

一种变模态恒定磁芯复位电压双管正激变换器

李学峰, 吴德军, 王仕韬
(国网技术学院, 济南 250002)

摘要: 针对现代开关电源的小型化与高功率密度化要求, 提出一种改进型双管正激变换器。通过在传统变换器基础上增加部分附加电路, 使变压器磁复位电压在输入断开时近似保持不变, 从而在输入电容电压下降过程中使变换器开关占空比突破双管正激变换器 50% 的限制, 更有效地利用储能电容中的能量, 最终使得变换器在使用较小容量储能电容的情况下, 延长输出保持时间。详述了电路原理, 进行了理论公式推导, 并给出了关键器件的设计步骤。最后通过一台 180 W 实验样机验证了理论分析的正确性。

关键词: 开关电源; 双管正激; 输出保持时间

Flexible Mode Double-switch Forward Converter with Constant Magnetic-reset Voltage

LI Xuefeng, WU Dejun, WANG Shitao
(State Grid of China Technology College, Jinan 250002, China)

Abstract: Considering the small-volume and high-power-density requirements of switching-mode power supplies at present, an improved double-switch forward converter was presented. With an additional circuit, the improved converter could provide an approximately constant magnetic-reset voltage when the input was cut off, which allowed a duty cycle of larger than 50% (i.e., limit of a double-switch forward converter) during the declining process of input capacitance voltage and utilized the energy stored in the capacitor more efficiently. In this way, the larger duty cycle helped to expand the hold-up time when a smaller bulk capacitor was used. The working principle of the converter was analyzed in detail, and the relevant theoretical formulas were deduced. Moreover, the design processes of key components were given. Finally, the theoretical analysis was validated through a 180 W experimental prototype.

Keywords: switching-mode power supply; double-switch forward; hold-up time

随着电力电子技术的进步, 开关电源朝高效率、高功率密度和小型化的方向发展^[1-3]。通常消费领域开关电源为满足安规方面要求, 电所采用 DC/DC 变换器拓扑输入和输出之间需要电气隔离。双管正激变换器具有电路简单、成本低和效率高的特点^[4-6], 被广泛应用于低功率的开关电源中。

输出保持时间是开关电源基本要求, 指电源输入断开时开始计算直流输出带最大负载需要保持在正常电压范围内的时间^[8]。输出保持时间在电源

系统发生紧急情况时能给后续系统留出反应时间。当输入断开时, 直流储能电容上电压下降, 电源的控制回路为了保持输出电压的稳定会增加开关占空比^[7]。当占空比达到最大时, 反馈便失去调节作用, 输出电压开始迅速下降, 直到为 0。可见最大占空比限制直接影响了输出保持时间长短。考虑到以上情况, 双管正激电路需要很大的输入端直流储能电容来维持暂态时输出的稳定^[8-10]。这样既不利于成本的降低, 又不利于电源的小型化改进。

本文提出一种改进型双管正激变换器, 只需要增加少量的元器件就可以增大占空比限制, 从而在

使用较小的输入储能电容的情况下延长输出的保持时间。

1 原理与设计

1.1 基本结构

所提的变模态恒定磁复位电压双管正激变换器结构如图 1 所示。以三极管开关 S_a 为控制核心构成框中模态切换电路。

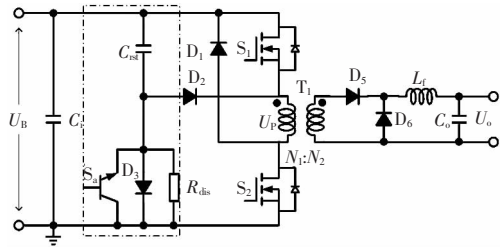


图 1 变模态恒定磁复位电压双管正激变换器

Fig.1 Flexible mode double-switch forward converter with constant magnetic-reset voltage

MOSFET 管 S_1 和 S_2 是正激变换器的主开关管, D_1 和 D_2 是原边续流二极管, D_5 和 D_6 为副边整流与续流二极管, L_f 和 C_o 构成输出低通滤波器。相对于传统双管正激电路,增加了复位电容器 C_{rst} 、模态切换开关三极管 S_a 、二极管 D_3 和放电电阻 R_{dis} 。

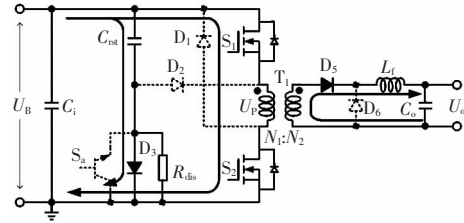
1.2 特性分析

恒定磁复位电压双管正激变换器有两种工作模态: 传统双管正激工作模态和输出保持工作模态。三极管 S_a 控制两种模态之间的切换。图 2 为变换器的 4 种工作状态等效电路, 图 3 为变换器两种工作模态下的时序。

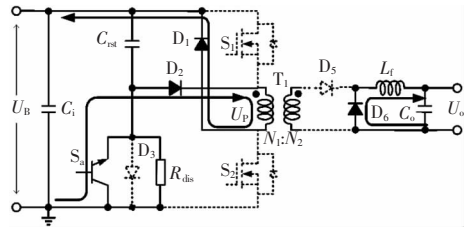
图 2 中, 状态 2 和状态 3 不能同时出现在一个开关周期中, 分别对两种工作模态下各个工作方式详细描述。鉴于本文侧重于开关占空比的增大和输出保持时间的改善, 其他电气性能不做讨论。图 3 中, D 为开关占空比, T 为工作周期。

1.2.1 传统双管正激工作模态

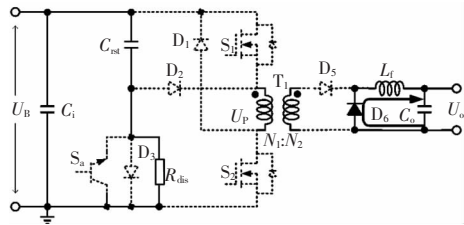
控制电路通过检测输入侧直流储能电容上的电压 U_B 来决定变换器工作在何种方式。设置一个门限电压 U_{Bh} , 当 $U_B > U_{Bh}$ 时, 开关 S_a 基极置高电压, 变换器工作在传统双管正激工作模态。



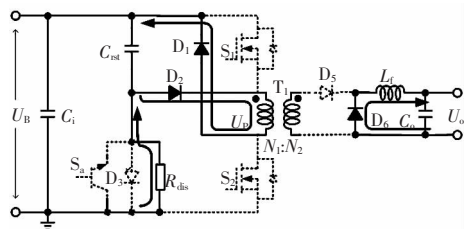
(a) 状态 1



(b) 状态 2



(c) 状态 3



(d) 状态 4

图 2 变换器工作状态

Fig.2 Operation modes of the converter

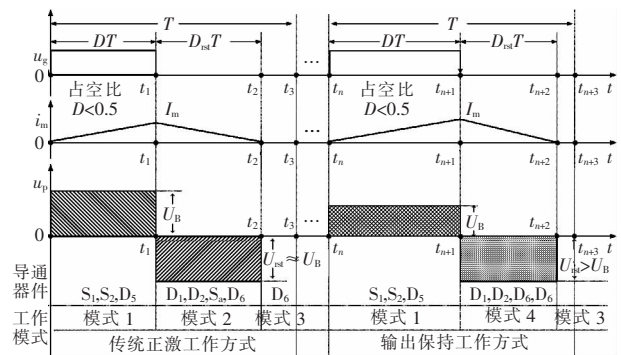


图 3 变换器工作波形

Fig.3 Operation waveforms of the converter

阶段 1 $[t_0\sim t_1]$: 电路工作在模式 1。开关 S_1 和 S_2 导通, D_1 和 D_2 承受反向电压关断, D_3 正偏导通, C_{rst} 充电。忽略 D_3 导通压降的话, C_{rst} 上电压 $U_{C_{rst}}=U_B$ 。变压器通过 D_3 向直流输出侧传输能量。励磁电感中的电流线性上升, 上升斜率为 U_B/L_m (L_m 为变压器励磁电感)。这一阶段励磁电流终值为

$$I_m = \frac{U_B D T}{L_m} \quad (1)$$

阶段 2 $[t_1\sim t_2]$: 电路工作在模式 2。开关 S_1 和 S_2 关断, 励磁电感上电压反向, 开关 S_a 开通。磁芯中的励磁电流不能发生突变, 通过 S_a 、 D_1 和 D_2 继续流动。磁路中存储的能量返回给输入电容, 则励磁电流初值为

$$I_m = \frac{U_{rst} D_{rst} T}{L_m} \quad (2)$$

式中: D_{rst} 为复位占空比; U_{rst} 为复位电压。

励磁电流的下降斜率为 U_{rst}/L_m , 为了有充足时间保证铁芯复位, 则有

$$D_{rst} T \leq (1-D) T \quad (3)$$

联立式(1)~式(3), 可解得

$$D \leq \frac{U_{rst}}{U_B + U_{rst}} \quad (4)$$

为方便分析, 忽略 S_a 上压降, 由等效电路可得 $U_{rst}=U_B$, 式(4)可以简化为

$$D \leq 50\% \quad (5)$$

可知, 当变换器工作在传统双管正激模式时开关占空比不能超过 50%, 从而限制住了直流输入电容上存储能量的释放空间。

阶段 3 $[t_2\sim t_3]$: 电路工作在模式 3。励磁电流降为 0, 励磁电感中不再有任何存储的能量, 变压器磁复位完成。直流输出侧通过 L_r 和 D_6 续流。

以上构成一个开关周期, 如果变换器工作模式不变化的话, 上述状态按顺序循环反复。

1.2.2 输出保持工作模式

图 3 中假设在 t_n 前某一时刻切断输入, 则输入储能电容上直流电压开始下降, 在 t_n 时刻有 $U_B=U_{Bh}$ 。开关 S_a 基极置低电位, S_a 处于断开状态, 此时 $U_{C_{rst}}=U_{Bh}$ 。变换器开始工作在输出保持模式。

阶段 4 $[t_n\sim t_{n+1}]$: 电路工作在模式 1。由于 U_B 经过

一段时间的下降, 电压已经低于 $U_{C_{rst}}$, D_3 管不导通, $U_{C_{rst}}$ 从 t_n 时刻开始不再受电压 U_B 影响, 保持为 U_{Bh} 不变。其他开关管状态同阶段 1 $[t_0\sim t_1]$, 不再重复描述。此时励磁线圈两端电压为 U_B , 励磁电流仍然满足式(1)。

阶段 5 $[t_{n+1}\sim t_{n+2}]$: 电路工作在模式 4。变压器励磁电感进入磁复位阶段。此时由于 D_3 和 S_a 关断, 励磁线圈两端复位电压 $U_{rst}=U_{C_{rst}}$ 。励磁电流下降斜率为 $U_{C_{rst}}/L_m$, 且满足式(2), 故式(4)依然成立, 即占空比 D 的最大值为 $U_{rst}/(U_B+U_{rst})$ 。又由于 $U_{rst}>U_B$, 故可得占空比的最大值为

$$D_{max} \geq 50\% \quad (6)$$

从而突破了传统双管正激变换器的限制。使得变换器在输出保持模式下利用反馈环调节能更多地把输入侧储能电容中的能量传输到输出端, 以提高输出保持时间。

每个复位周期 C_{rst} 的阴极都会出现负电压, 为了防止 $U_{C_{rst}}$ 过高超出电容额定电压, 电路中设置电阻 R_{dis} 放电复位, 使其保持在一个定值。所以在输出保持模式下, 磁复位电压看作是恒定不变的。

阶段 6 $[t_{n+2}\sim t_{n+3}]$: 工作状态同阶段 3 $[t_2\sim t_3]$ 。

由上述分析可见, 所提出变换器的设计可以有更大的占空比裕量, 从而可以在相同功率容量的情况下减小直流输入电流的容量和变压器的尺寸。

1.3 最大占空比设置

最大占空比为

$$D_{max} = \frac{U_{rst}}{U_B + U_{rst}} \quad (7)$$

U_{rst} 由直流输入最大电压 $U_{B_{max}}$ 决定。故式(7)变为

$$D_{max} = \frac{U_{B_{max}}}{U_B + U_{B_{max}}} = \frac{1}{1 + \frac{U_B}{U_{B_{max}}}} \quad (8)$$

输出保持工作模式下, 最大占空比与直流输入的关系如图 4 所示。随着 U_B 电压下降, 变换器所支持最大占空比会不断变大。实际设计中, 为了避免输入跳变过程中变压器饱和, 需要设置一个最大占空比限制值, 一般而言, 为 80% D_{max} 左右。

1.4 变压器变比选择

如果变换器开关占空比可以增大, 变压器的变

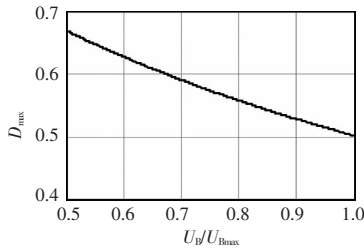


图 4 D_{max} 和 U_B/U_{Bmax} 之间关系

Fig.4 Relationship between D_{max} and U_B/U_{Bmax}

比 N 也可以相应增加。因此,二次侧的器件可以降低应力限制,带来整体效率的提高。

当输入电压最低为 U_{Bmin} 时,开关占空比满足条件

$$D_L = \frac{NU_0}{U_{Bmin}} \leq \frac{U_{rst}}{U_{rst} + U_{Bmin}} \quad (9)$$

当输入电压最高为 U_{Bmax} 时,限制占空比为最大值的 80%,开关占空比满足条件

$$D_H = \frac{NU_0}{U_{Bmax}} \leq \frac{0.8U_{rst}}{U_{rst} + U_{Bmin}} \quad (10)$$

由式(9)和式(10)可得变压器变比为

$$N = \min\left(\frac{U_{Bmin}U_{rst}}{(U_{rst} + U_{Bmin})U_0}, \frac{0.8U_{Bmax}U_{rst}}{(U_{rst} + U_{Bmax})U_0}\right) \quad (11)$$

1.5 控制电路实现

控制电路的设计由电阻电容和比较器组合实现,如图 5 所示。 U_B 通过电阻分压采样与设定参考电压比较。当输入母线电压大于设定阈值时,比较

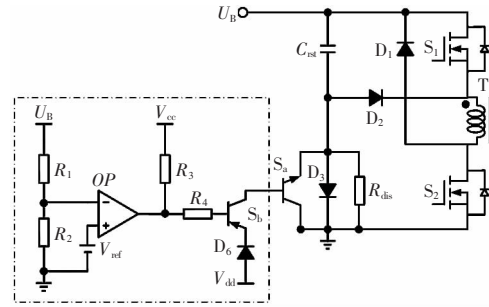


图 5 复位控制电路

Fig.5 Reset controller circuit

器输出为低电平,三极管 S_b 处于导通状态,从而使三极管 S_a 基极处于高位,使恒压复位附加电路处于旁路状态。双管正激电路复位通路工作在传统模式。当输入母线电压低于设定值时,比较器输出被 V_{cc} 拉高, S_b 截止, S_a 也相应截止,变压器通过 C_{rst} 复位,复位电压处于恒定值,不受 U_B 下降的影响。

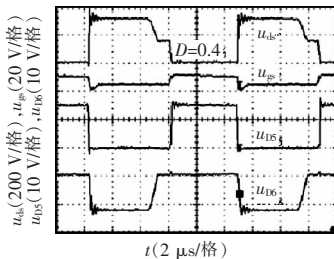
2 实验结果

为了验证上述理论分析的正确性,制作了 1 台输出功率为 180 W、输出为 +12 V 的样机。交流电压输入范围为 90~264 V,输出保持时间要求为 7 ms,样机的主要元器件参数如表 1 所示。输入电压为 220 V、模态切换工作点 $U_{Bth}=350$ V 时测试波形如图 6 所示。

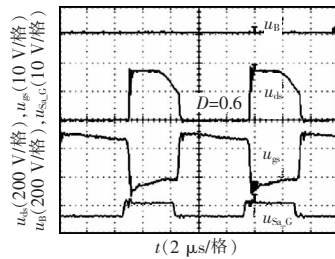
表 1 主要元器件参数

Tab.1 Parameters of key components

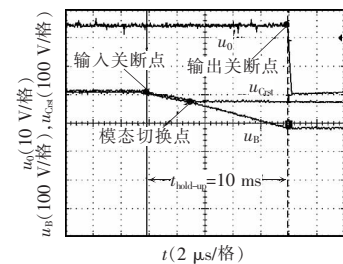
主开关管	续流二极管	附加电路	输出整流	直流输入	变压器	变压器	PWM
S_1, S_2	D_1, D_2	三极管 S_a	二极管	储能电容	磁芯	变比 N	控制芯片
IRFIB7N50A	MUR160	STB45	STPS20L60	120 μ F	EFD25	80:7	DAP002



(a)传统双管正激工作模式下主开关管波形



(b)输出保持模式下主开关管波形



(c)模态切换时波形

图 6 实验波形

Fig.6 Experimental waveforms

图6(a)为传统双管正激工作模态下输出负载最大时主要工作波形,可见,正常工作时最大占空比为40%;图6(b)为断开直流输入后变换器工作在输出保持模态时的主开关管波形,可见,随着直流储能电容的电压降低,开关占空比增大,可达到60%,远超过传统双管正激电路占空比限制;图6(c)为从输入断开后从传统正激工作模态切换到输出保持模态的主要波形,可见,在输入关断后, U_B 开始下降,在约1.5 ms后达到模态切换点,变换器切换到输出保持模式。 U_{Cst} 之后保持恒压不变,可看作变压器磁复位电压维持不变,直到输出不能维持正常范围内电压关断。输出保持时间 $t_{hold-up}$ 为10 ms,满足设计要求并留有充足裕量。

3 结语

本文提出了一种改进型双管正激电路,通过增加少量元器件来延长输出保持时间,使开关电源能够满足日益增长的小型化及高功率密度要求。实验验证了所提理论的正确性,并证明了其具有较高的实用价值。

参考文献:

- [1] 钱照明,张军明,谢小高,等. 电力电子系统集成研究进展与现状[J]. 电工技术学报, 2006, 21(3):1-14.
Qian Zhaoming, Zhang Junming, Xie Xiaogao, et al. Progress in Power Electronic System Integration[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(3):1-14(in Chinese).
- [2] 陈乾宏. 开关电源中磁集成技术的应用研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2001.
Chen Qianhong. Research on the Application of the magnetics-integration techniques in switching power supply[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2001.
- [3] Xu Jianping, Cao Xiaohong, Luo Qianchao. An improved two-transistor forward converter[C]. IEEE International Conference on Power Electronics & Drive Systems, PEDS 1999, 1999:225-228.
- [4] 林谓勋. 现代电力电子电路[M]. 北京:机械工业出版社, 2008.
- [5] Abraham I, Keiyh B, Taylor M. Switching Power Supply Design[M]. 北京:电子工业出版社, 2005.
- [6] Xi Youhao, Jain P K, Liu Y F, et al. A self core reset and zero voltage switching forward converter topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(6): 1192-1203.
- [7] 纪婧,杜建华,王均,等. 双管正激电路数字控制系统设计方法的分析与对比[J]. 电源学报, 2015,13(3):71-78.
Ji Jing, Du Jianhua, Wang Jun, et al. Analysis and comparison of digital design method of switches forward[J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(3):71-78(in Chinese).
- [8] Tan F D. The forward converter: from the classic to the contemporary[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition, APEC 2002, 2002:857-863.
- [9] Wu Hongfei, Xing Yan. Families of forward converters suitable for wide input voltage range applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 6006-6017.
- [10] Hern B, Narayanan K. An analysis of the joint compute-and-forward decoder for the binary-input two-way relay channel[C]. Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing(Allerton), 2013:1314-1320.
- [11] Abramovitz A, Tang Cheng, Smedley K. Analysis and design of forward converter with energy regenerative snubber[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(3): 667-676.



李学峰

作者简介:

李学峰(1966-),男,博士,副教授,研究方向:电力系统设备及电力电子技术在电力系统中的应用,E-mail:nightpole@126.com。

吴德军(1974-),男,博士,副教授,研究方向:电力电子技术在电力系统上的应用,E-mail:wudejun1974@126.com。

王仕韬(1978-),男,博士,研究方向:电力电子技术,E-mail:windham.rar@gmail.com。