

文章编号: 1000-582x(2000)01-0060-03

①
60-62

单端反激式开关电源的稳定性分析

TN86

高曾辉¹, 于相旭²

(1. 宜宾师范高等专科学校 物理系, 宜宾 644007; 2. 重庆大学 电气工程学院, 重庆 400044)

TN624

摘要: 结合一实际课题用状态空间平均法建立了单端反激式高频高压开关电源的状态空间平均模型, 并求得系统的闭环传递函数, 然后对这类电源系统进行了稳定性分析。

关键词: 单端反激式变换器; 开关电源; 稳定性分析

中图分类号: TM13

文献标识码: A

DC-DC 变换器

DC-DC变换器是一个非线性时变系统。因此其变换器的动态特性的解析解的分析方法很复杂, 阻碍了含这类变换器系统的动态分析和设计的顺利进行。但在开关频率高于系统网络频率时, 采用开关管导通和关断两种状态量的平均值来代替两种状态的量值的状态空间平均法^[1], 较好地解决了PWM型DC-DC变换器的稳态和动态低频小信号的分析问题。

续两种工作状态, 即恒压状态和恒流状态, 也就是能量不完全传递方式和能量完全传递方式。

工作在连续状态下, 开关管导通和关断的拓扑如图2所示。

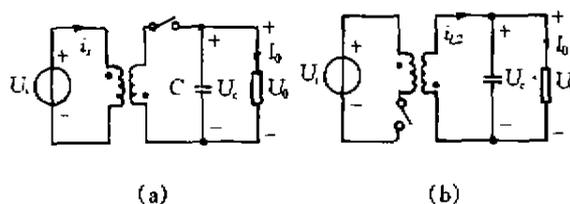


图2 分时段拓扑

状态空间平均法是从变换器的不同拓扑下的状态空间方程出发, 经过平均—小信号扰动—线性化处理, 得到表征变换器稳态和动态小信号特性的数学模型, 最后获得一个统一的电路模型。该方法的特点是, 在推导过程中开始可以不涉及变换器的具体电路, 而从周期性工作的断续系统的状态方程出发, 得到表征系统稳态和动态小信号特性的一般数学描述, 然后由这个数学描述得到统一的等效电路模型, 利用这一等效电路模型就可以对变换器组成的电源系统进行闭环稳定性分析。

选择磁通量 φ 和输出电压 u_c 为状态参量, 设高频变压器 T, 原边匝数为 N_1 , 电感量为 L_1 , 副边匝数为 N_2 , 电感量为 L_2 , 匝比为 $n = \frac{N_2}{N_1}$, 忽略其漏感, 并设磁路不饱和, 则有:

1 用状态空间平均法建立状态空间平均模型

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2} = \frac{1}{n^2}$$

单端反激式变换器如图1所示^[2], 它有连续和断

由图2(a)可知, 在 $0 \leq t \leq dT$ 期间的状态方程:

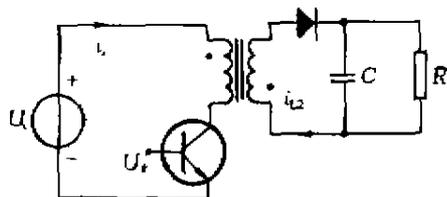


图1 单端反激式变换器

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varphi}{dt} \\ \frac{du_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{N_1} \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (1)$$

收稿日期: 1998-10-27

作者简介: 高曾辉(1966-), 男, 四川天全人, 讲师, 硕士, 从事电力电子技术方面的研究。

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ N_1 & 0 \\ L_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

由图 2(b) 可知, 在 $dT_1 \leq t \leq T_1$ 期间的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varphi}{dt} \\ \frac{du_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{N_2} \\ \frac{N_2}{CL_2} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

这样经过平均—小信号扰动—线性化处理, 有状态空间平均方程:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_0 \\ \hat{i}_s \end{bmatrix} = \frac{1}{P(s)} \begin{bmatrix} \frac{D' DN_1}{L_1 N_2 C} \\ \frac{D'}{L_1} \left(s + \frac{1}{RC} \right) \end{bmatrix} \hat{u}(s) + \frac{1}{P(s)} \begin{bmatrix} \frac{D' N_1^2}{CD L_1 N_2^2} - \frac{s}{CRD'} \\ \frac{N_1}{N_2 L_1} \left(s + \frac{1}{RC} \right) + \frac{DN_2}{N_1 RCL_2} + \frac{N_2}{RD' N_1} \end{bmatrix} U_b \hat{d}(s)$$

其中 $P(s) = s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{D'^2}{L_2 C}$

令 $L_s = \frac{L_2}{D'^2}$, 可得:

$$\mu(D) = \frac{DN_2}{D' N_1}$$

$$e(s) = \frac{U_b}{nD^2} \left(1 - \frac{sDL_s}{R} \right)$$

$$h(s) = \frac{nU_b}{RD^2} H_c(s) = \frac{1}{L_s C s^2 + \frac{L_s s}{R} + 1}$$

因此, 得到表征单端反激式变换器稳态和动态小信号特性的数学模型, 如图 3 所示, 其中 $L_s = \frac{L_2}{D'^2}$.

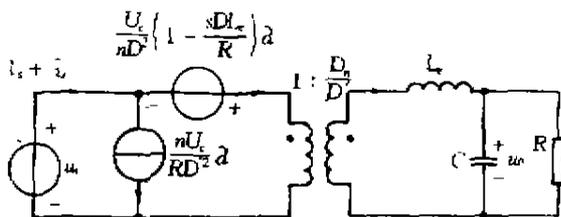


图 3 开环稳态和小信号模型

2 单端反激式开关电源的稳定性分析

实际设计的单端反激式电源系统是用 SG3524 作闭环控制, 其控制原理图如图 4 所示。

取样网络的传递函数 $G_T(s) = \frac{U_r}{U_c}$, 其误差放大器 A1 的传递函数为 $G_1(s)$, 而比较器 A2 的传递函数 $G_2(s) \approx \frac{1}{U_{\max}}$ (U_{\max} 为三角波的峰—峰值)。

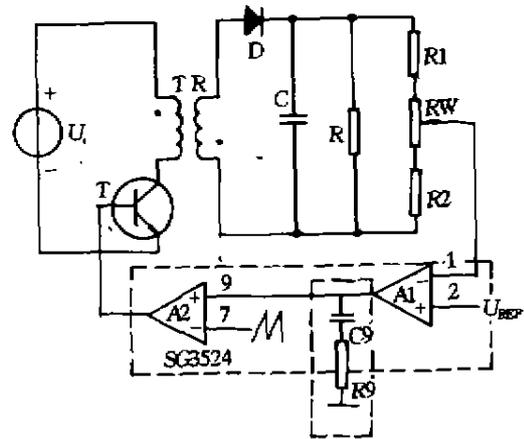


图 4 闭环控制原理图

给定 U_{REF} 恒定, 动态小信号的情况下有:

$$\hat{d} = G_T(s) G_1(s) G_2(s) \hat{u}_0 = G_3(s) \hat{u}_0$$

所以单端反激式开关电源系统的闭环低频小信号模型如图 5 所示。

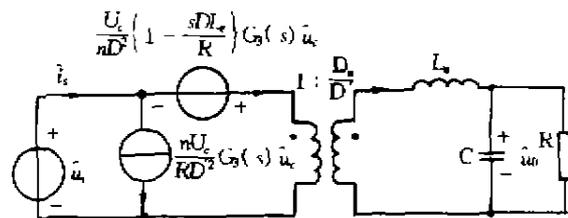


图 5 闭环小信号模型

可求得闭环传递函数:

$$G(s) = \frac{\hat{u}_0}{\hat{u}_c} = \frac{D' n}{DD' L_s C s^2 + \frac{D' L_s}{R} (D' + U_b G_3(s)) s + DD' - U_b G_3(s)} \quad (5)$$

从 SG3524 的电路结构* 知未考虑补偿网络的情况下

* 集成开关稳压器应用手册, 北京半导体器件五厂, 1992

$$G_1(s) = -\frac{qI_c R_0}{2KT}, \text{ 所以 } G_2(s) = -\frac{qI_c R_0}{2KT} \cdot \frac{1}{U_{\max}} \cdot \frac{U_f}{U_n};$$

在误差放大器 A1 的输出端(9脚)加 RC 补偿网络 C_0 , R_0 后

$$G_2(s) = -\frac{qI_c R_0}{2KT} \frac{(R_0 C_0 s + 1)}{(R_0 + R_n) C_0 s + 1}$$

则

$$\begin{aligned} G_3(s) &= G_1(s) G_2(s) G_T(s) = \\ &= -\frac{qI_c R_0}{2KT} \frac{(R_0 C_0 s + 1)}{(R_0 + R_n) C_0 s + 1} \cdot \frac{1}{U_{\max}} \cdot \frac{U_f}{U_n} = \\ &= -k' \frac{(R_0 C_0 s + 1)}{(R_0 + R_n) C_0 s + 1} \end{aligned} \quad (6)$$

所以系统加补偿网络后的传递函数:

$$G'(s) = \frac{\hat{u}_0}{\hat{u}_i} = \frac{D^2 n [(R_0 + R_n) C_0 s + 1]}{D(s)} \quad (7)$$

其特征根方程为:

$$D(s) = a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0 \quad (8)$$

其中 $a_0 = (R_0 + R_n) C_0 R D D' L_c C$

$$a_1 = R D D' L_c C + D L_c D' (R_0 + R_n) C_0 - D L_c U_f k' R_0 C_0$$

$$a_2 = D D' L_c - D U_n k' L_c + R D D' (R_0 + R_n) C_0 + R U_f k' R_0 C_0$$

$$a_3 = R D D' + R U_f k'$$

根据控制理论知, 系统稳定的充分必要条件是满足劳斯判据:

$$a_0 > 0, a_1 > 0, a_2 > 0, a_3 > 0, a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0 \quad (9)$$

上式即为单端反激式电源系统在加补偿网络后系统稳定性的判据, 在系统设计中可用于参数寻优。

对于实际设计的 $U_n = 2000 \text{ V}$, $I_n = 3 \text{ mA}$, $f = 50 \text{ kHz}$, 电压稳定度 0.1% , 为光电倍增管闪烁器作稳定电源, 采用的单端反激开关电源实际装置, 得到如下结论:

1) 未加补偿网络时, 系统有一对复数极点且在 s 平面右半侧, 这时系统是不稳定的, 系统无法工作。

2) 加补偿网络 $R_0 = 51 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 0.1 \mu\text{F}$ 后, 将设计的参数 $D = 0.583$, $D' = 0.417$, $L_c = 5.238 \mu\text{H}$, $C = 0.1 \mu\text{F}$ 代入式(9) 满足劳斯判据, 所以设计的系统是稳定的。

3) RC 补偿网络的值对系统的稳定性影响很大, 例如对系统所设计的参数, 补偿网络取 $R_0 = 51 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 0.01 \mu\text{F}$ 时系统是不稳定的, 而 $C_0 \geq 0.1 \mu\text{F}$ 的值能使系统在 $D = 0.4 \sim 0.7$ 间稳定。

3 结论

笔者设计的电源系统, 根据稳定性判据进行补偿网络的设计, 通过仿真和样机实验证明系统是稳定的。

参 考 文 献

- [1] 蔡宣三, 龚绍文. 高频功率电子学[M]. 北京: 科学出版社, 1993. 203~270.
- [2] 汤伟, 蔡宣三. 单端反激变换器的优化设计与分析[J]. 通信学报, 1986, 7(1): 52~59.

The Stability Analysis of Single-end Flyback Switching Power Supplies

GAO Zeng-hui¹, YU Xiang-xu²

(1. Department of Physics, Yibin Teachers College, Yibin 644007, China; 2. College of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

ABSTRACT: Based on the research of a practical project for high frequency high voltage switching power supplies, the state-space average model as well as the transfer function of single-end flyback converters, which can be used to analyze the stability of single-end flyback switching power supplies, are established.

KEYWORDS: single-end flyback converters; switching power supplies; stability analysis

(责任编辑 李胜春)