

④

交叉双环 PWM 开关稳压系统分析

19-23

An Analysis of PWM Switched-Mode Voltage Regulation
System with the Cross Double-Fed Control

周 维 维
Zhou Luowei

李 再 华
Li Zaihua

侯 振 程
Hou Zhencheng

TM44

(重庆大学电气工程系)

摘 要 利用状态空间平均法建立了交叉双环控制开关稳压电源的小信号动态模型,并利用所建的模型分析了该系统的动态性能和稳定性,然后与普通的单环控制的开关稳压电源进行了比较,结果表明新的控制方式不但使系统动态性能明显改善,同时稳定性更好。

关键词 变换器; 动态模型; 交叉调制; 稳定性

中国图书资料分类法分类号 TM44; TP271.61

ABSTRACT The dynamical modelling of the new converter with the cross double-fed control system is set by using the averaging techniques. The dynamical quality and the stability of the new system are analyzed with the modelling, and compared with the ordinary converter. The results show that the dynamical quality and the stability of the new converter are much better than those of the ordinary one.

KEY WORDS converters; dynamic models; cross modulation; stability

0 引 言

随着各种电子仪器和设备的数字化发展,电源脉冲性负载所占的比例不断增加。另外数字处理设备速度的提高,对电源的动态响应速度的要求越来越高。为了提高一般 PWM 型开关稳压电源的动态响应速度,消除输出纹波,全面改善开关电源的动态性能,文献[1]提出一种新的开关变换器结构—交叉双环控制开关稳压电源,并分析了一种具有交叉双环控制的正激式开关电源的稳压系数和内阻。已完成的工作初步证实了新方案比传统的单环系统具有更小的稳压系数和输出内阻。但开关稳压电源为一闭环控制系统,本文在文献[1]的基础上,利用状态空间平均技术建立了新变换器的低频小信号模型,分析了其稳定性和动态特性,并与一般单环控制变换器进行比较。分析结果表明新系统在动态性能指标和稳定性上都大大优于一般变换器。是一种很有发展前途和应用价值的新型变换器。同时本文给出的分析结果也为新系统的设计提供了理论依据。

* 收文日期 1991-09-14

国家自然科学基金资助项目

1 交叉控制开关电源模型

开关稳压电源建模方法可以概括为三种:

(1)状态空间平均法;(2)离散脉冲响应技术;(3)离散时域模型。而其中状态空间平均法因其分析简便,物理意义明确而得到广泛应用。交叉双环控制系统的功率级不仅含有工作于开关状态的晶体管,而且还包含工作于线性区的功率晶体管,故实质为一数模混合的功率电路。为了分析系统的整体性能,而不考虑某些具体的细节(如开关损耗、噪声等),则可以用状态空间平均法建立系统的低频小信号动态模型。

图1为正激式交叉双环控制开关稳压电源的电路图。图中BG₁为主开关管,BG₂为工作于线性放大区的功率晶体管,为输出提供快速电流补偿,构成交叉双环控制。其控制过程为:

稳态时: $v_0 = V_0$ $i_{o2} = I_{o2}$ $i_{o1} + i_{o2} = I_{o1} + I_{o2} = I_0$

输出出现一个扰动量 Δv_0 ,则误差电压通过比较放大器 K₁ 控制 BG₂ 输出一个电流 i_{o2} 快速补偿 Δv_0 ,同时由于 $i_{o2} \neq I_{o2}$,比较放大 K₂ 输出一个信号,改变占空比 d 使 $v_0 \rightarrow V_0$ 从而 $i_{o2} \rightarrow I_{o2}$ 电路重新进入稳态,下面首先建立功率级模型,忽略变压器漏感,将其视为理想变压器,计入变比 n 则功率级可等效为 Buck 变换器,BG₂ 工作于放大区,可以用一受控电流源模拟则图 1 电路可以等效为图 2。

图中 r_c 和 r_L 分别为 C₀₁ 和 L 的串联等效电阻。受控源控制量 Δv_0 为输出电压的扰动量。对于图 2 中的电子开关,由等效受控源平均法[2] 可得图 3 所示的等效电路。图中:

$v_s = nv_1$; d —PWM 的占空比;
 i —连续导电情况下的电感电流。

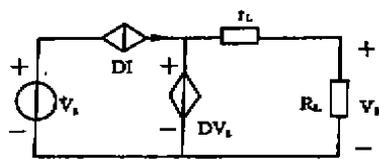


图 4 稳态模型

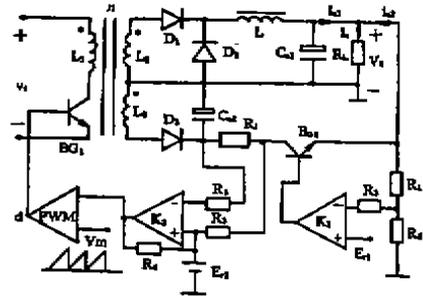


图 1 交叉控制开关电源电路图

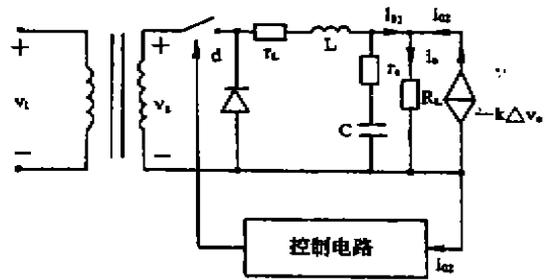


图 2 受控源模拟 BG₂ 后的等效电路

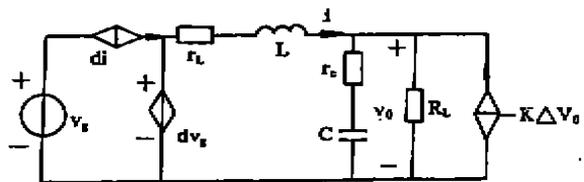


图 3 等效受控源平均模型

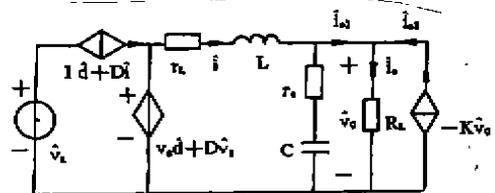


图 5 动态小信号模型

用小信号扰动和线性化处理的方法。即设图2中网络变量在工作点附近出现一小信号扰动： $d = D + \hat{d}$ ； $i = I + \hat{i}$ ； $v_o = V_o + \hat{v}_o$ ； $v_i = V_i + \hat{v}_i$ 。
 则 $di = (D + \hat{d})(I + \hat{i})$ ，且由于 $D \gg \hat{d}$ $I \gg \hat{i}$ (小信号假设) 可略去小信号二阶项，得：

$$di \approx DI + I\hat{d} + D\hat{i}$$

$$dv_o \approx DV_o + V_o\hat{d} + D\hat{V}_o$$

式中： v_i, v_o, d, i, v_o 为动态量； V_i, V_o, D, I, V_o 为稳态量； $\hat{v}_i, \hat{v}_o, \hat{d}, \hat{i}, \hat{v}_o$ 为微扰量。

据此可建立功率级的稳态和动态小信号模型，如图4和图5所示。并由图5可以写出方程

$$\left[\frac{1}{r_L + sL} + \frac{1}{r_c + \frac{1}{sC}} \right] \hat{V}_o(s) + \hat{i}_o(s) - \hat{i}_c(s) = \frac{V_o \hat{d}(s) + D \hat{V}_o(s)}{r_L + sL}$$

从而可解出输出扰动电压

$$\hat{V}_o(s) = \frac{(1 + s_c r_c) [V_o \hat{d}(s) + D \hat{V}_o(s) + (r_L + sL)(\hat{i}_c(s) - \hat{i}_o(s))]}{LCS^2 + C(r_L + r_c)s + 1}$$

结合反馈环路的传递函数可以画出交叉双环控制系统的控制框图如图6所示。

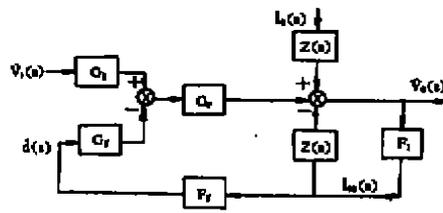


图6 交叉双环控制系统控制框图

图中： $G_1 = nD$ ； $G_2 = nV_i$ ； $G_p = \frac{1 + sCrC}{LCS^2 + C(r_L + r_c)s + 1}$ 为功率级的传递函数。

$Z(s) = (r_L + sL)G_p$ 为开环输出阻抗；

$F_1 = K$ K 为电流环增益；

$F_2 = AK_1 \frac{1}{V_m}$ 为PWM控制电路的传递函数(F_2 的推导过程见文献[3])。

其中： A — 取样系数； K_1 — 误差放大器放大倍数； V_m — 锯齿波电压峰值；

$\hat{V}_i(s)$ — 输入扰动电压； $\hat{i}_o(s)$ — 输出扰动电流。

由图7可求得系统的开环传递函数

$$G(s) = F_1 F_2 G_2 G_p / (1 + F_1 Z(s))$$

$$= \frac{F_1 F_2 G_2 (1 + CrCs)}{(1 + Kr_c) LCS^2 + [C(r_L + r_c) + K(L + Cr_L r_c)]s + (1 + Kr_L)}$$

闭环传递函数

$$\Phi(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_i(s)} = \frac{G_1 G_p}{1 + [F_1 F_2 G_2 + (K + \frac{1}{R_L})(r_L + sL)] G_p}$$

$$= \frac{Dn(1 + sCrC)}{(1 + B_1 r_c) LCS^2 + [C(r_L + r_c) + B_1 L + Cr_c(KB_2 + B_1 r_L)]s + (1 + B_1 r_L + KB_2)}$$

式中：

$$B_1 = K + \frac{1}{R_L} \quad B_2 = F_1 G_2 = AK_1 \frac{1}{V_m} nV_i$$

闭环输出阻抗:

$$Z_o(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_o(s)} = \frac{-Z(s)}{1 + F_1 Z(s) + F_1 F_2 G_2 G_p}$$

2 系统性能分析和比较

上节分析得到的三个重要表达式 $G(s)$ 、 $\Phi(s)$ 、 $Z_o(s)$, 分别反映开关调节系统的主要性能指标, 这一节我们通过一个具体的实例分析系统的性能, 并与一般的单环系统进行比较。

一般单环控制开关电源的系统框图如图7所示。

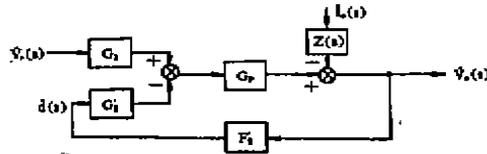


图7 单环控制开关电源系统框图

由图可求出开环传递函数

$$G'(s) = F_1 G_1 G_2 G_p = \frac{F_1 G_1 G_2 (1 + C\tau_c s)}{LCs^2 + C(\tau_L + \tau_c)s + 1}$$

闭环传递函数

$$\begin{aligned} \Phi(s) &= \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_i(s)} = \frac{G_1 G_p}{1 + \left[\frac{1}{R_L}(\tau_L + sL) + F_1 G_1 G_2 \right] G_p} \\ &= \frac{nD(1 + SC\tau_c)}{(1 + \frac{\tau_c}{R_L})LCs^2 + \left[C(\tau_L + \tau_c) + \frac{L}{R_L} + \tau_c C(F_1 G_1 G_2 + \frac{\tau_L}{R_L}) \right]s + (1 + F_1 G_1 G_2 + \frac{\tau_L}{R_L})} \end{aligned}$$

闭环输出阻抗

$$Z_o(s) = \frac{-Z(s)}{1 + F_1 G_1 G_2 G_p}$$

为了便于比较设 $G(s)$ 和 $G'(s)$ 具有相同的开环放大系数即:

$$F_1 G_1 G_2 = \frac{K}{1 + K\tau_L} F_2 G_1 = \frac{K}{1 + K\tau_L} B_2$$

在一般情况下 B_2 很大, $\Phi(s)$ 和 $\Phi'(s)$ 可以简化为

$$\begin{aligned} \Phi(s) &= \frac{Dn(1 + SC\tau_c)}{(1 + B_1\tau_c)LCs^2 + B_2C\tau_c s + KB_2} \\ \Phi'(s) &= \frac{Dn(1 + SC\tau_c)}{(1 + \frac{\tau_c}{R_L})LCs^2 + \left[\frac{K}{1 + K\tau_L} B_2 C\tau_c \right]s + \frac{K}{1 + K\tau_L} B_2} \end{aligned}$$

下面我们通过上面两式来分析比较双环和单环系统的性能:

(1) $\Phi(s)$ 、 $\Phi'(s)$ 的闭环零点不变, 因双环和单环系统的无阻尼自振频率分别为:

$$\omega_{nr} = \left[\frac{1 + (K + \frac{1}{R_L})\tau_c}{KB_2} LC \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad \omega'_r = \left[\frac{(1 + K\tau_L)(1 + \tau_c/R_L)}{KB_2} LC \right]^{-\frac{1}{2}}$$

显然 $\omega_c > \omega'_c$, 即双环系统的闭环传递函数的频带宽度大于单环系统, 也即表明双环系统具有更快的动态响应速度。

$$(2) \text{ 双环系统的阻尼比 } \xi = \frac{1}{2} \omega_c \cdot r_c C$$

$$\text{单环系统的阻尼比 } \xi' \geq \frac{1}{2} \omega'_c r_c C$$

由于 $\xi > \xi'$ 故双环系统的振荡性能减弱, 从而降低了超调量和振荡次数, 使系统的稳定性得到了改善。

(3) 系统的闭环调节时间可近似由下式计算:

$$\text{双环系统 } t_s = \frac{3.5}{\omega_c \xi}; \text{ 单环系统 } t_s = \frac{3.5}{\omega'_c \xi'}$$

可以看出双环系统的闭环调整时间大大缩短。

(4) 从闭环输出阻抗 $Z_o(s)$ 和 $Z'_o(s)$ 的表达式可以看出 $|Z_o(s)| < |Z'_o(s)|$, 表明双环系统对负载电流的扰动具有更强的抑制能力, 即具有更小的负载调整率。

从以上的对比分析可以看出, 在一般的单环控制的稳压系统中, 加入电流补偿环而构成交叉双环控制系统, 可以大大的改善稳压系统的动态性能和稳定性, 使电源的各项性能指标提高, 为研制高质量的开关电源提供了一种新方案。下面我们通过一个实例来定量分析和比较系统动态性能的改善情况。图1中电路参数为:

$$V_i = 300 \text{ V} \quad A = 0.16 \quad \alpha = 0.06 \quad D = 0.4 \quad L = 520 \mu\text{H} \quad r_L = 0.3 \Omega \quad C = 1000 \mu\text{F}$$

$$r_c = 0.02 \Omega \quad V_m = 3.5 \text{ V} \quad R_L = 0.5 \Omega \quad K = 10 \quad K_1 = 500$$

$$\text{可算得: } B_2 \approx 400 \quad \omega_c = 0.788 \times 10^5 \text{ rad/s} \quad \xi = 0.788$$

而对应单环系统保持开环放大系数不变、主电路参数也不变, 则可算得: $\omega'_c = 0.43 \times 10^5 \text{ rad/s}$ $\xi' = 0.43$

$$\text{闭环调整时间: } t_s = 5.64 \times 10^{-5} \text{ s} \quad t'_s = 18.93 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$\text{超调量: } \sigma_s = 1.79\% \quad \sigma'_s = 22.4\%$$

比较其性能指标, 可见双环系统的闭环调整时间仅为单环系统的 1/3 左右, 其改善程度与 K 和 r_L 有关。而 ξ 由 0.43 上升到 0.788 使系统工作更加稳定, 超调量由 22.4% 下降为 1.79%, 从而使整个系统的性能指标得到了改善。

3 结束语

本文以正激式开关稳压器为例, 利用状态空间平均法推导了交叉双环稳压系统的低频小信号线性平均值模型, 来分析交叉双环系统的动态性能和稳定性, 其分析方法也适用于降压型, 升压型和升降压型开关稳压器构成的交叉双环系统, 分析结果表明电流补偿环的加入可以大大改善开关稳压器的性能, 并且理论分析的结果与试验结果基本一致。

但是对大信号扰动(如负载大幅度突变, 开机启动等)则不能用上述模型分析, 关于大信号扰动时交叉双环系统的过渡过程将另文分析。

参 考 文 献

- 1 周维维, 侯振程等. 开关型直流稳压系统的一种新控制方式—交叉双环控制. 仪表技术, 1989, (6), 1~4
- 2 张兴柱等. 等效受控源平均法与开关式变换器的模型. 电杂志, 1986, (3),
- 3 张侠华. 高频化开关电源的平均模型及系统分析. 计算机研究和发展, 1987, 24(7), 53~63