

现代电源技术 (1)

中国电源学会 主编

科学出版社



北京富來電能設備公司

FULAI ELECTRIC ENERGY EQUIPMENTS CO., LTD.

51

现代电源技术(1)

中国电源学会 主编

科学出版社

1997

内 容 简 介

《现代电源技术》包括的主要内容有：以脉宽调制(PWM)、谐振变换、软开关 PWM、移相谐振、高频磁放大器等为代表的开关电源，交流电源，不间断电源，逆变器，变频调速器，斩波调速器，模块电源，仪器仪表电源，照明电源，风力、太阳能发电等现代电源的设计、制作等工程技术；无功补偿，有源功率因数校正，有源滤波，有源箝位，浪涌吸收，防雷，智能控制，散热，电磁兼容性，安全和可靠性等实用技术；电源测试技术；电源的计算机仿真，计算机辅助设计；功率半导体器件，电源控制集成电路，磁性材料等新型元器件。

《现代电源技术》共分 4 集，本书是第 1 集。本书注重实际应用，有鲜明的时代感，适用于企业、科研单位新产品开发、传统产品升级换代的指导借鉴，亦适用于大专院校师生参考。

现代电源技术(1)

中国电源学会 主编

责任编辑 张建荣

科学出版社出版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码：100717

中国科学院印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

1997 年 2 月第 一 版 开本：787×1092 1/16

1997 年 2 月第一次印刷 印张：9 1/4

印数：1—3 000 字数：210 000

ISBN 7-03-005145-9/TN·179

定价：11.90 元

前 言

电子电源是综合应用电力电子、变流电路、集成电路、电子与电磁、自动控制及微处理器技术等的一种多学科技术。现代电源技术体现了电子电源近年来的高速发展，标志着电子电源技术跃进到了一个新阶段。

在现代电源技术中开关电源占有重点地位，现代电源技术的繁荣和开关电源特别是高频开关电源的发展紧密联系在一起。

因此，现代电源技术的特点之一是高频化。高频化带来的最直接的好处是使电源装置空前小型化，并使电子电源进入更广泛的领域，特别是高新技术领域。另外，在节约能源、材料方面也有着重要意义。

电子电源集成化、模块化、智能化是现代电源技术的又一特点。今天的功率集成技术已模糊了整机与器件之间的界限。对于采样、反馈放大、波形变换、隔离、驱动到成功率变流，乃至安全保护、状态监控等一系列功能，过去只能在整机中完成，如今在一个硅片上就能实现。功率集成技术简化了电子电源的结构，单片电源和模块电源取代整机电源在一些技术中如通讯等获得广泛应用，并且派生出新的供电体制——分布供电，使集中供电单一体制走向多元化。

现代电源技术的高速发展得力于新理论、新技术、新器件、新材料的支持。谐振变换、移相谐振、零开关 PWM、零过渡 PWM 等电路拓扑理论；功率因数校正、并联均流、有源箝位、同步整流、高频磁放大器、编程、遥感遥控、微机监控等新技术；IGBT、功率 MOSFET、IPM、MCT、BSIT、超快软恢复二极管、无感电容器、无感电阻器、新型铁氧体、非晶和微晶软磁合金等元器件，装备了现代电源技术，使电子电源的面貌焕然一新。

由于现代电源技术的长足进步，其应用空间迅速扩展。除了计算机、UPS、电机控制、电焊、电镀、热加工等所用的变流设备在原有基础上升级换代外，荧光灯和新型电光源的镇流器，现代办公设备、通讯装置、运载工具、移动军事装置等使用的各种 DC/DC 和 DC/AC 变换器、逆变器、调制器、高性能充电器，都开始将注意力转向高频变换为代表的现代电源技术。许多新的应用领域也陆续选中高频电子电源。由于应用对象的多样性和复杂性，促使现代电源不仅要保证内在性能，而且要赋予其特殊的外特性以及和外部的接口方式。

技术在不断进步，对电子电源也将提出新的要求。例如，输入兼容世界上不同的电网电压；网侧实现功率因数近似为 1 的电源并向大容量推进；扩大输出电压范围和稳定的多路电压控制；进一步提高开关频率和进一步提高功率密度；提高可靠性，降低电磁干扰和增强抗干扰能力；电源模块超薄和微型化；继续降低成本等。

中国电源学会主编的《现代电源技术》致力于推广现代电源的新技术成果，传播现代电源的设计、工艺等工程技术；介绍先进的电路拓扑理论及其应用；介绍新型、专用的器件材料及其使用和选择方法；开设科普讲座和经验交流园地；发布学术动态、市场

信息。本出版物将注重实际应用，力求给予读者较多的实际帮助，《现代电源技术》拟出版 4 集，以积累经验、创造条件，逐步过渡到以期刊的形式长期为广大读者服务。

中国电源学会是国家一级学会，在各省、市建有分会组织，和国内外有关高校、研究机构保持着密切的联系，在电源产业界拥有 300 余家团体会员。中国电源学会主编的《现代电源技术》将会成为广大读者的挚友，并将努力为促进我国电子电源科技发展和产业进步做出应有的贡献。

中国电源学会理事长 蔡宣三

中国电源学会编辑委员会主任 倪本来

目 录

★开关电源与 DC/DC 变换★

- 有源箝位正激式高频二次直流开关电源模块的分析与设计 徐 鹏 张兴柱 (1)
- 程控电话交换机一次 IGBT 开关电源的研制 李爱文 尹 海 陈培红 (10)
- 高频开关电源 路秋生 程 荣 (16)
- 高频磁放大器稳压电源的设计 路秋生 (29)
- 矿用脉宽调制开关电源 NEG880 吴 冰 付子义 (48)

★工业电源与逆变器★

- 低功率因数低畸变优化控制 SPWM 逆变器 孙礼明 问延棣 (56)
- 逆变式脉冲弧焊电源的研究 熊腊森 (65)
- ICS1700 系列镍镉、镍氢电池高速充电微电脑控制器 王鸿麟 车 杰 (70)
- 一种新型的全固态高电压多波形脉冲调制器 罗忠省 (86)

★功率器件 集成电路及其应用★

- BiCMOS PWM 控制器 TC35C25 车 杰 晓 军 (89)
- 功率因数控制器 MC34262/33262 应用 钟利平 刘成芳 (96)

★电磁兼容 安全保护 经验技巧★

- DC/DC 变换器两级 LC 输入滤波器设计 陈道炼 沈冬珍 (101)
- 开关电源输出纹波抑制措施的研究 杜中义 (108)
- 一种可靠的开关电源保护电路 李 严 (114)
- 二极管反向恢复时间及简易测试 徐宝丰 (116)

★讲座★

- 谐振型开关电源 宋 诚 (118)

★模型、分析、综述★

- 特定消谐 PWM 技术中非线性方程组解法的研究
..... 胡永炬 佟为明 翟国富 陈向阳 徐会明 (136)

有源箝位正激式高频二次直流开关电源 模块的分析与设计

徐 鹏 张兴柱

(浙江大学电机系 310027)

摘要: 本文介绍了用有源箝位正激变换器构成的通信用二次直流开关电源的电路原理和分析过程;总结了该种电路的设计公式和步骤;设计和研制了一个采用上述技术的二次电源模块;并用实验证实了理论分析的正确性。

一、概 述

通信用二次电源,也叫模块电源或 ON BOARD 电源,是通信领域内使用的一种高可靠、高性能的电源。一般直接安装在通信数字板附近或上面。其投入与使用不得影响通话质量,也不得影响通信系统的质量。因此通信用二次电源必须具有体积小、重量轻、效率高、噪声小和可靠性高等诸多要求。

目前二次电源的主电路一般采用正激式、反激式或半桥结构,控制多采用脉宽调制(PWM),开关频率一般低于 500kHz。本文介绍了一种有源箝位正激变换器。与无源箝位正激变换器相比,它吸收利用了部分寄生参数,如变压器的激磁电感、有源开关的寄生电容,从而大大减小了有源开关关断时的电压尖峰,改善了开关管上的波形,减小了对外界的 EMI 干扰和输出尖峰干扰。由于采用有源箝位技术,在主开关管上可不加吸收电路,辅助开关还可实现零电压开关(ZVS)。因此有源箝位正激变换器的开关频率比无源箝位正激变换器要高,可达 500kHz 左右。另外,有源箝位技术还可增加正激变换器的工作占空比(如可使其工作占空比在 0.5 以上),可进一步提高开关器件和储能元件的利用率,进一步缩小变换器的体积。

二、有源箝位正激变换器的工作原理

有源箝位正激变换器如图 1 所示。与基本正激变换器的不同点是它用辅助开关管 S_2 和电容 C_1 组成一个有源箝位电路来代替传统的去磁电路。其作用有两个:一可减小开关管的电压耐量;二可使变压器磁路复原。下面详细分析这种电路的工作原理。

为简化分析,先作如下假定:

- (1) 电路中的电感、电容、二极管均为理想;
- (2) 输出滤波电感用一个恒流源等效;
- (3) 只考虑变压器的激磁电感,忽略漏感;
- (4) 有源开关 S_1 只考虑漏源间电容 C_{ds} ,忽略其他寄生参数;

(5) 辅助开关 S_2 只考虑反并二极管 D_{S2} ，忽略其他寄生参数。
 由此可得有源箝位正激变换器的等效电路，如图 2 所示。

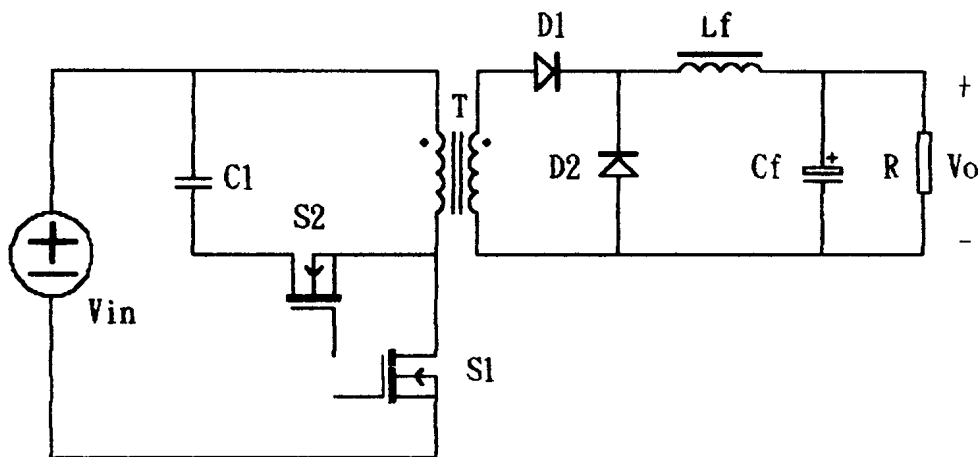


图 1 有源箝位正激变换器

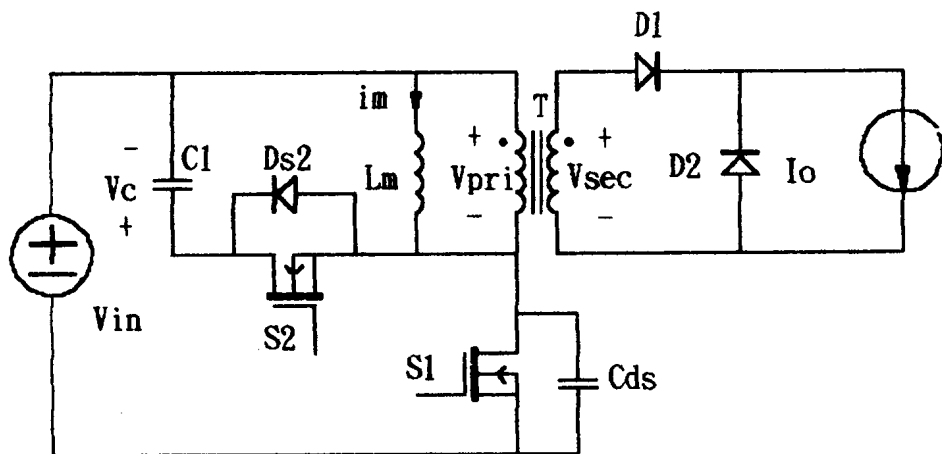


图 2 有源箝位正激变换器等效电路图

在电感电流连续工作模式 (CCM) 下，有源箝位正激变换器各主要变量的稳态波形如图 3 所示。共有五种工作状态，各个工作状态下的等效电路如图 4 所示。

电路的工作过程如下：

(1) 状态 1 (t_0-t_1):

t_0 时刻，主开关管 S_1 开通，辅助管 S_2 关断，整流管 D_1 导通，变压器向副边传递能量，同时变压器的激磁电感线性充电。

(2) 状态 2 (t_1-t_2):

t_1 时刻，主开关管 S_1 关断，变压器的激磁电感 L_m 和负载电流折算到变压器原边的电流 I_o/N 同时对电容 C_{ds} 充电。由于充电电流较大且 C_{ds} 很小，因此这一过程可看作是电容 C_{ds} 线性充电阶段。电容 C_{ds} 两端的电压（也即主开关管 S_1 漏源间的电压） V_{ds1} 很快上升到输入电压 V_{in} 。

(3) 状态 3 (t_2-t_3):

t_2 时刻, 电容 C_{ds} 两端的电压 V_{ds1} 等于输入电压 V_{in} , 过了这一时刻, 整流管 D_1 反偏, 整流管 D_2 导通维持负载电流的连续, 同时变压器不向负载传送能量; 变压器的激磁电感 L_m 和电容 C_{ds} 串联谐振, 电容 C_{ds} 两端的电压 V_{ds1} 继续上升。

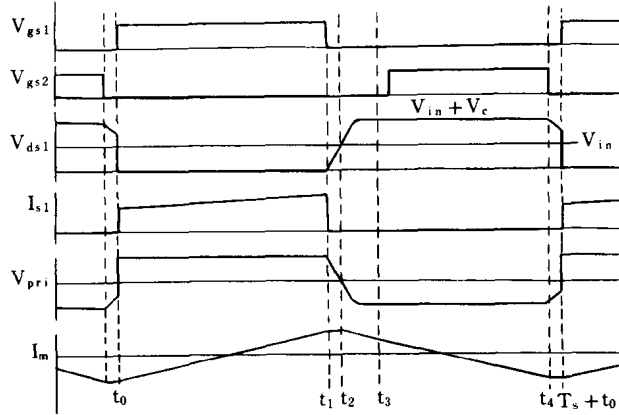


图 3 连续导电模式下有源箝位正激变换器各主要变量的稳态波形

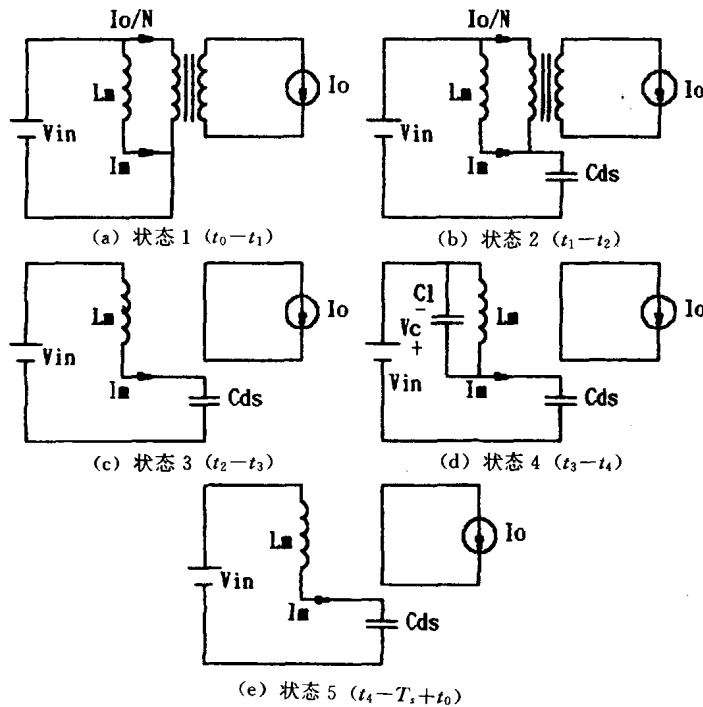


图 4 连续导电模式有源箝位正激变换器五种工作状态下的等效电路

(4) 状态 4 (t_3-t_4):

t_3 时刻, 电容 C_{ds} 两端电压 V_{ds1} 等于输入电压 V_{in} 和箝位电容 C_1 两端的电压 V_c 之和。过了这一时刻, 辅助管 S_2 的反并二极管 D_{S2} 因正偏而导通, 变压器的激磁电感 L_m 、箝位

电容 C_1 和电容 C_{ds} 三者之间发生谐振。由于 $C_{ds} \ll C_1$ (实际两者往往相差几个数量级), 为简单起见, 可忽略 C_{ds} 的作用。这样仅激磁电感 L_m 和箝位电容 C_1 进行谐振。只要谐振周期大于近似两倍的主开关管 S_1 关断时间, 电路便可以可靠工作。但为了使在整个谐振期间箝位电容 C_1 两端的电压变化量尽可能小, 箝位电容 C_1 应尽可能大(具体推导见后)。在这期间, 箝位电路发生作用, 使主开关管 S_1 漏源两端的电压 $V_{ds1} = V_{in} + V_C$, 同时变压器的激磁电流 i_m 反向, 使变压器的磁路得以恢复。为保证谐振时电流能反向, 辅助开关管 S_2 的门极驱动脉冲在主开关管 S_1 关断后经适当延时后来到。

(5) 状态 5 ($t_4 - T_s + t_0$):

t_4 时刻, 辅助开关管 S_2 关断, 变压器的激磁电感 L_m 和电容 C_{ds} 串联谐振。该期间的等效电路与状态 3 的相同, 但由于初始条件的不同, 电路的工作波形也不同。此期间, 电容 C_{ds} 两端的电压 V_{ds1} 下降。在 $T_s + t_0$ 时刻, 主开关管 S_1 重新开通, 从而又开始了下一个周期。

三、有源箝位正激变换器的设计公式和步骤

图 3 给出了有源箝位正激变换器稳态运行中的全部信息, 其各种特性均可从这些波形中求出。为清楚起见, 图 3 中 $t_1 - t_2$ 、 $t_2 - t_3$ 、 $t_4 - T_s + t_0$ 间隔都进行了放大, 实际上这些间隔在整个周期中所占的比重很小。在以下的分析中, 可忽略这些间隔, 对最后的结果影响甚微。

忽略了上述间隔后有源箝位正激变换器的稳态波形如图 5 所示。从图 5 中可知, 简化后的有源箝位正激变换器的稳态波形与无源箝位正激变换器的稳态波形除有些波形在幅值上不太一样外, 其余均相同。且输入与输出的稳态关系式仍为

$$V_{out} = \frac{D}{N} V_{in} \quad (1)$$

因此有源箝位正激变换器的设计与无源箝位正激变换器的设计十分相似。

1. 箝位电路的设计

在主开关管 S_1 关断期间内, 箝位电容 C_1 与变压器的激磁电感 L_m 谐振, 其波形放大后如图 6 所示。实际电路中由于激磁电感 L_m 和箝位电容 C_1 的谐振周期比该间隔大得多, v_C 和 i_m 均很平坦。

在主开关管 S_1 关断期间 ($t'_1 - t'_2$), v_C , i_m 满足:

$$C_1 = i_m \frac{dv_C}{dt} \quad (2)$$

$$L_m = -v_C \frac{di_m}{dt} \quad (3)$$

稳态运行时, 存在如下条件:

$$v_C(t'_1) = v_C(t'_2) \quad (4)$$

$$i_m(t'_1) = i_m(t'_0) + DT, \frac{V_{in}}{L_m} \quad (5)$$

$$i_m(t'_0) = i_m(t'_2) \quad (6)$$

解方程(2)、(3),并考虑条件(4)、(5)、(6),可得:

$$i_m = A \sin(\omega(t - t'_1) + \phi) \quad (7)$$

$$v_c = L_m \omega A \cos(\omega(t - t'_1) + \phi) \quad (8)$$

其中,

$$t: t'_1 - t'_2$$

$$\phi = \pi - \frac{1-D}{2} T_s \quad (9)$$

$$A = \frac{DT_s V_{in} / L_m}{\sin(1-D)\omega T_s / 2} \quad (10)$$

$$\omega = 1 / \sqrt{L_m C_1} \quad (11)$$

由式(8)可知,只要激磁电感 L_m 与箝位电容 C_1 的谐振周期大于近似两倍的主开关管 S_1 的关断时间,即只需箝位电容 C_1 满足式(12),电路便可正常工作,但同时也可以看出,为使 v_c 在谐振期间内近似为一条直线,箝位电容 C_1 应尽量大。工程中,只要箝位电容 C_1 大于 $0.1\mu\text{F}$, v_c 便近似为一常量 V_c 。以下的分析中,假定 $v_c = V_c$ 。

$$C_1 > \frac{(1-D)^2 T_s^2}{\pi^2 L_m} \quad (12)$$

从图5可知,变压器原边电压波形 V_{pri} 即为激磁电感 L_m 两端的电压波形。由伏秒平衡规则,可得:

$$V_c = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (13)$$

从图5可知,辅助管 S_2 的峰值电压

$$V_{s2\text{peak}} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (14)$$

辅助管 S_2 的峰值电流

$$I_{s2\text{peak}} = \frac{DT_s V_{in}}{2L_m} \quad (15)$$

根据式(14)、(15)便可选择辅助管 S_2 。箝位电容 C_1 的选择按式(12),应尽量大一点,一般可选为 $0.1\mu\text{F}$,其电压容量应大于 V_c 。

2. 功率电路的设计

从图5可知,主开关管 S_1 的峰值电压

$$V_{s1\text{peak}} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (16)$$

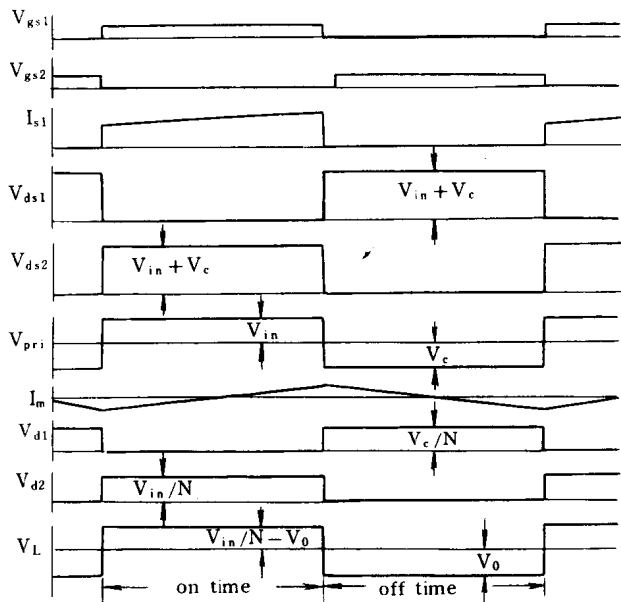


图5 有源箝位正激变换器的简化稳态波形

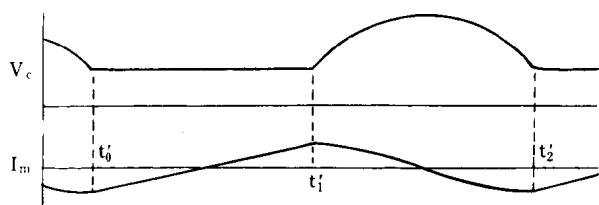


图6 有源箝位正激变换器简化后的 V_c , I_m 波形

整流管 D_1 的峰值电压

$$V_{d1peak} = \frac{DV_{in}}{N(1-D)} \quad (17)$$

功率变压器和输出滤波电感的设计与无源箝位正激变换器相同，此略。

3. 有源箝位正激变换器设计步骤

有源箝位正激变换器的设计步骤如下：

- (1) 首先根据输入及负载要求决定最大工作占空比 D_{max} ，一般大于 0.5；
- (2) 确定变压器的变比 N ；

$$N = \frac{D_{max} V_{in\ min}}{V_o + V_{don}} \quad (18)$$

其中， D_{max} 为最大工作占空比； $V_{in\ min}$ 为输入电压最小值； V_o 为输出电压； V_{don} 为输出整流管通态压降。

- (3) 确定最小工作占空比 D_{min} ；

$$D_{min} = \frac{NV_o}{V_{in\ max}} \quad (19)$$

其中 $V_{in\ max}$ 为输入电压最大值。

(4) 功率主变压器设计与无源箝位正激变换器完全相同，具体设计可参见文献 [1] 中 p. 293 和 p. 294，此处略；

(5) 输出滤波电感设计与无源箝位正激变换器完全相同，具体设计可参见文献 [1] 中 pp. 290—292，此处略；

(6) 输出滤波电容设计与无源箝位正激变换器完全相同，具体设计可参见文献 [2] 中 p. 162 和 p. 163，此处略；

(7) 输出整流管设计，除 D_1 的电压容量需按式 (17) 选择外，其他参数与无源箝位正激变换器完全相同，具体设计可参见文献 [2] 中 pp. 158—161，此处略；

(8) 主开关管设计，其电压容量按式 (16) 选择，电流容量的选择与无源箝位正激变换器完全相同，此处略；

(9) 箝位电路中的辅助管设计，可按式(14)和(15)选择；

(10) 箝位电容设计：可按式(12)，应尽量大一点，一般可选 $0.1\mu\text{F}$ ，其电压容量应大于 V_c ， V_c 的计算见式(13)。

四、通信用二次电源原理及其实验结果

本文用有源箝位正激变换器作为主电路，设计了一个 5V/40A 的二次电源模块。下面简要介绍这个电源的性能要求、具体组成、工作原理和实验结果。

1. 电路组成和工作原理

二次电源原理框图如图 7 所示。它由主电路、主控制电路、辅助电源和输入过欠压

保护电路等四大部分组成。主电路采用有源箝位正激变换器结构。主控制电路包括软启动、过流保护、输出电压检测、误差放大、PWM 调制、移相和驱动放大电路等部分。辅助电源有两组。一组供主控制电路；另一组供输入过欠压保护电路。其目的是为了提高电源保护的可靠性。下面简要介绍一下该电路的稳压原理。

当输入或者负载发生变化时，输出电压也将随之变化。为了实现稳压，必须采用负反馈控制。由图 7 可知，一旦输出电压发生变化，该电路能马上校正这一变化，最后实现稳压，其原理为：若因某种原因，如输入电压升高或者负载减小，而导致输出电压增加，则控制电路将产生下述调整过程： $V_o \uparrow \rightarrow V_k \downarrow \rightarrow V_k' \uparrow \rightarrow V_c \downarrow \rightarrow d \downarrow \rightarrow V_o \downarrow$ ；反之亦然。因此可实现输出稳压。主控制电路的关键是误差放大器（补偿网络）和 PWM 控制器。

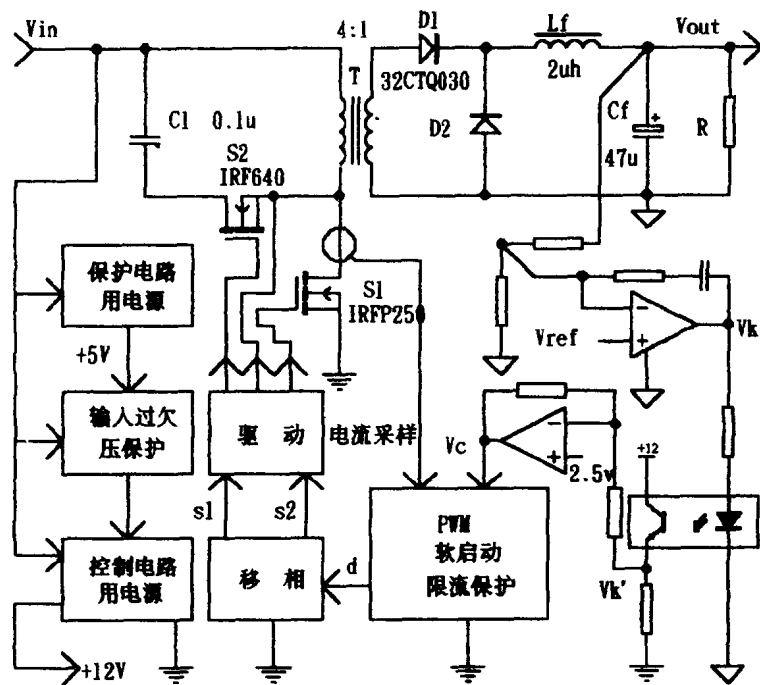


图 7 用有源箝位正激变换器构成的通信用 DC/DC 模块电源

2. 主要性能指标

输入电压范围：40—60V，标称值 48V；

输出电压：5V；

输出电流：40A；

满载效率：>80%；

输出电压精度：<±1.0%；

负载调整率：<1.0%；

电源调整率：<1.0%；

开关频率：500kHz。

3. 实验结果

实验电路的稳态特性如表 1 所示。

表 1 实验电路稳态特性

输出 电压 (V) 输出 电流 (A)	输入电压 (V)		
	输入电压 1	输入电压 2	输入电压 3
	40	48	60
0.96	5.01	5.00	5.01
4.95	5.00	5.00	5.01
7.85	5.01	5.00	5.02
10.0	5.00	5.00	5.00
20.0	5.01	5.00	5.00
26.1	5.00	5.00	5.00

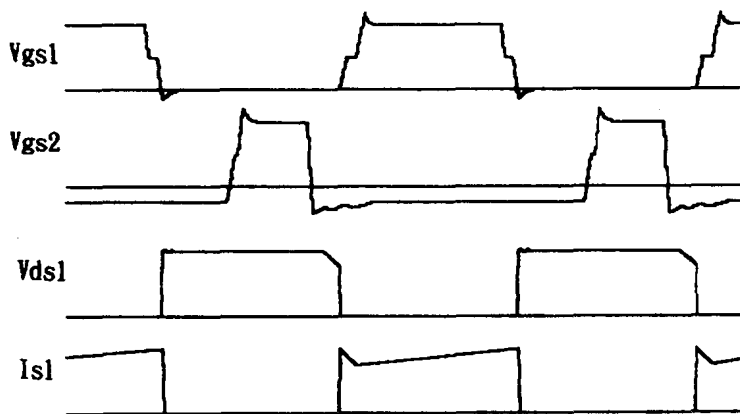


图 8 实际电路中观察到的波形

图 8 是实验波形，与理论分析一致。

五、结 论

有源箝位正激变换器具有效率高、体积小、开关波形好、干扰噪声小的优点，非常适用于中小功率的 DC/DC 变换器模块电源。本文介绍了用有源箝位正激变换器构成的通信用二次直流开关电源的电路原理和分析过程；总结了该种电路的设计公式和步骤；设计和研制了一个采用上述技术的二次电源模块，并用实验证实了理论分析的正确性。

参 考 文 献

- [1] 蔡宣三、龚绍文编著，高频功率电子学——直流-直流变换部分，科学出版社，1993。
- [2] 张占松编著，高频开关稳压电源，广东科技出版社，1990。
- [3] G. C. Hua, W. A. Tabisz, C. S. Lee, N. Dai, R. Watson and F. C. Lee, Development of DC Distributed

Power System Components, Virginia Power Electronics Center, 1993.

- [4] R. Watson, G. C. Hua and F. C. Lee, Characterization of an Active Clamp Flyback Topology for DC/DC Conversion and Power Factor Correction Application, Virginia Power Electronics Center, 1993.
- [5] Product & Application Handbook 1993—1994, Unitrode.

程控电话交换机一次 IGBT 开关电源的研制

李爱文 尹海 陈培红

(山东工业大学 250014)

摘要: 本文给出了程控电话交换机一次 IGBT 开关电源的一套设计方案。主回路采用了四阶输入滤波器和双单端正激式开关电路,并设计了完善的抗干扰系统。控制回路采用闭环 PI 调节控制系统和先进的 PWM 控制芯片,还设计了完善的保护系统,从而保证了电源的输出精度、输出稳定性和工作可靠性,并提高了功率因数。

关键词: 程控交换机 开关电源 IGBT

一、引言

随着我国经济的飞速发展,通信事业的发展速度也随之大大加快。在今后十几年内,我国的程控电话交换机平均年需求量在 1000 万门左右。数字式程控电话交换机的配套电源是一项待开发的高新技术,也是电力电子技术的一项重要内容。目前程控电话交换机一次电源的来源主要有两个:一是靠进口,二是沿用国外已淘汰了的可控硅整流电源。前者价格太高,耗资很大。后者效率低,体积庞大,噪声严重,可靠性较差,已不能适应数字式程控电话交换机的要求。为了尽快实现国产化,目前研究程控电话交换机一次开关电源是十分必要的。

二、程控电话交换机一次开关电源简述

程控电话交换机一次开关电源的输入是三相 380V 或单相 220V 交流电压,输出直流电压一般标称为 $-48V$ 或 $-24V$,输出电流规格有 25A, 50A, 100A, 200A 等。局级交换机采用 50A 以上的电源类型供电,并用多台组成 $(N+1)$ 系统。由于程控电话交换机的特殊工作需要,其一次电源比一般开关电源性能要求要高得多,这主要有:

- (1) 输出精度高,输出稳定性好,整机功率因数高。
- (2) 工作可靠性很高,平均无故障工作时间为 10 到 15 年。
- (3) 输出电压手动和自动调节并存,实现电屏初充、均充和浮充。

为了满足这几项要求,设计一次开关电源时,既要采用优选的主回路形式,又要设计完善的控制系统、抗干扰系统和保护功能。

三、程控交换机一次开关电源的主回路设计

1. 电路形式选择

一次开关电源的主回路采用三相全波整流、四阶输入滤波器滤波、双单端正激式开

关电路变成 25kHz 的方波，再分别用变压器降压，经二极管整流后，并联进行 LC 滤波输出。在每一个环节都设计了抗干扰电路或吸收电路。具体分析设计将在后面详细讨论，其电路原理图见图 1。

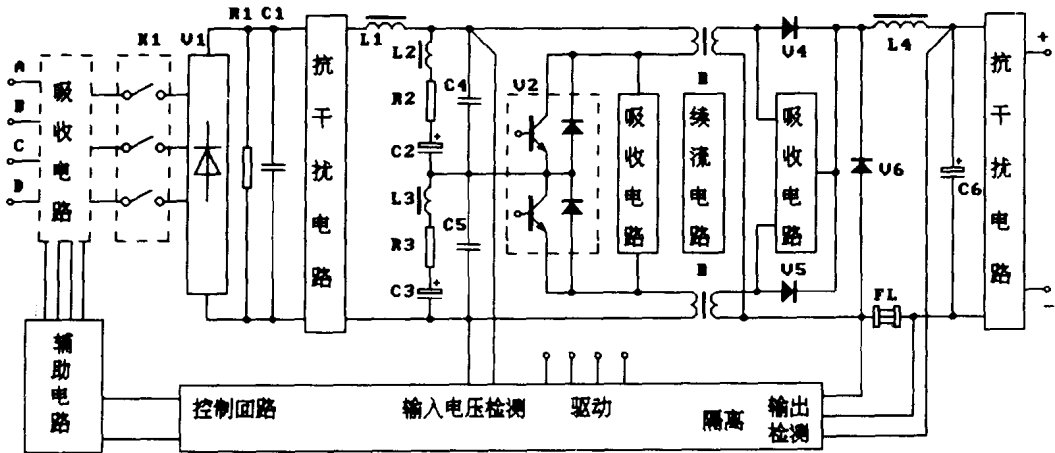


图 1 程控交换机一次开关电源电路原理图

2. 四阶输入滤波器的设计

开关电源输入侧线路滤波器实际上是一个二端口网络，见图 2。

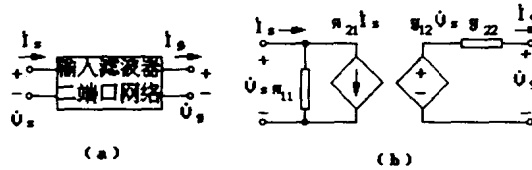


图 2 输入滤波器二端口网络

由图 2 可以写出下式：

$$\begin{aligned} \dot{I}_s &= g_{11} \cdot \dot{V}_s + g_{12} \cdot \dot{I}_g \\ \dot{V}_g &= g_{21} \cdot \dot{V}_s + g_{22} \cdot \dot{I}_g \end{aligned} \quad (1)$$

或者写成：

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{V}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_s \\ \dot{I}_g \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中， $1/g_{11}$ 为滤波器的输入阻抗；

g_{22} 为滤波器的输出阻抗；

g_{12} 为滤波器的反向电流增益；

g_{21} 为滤波器的正向电压增益。

滤波器的设计原则是要求它本身具有以下功能^[1]：

(1) 高的输入阻抗 ($1/g_{11}$ 很大)；

(2) 低的输出阻抗 (g_{22} 很小)；