偏置导通, V_{GS} 电压被箝位。

$$V_{GS} = -V_{ce}$$

由于 R_7 电阻较大, 流经 VT_2 的集电极最大电流近似等于恒流源输出的电流 I_{di} 。

三极管 VT_2 反置恒流导通后, 正反馈绕组 N_2 输出电压 V_2 , 可以通过 VT_2 、 C_4 、 R_3 不断给 C_4 正向充电, 随着 C_4 电压的不断上升, 反向充电电流不断减小, 由于 N_1 绕组电压被 C_6 箝位, 次级绕组 N_2 输出电流相对于 N_1 提前到零。此时

$$V_C = V_2 = (N_2 / N_1) \cdot V_1$$

$$I_{eq} = I_2 = 0$$

到 t_3 时刻, N_1 绕组输出电流 $I_1=0$, 实现储能变压器完全能量释放。

(4) $t_3 \sim t_4$ 时刻

t_3 时刻以后, 由于 VT_1 输出电容 C_{oss} 上的电压 $V_{DS} = V_{in} + nV_1$ 大于输入电压, 储能变压器反向励磁, C_{oss} 与 L_M 谐振, 电压 V_1 和 V_2 随之谐振下降。 VD_3 和 VD_2 实现零电流关断, 与此同时, 流经 R_3 的电流 I_{cq} 开始反向上升, 电容 C_1 经过 N_2, R_3 , 开始对 VT_1 的 GS 端放电, 电压 V_{GS} 上升。当 $V_{GS} \geq V_e - V_{bcth}$ 时, VT_2 由恒流开通过渡到完全截止。充电电流为:

$$I_{cq} = \frac{V_C - V_2(t) - V_{GS}(t)}{R_3} \quad (6)$$

到 t_4 时刻 V_{DS} 谐振到 $V_{in}, V_1 = V_2 = 0$ 。

(5) $t_4 \sim t_5$ 时刻

t_4 时刻以后, V_{DS} 继续谐振下降, 次级绕组电压 V_1 和 V_2 反向, 反馈绕组产生的谐振电压 $V_2(t)$ 为负, 根据(6)式, I_{cq} 将加速对 VT_1 的 GS 端充电。到 t_5 时刻 V_{GS} 达到 VT_1 的开通阈值电压 V_{GSth} , VT_1 导通。

(6) $t_5 \sim t_6$ 时刻

VT_1 导通后, $V_{DS} = 0$, 绕组 N_2 上的电压迅速上升到 $V_2 = -V_{in} \cdot N_2/N_0, C_{iss}$ 的充电电流 I_{cq} 在 V_2 的作用下迅速加强, V_{GS} 加速上升, 使 VT_1 完全导通。与此同时, 电流 I_s 从零开始上升。 I_s 的上升电流为

$$I_s = \frac{V_{in}}{L_m} \cdot (t_6 - t_5) \quad (7)$$

$$V_s = R_6 \cdot I_s \quad (8)$$

$$V_{be} = V_e + V_s \quad (9)$$

到 t_6 时刻, V_{be} 上升到 V_{bcth} 时 (V_{bcth} 为 VT_2 基、射极导通的门限电压), VT_2 开始导通。

(7) $t_6 \sim t_7$ 时刻

随着 VT_2 的导通, V_{GS} 开始下降, 到 t_7 时刻达到阈值电压, VT_1 开始关断; 同时流经 R_3 的电流 I_{cq} :

$$I_{cq} = [V_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} + V_{GS}(t) - V_c(t)]/R_3 \quad (10)$$

当 V_{GS} 下降到阈值电压以后, 随着 VT_1 的关断次级绕组开始导通, 重复 t_1 时刻的工作状态。

以上过程周而复始, 形成了持续的振荡。

由以上分析可知, 自激式反激变换器工作在完全能量传递状态, 根据这个特点采用临界电感的设计方法来设计。 如果已经确定储能变压器原边电感 L_p 、峰值电流 I_p 、变换器效率 η 和输出功率 P_{out} , 匝比 $n = N_0/N_1$, 则工作周期 T 为

$$\frac{1}{2} V_{in} \cdot I_p \cdot D \cdot \eta = P_{out} \quad (11)$$

$$D = \frac{nV_{out}}{V_{in} + nV_{out}} \quad (12)$$

$$\frac{1}{2} L_p \cdot I_p^2 \cdot f \cdot \eta = P_{out} \quad (13)$$

从式(11)、式(12)、式(13)可得, 原边峰值电流 I_p 和工作周期分别为

$$I_p = \frac{2P_{out}}{\eta} \cdot \left(\frac{1}{nV_{out}} + \frac{1}{V_{in}} \right) \quad (14)$$

$$T = \frac{2P_{out} \cdot L_p}{\eta} \cdot \left(\frac{1}{nV_{out}} + \frac{1}{V_{in}} \right)^2 \quad (15)$$

由式(15)可以看出, 工作频率与输出功率成反比。 如果输出功率不变, 输入电压上升, 频率上升。

由以上分析可以发现, 通过控制反馈光耦 D_1 的输出电流 I_{d1} , 就可以调节 $V_e = R_7 \times I_{d1}$ 的电压, 根据以上 $t_5 \sim t_6$ 时刻关系式(7)、式(8)、式(9), 就可以控制功率管 VT_1 的最大电流 I_s , 即变压器的储能和 VT_1 的导通时间。 当变换器输出电压增大时, 反馈光耦 D_1 的输出电流 I_{d1} 增大, V_e 增大, VT_1 提前关断, I_s 峰值电流减小, 反激式变压器储能下降, 变换器输出电压下降; 当变换器输出电压减小时, 反馈光耦 D_1 的输出电流 I_{d1} 减小, V_e 减小, VT_1 推迟关断, I_s 峰值电流增大, 反激式变压器储能上升, 变换器输出电压上升。 完成输出稳压调整过程。

3 RCC 设计步骤和应注意的问题

对于反激式变换器来说, 决定传输功率的两个限制条件是: 原边的峰值电流和磁心的饱和磁密。 输入电压最低, 负载最大时条件最恶劣。

VT_1 的 DS 极耐压 V_{DS} 为:

$$V_{DS} = nV_{out} + V_{in} = \frac{1}{1-D} \cdot V_{in} \quad (16)$$

VT_1 的峰值电流(变压器原边峰值电流) I_p 为:

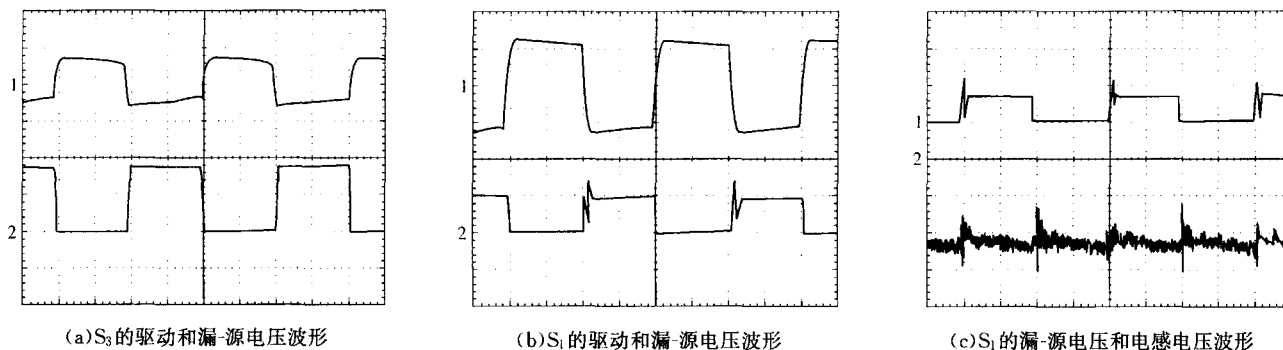
$$I_p = \frac{2P_{out}}{V_{in} D \eta} \quad (17)$$

根据式(16)、式(17)可见, 占空比 D 的选择非常重要, 功率一定时 D 太小, 通过主管 VT_1 的峰值电流太大; D 选取太大, 则主管 VT_1 的 V_{DS} 应力过大, 因此一般选择 $D=0.45$ 为宜。

占空比决定以后, 可以根据式(12)确定原副边的匝比。

反激式自激变换器的正常工作频率与正反馈绕组中的 RC 参数无关, 根据式(15), 主要取决于变压器电感、输出功率、输入输出电压。 当输入电压最低、输出功率最大时, 工作频率最低。 最低频率的选择应大于 20kHz, 这样可以听不到可闻噪声。 最低频率不可设置过高, 以免轻载和输入电压最大时工作频率过高, 开关损耗过大。 由此可见, 在输入电压范围宽、负载功率变化大的情况下, 并不适合采用反激式自激变换器。 而且输出应该有死负载, 防止过高的工作频率和开关损耗。

(下转第 14 页)



(a) S₃ 的驱动和漏-源电压波形

(b) S₁ 的驱动和漏-源电压波形

(c) S₁ 的漏-源电压和电感电压波形

图 6 降压模式实验波形

模式实验波形,由图可以看出,加了 RCD 缓冲电路的推挽全桥双向 DC-DC 变换器推挽侧开关管在关断时有较大的电压尖峰,约为电流平台的两倍。与仿真结果一致。该电路很好地实现了电流的双向流动,与理论分析一致。

6 结语

本文分析了推挽全桥双向 DC-DC 变换器,该变换器适用于电压传输比较大、需要电气隔离的大功率场合,推挽侧开关管电压尖峰的问题可通过缓冲电路得到缓解。

参考文献

[1] 丁道宏. 电力电子技术. 北京: 航空工业出版社, 1999.
[2] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术. 北京: 科学出版社, 2000.

[3] Wang K, Lin C Y., Zhu L, et al. Bi-directional DC to DC Converters for Fuel Cell Systems [J]. IEEE Trans. on P E, 1993; 47-51.
[4] Jain M et al. Analysis of a Bi-directional DC-DC Converter Topology for Low Power Application [C]. Proc. of CCECE' 97. 1997; 548-551.
[5] Ray B. Bidirectional DC-DC Power Conversion Using Constant-frequency Quasi-resonant Topology [C]. Proc. of ISCAS93. 1993, 2347-2350.

收稿日期: 2006-07-10

定稿日期: 2006-11-26

(上接第 22 页)

$$V_{in(min)} = \frac{L_p \cdot I_p \cdot f}{D_{max}} \quad (18)$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} L_p \cdot I_p^2 \cdot \eta \cdot f \quad (19)$$

工作频率确定以后就可以根据式(18)、式(19)得到原边电感量 L_p :

$$L_p = \frac{(V_{in(min)} \cdot D)^2}{2P_{out} \cdot f} \cdot \eta \quad (20)$$

有了原边最大峰值电流 I_p , 就可以确定图 2 中取样电阻 R_6 的大小。正反馈绕组 N_2 的输出电压应满足功率管 VT_1 充分导通, 通常选择 12~15V(与 N_0 绕组同名端输出)。功率管 VT_1 的栅极对地通常还要加稳压管保护, 避免自激驱动电压过高时损坏, R_3 取值大一些可以减小稳压管的损耗, 同时可以延缓 VT_1 的开通时间。反馈控制中光耦中二极管的上拉电阻 R_9 (参见图 1)可以取值小一些, 以提高增益和输出电压的稳压精度。

反馈控制电路实际上是双环控制, 外环由 431(D_2)和光耦

(D_1)构成电压误差调整器, 内部电流环由 VT_2 、 R_6 、 R_7 和 C_8 组成, 外环输出峰值电流给定信号。可以控制主管 VT_1 的关断, 调节变压器的储能, 从而控制输出电压。而 VT_1 的开通, 必须要等到输出绕组 N_1 的电流 $I_1=0$ 。非正常状态下的最大工作频率受 R_3 、 C_{iss} 等限制。当输出短路时, 由于磁心饱和, 自激电路没有正反馈条件, 主管 VT_1 工作在恒流状态, 会产生较大的损耗而损坏, 应尽量避免。

综上所述, 反激式自激变换器具有很好的性价比, 实际应用中还有各种不同的拓扑结构, 这种自激控制方式在半桥, 推挽等结构中也有应用, 是一种很有潜力的技术。

参考文献

[1] Brian T. Irving and Milan M. Jovanovic. Analysis and Design of Self-Oscillating Flyback Converter.

收稿日期: 2005-12-12

定稿日期: 2006-11-16