

宽输入范围、多隔离输出计算机 电源设计方法

高瑞秋 温州电视台 丁洁 北大方正杭州分公司

摘要:本文导出了一组在极宽输入范围下工作的反激变换器电路参数的约束关系,提出了一种对具有极宽输入范围且具有多组隔离输出的开关电源的设计方法。

叙词:计算机电源 反激变换器

1 前言

在以太阳能电池为能源的系统中,如太阳能光伏电站,太阳能电池供电的通信设备,光伏水泵等等,一般需要一个辅助直流电源,作为整个系统控制器的电源。通常这个辅助直流电源的输入来自光伏电池,随着日照的变化作大幅度的变化^[3]。这就要求辅助电源能够适应这种大幅度变化,而保持输出电压稳定。这样具有极宽输入范围的开关电源的研究应运而生。^[6]

文献[1]介绍了一种为美国军方设计的具有极宽输入范围的开关电源,文中未给出主电路参数的设计方法。本文在文献[1]的基础上,通过导出一组重要的参数约束关系,提出了极宽输入范围的开关电源的设计方法,包括功率开关器件的开关速度的选择,容量的选择,变压器的变比选择等等。按照这种方法研制了一台极宽输入范围(15V~250V DC)且有10组隔离输出的开关电源,并给出了实验结果。

2 主电路参数的约束关系

反激式变换器只需一只功率开关管就能同时实现直流电压升降与输入、输出高频隔离。

由于具有极宽输入范围的反激式变换器的占空比 D 大范围的变化,如从 0.08~0.92。而普通反激式变换器的导通比的变化范围较窄,稳定工作时, D 一般在 0.5 左右。

开关电源如果电路参数设计不当,当输入作大范围变化时,会使占空比 D 工作在 0 附近,可能使功率开关未完全开通就已开始关断,或者使导通比趋近于 1,使开关未完全关断就令其开通。它们都使电路进入失控区,电源不能保持稳定的输出。在电路设计时应设法避免。

下面将推导一组电路参数的约束关系,以此作为参数设计的依据。

首先假设电源的直流输入 E 从 E_{\min} ~ E_{\max} 之间变化,将占

空比限制在 $D_0 \leq D \leq D_1$ 中,开关周期 $T = t_{on} + t_{off}$,其中 t_{on} 为开关连续导通的时间, t_{off} 为开关连续关断的时间。 E_1 为反激式变压器副边绕组输出整流滤波所得的直流输出。最后,假定功率开关与二极管为理想开关,即开关时间为零,管压降为零。

对于反激式变换器,若忽略吸收电路,反激变压器的漏抗为零,那么功率开关器件上承受的最大电压为^[4]

$$V_{DSmax} = E_{max} + \frac{n_0}{n_1} E_1 \quad (1)$$

显然开关的耐压 $BV_{DS} \geq V_{DSmax}$,于是得到约束条件:

$$\frac{n_0}{n_1} \leq \frac{BV_{DS} - E_{max}}{E_1} \quad (2)$$

反激式变换器满足:

$$\frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{\frac{n_0}{n_1} E_1}{E} \quad \text{也即} \quad \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{\frac{n_0}{n_1} E_1}{\frac{n_0}{n_1} E_1 + E} \quad (3)$$

因此占空比 $D = \frac{1}{1 + \frac{E}{E_1} \frac{n_1}{n_0}}$,可见 D 随着 E 的增加而单调下降。当 $E = E_{max}$ 时, D 为最小值 D_{\min}

$$D_{\min} = \frac{1}{1 + \frac{E_{max} n_1}{E_1 n_0}} \quad (4)$$

当 $E = E_{\min}$ 时, D 为最大值 D_{\max} :

$$D_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{E_{\min} n_1}{E_1 n_0}} \quad (5)$$

为了使开关不进入失控区,希望导通比

$$D_0 \leq D_{\min} \quad (6)$$

D 满足: $D_0 \leq D \leq D_1$,于是要求:

$$D_{\max} \leq D_1 \quad (7)$$

由式(4)、式(6)得

$$\frac{n_0}{n_1} \geq \frac{E_{\max}}{E_1 \left(\frac{1}{D_0} - 1 \right)} \quad (8)$$

由式(5),式(7)得

$$\frac{n_0}{n_1} \leq \frac{E_{\min}}{E_1 \left(\frac{1}{D_1} - 1 \right)} \quad (9)$$

将式(2)、式(8)、式(9)统一写成一式:

$$\frac{E_{\max}}{E_1 \left(\frac{1}{D_0} - 1 \right)} \leq \frac{n_0}{n_1} \leq \min \left\{ \frac{E_{\min}}{E_1 \left(\frac{1}{D_1} - 1 \right)}, \frac{BV_{DS} - E_{\max}}{E_1} \right\} \quad (10)$$

记 $\frac{E_{\max}}{E_1 \left(\frac{1}{D_0} - 1 \right)} = \alpha$, $\frac{E_{\min}}{E_1 \left(\frac{1}{D_1} - 1 \right)} = \beta$, $\frac{BV_{DS} - E_{\max}}{E_1} = \gamma$, 于是简化成:

$$\alpha \leq \frac{n_0}{n_1} \leq \min \{ \beta, \gamma \} \quad (11)$$

由 $\alpha \leq \frac{n_0}{n_1} \leq \min \{ \beta, \gamma \}$ 可推出: $\alpha \leq \beta$, $\alpha \leq \gamma$ 由 $\alpha \leq \beta$, 可以导出:

$$\frac{E_{\max}}{E_{\min}} \leq \frac{D_0^{-1} - 1}{D_1^{-1} - 1} \quad (12)$$

$\alpha \leq \gamma$, 推出:

$$BV_{DS} \geq \frac{E_{\max}}{1 - D_0} \quad (13)$$

一般 D_0, D_1 满足 $D_1 = 1 - D_0$, 则不等式(12)可简化成:

$$\frac{D_1}{D_0} \geq \sqrt{\frac{E_{\max}}{E_{\min}}} \text{ 或 } D_0 \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{E_{\max}}{E_{\min}} + 1}} \quad (14)$$

不等式(13)简化成

$$BV_{DS} \geq \frac{E_{\max}}{D_1} \quad (15)$$

D_0, D_1 的选取与功率开关管的开关速度和电源工作频率 f 有关。 D_0, D_1 可表示为

$$D_0 = \frac{t_{on}^0}{T} = K_D \cdot \frac{(t_{s,on} + t_{s,off})}{T} \quad (16)$$

$$D_1 = \frac{t_{off}}{T} = 1 - K_D \cdot \frac{(t_{s,on} + t_{s,off})}{T} \quad (17)$$

其中 $T = \frac{1}{f}$, $t_{s,on}$ 是开关开通时间, $t_{s,off}$ 是开关关断时间, K_D 是余量系数, $K_D > 1$ 。

为了估算功率开关的电流, 假设变换器的效率为 100%, 也即 $P_1 = P_0 = E \int_0^T i_D dt$

再假定反激变压器激磁电感 L_M 很大, 则 $\int_0^T i_D dt = DI_D$

于是: $P_0 = E \cdot DI_{DS}$

也即: $I_{DS} = \frac{P_0}{ED}$

$D = D_{\min}$ 时, $I_{DS} = I_{DS\max} = \frac{P_0}{ED_{\min}} = P_0 \left(\frac{1}{E} + \frac{1}{E_1} \cdot \frac{n_1}{n_0} \right)$

用上式可以估算功率开关中的电流。

3 主电路参数设计

本节将利用前面推导的约束关系, 进行电路参数设计, 步骤如下:

3.1 功率开关元件开关时间的估算

$$\text{由式(14): } D_0 \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{E_{\max}}{E_{\min}} + 1}}$$

$$\text{及式(16): } D_0 = K_D \frac{(t_{s,on} + t_{s,off})}{T}$$

得开关时间要求:

$$t_{s,on} + t_{s,off} \leq \frac{T}{K_D \left(\sqrt{\frac{E_{\max}}{E_{\min}} + 1} \right)} \quad (18)$$

可以定出器件的类型及速度要求。这样也确定了 D_0, D_1 。

3.2 功率器件的电压应力 BV_D^0 初选

$$\text{利用式(13): } BV_{DS} \geq \frac{E_{\max}}{1 - D_0}$$

初选 $BV_{DS}^0 = K_1 \frac{E_{\max}}{1 - D_0}$, 其中 $K > 1$ 。

3.3 n_0/n_1 的确定

$$\text{由式(11): } \alpha \leq n_0/n_1 \leq \min(\beta, \gamma)$$

n_0/n_1 的最后选择要考虑反激变压器的设计。

3.4 确定功率开关的 BV_D

由第 3 步确定的 n_0/n_1 比值, 用公式(1)

$$V_{D\max} = E_{\max} + (n_0/n_1)E_1$$

最后取 $BV_{DS} = K_2 \max \{ V_{D\max}, BV_{DS}^0 \}$, 其中 $K_2 > 1$, K_2 选择应考虑器件电压等级的不连续性及其余量。

3.5 确定功率开关的电流

利用下式

$$I_{DS\max} = P_0 \left(\frac{1}{E_{\min}} + \frac{1}{E_1} \cdot \frac{n_1}{n_0} \right)$$

通过上面的 5 步, 功率开关的速度、容量可以确定, 反激变压器的变比 n_0/n_1 也可求出, 这样其他元件的选取以及变压器的设计就没有太大的困难了。

设计实例:

输入直流 $E = E_{\min} \sim E_{\max}$, 其中 $E_{\min} = 15V$, $E_{\max} = 250V$, 输出为 3 组 5V, 6 组 12V 和 1 组 15V 直流电压, 电路工作频率 $f = 40KHz$, $T = 25\mu s$, 总输出 $P_0 = 10W$ 。

(1) 功率开关的时间估算

由式(18)

$$t_{s,on} + t_{s,off} \leq \frac{T}{K_D \left(\sqrt{\frac{E_{\max}}{E_{\min}} + 1} \right)} = \frac{4.92}{K_D}$$

取 $K_D = 4$, 则 $t_{s,on} + t_{s,off} \leq 1.23\mu s$, 选择 MOSFET 管。

若所选 MOSFET 管的 $t_{s,on} + t_{s,off} = 0.5\mu s$, 取 $K_D = 4$, 由式

(16), (17)得

$$D_0 = 4 \times \frac{0.5}{25} = 0.08$$

$$D_1 = 1 - D_0 = 1 - 0.08 = 0.92$$

(2) 初选电压应力

$$BV_{DS}^0 = K_1 \frac{E_{max}}{1 - D_0} = K_1 \frac{250}{1 - 0.08} = K_1 \cdot 272$$

取 $K_1 = 1.1$, 于是 $BV_{DS}^0 \approx 300V$

(3) 确定 $\frac{n_0}{n_1}$

$$\alpha = \frac{E_{max}}{E_1 \left(\frac{1}{D_0} - 1 \right)} = \frac{250}{5 \left(\frac{1}{0.08} - 1 \right)} = 4.34$$

$$\beta = \frac{E_{min}}{E_1 \left(\frac{1}{D_1} - 1 \right)} = \frac{15}{5 \left(\frac{1}{0.92} - 1 \right)} = 34.5$$

$$\gamma = \frac{BV_{DS}^0 - E_{max}}{E_1} = \frac{300 - 250}{5} = 10$$

$$\therefore 4.34 \leq n_0/n_1 < \min \{10, 34.5\} = 10$$

具体考虑反激变压器的设计时, 我们选取 $\frac{n_0}{n_1} = \frac{39}{6} = 6.5$, 这种选择有一定的自由度, 可以用来提高变压器输出电压的精度。

(4) BV_{DS}

$$V_{DSmax} = E_{max} + \frac{n_0}{n_1} E_1 = 250 + 6.5 \times 5 = 282.5$$

$\therefore BV_{DS} = K_{2max} \{V_{DSmax}, BV_{DS}^0\} = K_{2max} \{282.5 + 300\} = K_2 \cdot 300$
选取 $BV_{DS} = 400V$ 的器件。

(5) 功率开关电流的计算

$$I_{DSmax} = P_0 \left(\frac{1}{E_{min}} + \frac{1}{E_1} \cdot \frac{n_1}{n_2} \right) = 10 \times \left(\frac{1}{15} + \frac{1}{5} \cdot \frac{1}{6.5} \right) = 0.97A$$

我们选用一个 BV_{DS} 为 $400V$, I_{DSM} 为 $5A$ 的 MOSFET 管。

由于变压器是非理想的, 存在一定漏抗, 因此在 MOSFET 两端增加了 RC 吸收电路。

4 实验结果

采用前面设计实例中的数据, 实验电路中采用了脉宽调制芯片 $\mu A494$, 实现电压的闭环控制, 过流保护, MOSFET 栅极脉宽的控制等。电路中存在一个用于 $\mu A494$ 启动的直流工作电源, 一旦整机工作起来后, 该电源就停止工作, $\mu A494$ 的工作电源由变压器其中一组输出 (n_{10}) 经整流、滤波以 D_{14} 、 R_{10} , 在 D_{13} 上获得稳定的电压输出提供。

图 1 给出了当直流输入改变时, 功率 MOSFET 上的电压 V_{DS} 波形的变化情况。

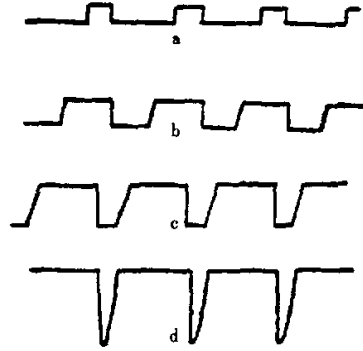


图 1 波形图

实验结果验证了本文所提出的设计方法的有效性。

5 结论

利用本文介绍的设计步骤, 可以确定功率开关的速度、容量以及变压器的变化。确保占空比在设定的范围之内, 而不进入失控区。

参考文献

- [1] Steven E. Summer. "Wide Input Range Multipl Output Power Supply", PCI APRIL 1983 PROCEEDING.
- [2] "李泽元教授论文选编", 浙江省电源学会学术工作委员会, 1990年1月。
- [3] 汉斯·卡尔, "光伏系统技术", 1989年5月
- [4] Moshe Domb, "R - C - DIODE TURN - OFF SNUBBER", PCI APRIL 1983 FR - OCEEDING.
- [5] 徐德洪、蔡荣芳、邵剑龙, "单片机控制的 IKWP 太阳能光伏交流水泵"。