

# 高压双管反激变换器的设计\*

封心歌

(南京电子技术研究所 南京 210013)

**【摘要】** 介绍一种双管反激的电路拓扑,分析了其工作原理,给出了一些关键技术参数的计算公式,设计并研制成功的 30 W 380 VAC 50 Hz / 510 VDC / +15.1 VDC (1 A)、+5.2 VDC (2 A) 辅助开关电源具有功率密度高、变换效率高、可靠性高等优良的综合性能。该变换器在高电压输入情况下有重要的应用价值。

**【关键词】** 变换器,辅助开关电源,双管反激

中图分类号:TN86 文献标识码:A

## Design of Double Switch Flyback Converter

FENG Xin-ge

(Nanjing Research Institute of Electronics Technology Nanjing 210013)

**【Abstract】** A new topology for double switch flyback converter is introduced. The operation principle is analyzed and some formulas for calculating key parameters for the topology are presented. The designed and produced auxiliary switching power supply, i.e. 30 W 380 VAC 50 Hz / 510 VDC / +15.1 VDC(1 A)、+5.2 VDC(2 A), has excellent comprehensive performances such as high power density, high conversion efficiency and high reliability. This converter has important application value for high input voltage.

**【Key words】** converter, auxiliary switching power supply, double switch flyback

### 0 引言

反激变换器具有电路拓扑简单,输入输出电气隔离,电压升降范围宽,易于多路输出等优点,是辅助开关电源的理想选择。输入电压不是很高的电路,通常采取单端反激的设计方法,但输入电压较高时不适用。如三相输入 380 V<sub>AC</sub>,经桥式整流后为 510 V<sub>DC</sub>,采用单端反激电路,由于反激电压、输入电压的变化范围、输出轻载状况,开关管上承受的峰值电压将非常大,而目前市场上适合于这种高压的场效应管非常少。因此本文提出了双管反激的设计思路,用两只开关管替代单管,同时导通和关断,并在电路中采用钳位二极管,在反激过程中把开关管承受的峰值电压钳制在输入电源电压,大大降低了每个开关管上的电压应力,扩大了开关管的选择范围,也保留了反激电路的优点。这里主要介绍该电路的工作原理,控制电路的实现,关键电路参数的设计,以及设计实例和试验结果。

### 1 双管反激变换器的工作原理

#### 1.1 功率电路的拓扑结构

图 1 中 VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 为主开关管;VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub> 为钳位

二极管;VD<sub>3</sub> 为输出整流二极管;C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub> 为输入滤波电容;C<sub>3</sub> 为输出滤波电容;L<sub>p</sub> 为 T<sub>1</sub> 原边绕组电感;L<sub>s</sub> 为 T<sub>1</sub> 副边绕组电感。

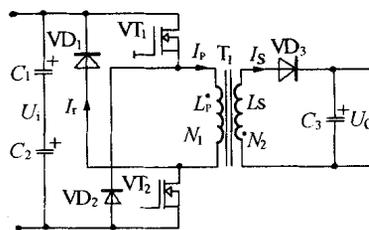


图 1 电路的拓扑结构图

#### 1.2 功率电路的工作原理

如图 1 所示,高频变压器 T<sub>1</sub> 的原边绕组由 2 个场效应管 VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 接向直流电源电压 U<sub>i</sub>。VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 同时开通,同时关断。与单管反激一样,场效应管开通时,只把能量储存在磁路中,断开后,磁能转化成电能传至负载。电路中 VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub> 的接法可以把过剩的反激能量反馈回电源 U<sub>i</sub> 中,同时可以把场效应管承受的峰值电压和原边绕组的反激电压都钳制在 U<sub>i</sub> (忽略钳位二极管的正向导通压降)。由于原边和副边的电感量为常数,使原边电流和副边电流按线性规律升高或

\* 收稿日期:2003-05-04 修订日期:2003-08-14

降低,所以双管反激变换器副边电流有 3 种工作状态:  
 (1) 磁化电流连续状态;(2) 磁化电流临界连续状态;  
 (3) 磁化电流非连续状态。本文主要分析副边电流在非连续状态下的双管反激变换器的工作情况。

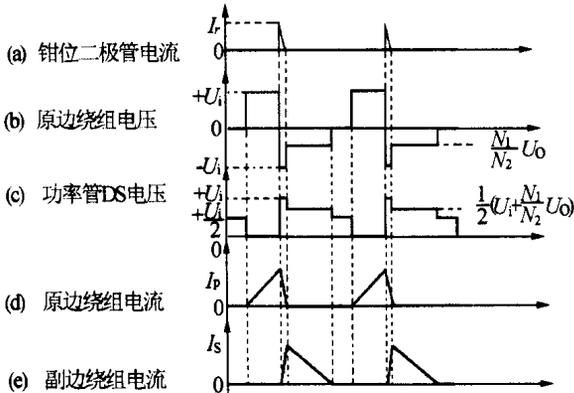


图 2 非连续状态下双管反激变换器工作波形

(1) 当  $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$  同时开通时,直流电压  $U_i$  加在原边绕组上。输出整流二极管  $VD_3$  反向偏置关断,副边绕组没有电流通过。导通期间,原边绕组进行电能储存,原边电流  $I_p$  线性增加,  $U_i = \frac{dI_p}{dt} L_p$ 。这时可把变压器看作一个电感,磁芯内磁感应强度将由剩余磁感应强度  $B_r$  增至峰值  $B_w$ 。两只场效应管上的压降为其导通压降。

(2) 当  $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$  同时关断时,由于反激作用,变压器上所有电压将反向,钳位二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  导通,把原边绕组的反激电压和开关管上的电压钳制在电源电压  $U_i$  (不考虑二极管正向压降)。储存在原边绕组的能量一部分向副边传递,同时有一部分通过钳位二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  返回给电源。当副边电流增加到  $\frac{N_1}{N_2} I_p$  时,钳位二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  停止导通,原边绕组电压  $V_p$  降至副边绕组的反射电压,即为  $C_3$  上的电压折算到原边绕组上的电压,场效应管上的压降为  $(U_i + U_o)$ 。输出整流二极管  $VD_3$  导通,副边电流以某一速度衰减,  $\frac{dI_s}{dt} = \frac{U_o}{L_s}$ 。当副边绕组电流  $I_s$  降到零时,原边绕组电压也为零,这时每只场效应管承受的电压为  $U_i$ 。在反激时间磁芯磁通密度将从峰值  $B_w$  下降到剩余磁感应强度  $B_r$ 。经过一段时间后,  $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$  同时开通,进入下一个周期。

(3)  $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$  不同时通断的情况。在实际电路中,由于两只开关管的特性不能完全一致,驱动脉冲也不可能完全同步,所以两只开关管就不可能完全同步的通断。如图 1,以  $V_{T1}$  先关断为例,当  $V_{T1}$  关断而

$V_{T2}$  开通时,见图 3(a)。由于原边绕组的存在  $V_{T1}$  为零电压关断。此时,变压器所有电压反向,原边绕组上负下正,又因为  $V_{T2}$  仍然开通,变压器原边绕组下端为零电位,这样钳位二极管  $VD_2$  导通,  $VD_1$  仍处关断状态。原边电流在由原边绕组、 $V_{T2}$ 、 $VD_2$  组成的回路中近似电流大小不变的续流。整流二极管  $VD_3$  导通,向负载传送能量,这个时间非常短,然后  $V_{T2}$  也进入关断状态,见图 3(b)。此时  $VD_1$ 、 $VD_2$  全部导通,  $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$  上的压降均为  $(U_i + U_D)$ ,  $U_D$  为钳位二极管的正向导通压降。同理可分析  $V_{T2}$  先关断的情况。这里要注意的是,应尽量让两只开关管同时通断,因为在原边电流续流时,由于开关管和钳位二极管存在导通内阻,将产生大量的功率损耗,时间越长功耗越多,这将是十分不利的。

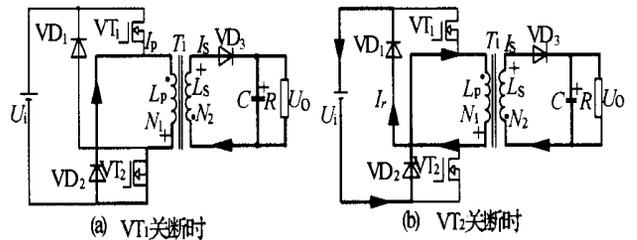


图 3  $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$  不同时关断时的工作情况

### 1.3 控制电路的设计

控制电路选用 UC3842 芯片,该芯片采用峰值电流控制技术,是一种单端输出的控制电路,能很好的应用在隔离式单端开关电源的设计。其最大的优点是外接元件少、接线简单、可靠性高、成本低。此外还有以下显著特点:

- (1) 电压调整率好,利用这种型号的调制器很容易达到 0.01 %/V 的调整率;
- (2) 误差放大器 E/A 补偿电路简化,频响特性好,稳定幅度大;
- (3) 负载调整率改善明显;
- (4) 过流限制特性好;
- (5) 具有过压保护和欠压锁定功能。

在双管反激电路中,两个开关管中间有一个为悬浮地,故不能直接驱动,采取变压器隔离驱动的方法。在实例中,为简化隔离驱动变压器的设计,降低成本,对接功率地的开关管采取直接驱动。

### 1.4 电路的组成

本文所介绍的辅助开关电源电路组成见图 4。输入三相 380 V  $\pm 10\%$ , 50 Hz AC 经过 EMI 滤波器整流滤波后得到 510 V  $\pm 10\%$  DC,然后经过双反管激变换器转换成两路辅助源, +5.2 V/2 A, +15.1 V/1 A。电流控

制芯片 UC3842 由自反馈绕组  $n_4$  供电。为简化电路, 本试验采取原边反馈策略, 输出精度满足要求。

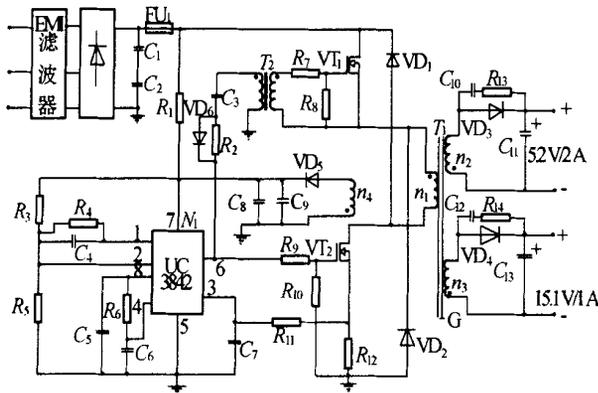


图 4 实例电路

其中  $R_{12}$  为电流检测电阻;  $C_4$  为加速电容;  $C_{10}$ 、 $R_{13}$ 、 $C_{12}$ 、 $R_{14}$  分别为  $VD_3$ 、 $VD_4$  的吸收网络。

## 2 关键电路参数设计

### 2.1 储能式变压器

由已知条件计算出总输出功率  $P_O$ , 确定铁心截面积  $S_c$  和铁芯工作磁感应强度  $B$ 。

初级线圈的峰值电流

$$I_{p \max} = \frac{2 TP_O}{T_{ON} U_{i \min}} \quad (1)$$

式中:  $U_{i \min}$  为变压器初级输入的最小直流电压,  $T$  为开关周期,  $T_{ON}$  为开关管导通时间,  $P_O$  为输出功率;  $\eta$  为变换效率。

初级线圈的电感为

$$L_p = \frac{U_{i \min} T_{ON}}{I_{p \max}} \quad (2)$$

初级绕组匝数为

$$N_1 = \frac{L_p I_{p \max}}{S_c B} \times 10^8 \quad (3)$$

初次级绕组匝数比为:

$$n_{12} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{T_{ON \max} U_{i \min}}{(T - T_{ON \max})(U_{O2} + U_D)} \quad (4)$$

式中:  $U_D$  为输出整流二极管压降,  $U_{O2}$  为次级绕组  $N_2$  的输出电压。

次级绕组匝数

$$N_2 = N_1 / n_{12} \quad (5)$$

同理可求出其他绕组匝数。

储能式变压器气隙

$$I_g = \frac{1.256 L_p I_{p \max}^2}{S_c B^2} \quad (6)$$

### 2.2 功率开关

功率开关  $VT_1$ 、 $VT_2$  上承受的峰值电压应力为

$$U_{DS \max} = U_{i \max} + U_{DD} \quad (7)$$

式中:  $U_{DD}$  为钳位二极管的导通压降。

电流应力为

$$I_{1p} = I_{1av} + \frac{1}{2} I = \frac{P_O T}{T_{ON \max} U_{i \min}} + \frac{1}{2} \frac{U_{i \min}}{L_{i \min}} T_{ON \min} \quad (8)$$

式中:  $I_{1av}$  为初级电感电流平均值,  $I$  为初级电感电流脉动值。

### 2.3 整流二极管

整流二极管电压应力和电流应力分别为

$$U_D = \frac{N_1}{N_2} U_i + U_{O2} \quad (9)$$

$$I_{DP} = I_{2P} \quad (10)$$

### 2.4 输出滤波电容

$$C = \frac{5 T_c}{8 q \% R} \quad (10)$$

式中:  $q \% = U_{Opp} / U_O$ ,  $U_{Opp}$  为输出电压纹波峰峰值;  $R$  为负载电阻。

## 3 实例

运用该技术成功地开发了 30 W 辅助开关电源, 电路原理图见图 4。

### 3.1 电路主要参数

本实验为输入三相 380 V  $\pm 10\%$ , 50 Hz AC, 输出为两路 5.2 V/2 A, 15.1 V/1 A。实验参数如下: 工作频率  $f = 42$  kHz; 主变压器选用锰锌铁氧体 PQ32/30; 驱动变压器用锰锌铁氧体 EE16; 主开关管  $VT_1$ 、 $VT_2$  选用 IRFMG40; 钳位二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  选用 BYV26E; 整流二极管  $VD_3$  选用 MUR820,  $VD_4$  选用 10YQ045;  $VD_7$  为 FR157;  $VD_8$  为 1N5819。

### 3.2 实验波形

具有波形图如图 5 所示, 其中:

功率管栅源电压波形 占空比为 0.25, 见图 5

(a);

(下转第 62 页)

动、速度、电流双闭环体制。天线驱动单元通过 D/A、I/O 口与天线控制单元相连。

为了缩小其体积,功放电路方面可考虑采用适合的集成了功率放大器的 PWM 脉宽调制器(如 APEX 公司的 PWM 芯片),在调节器方面,如采用速度、电流、位置三环体制,以往的做法是,电流调节器环路与速度调节器环路多采用模拟电路构成,由一系列运算放大器、电阻电容构成,整个电路体积较大,而将速度调节器,电流调节器用软件实现,可节省大量体积。

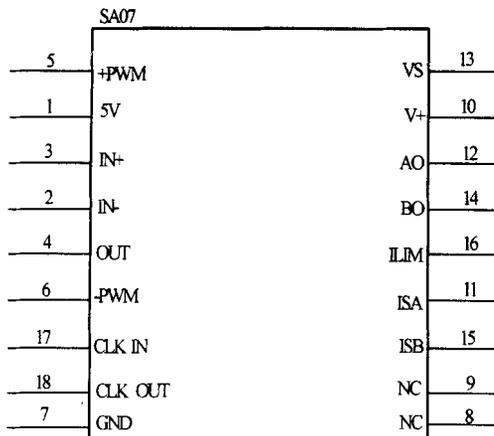


图 3 APEX 公司的 SA07 芯片

如图 3 所示,APEX 公司的 SXXX 系列芯片是 PWM 功放芯片(脉宽调制),此类芯片的 ISA 和 ISB 两个管脚输出信号经处理即可作为电流采样输入信号。主程序通过 A/D 将电流信号读入,再通过数字 PID 调节器算法,构成电流调节器环路。测速机将速度信号通过 A/D 送到 DSP 中,通过特定数字 PID 调

节器算法,构成速度调节器环路。具体的 PID 算法都是由软件完成。

在控制过程中实现软件化,可以方便地进行数据平滑、系统固有误差修正、建模预测分析、线性或非线性的补偿、特定条件下模糊控制,这些软件技术可有效地提高测量控制精度。

### 3 结 论

综上所述,天线控制子系统结构更为简单,合理,具有体积小,重量轻,调试方便,控制灵活,运行可靠等诸多优点,最重要的是满足了小型化的要求。

利用大规模集成芯片,将模拟电路数字化加载软件,即可完成以往全部由硬件设备完成的功能。硬件设备几倍甚至十几倍的减少或以软件取代硬件,必然大大提高天线控制子系统小型化、可靠性、长寿命水平,同时可大大降低天线控制子系统的成本。

### 参 考 文 献

- 1 接口和互连产品数据手册(英文版). 最新世界各公司数据手册. 2001
- 2 模/数转换器数据手册(英文版). 最新世界各公司数据手册. 2001
- 3 数/模转换器数据手册(英文版). 最新世界各公司数据手册. 2001

杨 敏 女,1978 年生,2001 年毕业于重庆通信学院。现主要从事雷达专业质量监督工作。

(上接第 59 页)

变压器初级绕组电压波形,见图 5(b);

功率管漏源电压波形,见图 5(c)。

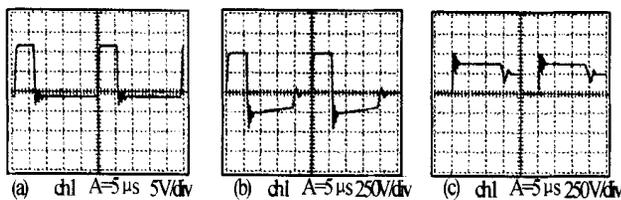


图 5 实验波形

### 3.3 效 率

输入三相 380 V  $\pm 10\%$ , 50 Hz AC, 实测效率为 85%。

### 4 结 论

实验证明,该电路工作稳定,效率高,稳定度好。

相比采用自激方法设计的辅助源,调试简单、方便,更可以用本身为主功率回路提供泄放回路,省却了消耗功率的泄放电阻,提高了效率,又因和主功率电路分开,避免了相互干扰,提高了可靠性。

### 参 考 文 献

- 1 丁道宏. 电力电子技术. 北京:航空工业出版社,1993
- 2 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京:电子工业出版社,1999
- 3 何希才. 新型开关电源设计与维修. 北京:国防工业出版社,2001
- 4 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术. 北京:电子工业出版社,2001

封心歌 男,1976 年生,2000 年毕业于南京航空航天大学。主要从事电力电子及航空电源方面的研究。