

采用磁放大器后级稳压的反激变换器设计

毛行奎, 陈为

福州大学电气工程与自动化学院 (福州 350002)

摘要: 分析了辅输出后级稳压采用磁放大器的反激变换器稳态工作原理, 并给出关键电路参数的设计指导准则。50W 的两路输出原理样机实验结果表明, 采用磁放大器后级稳压的反激变换器辅输出具有良好的电压稳定性。为减小因多次分时控制而带来的变压器副边侧电流应力大的问题, 提出一种新的针对多路辅输出反激变换器应用场合的磁放大器应用方案, 实验验证了新方案的可行性。

关键词: 磁放大器; 后级稳压; 反激变换器

Analysis and design for flyback converter with Magamp post-regulator

MAO Xing-kui, CHEN Wei

College of Electrical Engineering&Automation, Fuzhou University, Fuzhou, 350002, China

Abstract: The steady-state operation principle of flyback converter with Magamp post-regulator is analyzed, and then the design guidelines for the key circuit parameters, including transformer and Magamp etc, are given. The prototype with two outputs (5V/5A and 12V/2A respectively) showed that the auxiliary output voltage had good regulation. In order to avoid the high current stress of the transformer secondary side causing by time-sharing control, a new Magamp solution is proposed for multiple auxiliary outputs. And experiments also verified the solution.

Key Words: Magamp; post-regulator; flyback converter

1 引言

反激变换器由于电路简单、器件少、成本低, 便于实现多路输出, 在小功率多路输出开关电源场合应用广泛。多路输出反激变换器往往只对主输出闭环反馈稳压, 而辅输出则开环不反馈。由于变压器的非理想性以及二极管压降不可忽略, 当主、辅输出负载发生变化时, 辅输出由于开环, 其输出电压将发生较大变化, 稳定性比较差^[1]。与其它后级稳压技术, 如线性稳压器、开关模式后级调整等比较, 磁放大器后级稳压技术由于高可靠性、高效率、低成本、结构和控制简单以及 EMI 小等优点, 已广泛应用

于多路输出开关电源的后级稳压。虽如此, 但已有研究主要集中在磁放大器后级稳压技术在 Buck 类或电压型隔离多路输出变换器中的应用, 而有关磁放大器应用于多路输出反激变换器后级稳压的研究则较少^[2-4]。本文比较分析了采用磁放大器后级稳压的反激变换器工作原理, 并给出关键电路参数设计准则。针对多路辅输出反激变换器, 提出一个新的磁放大器应用方案。

2 后级稳压采用磁放大器的反激变换器

2.1 稳态工作原理分析

图1、2为采用磁放大器后级稳压的正激变换器电路

原理图及其关键电路波形，其中 u_{gs} 为开关管 S 的驱动信号。当 S 导通时，由于磁放大器 SR 在激磁 t_{jc} 期间为高阻状态，故输入端电压 V_i 需要经 t_{jc} 时间延迟才能施加给辅输出 V_{o2} ，通过控制复位电流 i_c 或 SR 的复位伏秒，即可控制 t_{jc} ，进而控制施加给辅输出电压的占空比，实现稳压。但对于反激变换器，当开关管关断时，是以电流源方式向负载提供电能，且由于输出端没有电感，变压器各副边线圈的电压被箝位等于输出电压，即多路输出的各电压比等于变压器各副边线圈的匝数比，因此如果也象正激变换器那样使用 SR 就无法实现后级稳压。

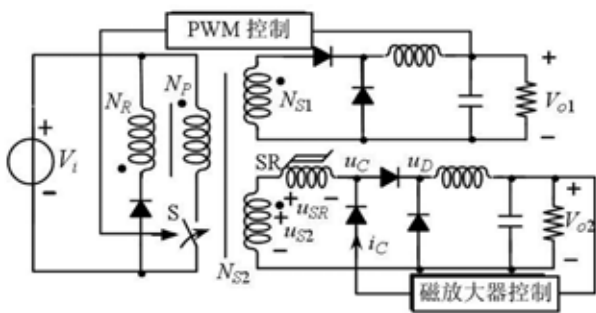


图1 采用磁放大器后级稳压的正激变换器原理图
Fig.1 Forward converter with Magamp post-regulator

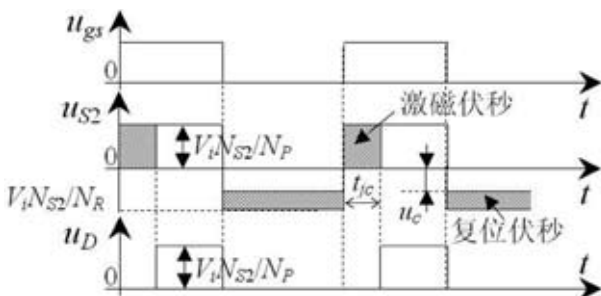


图2 采用磁放大器后级稳压的正激变换器关键电路波形
Fig.2 Key waveforms of forward converter with Magamp post-regulator

图3 为后级稳压采用磁放大器的反激变换器电路原理图。如果仅从电路结构看，图3的SR与图1的相同，但为了实现后级稳压，该电路工作方式不仅与图1的不同，而且与不采用SR后级稳压的反激变换器也有很大不同。以下结合图4的关键电路波形分析说明图3电路工作原理。在 $0-dT_s$ 期间 (d 、 T_s 、 f_s 分别为开关占空比、周期和频率)，开关管 S 在 u_{gs} 驱动下导通，输入电源 V_i 向变压器激磁电感 L_p 充电（反激变换器中的变压器不仅是个变压器，同时也是个电感），二极管 D_1 、 D_2 反偏截止，SR 被复位电压 $u_{SR}=u_{S2}-u_m$ 复位（此时辅输出副边线圈电

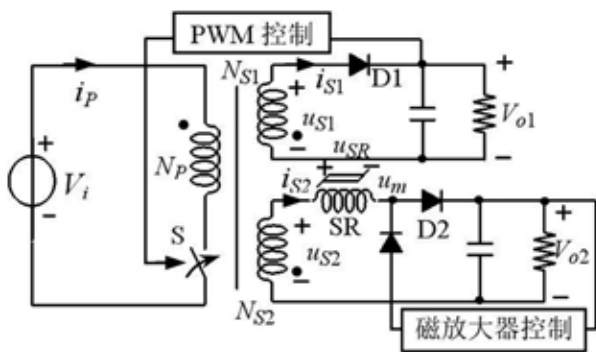


图3 采用磁放大器后级稳压的反激变换器原理图
Fig.3 Flyback converter with Magamp post-regulator

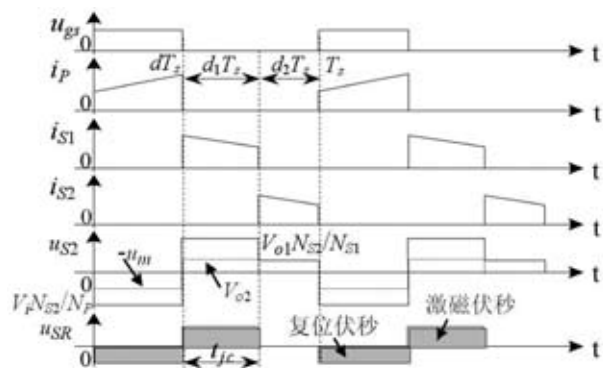


图4 采用磁放大器后级稳压的反激变换器关键电路波形
Fig.4 Key waveforms of flyback converter with Magamp post-regulator

压 $u_{S2}=V_i N_{S2}/N_P$ ，其中 N_P 、 N_{S1} 、 N_{S2} 为变压器原副边线圈匝数， u_m 为 SR 控制电路输出的复位电压）。在 $dT_s-(d+d_1)T_s$ 期间，开关管 S 截止， D_1 正偏导通，激磁电感 L_p 经变压器只向主输出 V_{o1} 放电，SR 被激磁电压 $u_{SR}=u_{S2}-V_{o2}$ （此时 $u_{S2}=V_{o1}N_{S2}/N_{S1}$ ）激磁，处于高阻截止状态，即 D_2 仍截止。经过 t_{jc} 时间激磁，SR 被激磁到饱和。一旦 SR 被激磁到饱和， D_2 将导通，那么在 $(d+d_1)T_s-T_s$ 期间， u_{S2} 被箝位等于 V_{o2} ，因线圈 N_{S1} 与 N_{S2} 耦合，故主输出副边线圈的电压 $u_{S1}=V_{o2}N_{S1}/N_{S2}$ ，此时如果使 $u_{S1}<V_{o1}$ ，即

$$V_{o2}/N_{S2} < V_{o1}/N_{S1} \quad (1)$$

D_1 将被反偏截止， L_p 就只向辅输出放电，那么 V_{o2} 就不会被箝位等于 $V_{o1}N_{S2}/N_{S1}$ ，因此通过控制 t_{jc} 就可以实现辅输出后级稳压。故式(1)是反激变换器辅输出能使用 SR 后级稳压必要条件。上述分析说明，采用 SR 后级稳压的反激变换器是在不同时段分别给多路输出供电，即须采用“分时控制”，与不采用 SR 的多路输出反激变换器同时向各路输出供电有很大不同。

2.2 变换器的设计与实现

以“2.1节”的2路输出反激变换器为例推导关键电路参数设计准则。设变换器输入电压为 $V_{imin} - V_{imax}$ ，最大占空比为 d_{max} ，输出总功率为 P_o ，其中主输出为 V_{o1}/I_{o1} ，辅输出为 V_{o2}/I_{o2} 。

① 变压器

变压器磁芯规格、气隙与原边线圈匝数 N_p 可采用与后级没用 SR 反激变换器时的相同方法设计。为满足分时控制以及输出电压需要，副边线圈 N_{S1} 、 N_{S2} 设计则比较复杂。稳态时变压器伏秒平衡式为

$$V_d d = N_p V_{o1} d_1 / N_{S1} + N_p V_{o2} d_2 / N_{S2} \quad (2)$$

$$d = 1 - (d_1 + d_2)$$

根据各副边线圈电流的平均值等于各输出电流，有

$$I_{o1} = \{ 2i_{ppeak} - N_p V_{o1} / d_1 / (N_{S1} L_p f_s) \} d_1 / (2N_{S1} / N_p) \quad (3)$$

$$I_{o2} = \{ 2i_{ppeak} - 2N_p V_{o1} d_1 / (N_{S1} L_p f_s) - N_p V_{o2} d_2 / (N_{S2} L_p f_s) \} d_2 / (2N_{S2} / N_p) \quad (4)$$

其中 i_{ppeak} 为激磁电感 L_p 的峰值电流。在由式(2) - (4)求得 d 、 d_1 、 d_2 、 N_{S1} 、 N_{S2} 后，需把计算值代入式(1)验证是否满足。如满足，则设计完成；不满足则需重新设定一个初值重新计算，直至满足。

② 磁放大器

设计 SR 时，需按 SR 承受的最大激磁伏秒积 VT_{max} 为设计依据。当输入电压为 V_{imax} ，主输出负载最大，辅输出空载时，SR 激磁占空比 d_1 达到最大，即激磁伏秒积最大。最大激磁占空比 d_{1max} 为

$$d_{1max} = (V_{imax} N_{S1} / N_p) / (V_{o1} + V_{imax} N_{S1} / N_p) \quad (5)$$

则最大激磁伏秒积 VT_{max} 为

$$VT_{max} = (N_{S2} V_{o1} / N_{S1} - V_{o2}) d_{1max} / f_s = N_{SR} A_e B_{SRmax} \quad (6)$$

由上式可设计 SR 磁芯规格以及线圈匝数 N_{SR} 。式中 A_e 、 B_{SRmax} 表示磁芯横截面积和最大工作交流磁密。

③ 主输出死负载

由于 SR 磁芯 B-H 曲线为非理想的矩形（即饱和磁密 B_s 不等于剩磁 B_r ）以及输出整流二极管的反向恢复特性，即使 SR 的复位电流或复位伏秒积等于零时，SR 仍存在一定的激磁高阻截止时间或控制死区 T_d 。当主输出轻载，而辅输出重载时，该控制死区现象将使辅输出电压急剧下降。为此需给主输出提供一个死负载，以确保 SR 在上述极端工况时能被激磁到饱和，防止辅输出电压下降^[3]。忽

略输出整流二极管反向恢复电流对 T_d 影响，则

$$T_d = N_{SR} (B_s - B_r) A_e / u_{SR} \quad (7)$$

式中 SR 的激磁电压 $u_{SR} = u_{S2} - V_{o2}$ 。则主输出死负载

$$P_{o1min} = V_{o1} N_p i_{ppeak} T_d f_s / N_{S1} \quad (8)$$

此时激磁电感峰值电流 i_{ppeak} 为 (d_1 小而忽略不计)

$$i_{ppeak} = V_{o2} I_{o2} \{ V_{imin} (1 - d_2) \} + V_{imin} (1 - d_2) / (2L_p f_s) \quad (9)$$

根据以上准则设计实验原理机。原理机设计参数为：

输入电压 90-270V_{AC}，主输出 5V/5A，辅输出 12V/2A， $f_s=100\text{kHz}$ ；变压器磁芯规格 TDK EI 33，原边线圈 37 匝，激磁电感 650 uH，副边线圈分别为 2 匝（5V主输出）和 8匝（12V辅输出）；磁放大器磁芯规格 Allied Signal MP1506，线圈 6 匝；主输出死负载 2.5W。图 5 为实验原理机满载时的一些关键电路波形，图 6 为效率曲线。表 1 为 V_{o2} 电压的负载调整率。可见采用 SR 后级稳压的反激变换器辅输出电压稳定性良好。

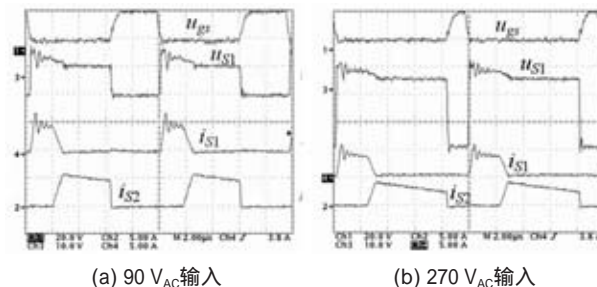


图 5 实验原理机关键电路波形（满载）

Fig.5 Key waveforms of the prototype flyback converter

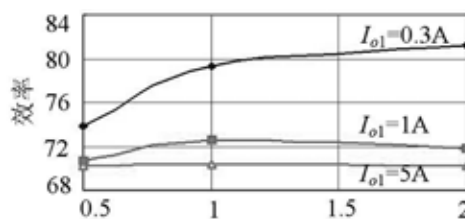


图 6 效率曲线（输入电压 220 V_{AC}）

Fig.6 Efficiency of the prototype flyback converter

表 1 实验原理机 V_{o2} 的负载调整率（调整率：%；电流单位：A）

Tab.1 V_{o2} load regulation of the prototype flyback converter

$I_{o1} \backslash I_{o2}$	0	0.5	1.0	1.5	2.0
0.3	-0.08	-0.08	-0.08	-0.08	-0.08
2.0	-0.08	-0.08	-0.08	-0.2	-0.2
5.0	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2

3 磁放大器应用于多路辅输出的设计

多路输出电源常要求有 3-5 路输出，此时如果采用“节 2”的“分时控制”方法，则需把 $(1-d)T_s$ 分成更多个时段以便分别向主、辅输出供电。显然当各路输出功率一定时，由于分的时段增多，供电时间缩短，变压器副边线圈电流峰值将增大，这不仅使线圈损耗增大，而且也给整流二极管和输出滤波电容带来很大电流应力，降低了变换器效率。

为改善 SR 应用于多路辅输出反激变换器的性能，提出一种新的设计思路：即取各路辅输出线圈的匝数比等于它们的输出电压比，从而使辅输出线圈电流能够在同一时间内输出（但主、辅输出间仍需分时，否则 SR 不能实现稳压），减少了“分时”的次数。如对于一个 3 路输出，当把 2 路辅输出的线圈匝数比设计等于其电压比时，则只需把 $(1-d)T_s$ 分成 2 个时段，在时段 1 的 d_1T_s 中向主输出供电，而在时段 2 的 d_2T_s 中同时向两路辅输出供电。新方案实验验证如下。3 路输出实验原理机的输出分别为，主输出 5 V/5 A，线圈 2 匝；辅输出 1：12 V/2 A，线圈 8 匝；辅输出 2：9 V/2 A，线圈 6 匝。图 7 为关键实验电路波形，其中 u_{S1} 为主输出副边线圈的电压波形， i_{SA1} 、 i_{SA2} 分别为 12V、9V 辅输出的线圈电流波形。实验说明，3 路输出只“分时”两次，方案可行。其中 12V 辅输出电压的最大负载调整率为 0.2%，9V 辅输出电压的则为 0.1%。

4 结论

由于反激变换器为电流型，且输出端没有滤波电感，因此当采用磁放大器作后级稳压时，需采用“分时控制”

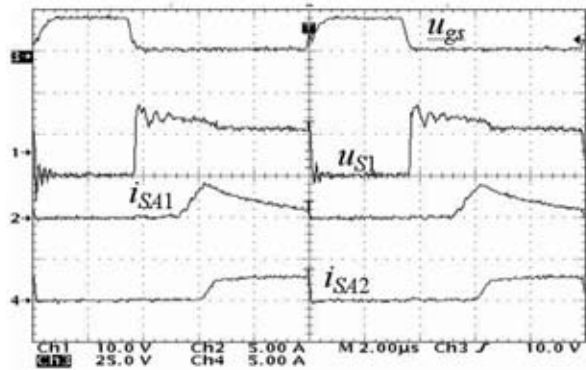


图 7 3 路输出实验原理机关键电路波形（满载，输入 $90V_{AC}$ ）
Fig.7 Key waveforms of the three-output prototype flyback converter with new time-sharing solution

方法。实验证明采用磁放大器后级稳压的反激变换器辅输出具有良好的电压稳定性，而针对多路辅输出的新方案可以有效减小分时次数，有利减小变换器输出侧电流应力。

参考文献

- [1] Chuanwen Ji, Smith M. Jr., Smedley K.M., King K.. Cross regulation in flyback converters: Analytic model and solution [J].IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16(2):231-239.
- [2] O.N. Nelson. Time share mag-amp[C]. Proceeding of IEEE HFPC ' 1988, San Diego, USA, 1988: 49-54.
- [3] 姜剑. 磁放大器在反激式功率变换器辅输出上的应用[D]. 福州大学,2001.
- [4] Wen, C.-C., Chen C.-L..Magamp application and limitation for multiwinding flyback converter [J]. Proceeding of IEE Electric Power Applications, 2005, 152(3):517-525.