

第 六 届

全国电源技术年会论文集

中国电源学会

一九八四·武汉

前 言

第六届全国电源技术年会即中国电源学会第六届年会于一九八四年五月在武汉举行。各省、市、自治区共400多位代表出席了本届年会，会上共发表论文120余篇。中国电源学会学术委员会组织了本届年会。中国电源学会付理事长胡守约、中国电源学会开关电源专业委员会付主任张谷勋具体筹备了本届年会。中国通信学会湖北省分会和邮电部武汉各厂、所作了大量的筹备工作，湖北省科协和武汉市领导对本届年会作了指导。

此次年会是历届年会中规模较大的一次综合技术交流会，会议的交流内容涉及到电源技术的各个领域，论文的数量和质量都较前有所提高，反映了最近几年来我国在电源技术的研究、设计和生产等方面的新技术、新水平。

为了及时推广科研成果，本届年会所发表的论文，经编委会审定、推荐59篇选入本届年会论文集。由于历史原因，文集编委会都由各地区协商确定。第六届年会论文集，由中国电源学会各常务理事任编委。武汉会议确定，每届年会文集编委会由学术委员会和编辑委员会研究产生，从第七届年会起实行。

中国电源学会年会论文集法定由中国电源学会年会文集编辑委员会负责编辑出版，任何部门和单位不准私自编印全国年会论文集。

国家海洋局海洋科技情报研究所印刷厂承担了论文集的排版、印刷、装订工作，国家海洋局海洋技术研究所对文集的出版给予了多方面的支持，在此特致谢意。

中国电源学会年会论文集编辑委员会

一九八五年八月

目 录

论 文 部 分

1	最佳拓扑结构的自激式C'UK-3型开关稳压电源	侯振程 (1)
2	开关电源输出纹波抑制网络工程计算	朱先荣 (8)
3	开关电源共模噪声的干扰及其抑制	钱建明 (11)
4	开关稳压电源发展动态	叶治政 潘玉泉 (17)
5	可控稳压变压器(CVT)型交流稳压器	张汝海 李淑俊 刘春贵 (23)
6	开关电源功率级变换器的优化设计	蔡宣三 (32)
7	关断高压功率管的新方法——射极开路关断法	李朔生 (36)
8	交流稳压电源的数字控制电路	毛国华 (41)
9	再谈用微型机控制开关电源的设计	易仲芳 (46)
10	40KV 5KWLC串联谐振变换器	杜元恕 (50)
11	8V/40A浮桥变换器	周振范 (56)
12	300KHz Mos场效应管开关稳压电源	黄其甫 (62)
13	半桥串联谐振开关电源	肖湘南 (65)
14	全应急多路输出脉宽调制式开关电源	黄选才 谭世坚 (72)
15	正确选用开关变压器的铁心材料	沈传铨 (78)
16	无人值守直流不停电供电系统	李宗光 (82)
17	一种新型逆变器探讨	李毓林 (88)
18	模拟交流稳压器中的参考源	赵修科 (92)
19	无人值守交流电源控制设备	光纯孚 沈仲明 杨周行 (96)
20	微型机控制交流稳压电源	王志强 林色藹 (103)
21	用微型计算机控制的SCR交流调压电源	杨欣荣 (106)
22	0—+20V, 2A程序控制直流稳压电源	张谷勤 夏书敬 范玲 黄大成 (113)
23	关于直流电源尖峰和下垂瞬态干扰的测量方法	林色藹 (119)
24	计算机诸类电源的统调	王其英 (123)
25	整流管存储效应产生的尖峰机理探讨	杨玉玠 (128)
26	自激式C'UK型开关电源设计与应用	谭松 朱圣录 (138)
27	晶体管高精度稳压电源的设计与制做	李先成 (149)
28	稳压电源的组合运行及其可靠性探讨	倪诗铎 吴景华 刘振升 (158)
29	可控硅导通角的数字控制	宁金所 (166)
30	电解电容器的阻抗测量	王晓东 (169)
31	精密三相稳定电源	江涛 王万梅 (176)
32	调整管管压降自稳电路	杭立耕 (183)

33	国外100KHz~1MHz磁放大器式高频开关电源的发展动向	艾多文 (188)
34	JWK—20型开关电源可靠性预测、分配和 试验	崔凤钧 李振恒 (194)
35	电感贮能式开关稳压器状态分析	张景国 (204)
36	一种适用于PWM逆变器高效换向电路的分析和计算	许雪生 (211)
37	逆变电源中一种具有特色的逆变电路	冷增祥 (219)
38	电源的干扰与干扰的抑制	杨占元 (221)
39	集成稳压器的发 展概况及国标系列品种的制定	杨润生 (223)
40	稳压电源的雷击保护	袁伯成 (231)
41	电源技术应用的新动向	曹福治 (234)
42	便携式小型高压电源	严国芳 (236)
43	通信用大功率电源中故障保护电路的抗干扰能力分析	沈锡越 (238)
44	非晶态合金在开关电源中的应用前景	陈煜廉 (242)
45	用于光电、风电系统的不停电装置	袁江涛 (244)
46	一种用于通信机的脉宽调制变换型交直流两用电源	朱先寿 (247)
47	脉宽调制单端正激DC—DC变换器的分析和 设计	汤佩斌 (249)
48	低功耗开关电源	刘月升 (257)
49	VD—Mos350功率场效应晶体管设计	刘旭东 吴政常 (260)
50	悬浮式中压直流稳压电源	屠镇华 (263)
51	计数微调方式的高稳定度直流恒流源	刘正清 (267)
52	三端可调式集成稳压器W317/W317电路分析及性能指标分析	王思众 (270)
53	直流日光灯逆变器	徐兰筠 张继学 (273)
54	CVT 稳压逆变器	李秀英 (279)
55	SNW—1型步进调节交流稳压电源	丁百祥 杨晓白 (282)
56	一种实用高效准方波电源	张道杨 (285)
57	电子设备与大功率器件热设计中的几项试验与结果分析	王尉 郑玉林 (287)
58	晶体管直流变换器史略及自激式电路的特点	李万君 (292)
59	交流稳压电源的现状和发展	关力更 (296)

产 品 介 绍 部 分

1	上字牌半导体器件	上海无线电七厂 (303)
2	“光芒牌”硅桥式整流器	江苏省靖江县整流器厂 (306)
3	江苏省沙洲县稳压器厂产品介绍	(304)
4	江苏省邗江电源设备厂产品介绍	(307)
5	本溪市无线电三厂产品介绍	(308)
6	无锡半导体器件总厂(原无锡无线电一厂、七厂)产品介绍	(309)
7	杭州仪表元件厂产品介绍	(310)
8	国营第八九五厂产品介绍	(312)
9	WK520型开关稳压电源简介	陕西省富平无线电厂 (311)
10	上海海燕半导体器件厂产品介绍	(316)
11	浙江省青田县电器厂产品介绍	(319)
12	BSC1—200/190矿用隔爆型快速充电装置	哈尔滨市整流设备厂 (322)
13	上海华通开关厂产品介绍	(320)
14	天津市第二半导体器件厂产品介绍	(323)
15	DZW03大型通信用成套电源设备	邮电部武汉通信电源厂 (324)
16	低损耗电力变压器	连云港变压器厂 (326)
17	苏州电力电容器厂产品介绍	(328)
18	GGAj02型电除尘用高压硅整流器	上海电阻厂 (329)
19	北京市变电设备总厂产品介绍	(330)
20	连云港绝缘材料厂产品介绍	(336)
21	XDC—X—2 XDC—T—2单相电容运转电动机	上海先锋电器厂 (332)
22	天津市第六半导体器件厂产品介绍	(334)
	中国电源学会成立大会纪要	(337)

最佳拓扑结构的自激式C'UK-3型开关稳压电源

侯振程

提 要

本文对“自激式C'UK-3型开关稳压电源”进行了理论分析,指出了参数设计的依据,并用状态方程平均法分析及由此得出的等效电路。进一步阐述了该电路的特点,最后介绍了该电源的某些特点。

一、概 述

自激式C'UK-3型开关稳压电源的主电路采用目前很有发展前途的C'UK型变换器构成,开关管采用自激激励。电路如图1所示。

图中开关三极管 T_s 是变换器工作的核心, D_s 是开关二极管, T_s 和 D_s 构成像单刀双掷开关一样的相互切换的一对开关。 C_1 及 C_2 是传能电容器,输出的能量经它们传递。 L_1 和 L_2 是

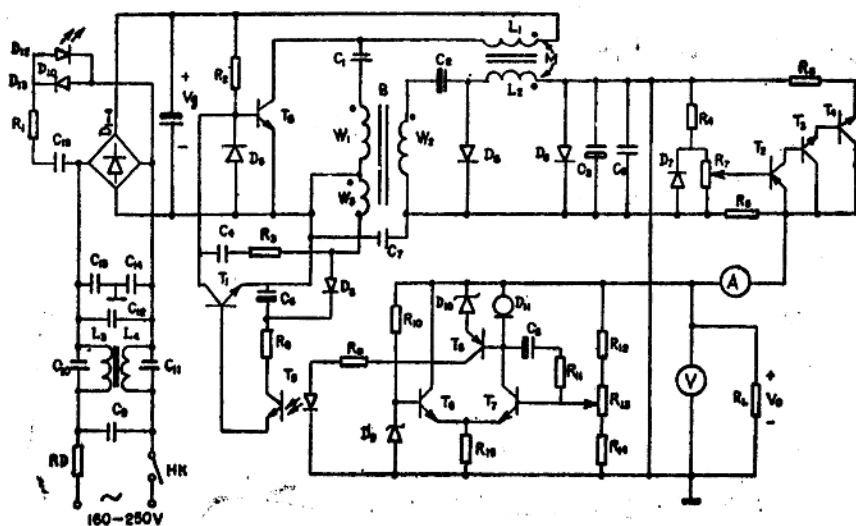


图1 自激式C'UK-3型稳压电源电路图

相互间具有互感 M 的传能电感,实质起低通滤波作用; M 可使 L_1 和 L_2 在储放能量时互相间有些补偿,从而在电路参数配合合适时,其等效电感非常大(理想情况为无穷大),实现输入或输出电流纹波近于零。 B 为隔离及反馈变压器。 C_3 为输出滤波电容器, R_L 为电源的负载。

开关管激励采用自激方式,反馈电压取自反馈绕组 W_3 ,用 RC 电路使基极电流按指数规律下降到 T ,脱离饱和区而翻转,从截止到导通的翻转是利用变压器铁心饱和来实现,调压由电压取样与给定值相比较,用其差值控制调整管 T_1 ,自动调整占空比,使输出电压稳定。该电路具有结构合理简单、开关纹波小、开关过渡时间短、损耗小效率高等优点。

二、工 作 原 理

为更好地明了电路原理及主要参数的关系,我们先作如下假定:

- (1)开关管 T_1 和 D_1 均为理想开关元件,且 T_1 和 D_1 开关转换时间差为0;
- (2)电路中电感、电容及变压器均为理想元件;
- (3)开关频率远大于网络频率

(4) T_1 的激励信号 U_{Bo} 为如图2的方波, T_1 的导通与截止与其对应。我们定义 T_1 导通时间 T_{on} 与开关周期 T 之比 $D=T_{on}/T$ 为占空比;截止时间 T_{off} 与 T 之比 $D'=T_{off}/T=1-D$ 为互补占空比。

当 T_1 截止时,电源向 C_1 充电,并通过变压器向 C_2 充电, D_1 导通;当 T_1 导通时, C_1 及 C_2 放电, D_1 截止。因此,由 T_1 开和关形成两个拓扑图。如把网络作些等效变换,把变压器原付边电容电压加以折算后相加,就可画出如图3的两种拓扑结构的电路图了。

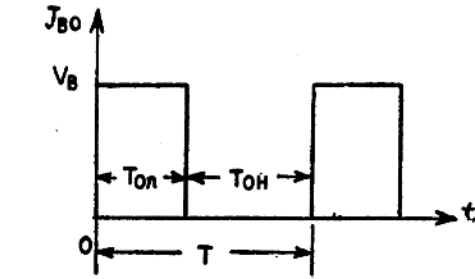
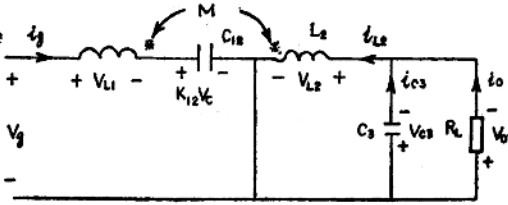
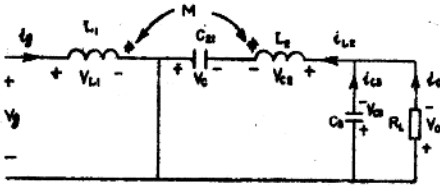


图2 T_1 的激励信号



(a) T_{off} 期间等效电路



(b) T_{on} 期间等效电路

图3 两种拓扑结构的等效电路

图中
$$C_{12} = \frac{C_1 C_2}{k_{12}^2 C_1 + C_2}$$

$$C_{21} = k_{12}^2 C_{12}$$

式中 $k_{12} = \frac{w_1}{w_2}$ 为变压器原付绕组变比

在 T_{off} 期间内, 电源给 C_{12} 充电, 同时 L_1 及 M 向 C_{12} 释放能量, v_c 增加, 电容储能, L_2 及 M 释放能量给负载, 并通过 M 把 L_1 释放的部分能量转给 L_2 。在 T_{on} 期间内, C_{21} 释放储能给负载及 L_2 和 M , L_1 直接接电源 V_s , L_1 及 M 增加储能, 通过 M , L_2 把部分能量转给 L_1 。所以能量主要由电容传递, 故损耗小, 变换器效率高。在 L_1 、 L_2 及 M 和 k_{12} 间满足一定关系时, 可以使 i_{L1} 或 i_s 纹波为0。

输出直流电压 V_o 由输入电压 V_s 和占空比决定, 即

$$V_o = \frac{DV_s}{D'k_{12}} \quad (1)$$

而输出直流电流 I_o 与输入直流电流 I_s 有

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{D'k_{12}}{D} I_s \quad (2)$$

的关系。该两式将在后面证明。故当 V_s 给定后, 调整占空比就可以很平滑的改变输出电压。也可在 V_s 改变时, 自动改变 D 来使 V_o 恒定不变。

三 参 数 关 系

由图3的两种拓扑等效电路图可分别写出其状态方程和输出方程, 设 X 为状态变量, Y 为输出变量。

$$X = [i_s \ i_{L2} \ U_c \ U_{c3}]^T \quad (3)$$

$$Y = [U_o \ i_o]^T \quad (4)$$

在 T_{on} 期间

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{U}_c \\ \dot{U}_{c3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -M/\Delta & M/\Delta \\ 0 & 0 & L_1/\Delta & -L_1/\Delta \\ 0 & -1/C_{21} & 0 & 0 \\ 0 & -1/C_3 & 0 & -1/R_L C_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_{L2} \\ U_c \\ U_{c3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_2/\Delta \\ -M/\Delta \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} V_s \quad (0 \leq t \leq T_{on}) \quad (5)$$

及

$$\begin{pmatrix} U_o \\ i_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1/R_L \end{pmatrix} U_{c3} \quad (0 \leq t \leq T_{on}) \quad (6)$$

$$\text{式中 } \Delta \triangleq L_1 L_2 - M^2 \quad (7)$$

可以把(5)式及(6)式简写为

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 V_s \quad (0 \leq t \leq T_{on}) \quad (8)$$

$$Y = C_1 X \quad (0 \leq t \leq T_{on}) \quad (9)$$

在 T_{off} 期间

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_g \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{V}_c \\ \dot{V}_{c3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -k_{12}L_2/\Delta & M/\Delta \\ 0 & 0 & k_{12}M/\Delta & -L_1/\Delta \\ 1/k_{12}C_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_3 & 0 & -1/R_L C_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_g \\ i_{L2} \\ V_c \\ V_{c3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_2/\Delta \\ -M/\Delta \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} V_g \quad (T_{on} \leq t \leq T) \quad (10)$$

$$\text{及} \quad \begin{pmatrix} V_o \\ i_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1/R_L \end{pmatrix} V_{c3} \quad (T_{on} \leq t \leq T) \quad (11)$$

同样把(10)式及(11)式简写为

$$\dot{X} = A_2 X + B_2 V_g \quad (T_{on} \leq t \leq T) \quad (12)$$

$$Y = C_2 X \quad (T_{on} \leq t \leq T) \quad (13)$$

由(5)式或由(10)式均可导出

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{L_2 - aM}{\Delta} U_{L1} \quad (14)$$

$$\text{及} \quad \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{L_1 - M/a}{\Delta} U_{L2} \quad (15)$$

式中 $a = U_{L2} / U_{L1}$ (注) 为电感线圈 L_2 和 L_1 的电压比

$$\text{令} \quad L_{d1} = \frac{\Delta}{L_2 - aM} \quad (16)$$

$$L_{d2} = \frac{\Delta}{L_1 - M/a} \quad (17)$$

显然 L_{d1} 和 L_{d2} 为 L_1 及 L_2 消除互感后的等效电感。

当令 $di_{L2}/dt = 0$ 时, 可求得 $L_1 - M/a = 0$, 即 $L_{d2} = \infty$, 在参数满足这一关系时, 就能使输出电流开关纹波为零, 从而得到恒定的直流输出。

同理, 当满足 $L_2 - aM = 0$, $L_{d1} = \infty$ 时, 就有 $di_g/dt = 0$, 使输入电流开关纹波为零。所以电路能用带有互感的两个较小电感得到理想的滤波效果。

电路在运行时, 开关管的导通与截止使电路工作于过渡状态, 如 V_g 及 D 在所研究的一段时间内 (当然大于一个周期) 是不随时间而变的, 则各状态变量是周期函数, 开关管截止初瞬的值就是导通结束瞬时的值。反之亦然。这就是解状态方程的边界条件。

为使解简化, 假设 C_3 足够大, 所以 $U_{c3} \approx V_o$, 设 T_s 导通初瞬 $t = 0$ 及 $[i_g(0) \ i_{L2}(0) \ V_c(0)]^T = [I_{g0} \ V_{cm} \ I_{L20}]^T$ 。由于网络频率远小于开关频率, 所以对状态转移矩阵 e^{At} 的幂级数只取前两项即 $e^{At} \approx \mathbf{I} + At$, 所以解得

$$\begin{pmatrix} i_g(t) \\ i_{L2}(t) \\ U_c(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_g/L_{d1} \\ (V_{cm} - V_o)/L_{d2} \\ -I_{L20}/C_{12} \end{pmatrix} t + \begin{pmatrix} I_{g0} \\ I_{L20} \\ V_{cm} \end{pmatrix} \quad (0 \leq t \leq T_{on}) \quad (18)$$

注: 在 T_{on} 与 T_{off} 期间内, U_{L2} 与 U_{L1} 的比是相同的, 有变压器变比有关, $a = 1/k_{12}$ 。

当 $t = T_{on}$ 时, T_1 由导通变截止。此时 $[i_g(T_{on}) \ i_{L2}(T_{on}) \ U_c(T_{on})]^T = [I_{gm} \ I_{L2m} \ V_{co}]^T$ 。
解得

$$\begin{pmatrix} i_g(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (V_g - k_{12}V_{co})/L_{d1} \\ -V_o/L_{d2} \\ I_{gm}/k_{12}C_{12} \end{pmatrix} (t - T_{on}) + \begin{pmatrix} I_{gm} \\ I_{L2m} \\ V_{co} \end{pmatrix} \quad (T_{on} \leq t \leq T) \quad (19)$$

状态变量纹波的峰峰值显然为

$$[\Delta I_g \ \Delta I_{L2} \ \Delta V_c]^T = [V_g T_{on}/L_{d1} \ I_{L2m} T_{on}/C_{12} \ (V_{cm} - V_o) T_{on}/L_{d2}]^T \quad (20)$$

可由 ΔI_g 、 ΔI_{L2} 及 ΔV_c 值设计电路的电感及电容值。

如 L_{d1} 、 L_{d2} 、 C_1 、 C_2 及 C_3 足够大, 各量的纹波与其直流分量相比就可略去, 即有:

$$[i_g \ i_{L2} \ U_{c1} \ U_{c2} \ U_{c3}]^T = [I_g \ I_o \ V_g \ V_o \ V_o]^T \quad (21)$$

四 平均状态方程分析法

上述用两种拓扑图进行计算是很复杂的, 当开关频率远大于网络频率时, 可把两种拓扑结构的状态方程加以平均, 就可以得到近似反映两组状态方程的“平均状态方程”, 平均状态方程为

$$\begin{aligned} \dot{X} &= [T_{on}(A_1 X + B_1 V_g) + T_{off}(A_2 X + B_2 V_g)]/T \\ &= (DA_1 + D'A_2)X + (DB_1 + D'B_2)V_g \\ &= AX + BV_g \end{aligned} \quad (22)$$

及平均输出方程为

$$\begin{aligned} Y &= (T_{on}C_1 X + T_{off}C_2 X)/T \\ &= (DC_1 + D'C_2)X = CX \end{aligned} \quad (23)$$

将系数阵的参数值代入得

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_g \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{U}_{c1} \\ \dot{U}_{c3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -(DM + D'k_{12}L_2)/\Delta & M/\Delta \\ 0 & 0 & (DL_1 + D'k_{12}M)/\Delta & -L_1/\Delta \\ k_{12}D'/C_{21} & -D/C_{21} & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_3 & 0 & -1/R_L C_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_g \\ i_{L2} \\ U_c \\ U_{c3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_2/\Delta \\ -M/\Delta \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} V_g \quad (24)$$

及

$$\begin{pmatrix} U_o \\ i_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1/R \end{pmatrix} U_{c3} \quad (25)$$

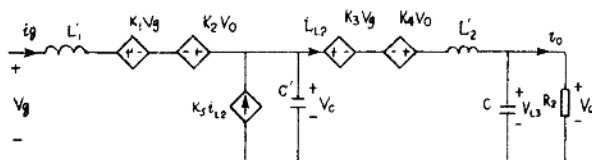


图4 等效的平均电路模型

这样就只需解一个状态方程了,使计算简化。同时也可用图4一个等效电路图代替两种拓扑结构的电路图。

图中 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4 、 k_5 及 L'_1 、 L'_2 和 C' 为由电路参数和占空比确定的系数。由图可见,受控源反映了开关电源的开关调制及解调作用,传能电容及电感起低通滤波作用及输出量受输入量和占空比控制的关系。如略去电源的纹波,则

$$V_o = \frac{1-k_1-k_3}{1-k_2-k_4} = \frac{D}{D'k_{12}} V_g \quad (26)$$

用(24)式求解和用(5)式和(10)式解得的误差是很小的,随着开关频率比网络频率大得越多,误差越小。

上述讨论假定了所有损耗为0,如考虑损耗,可将损耗的等效电阻画入电路图中列方程求解,这样虽状态变量数目未变但计算却复杂多了,本文对此不再讨论。但它对输出的影响可以认为反映在电压降上,故在输出直流电压与输入直流电压的关系中,考虑过一个主电路变换器的效率 η , $\eta = V_o I_o / V_g I_g$,即把(1)式变为

$$V_o = \frac{DV_g}{D'k_{12}} \eta \quad (27)$$

就行了。

五 开关管激励及控制电路

开关管采用自激激励,激励电压取自隔离变压器 B_1 的反馈绕组 W_3 ,占空比 D 由调整管 T_1 控制。 T_1 开关翻转由 T_1 脱离饱和区和铁心进入饱和区的两个正反馈过程实现。如不考虑开关过渡时间,则在 T_{on} 期间有

$$\begin{aligned} i_{BT1} &= \frac{E_3}{R_3} e^{-\frac{t}{R_3 C_4}} - I_{cT1} \\ &= \frac{V_g/k_{13}}{R_3} e^{-\frac{t}{R_3 C_4}} - I_{cT1} \quad (0 \leq t \leq T_{on}) \end{aligned} \quad (28)$$

式中 E_3 —反馈绕组在 T_{on} 时间内电势值

$k_{13} = \frac{W_1}{W_3}$ —变压器反馈绕组变比

在忽略电容电压及电感电流纹波时,有

$$I_{CT1} = I_g + I_o/k_{12} \quad (0 \leq t \leq T_{on}) \quad (29)$$

所以

$$T_{on} = R_3 C_4 \ln \frac{R_3 k_{13}}{\beta V_g (I_g + I_o/k_{12} + I_{CT1})} \quad (30)$$

式中 β — T_1 电流放大倍数

在 T_{off} 期间变压器铁心反向激磁,当铁心进入磁饱和时,开关管由截止变导通,所以

$$T_{off} = \frac{I_{m1} + I_{m0n}}{k_{12} V_o} L_m \quad (31)$$

式中 L_m —变压器激磁电感

I_{m1} —铁心进入磁饱和时的激磁电流

I_{m0n} — $t = T_{on}$ 时的激磁电流

由上两式可见,在 V_g 及 V_o 改变时,开关频率及占空比都在改变。在(31)式中调整管集电极电流 I_{CT1} 正比于输出电压的取样与给定值的偏差,从而能达到使输出电压稳定的目的。当输出端发生短路时, $T_{off} \rightarrow \infty$ 故能得到短路保护。

在电路中为使输出端不致因反馈取样而与输入端有电的直接联接而采用了光电耦合器件加以隔离。当负载电流低于额定值的四分之一时,由 D_7 , R_{4-7} , T_{2-4} 构成的假负载自动投入,假负荷的大小依轻载情况而变化,这样就避免了因轻载或负载开路造成的输出电压升高,电源外特性变坏的现象。

总之,该电源具有电路结构简单,输出开关纹波小,电压调整范围宽,电压稳定度高及整机效率高等优点。虽然系统动态响应慢些,但对输入端的瞬态干扰有抑制能力,且端子干扰电压小,当输入电源突然失电时,尚可保持额定输出在 100ms 以上,这对某些用户是必要的。由于本人水平有限,作的工作还很不够,有错误及不足之处请予指正。

参 考 文 献

1. “第三届全国电源技术年会论文集” 1980年中国电源技术论文编委会编。
2. Slobodan C'uk and R.D.Middlebrook, "Modelling, Analysis and Design of Switching Converters".
3. G.E.Bloom and A.Eris, "Practical Design Considerations of A Multi-output C'uk Converter". IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1979 Record.
4. W.M.Polivka, P.R.K.Chetty, and R.D.Middlebrook, "State-space Average Modelling of Converters with Parasitics and Storage-Time Modulation", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1980 Record.
5. “开关式稳定电源的实践 and 体会” 陈顺根《电视技术》1980年第二期。
6. “开关电源的效率及干扰” 朱庆颐《电视技术》1980年第二期

作者简历

姓名 侯振程 性别 男 1937年3月14日出生

籍贯 辽宁省法库县 民族 汉

简要学历:

1954年8月 于沈阳五中高中毕业

1954年9月—1958年8月 就读于东北工学院电力系工企电气化专业

1958年9月—现在 重庆大学电机系任教

现职称: 讲师。

开关电源输出纹波抑制网络工程计算

朱 光 桑

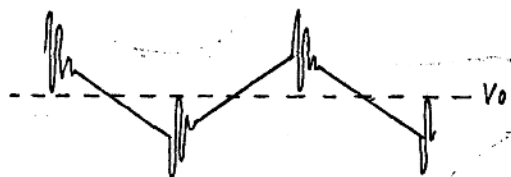
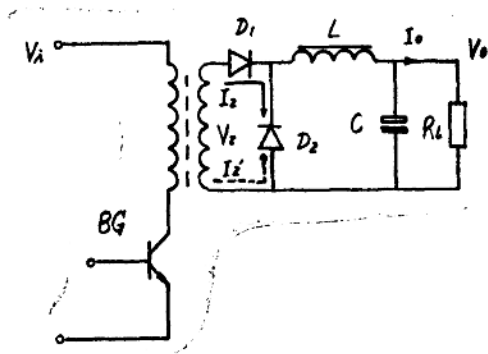
开关电源的优点是体积小、重量轻、效率高、电压和电流稳定度，动态响应和输出内阻等指标为中等。它适合作成低、中、高压电源。从电路方式有单端、半桥、全桥、自激、推挽等电路。从电压变换方式有升压、降压、极性变换等方式。现在开关电源已广泛深入普及到军用、民用，并将逐步代替传统的串联稳压电源。这对于节约能源、减少发热、改善电子设备的工作条件，提高电子器件寿命的可靠性是有意义的。但是开关电源的致命弱点是它的RFI干扰大，输出纹波尖峰也大。对于某些怕干扰的电子设备就得慎重选用开关电源。本文拟就开关电源纹波尖峰干扰的来源，输出滤波电感和电容的简要计算，干扰尖峰抑制网络的工程计算作一介绍。

一、开关电源输出纹波的来源

开关电源由开关变换元件、整流滤波输出、控制反馈电路三部分组成。由于开关变换元件（三极管，可控硅等）处于开关状态，造成强力的电场和磁场干扰。在隔离变压器初次级间有杂散的电容耦合和漏感存在，变压器的通断会引起电流浪涌和电压尖峰，并形成一寄生振荡。当然变压器绕制工艺的改进、采用高性能的磁芯，采用“夹心式”绕制工艺、二层以至三层屏蔽方式能减少分布电容和寄生电感的大小。

在半桥，全桥电路中有两个三极管，由于 $t_{OFF} > t_{on}$ ，有同时瞬时导通存在，引起初级输入直流电源短路，造成一很大的短路电流。对于串联型降压式开关电源，也存在开关三极管和续流二极管有瞬间同时短路导通产生的干扰问题。

现以单端开关电源为例。当 U_2 上端为正下端为负时， D_1 通 D_2 断。初级能量通过 D_1 ， L 给电容器 C 充电并供给负载 R_L 电流。当 U_2 极性反转时， L 上电压极性也反转，而电流保持其



连续性, 负载能量的补充供给由LC提供, D_2 导通。但由于二极管的反向恢复时间 t_{rr} 大于开通时 t_{on} , 此时 U_2 下正上负电压存在, 一个强大的短路电流 I_2' 瞬时从 D_2 正向到 D_1 反向, D_2 同时承担着负载电流 I_0 的续流和强大的短路电流。这在设计时应着重考虑二极管瞬时过载能力。这强大的短路电流将会以极大的 di/dt 经过空间、导线和滤波电感的分布电容传播至输出端, 造成纹波输出尖峰干扰。由于 di/dt 引起强大的磁场变化, 而滤波电感和电容并不是理想元件, 所以输出纹波尖峰并不能全部抑制。反之在 U_2 上正下负时, 又会造成一强大的短路电流 I_2 , 引起纹波输出尖峰干扰。将其展开则是一衰减振荡。对单端电源一周出现二次, 对半桥、全桥电源一周出现四次。对于主频基波纹波可用LC滤波器解决。对于尖峰抑制在脉宽调制电源中是一难题。其输出纹波的展开如图二所示。

二、输出滤波元件的计算

一般开关电源都有占空系数, 在各种不同电路中有最大值限制。但必须留够“死”区时间。在该时间内, 三极管断开, 输出能量供给由LC通过续流二极管提供。对使用低频或高频大功率三极管作变换元件时, 工作频率20KHZ、要求管子最小截止频率 f_{tmin} 应大于4MHZ, 最好用30MHZ的管子。理想的还是选用开关三极管。

为保证输出滤波电感电流的连续, 有一最小电感值。否则输出电压将大大增高, 造成三极管, 二极管损坏。一般取输出电流额定值的5%作为假负载电流即电感的最小续流电流, 按下面公式可计算出输出滤波电感最小值。

$$L_{min} = \frac{(V_{in} - V_0) \cdot V_0}{0.05 I_{omax} V_{in} f} \quad (\text{亨利})$$

上式中 V_{in} 在串联降压开关电源中为电源输入电压, 在有隔离变压器时为变压器次级电压。 V_0 为输出直流电压。 f 为开关工作频率。 I_{omax} 为负载最大输出电流。

输出滤波电容之最小值可按下式计算。

$$C_{min} = \frac{V_{in} - V_0}{2Lf^2 V_{in} V_{op-p}} \quad (\text{法拉})$$

这里 V_{op-p} 为开关电源输出纹波允许峰峰值。电压单位为伏特, 电感单位为亨利。

当然这里计算只是从工程简要出发。实际运用时还要进行调整, 以满足使用需要。为提高滤波效果, 铁芯应采用高 μ 值高磁感应强度和小的矩形磁滞迴线材料以及采用四端电解电容或聚丙烯电容, 固体钽电解电容等。不再多述。

为抑制线间常态噪声干扰, 在LC滤波器后面再接入一级常态噪声干扰滤波器, 能进一步抑制尖峰。但无论如何其干扰尖峰仍比串稳电源高出1~2个数量级, 用途受到一定限制。

三、输出纹波抑制网络简要计算

由于“无线电专家电源集”(1)中关于抑制网络的设计、计算很繁, 这里用一简便公式来满足实用工程需要。对于开关三极管和续流二极管瞬时短路是有抑制作用的。(2)当开关三极管T导通时, 在开通时间 T_{ON} 内, 电感 L_s 必须闭塞输入电压 V_{in} 。在上升时间 t_r 前一个时期, 续流二极管 D_1 和电感 L_s 中的电流将下降至零。通过实地测量晶体开关三极管中的电

流上升时间 t_r 和下降时间 t_f 为 $0.3 \sim 0.4 \mu s$ 。按上面电路所给的输入, 输出电压电流数据, L_x 可由下面公式计算。

$$L_x = \frac{V_{in} t_r}{I_{omax}} = \frac{160 \times 0.3 \mu s}{3A} = 16 \mu H$$

实际上取 $20 \mu H$, 在续流期间通过 I_{omax} 电流时, 磁芯不允许饱和, 则电感 L_x 比电阻 R_L 等于时间常数为 $4 \mu s$ 。能满足此条件的 $R_L = L_x / 4 = 20 \mu H / 4 \mu s = 5 \Omega$ 。

没有 5Ω 系列电阻, 选用 4.7Ω 比较适合。因该值越小阻尼越大, 则开关三极管集电极上之过冲部分电压限制在15伏左右。

在关断时间内, 电容 C_x 在晶体管下降时间 t_f 内必须供给负载电流。 C_x 上的电压可充电至 V_{in} 和放电至零。 C_x 值由下式计算。

$$C_x = \frac{I_{omax} t_f}{V_{in}} = \frac{3A \times 0.4 \mu s}{160V} = 7500 PF$$

考虑到线路导线间有寄生电感取 C_x 为 $4700 PF$ 即可。

在晶体管开通时间内, C_x 的充电时间是 $10 \mu s$, 取 $R_c C_x$ 时间常数为 $1 \mu s$ 可满足这个条件。

$$\therefore R_c = 1 \mu s / 4700 PF = 210 \Omega$$

取 150Ω 是实用的。这时集电极电流过冲限制在 $1A$ 左右, 而线路的分布电容不影响 C_x 的充电时间。

上述电路纹波指标如下: $60 HZ$ 纹波峰峰值 $200 mV$, $20 KHZ$ 纹波峰峰值 $50 mV$ 。

上面所举的工程简易计算法是对直接串联降压开关电源而言。如为变压器隔离式开关电源则 V_{in} 即为次级电压最大值。上述计算法也是适用的。这样对开关三极管——续流二极管、阴极接在一起的两个整流管瞬时短路电流是有抑制作用的。当然 D_1 , D_2 , D_3 二极管应当选用肖特基软恢复特性以减少辐射干扰。

由于时间仓促, 理解有不正确之处请同行们批评指正。

参 考 文 献

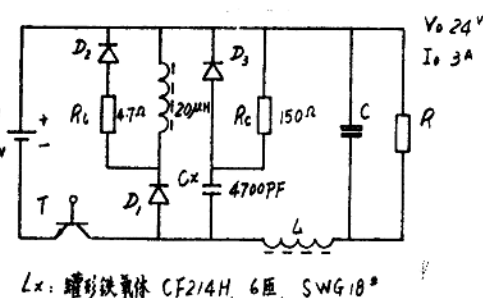
1. IEEE, Power Electronics Specialists Conference 见成都地区电源情报网1981年8月电子工业部1010所译
2. JOHN D. LENK
Handbook of Simplified Solid-state Circuit Design 1978年第二版第六章
3. 微处理机和开关电源第三部分P35—46 Self oscillating switching mode supplies 见四川省能源研究会 电源研究会1983年“国外能源”译文集

作 者 简 历

朱光燊, 男, 四川省荣昌县人, 1935年1月出生, 汉族。

1956年大学毕业, 在北京中国科学院计算技术研究所电源研究室工作至1959年, 1959~1981年在部队从事电源研究工作, 1982年至现在, 在邮电部第五研究所从事通信电源研究工作。技术职称工程师。

通信地址四川省成都市邮电部第五研究所八室。



图三 电路实例

开关电源共模噪声的干扰及其抑制

钱 建 明

内 容 提 要

从示波器上看到的开关型稳压电源的输出噪声，有90%左右属于共模成分，具有共模噪声的开关电源其输出端之间的相对电压并不变化，共模噪声只是这对输出线相对另外一个参考点（比如大地）之间的电位的平行变化。平行变化的共模电压会不会影响负载？它要影响负载该具有哪些条件？它是通过哪些途径影响负载的？本文将根据5V.40A开关电源的实践，用回路的观点，指出共模干扰是存在于输出端与交流地之间的一个噪声源，通过分布电容、负载和交流地线所组成的回路影响负载的。本文还给出了一些抑制共模干扰的具体办法。

迭加在开关电源输出直流上的干扰大致可分成两类：1.由输出端滤波元件的充放电和元件的分布参数引起的脉动波纹，这个波纹的周期与变换管的变换周期相同；2.在交换管导通与截止期间形成的共模噪声。开关电源中共模噪声的幅度约为其它噪声的10倍左右，它是开关电源输出噪声的主要部分。图1为开关电源的输出干扰波形示意图，其中 V_1 是脉动波纹， V_2 是共模噪声， V_0 是 V_1 、 V_2 的迭加，为了便于比较，也把 V_1 称作差模噪声。

关于前一种干扰的形成和抑制措施，许多文章都有介绍，这里不作讨论。本文只想结合自己在某机中的5V.40A半桥型开关电源的实验和调试体会，对共模噪声的产生及其抑制提点看法。

一、在示波器上观察到的一个现象

在实验中，我们将示波器的芯线和地线接合到一起，然后接触电源输出端的某一点，如图2，结果可以从示波器上看到波形如图1中的 V_2 的噪声图象，这个尖峰噪声就是共模噪声，其幅度比从负载两端测量到的略小一点。

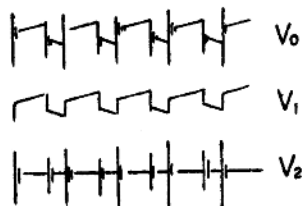


图1. 开关电源的输出纹波

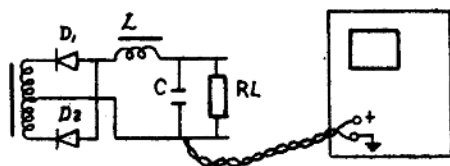


图2. 芯线和地线接触同一点

示波器的芯线地线接合到一起，应该说芯线和地线之间是不会存在电位差了，而示波器能够显示图象，在示波器的y轴偏转板上必然存在一个电位差。那么，共模噪声是如何在偏转板上形成电压降？共模噪声是如何产生的呢？为了弄清这个问题，我们应该分析一下通常所说的电源线、直流地与交流地之间的电位关系。

二、电源线、直流地与交流地之间的电位关系

大家知道，在任何一个电路中，所谓直流地（亦称地线）的零电位，只是一个参考电位，电源线的电源电位是相对参考电位讲的。电源线和地线相对于交流地（亦称大地）来说，一般都存在一个电位差，这个电位差有高、有低、有稳定的，有变化的，图3描述了电源线、地线与交流地之间的电位关系，图3(a)、图3(b)分别是电路结构示意图和电位波形示意图，当 V_0 是直流电源时，电源线与地线相对于交流地来说作的是平行变化，这个变化的幅度和速率由 V_c 来决定，如图3(b)所示， V_c 就是共模电压源，这里又称作共模噪声源。很明显，在图3(a)的结构中， V_c 是不会直接影响负载的，因为 V_c 不可能在负载两端形成压降。但是如将图3(a)所示的电路结构改成图4那样，共模噪声源就会在负载上形成压降 V_{co} ，从而造成共模干扰。图4用交流电的地线连接 V_c 和 C_{s1} 、 C_{s2} ，这里主要是针对电源讲的，

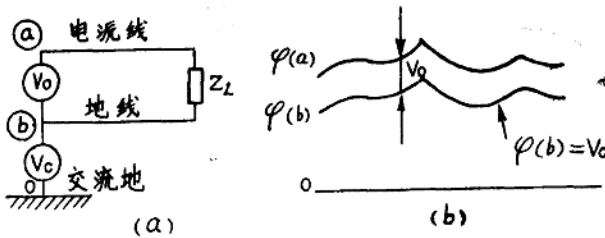


图3. 电源线、地线与大地之间的电位关系

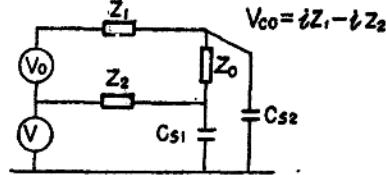


图4 共模电压的回路

因为电源从电网获得电力，与交流地有着密切的关系。虽然有时连接 V_c 和 C_{s1} 、 C_{s2} 还有其它介质，例如电源和负载同装一个机箱时，机壳就可作为 V_c 和 C_{s1} 、 C_{s2} 之间的导电介质。但是就一般来说，尤其是电源和负载分机箱连接时，机壳的耦合就十分次要，交流地线成为主要的介质。

上面只是抽象地指出了什么是共模电压源以及影响负载的回路，实际上，任何一部电源，不管是串联电源，还是开关电源，都存在一个共模噪声源，当它们与负载连接时，也总存在着耦合电容 C_{s1} 、 C_{s2} ，区别只是串联电源的 V_c 变化比较缓慢，而开关型电源的 V_c 变化速率很高， C_{s1} 、 C_{s2} 的大小与电源组数的多少、机器的物理结构及负载有关，单组电源供电时，由于各组电源地线之间的互相串通， C_{s1} 、 C_{s2} 就比较大。共模噪声对负载 Z 的干扰程度取决于 V_c 变化速率的大小， C_{s1} 、 C_{s2} 容量的大小，以及 Z_1 、 Z_2 、 Z_0 之间的分配比例。

三、开关电源的共模噪声及其回路形成

图5是一般的半桥式开关电源电路，虚线框表示机壳，左边框内是电源，右边框内是示波器的等效电路。电源由50HZ、220V的电网电压供电，采用脉宽控制的形式，分成高压整流、功率变换、输出整流三部分。示波器的 Z 为芯线的输入阻抗，可认为是衰减器上的等效