新型单片开关电源的设计与应用



沙占友　等编著

電子工業出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY
URL: http://www.phei.com.cn

《新型单片开关电源的设计与应用》编委会

主　　编　沙占友

副 主 编　庞志锋　王晓君　李春明　张　英　王彦朋　张苏英
　　沙　江　唱春来　武卫东

编　　委　沙占友　李学芝　庞志锋　王晓君　李春明　张　英
　　王彦朋　张苏英　刘彦民　唱春来　武卫东　张华冲
　　陈书旺　郑　广　杨奎河　曲国明　沙　江　远松灵
　　蔡仲林　沙　莎　蔡云天　陈庆华　刘玉琪　宋毓敏
　　张文清　宋怀文　陈　明　张　玮

责任编辑　魏永昌

前　言

开关电源被誉为高效节能型电源，它代表着稳压电源的发展方向，现已成为稳压电源的主流产品。半个世纪以来，开关电源大致经历了四个发展阶段。早期的开关电源全部由分立元件构成，不仅开关频率低，效率不高，而且电路复杂，不易调试。20 世纪 70 年代研制出的脉宽调制器集成电路，仅对开关电源中的控制电路实现了集成化。80 年代问世的单片开关式稳压器，将脉宽调制器、功率输出级、保护电路等集成在一个芯片中，但需配工频变压器与电网隔离，从本质上讲它仍属于 DC/DC 电源变换器。直到 90 年代中、后期，随着各种类型单片开关电源集成电路（以下简称单片开关电源）的问世，AC/DC 电源变换器的集成化才终于变成了现实。

单片开关电源集成电路具有高集成度、高性价比、最简外围电路、最佳性能指标等优点，能构成高效率无工频变压器的隔离式开关电源。各种单片开关电源自 1994～2000 年陆续推出以来，逐渐显示出其强大的生命力，目前已成为国际上开发中、小功率开关电源、精密开关电源及开关电源模块的优选集成电路。它被广泛用于仪器仪表，办公自动化设备，无线通信设备，笔记本电脑，彩色电视机，摄、录像机，AC/DC 电源适配器等领域。所构成的开关电源在成本上与相同功率的线性稳压电源相当，而其电源效率显著提高，体积与重量大为减小。这就为新型开关电源的推广与普及，创造了良好条件。

鉴于目前国内尚未出版过专门介绍单片开关电源的著作，而广大读者又迫切需要掌握该领域的新技术，我们专门就近年来在从事教学与科研工作中积累的经验及部分科研成果进行了系统总结，并参考国内外厂家提供的最新资料后撰成此书，以飨广大读者。

本书融科学性、先进性、系统性、实用性于一体，主要有以下特点：

第一，全面、深入地阐述了国内外在单片开关电源领域的新技术和新成果。主要包括 TOPSwitch、TOPSwitch—Ⅱ、TinySwitch、TNY256、MC33370、TOPSwitch—FX、L4960、L4970/4970A 等八大系列 80 余种型号单片开关电源的设计原理、典型应用和特殊应用、设计方法与检测技术。特别是关于利用计算机设计单片开关电源的方法步骤，提高电源效率的方法，适配微控制器（MCU）的单片开关电源电路设计，精密开关电源及电源模块的设计，电磁兼容性设计，均反映出该领域的国际最新科技成果。

第二，结构严谨，条理清晰，逻辑性强。内容由浅入深，循序渐进。例如，首先介绍三端单片开关电源，然后分别介绍四端、五端单片开关电源。全书大致分成两部分：第 1 章至第 5 章详细介绍了各种单片开关电源的工作原理及应用电路，第 6 章至第 10 章重点阐述单片开关电源的设计。该书以原理为基础，把设计列为核心技术，将应用做为重点。各章之间保持相对的独立性，读者既可通读全书，亦可选读部分章节的内容。

第三，具有很高的实用价值。全书不仅给出上百种单片开关电源及电源模块的电路，还详细介绍了改进方法、总电路设计及印制板设计、电磁兼容性设计、关键元器件的选择与代换、常见故障分析及检测方法。本书对广大读者研制新型开关电源及电源模块，开发电子、计算机、通信、家用电器等领域的新产品，均具有重要参考价值。

第四，信息量大，知识面宽，便于读者触类旁通，灵活运用。

沙占友教授任本书主编，庞志锋、王晓君、李春明、张英、王彦朋、张苏英、沙江、唱春来、武卫东任副主编。沙占友撰写了第2章、第3章、第4章和第8章，并完成了全书的审阅与统稿工作。李学芝绘制并审阅了全部插图。庞志锋撰写了第1章。沙江、郑广、陈书旺合撰了第5章。王晓君、武卫东合撰了第6章，张英、刘彦民、远松灵合撰了第7章。李春明、唱春来、张华冲、蔡仲林合撰了第9章。庞志锋、王彦朋、曲国明、杨奎河合撰了第10章。参加本书撰写工作的还有沙莎、蔡云天、陈庆华、刘玉琪、宋毓敏、张文清、宋怀文、陈明、张玮同志。

由于作者水平有限，书中难免存在缺点和不足之处，欢迎广大读者指正。

作　者

目　录

第1章　单片开关电源概述 …… (1)
1.1　开关电源的发展趋势 …… (1)
1.1.1　开关电源的发展历史 …… (1)
1.1.2　单片开关电源的发展趋势 …… (1)
1.2　开关电源的基本原理 …… (2)
1.2.1　开关电源的控制方式 …… (2)
1.2.2　脉宽调制式开关电源的基本原理 …… (3)
1.3　单片开关电源的产品分类及主要特点 …… (4)
1.4　单片开关电源的基本原理及反馈电路类型 …… (6)
1.4.1　单片开关电源的基本原理 …… (6)
1.4.2　单片开关电源的两种工作模式 …… (7)
1.4.3　反馈电路的四种基本类型 …… (7)
1.5　单片开关电源典型产品的技术指标 …… (8)
第2章　三端单片开关电源的原理与应用 …… (10)
2.1　TOPSwitch—Ⅱ系列的产品分类及性能特点 …… (10)
2.1.1　TOPSwitch—Ⅱ的产品分类 …… (10)
2.1.2　TOPSwitch—Ⅱ的性能特点 …… (10)
2.2　TOPSwitch—Ⅱ系列单片开关电源的工作原理 …… (12)
2.3　TOPSwitch—Ⅱ系列单片开关电源的典型应用 …… (17)
2.3.1　4W后备式开关电源 …… (17)
2.3.2　由TOP227Y构成的150W精密开关电源 …… (18)
2.4　TOPSwitch—Ⅱ的使用注意事项 …… (20)
2.5　TOPSwitch—Ⅱ的检测方法 …… (22)
2.5.1　性能测试 …… (22)
2.5.2　测试漏-源击穿电压和关断时的漏极电流 …… (23)
2.5.3　测量各管脚之间的电阻值 …… (23)
2.6　TOP100/200系列单片开关电源的特点及应用 …… (24)
2.6.1　TOP100系列的产品分类及性能特点 …… (24)
2.6.2　TOP100系列的典型应用 …… (25)
2.6.3　TOP200系列的产品分类及性能特点 …… (27)
2.7　TOP209/210系列高效低功率单片开关电源的特点与应用 …… (28)
2.7.1　TOP209/210系列的产品分类及性能特点 …… (28)
2.7.2　TOP210的典型应用 …… (29)
2.8　WS157/106系列单片开关电源的原理与应用 …… (30)

2.8.1 WS157 型单片开关电源的性能特点 …… (30)
2.8.2 WS157、WS106 的原理与应用 …… (31)
2.9 三端单片开关电源的故障分析 …… (33)
2.9.1 一般性故障的检修方法 …… (33)
2.9.2 基本反馈电路的检修方法 …… (36)
2.9.3 带 TL431 的精密光耦反馈电路检修方法 …… (36)
2.9.4 功率因数校正电路的检修方法 …… (37)
第 3 章 四端单片开关电源的原理与应用 …… (38)
3.1 TinySwitch 系列的产品分类及性能特点 …… (38)
3.1.1 TinySwitch 系列的产品分类 …… (38)
3.1.2 TinySwitch 系列的性能特点 …… (38)
3.2 TinySwitch 系列单片开关电源的工作原理 …… (39)
3.2.1 TinySwitch 系列的管脚排列 …… (39)
3.2.2 TinySwitch 系列的工作原理 …… (39)
3.3 TinySwitch 系列单片开关电源的典型应用 …… (43)
3.3.1 彩色电视机用 1.3W 待机电源 …… (43)
3.3.2 计算机用 10W 待机电源 …… (44)
3.3.3 手机电池恒流充电器 …… (44)
3.3.4 220V 插头式 AC/DC 电源适配器 …… (45)
3.4 TinySwitch 的使用注意事项 …… (46)
3.5 TinySwitch 系列单片开关电源的其他应用电路 …… (47)
3.5.1 3.6W 手机电池充电器 …… (47)
3.5.2 1.5W 的 AC/DC 电源适配器 …… (48)
3.5.3 1.3W 彩电待机电源 …… (48)
3.6 TNY256 系列单片开关电源的原理与应用 …… (49)
3.6.1 TNY256 系列的性能特点与工作原理 …… (49)
3.6.2 TNY256 系列单片开关电源的典型应用 …… (50)
第 4 章 五端单片开关电源的原理与应用 …… (52)
4.1 MC33370 系列的产品分类及性能特点 …… (52)
4.1.1 MC33370 系列的产品分类 …… (52)
4.1.2 MC33370 系列的性能特点 …… (53)
4.2 MC33370 系列单片开关电源的工作原理 …… (54)
4.2.1 MC33370 系列的管脚功能 …… (54)
4.2.2 MC33370 系列单片开关电源的工作原理 …… (55)
4.3 状态控制器的工作原理与接口电路 …… (62)
4.4 MC33370 系列单片开关电源的典型应用 …… (66)
4.4.1 由 MC33374 构成的 52W 开关电源 …… (66)
4.4.2 由 MC33374 构成的 90W 开关电源 …… (67)
4.4.3 单片开关电源通用印制板的设计 …… (68)
4.5 MC33370 系列单片开关电源的特殊应用 …… (69)

4.5.1 去掉反馈电路的方法 …… (69)
4.5.2 其他特殊应用电路 …… (70)
4.6 MC33370 系列的检测方法及使用注意事项 …… (72)
4.6.1 检测方法 …… (72)
4.6.2 使用注意事项 …… (72)
4.7 TOPSwitch—FX 系列单片开关电源的产品分类及性能特点 …… (74)
4.7.1 TOPSwitch—FX 系列单片开关电源的产品分类 …… (74)
4.7.2 TOPSwitch—FX 系列的性能特点 …… (75)
4.7.3 TOPSwitch—FX 与 TOPSwitch—Ⅱ 的性能比较 …… (76)
4.8 TOPSwitch—FX 系列单片开关电源的工作原理 …… (77)
4.8.1 TOPSwitch—FX 系列的管脚功能 …… (78)
4.8.2 TOPSwitch—FX 系列的工作原理 …… (78)
4.9 开关频率选择端和多功能端的应用电路 …… (85)
4.9.1 开关频率选择端的 3 种应用电路 …… (85)
4.9.2 多功能端的 11 种应用电路 …… (85)
4.10 TOPSwitch—FX 系列单片开关电源的典型应用 …… (89)
4.10.1 能进行外部限流的 12V、30W 开关电源 …… (90)
4.10.2 多路输出的 35W 机顶盒开关电源 …… (91)
4.10.3 5V 和 3.3V 输出的 17W PC 机待机电源 …… (92)
4.10.4 由微控制器控制的开关电源 …… (93)
4.11 TOPSwitch—FX 系列的使用注意事项 …… (94)
4.11.1 关键元器件的选择 …… (94)
4.11.2 印制板设计 …… (95)
4.11.3 性能测试 …… (96)
第 5 章 多端单片开关式稳压器的原理与应用 …… (98)
5.1 单片开关式稳压器的产品分类及性能特点 …… (98)
5.1.1 产品分类 …… (98)
5.1.2 性能特点 …… (99)
5.2 由 L4960/4962 构成的单片开关电源 …… (99)
5.2.1 L4960 和 L4962 的工作原理 …… (99)
5.2.2 由 L4960 构成的单片开关电源 …… (103)
5.2.3 使用注意事项 …… (105)
5.3 由 L296 构成的大电流单片开关电源 …… (106)
5.3.1 L296 的性能特点 …… (106)
5.3.2 L296 的工作原理 …… (106)
5.3.3 L296 的应用技巧 …… (108)
5.4 由 L4970A 系列构成的大功率单片开关电源 …… (111)
5.4.1 L4970A 系列的性能特点 …… (112)
5.4.2 L4970A 的工作原理 …… (112)
5.4.3 由 L4970A 构成的单片开关电源 …… (115)

5.5 单片开关式稳压器的检测方法 …… (119)
5.5.1 检测单片开关式稳压器 …… (119)
5.5.2 单片开关电源的性能测试 …… (120)
5.6 集成稳压器的散热器设计 …… (121)
5.6.1 散热器的设计原理 …… (122)
5.6.2 散热器的设计方法 …… (122)
5.6.3 散热器的设计实例 …… (124)
5.6.4 成品散热器的选择方法 …… (125)
第6章 单片开关电源模块的设计 …… (127)
6.1 开关电源模块的特点及产品分类 …… (127)
6.1.1 开关电源模块的特点 …… (127)
6.1.2 开关电源模块的产品分类 …… (128)
6.2 PS 系列 5W、3.44W 开关电源模块 …… (128)
6.2.1 PS 系列单片开关电源模块的性能指标 …… (129)
6.2.2 PS 系列开关电源模块内部电路原理 …… (130)
6.3 由 TOP200Y 构成的 5V、5W 开关电源模块 …… (131)
6.3.1 性能特点和技术指标 …… (131)
6.3.2 5V、5W 开关电源模块的电路设计 …… (132)
6.3.3 电路改进方案 …… (133)
6.4 由 TOP202Y 构成的 7.5V、15W 开关电源模块 …… (133)
6.4.1 性能特点和技术指标 …… (134)
6.4.2 7.5V、15W 开关电源模块的电路设计 …… (134)
6.5 由 TOP204Y 构成的 15V、30W 精密开关电源模块 …… (136)
6.5.1 性能特点和技术指标 …… (136)
6.5.2 15V、30W 精密开关电源模块的电路设计 …… (137)
6.6 由 TOP209P 构成的三种开关电源模块 …… (138)
6.6.1 性能特点 …… (138)
6.6.2 5V、2W 开关电源模块的设计 …… (139)
6.6.3 5V、500mW 及 5V、100mW 开关电源模块的电路设计 …… (140)
6.7 由 TOP210P 构成的 5V、4W 开关电源模块 …… (142)
6.7.1 性能特点和技术指标 …… (142)
6.7.2 5V、4W 开关电源模块的电路设计及改进电路 …… (142)
6.8 由 TOP210P 构成的 12V、8W 开关电源模块 …… (144)
6.8.1 性能特点和技术指标 …… (144)
6.8.2 12V、8W 开关电源模块的电路设计 …… (144)
6.9 由 TOP221P 构成的 5V、3.5W 精密开关电源模块 …… (146)
6.9.1 性能特点和技术指标 …… (146)
6.9.2 5V、3.5W 开关电源的设计原理与改进电路 …… (146)
6.10 由 TOP223Y 构成的 5V、3.3V 两路输出的开关电源模块 …… (148)
6.10.1 性能特点和技术指标 …… (148)

6.10.2 15.3W 两路输出开关电源模块的电路设计 …… (149)
6.11 由 TOP224P 构成的 12V、20W 开关电源模块 …… (150)
6.11.1 性能特点和技术指标 …… (150)
6.11.2 12V、20W 开关电源模块的电路设计 …… (150)
6.11.3 高频变压器的绕制方法及性能测试 …… (153)
6.12 由 TNY254P 构成的 9V、3W 开关电源模块 …… (154)
6.12.1 性能特点和技术指标 …… (154)
6.12.2 9V、3W 开关电源模块的电路设计 …… (154)
第 7 章 单片开关电源的特殊应用 …… (156)
7.1 复合式开关电源 …… (156)
7.1.1 单路输出复合式开关电源 …… (156)
7.1.2 多路输出复合式开关电源 …… (158)
7.2 非隔离式开关电源 …… (158)
7.3 恒压/恒流输出式开关电源 …… (160)
7.3.1 恒压/恒流输出式开关电源的工作原理 …… (160)
7.3.2 恒压/恒流输出式开关电源的电路设计 …… (161)
7.4 精密恒压/恒流输出式开关电源 …… (163)
7.4.1 精密恒压/恒流输出式开关电源的工作原理 …… (164)
7.4.2 精密恒压/恒流输出式开关电源的电路设计 …… (165)
7.5 用于通信设备中的 DC/DC 电源交换器 …… (166)
7.5.1 输出功率范围与直流输入电压的关系 …… (166)
7.5.2 供通信设备用的三种 DC/DC 电源变换器 …… (167)
7.6 截流输出式开关电源 …… (169)
7.6.1 截流输出式开关电源 …… (169)
7.6.2 恒流/截流输出式开关电源 …… (171)
7.7 恒功率输出式开关电源 …… (171)
7.7.1 恒功率输出式开关电源的工作原理 …… (171)
7.7.2 恒功率输出式开关电源的设计要点 …… (173)
第 8 章 单片开关电源设计指南 …… (174)
8.1 单片开关电源的设计要点 …… (174)
8.2 单片开关电源工作模式的设定 …… (180)
8.2.1 连续模式与不连续模式的设定 …… (180)
8.2.2 两种工作模式的功耗比较 …… (181)
8.3 两种工作模式的反馈理论分析 …… (182)
8.3.1 基本反馈过程 …… (182)
8.3.2 理想情况下两种工作模式的反馈原理 …… (183)
8.3.3 实际情况下两种工作模式的反馈原理 …… (185)
8.4 单片开关电源保护电路的设计 …… (186)
8.4.1 保护电路的分类 …… (186)
8.4.2 输出过压保护电路的设计 …… (187)

8.4.3 输入欠压保护电路的设计 …… (188)
8.4.4 软启动电路的设计 …… (190)
8.5 单片开关电源的快速设计法 …… (190)
8.5.1 TOPSwitch—Ⅱ的 P_D 与 η、P_0 关系曲线 …… (191)
8.5.2 正确选择 TOPSwitch—Ⅱ芯片的方法 …… (191)
8.5.3 根据输出功率比来修正等效输出功率等参数 …… (193)
8.5.4 注意事项 …… (195)
8.6 利用计算机设计三端单片开关电源的程序流程图 …… (196)
8.7 利用计算机设计三端单片开关电源的方法与步骤 …… (198)
8.8 三端单片开关电源设计方法与步骤的说明 …… (204)
8.9 电子数据表格 …… (208)
8.10 高频变压器的设计 …… (211)
8.11 高频变压器设计注意事项 …… (214)
8.11.1 高频变压器的设计步骤及参数分类 …… (214)
8.11.2 两种工作模式下的初、次级波形 …… (216)
8.11.3 其他注意事项 …… (217)
8.12 多路输出单片开关电源的设计 …… (218)
8.12.1 电路设计方案 …… (218)
8.12.2 多路输出高频变压器的设计 …… (220)
8.13 多路输出单片开关电源的改进方案 …… (222)
8.13.1 多路输出单片开关电源的改进方案 …… (222)
8.13.2 多路开关电源的特殊电路设计 …… (224)
8.14 多路输出单片开关电源的电子数据表格 …… (225)
8.15 单片开关电源的效率 …… (228)
8.15.1 单片开关电源与分立开关电源的效率比较 …… (229)
8.15.2 单片精密开关电源模块的效率及功率损耗分析 …… (231)
8.16 提高单片开关电源效率的方法 …… (232)
8.16.1 设计高效率单片开关电源的原则 …… (232)
8.16.2 提高单片开关电源效率的方法 …… (233)
8.17 单片开关电源印制板的设计 …… (239)
8.17.1 TOPSwitch 在印制板上的布局与连线 …… (239)
8.17.2 检查印制板布局合理性的原则 …… (239)
8.18 利用计算机设计 TinySwitch 的程序流程图 …… (240)
8.19 利用计算机设计 TinySwitch 的方法与步骤 …… (243)
8.20 TOPSwitch—FX 的快速设计法 …… (250)
8.20.1 快速选择 TOPSwitch—FX 芯片的方法 …… (250)
8.20.2 关键元件的典型参数表 …… (253)
8.20.3 其他注意事项 …… (254)
8.21 利用计算机设计 TOPSwitch—FX 的流程图 …… (255)
8.22 利用计算机设计 TOPSwitch—FX 的方法与步骤 …… (258)

第 9 章　单片开关电源的电磁兼容性设计与测试技术 …… (264)
9.1　电磁兼容性及测量设备 …… (264)
9.1.1　电磁兼容性的研究领域 …… (264)
9.1.2　电磁兼容性的设计与测量 …… (266)
9.2　单片开关电源的电磁兼容性设计 …… (267)
9.2.1　电磁干扰的波形分析 …… (267)
9.2.2　造成电磁干扰的电路模型 …… (268)
9.3　EMI 滤波器的电路及其元件配置 …… (269)
9.3.1　单片开关电源常用的 EMI 滤波器电路 …… (269)
9.3.2　EMI 滤波器的元件配置 …… (270)
9.4　抑制瞬态干扰及音频噪声 …… (272)
9.4.1　抑制瞬态干扰 …… (273)
9.4.2　抑制音频噪声 …… (274)
9.5　单片开关电源的测试技术 …… (276)
9.5.1　功率测量技术 …… (276)
9.5.2　主要参数测试 …… (277)
9.6　在线测量技术 …… (278)
9.6.1　在线测量直流电流 …… (278)
9.6.2　在线测量电阻 …… (280)
9.6.3　在线测量晶体管的 h_{FE}值 …… (282)
9.7　单片开关电源模块的性能测试 …… (283)
9.7.1　测试仪表 …… (283)
9.7.2　PS 系列单片开关电源模块的性能测试 …… (284)
9.7.3　DK 系列单片开关电源模块的性能测试 …… (285)
9.8　单片开关电源的安全性标准 …… (286)
9.8.1　安全性标准 …… (286)
9.8.2　IEC950 标准简介 …… (287)
第 10 章　单片开关电源外围电路中关键元器件的选择 …… (288)
10.1　TL431 型可调式精密并联稳压器 …… (288)
10.1.1　TL431 的性能特点 …… (288)
10.1.2　TL431 的工作原理 …… (289)
10.1.3　TL431 的应用技巧 …… (290)
10.1.4　TL431 的检测方法 …… (292)
10.2　电磁干扰滤波器 …… (292)
10.2.1　电磁干扰滤波器的构造原理及应用 …… (293)
10.2.2　电磁干扰滤波器的技术参数及测试方法 …… (295)
10.3　瞬态电压抑制器 …… (296)
10.3.1　瞬态电压抑制器的工作原理及产品分类 …… (296)
10.3.2　瞬态电压抑制器的典型应用及检测方法 …… (297)
10.4　快恢复及超快恢复二极管 …… (298)

10.4.1 快恢复及超快恢复二极管的性能特点 …… (299)
10.4.2 检测方法 …… (300)
10.4.3 单片开关电源常用超快恢复二极管的选取原则及产品型号 …… (300)
10.5 肖特基二极管 …… (302)
10.5.1 肖特基二极管的工作原理 …… (302)
10.5.2 单片开关电源常用肖特基二极管的选取原则及产品型号 …… (304)
10.6 硅整流管及稳压管 …… (305)
10.6.1 塑封硅整流管 …… (305)
10.6.2 玻封高速开关硅二极管 …… (305)
10.6.3 玻封稳压管 …… (306)
10.7 光耦合器 …… (308)
10.7.1 光耦合器的分类及检测方法 …… (308)
10.7.2 单片开关电源常用光耦合器的选取原则及产品型号 …… (311)
10.8 自恢复保险丝 …… (312)
10.8.1 自恢复保险丝的工作原理及典型应用 …… (312)
10.8.2 单片开关电源常用自恢复保险丝的选取原则及产品型号 …… (316)
10.9 熔断电阻器 …… (317)
10.10 负温度系数热敏电阻器及软启动功率元件 …… (319)
10.10.1 负温度系数热敏电阻器及软启动功率元件简介 …… (319)
10.10.2 检测方法 …… (321)
10.11 软磁铁氧体磁芯 …… (322)
10.11.1 软磁铁氧体磁芯的性能与产品规格 …… (322)
10.11.2 单片开关电源中高频变压器磁芯的选择 …… (324)
10.12 漆包线与三重绝缘线 …… (325)
10.12.1 漆包线 …… (325)
10.12.2 三重绝缘线 …… (327)
参考文献 …… (330)

第 1 章　单片开关电源概述

单片开关电源自 20 世纪 90 年代中期问世以来，便显示出强大的生命力，并以其优良特性倍受人们的青睐。目前，它已成为开发国际通用的高效率中、小功率开关电源的优选 IC，也为新型开关电源的推广和普及创造了条件。本章首先阐述开关电源的发展趋势和基本工作原理，然后简要介绍单片开关电源的产品分类、主要特点、工作模式及反馈电路类型，最后给出几种单片开关电源典型产品的技术指标。

1.1　开关电源的发展趋势

电源是各种电子设备必不可缺的组成部分，其性能优劣直接关系到电子设备的技术指标及能否安全可靠地工作。目前常用的直流稳压电源分线性电源和开关电源两大类。线性稳压电源亦称串联调整式稳压电源，其稳压性能好，输出纹波电压很小，但它必须使用笨重的工频变压器与电网进行隔离，并且调整管的功率损耗较大，致使电源的体积和重量大、效率低。开关电源 SPS(Switching Power Supply)被誉为高效节能电源，它代表着稳压电源的发展方向，现已成为稳压电源的主流产品。开关电源内部关键元器件工作在高频开关状态，本身消耗的能量很低，电源效率可达 80%～90%，比普通线性稳压电源提高近一倍。开关电源亦称无工频变压器的电源，它是利用体积很小的高频变压器来实现电压变换及电网隔离的，不仅能去掉笨重的工频变压器，还可采用体积较小的滤波元件和散热器，这就为研究与开发高效率、高密度、高可靠性、体积小、重量轻的开关电源奠定了基础。

1.1.1　开关电源的发展历史

开关电源已有几十年的发展历史。早期产品的开关频率很低，成本昂贵，仅用于卫星电源等少数领域。20 世纪 60 年代出现过晶闸管(旧称可控硅)相位控制式开关电源，70 年代由分立元件制成的各种开关电源，均因效率不够高、开关频率低、电路复杂、调试困难而难于推广，使之应用受到限制。70 年代后期以来，随着集成电路设计与制造技术的进步，各种开关电源专用芯片大量问世，这种新型节能电源才重获发展。目前，开关频率已从 20kHz 左右提高到几百千赫至几兆赫。与此同时，供开关电源使用的元器件也获得长足发展。MOS 功率开关管(MOSFET)、肖特基二极管(SBD)、超快恢复二极管(SRD)、瞬态电压抑制器(TVS)、压敏电阻器(VSR)、熔断电阻器(FR)、自恢复保险丝(RF)、线性光耦合器、可调式精密并联稳压器(TL431)、电磁干扰滤波器(EMI Filter)、高导磁率磁性材料、由非晶合金制成的磁珠(magnetic bead)、三重绝缘线(Triple Insulated Wire)、玻璃珠(glass beads)胶合剂等一大批新器件、新材料正被广泛采用。所有这些，都为开关电源的推广与普及提供了必要条件。

1.1.2　单片开关电源的发展趋势

近 20 多年来，集成开关电源沿着下述两个方向不断发展。第一个方向是对开关电源的核心单元——控制电路实现集成化。1977 年国外首先研制成功脉宽调制(PWM)控制器集成电

路，美国摩托罗拉(Motorola)公司、硅通用(Silicon General)公司、尤尼特德(Unitrode)公司等相继推出一批 PWM 芯片，典型产品有 MC3520、SG3524、UC3842。90 年代以来，国外又研制出开关频率达 1MHz 的高速 PWM、PFM(脉冲频率调制)芯片，典型产品如 UC1825、UC1864。第二个方向则是对中、小功率开关电源实现单片集成化。这大致分两个阶段：80 年代初，意-法半导体有限公司(SGS-Thomson)率先推出 L4960 系列单片开关式稳压器。该公司于 90 年代又推出了 L4970A 系列。其特点是将脉宽调制器、功率输出级、保护电路等集成在一个芯片中，使用时需配工频变压器与电网隔离，适于制作低压连续可调式输出(5.1～40V)、大中功率(400W 以下)、大电流(1.5～10A)、高效率(可超过 90%)的开关电源。但从本质上讲，它仍属于 DC/DC 电源变换器。

1994 年，美国电源集成公司(Power Integrations Inc，简称 PI 公司或 Power 公司)在世界上首先研制成功三端隔离、脉宽调制型反激式单片开关电源，被人们誉为“顶级开关电源”。其第一代产品为 TOPSwitch 系列，第二代产品则是 1997 年问世的 TOPSwitch—Ⅱ系列。该公司于 1998 年又推出了高效率、小功率、低价格的四端单片开关电源 TinySwitch 系列，并于 1999 年开发出 TNY256 系列新产品。在这之后，Motorola 公司于 1999 年新推出 MC33370 系列五端单片开关电源，亦称高压功率开关调节器(High Voltage Power Switching Regulator)。2000 年初，PI 公司又研制出 TOPSwitch—FX 系列五端单片开关电源，充分展示出单片开关电源蓬勃发展的新局面和良好的应用前景。目前，单片开关电源已形成具有六大系列、67 种型号的产品。

单片开关电源属于 AC/DC 电源变换器。以 TOPSwitch－Ⅱ系列为例，它内部包含控制电压源、带隙基准电压源、振荡器、并联调整器/误差放大器、脉宽调制器、门驱动级、高压功率开关管(MOSFET)、过流保护电路、过热保护及上电复位电路、关断/自动重启动电路和高压电流源。芯片的集成度很高，外围电路简单，通过输入整流滤波器，适配 85～265V、47～440Hz 的交流电，可构成世界通用的各种开关电源或电源模块。它在价格上完全可以和同等功率的线性稳压电源相竞争，而电源效率显著提高，体积和重量则大为减小。单片开关电源的迅速发展与应用，使人们多年来所追求的高性价比、无工频变压器式开关电源变成现实。

1.2 开关电源的基本原理

目前生产的开关电源大多采用脉宽调制方式，少数采用脉冲频率调制或混合调制方式。下面对开关电源控制方式及脉宽调制的基本原理作简要介绍。

1.2.1 开关电源的控制方式

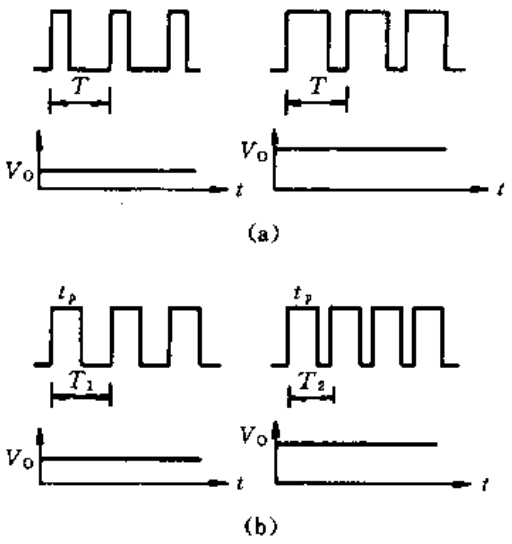
无工频变压器开关电源的控制方式，大致有以下三种：

(1) 脉冲宽度调制方式，简称脉宽调制(Pulse Width Modulation，缩写为 PWM)式。其特点是固定开关频率，通过改变脉冲宽度来调节占空比。因开关周期也是固定的，这就为设计滤波电路提供了方便。其缺点是受功率开关管最小导通时间的限制，对输出电压不能作宽范围调节；另外输出端一般要接假负载(亦称预负载)，以防止空载时输出电压升高。目前，集成开关电源大多采用 PWM 方式。

(2) 脉冲频率调制方式，简称脉频调制(Pulse Frequency Modulation，缩写为 PFM)式。它是将脉冲宽度固定，通过改变开关频率来调节占空比的。在电路设计上要用固定脉宽发生器来

代替脉宽调制器中的锯齿波发生器，并利用电压/频率转换器（例如压控振荡器 VCO）改变频率。其稳压原理是：当输出电压 V_O 升高时，控制器输出信号的脉冲宽度不变而周期变长，使占空比减小，V_O 降低。PFM 式开关电源的输出电压调节范围很宽，输出端可不接假负载。

PWM 方式和 PFM 方式的调制波形分别如图 1.2.1(a)、(b)所示，t_p 表示脉冲宽度（即功率开关管的导通时间 t_{ON}），T 代表周期。从中很容易看出二者的区别。但它们也有共同之处：① 均采用时间比率控制（TRC）的稳压原理，无论是改变 t_p 还是 T，最终调节的都是脉冲占空比。尽管采用的方式不同，但控制目标一致，可谓殊途同归。② 当负载由轻变重，或者输入电压从高变低时，分别通过增加脉宽、升高频率的方法，使输出电压保持稳定。



(a) PWM 方式；(b) PFM 方式

图 1.2.1　两种控制方式的调制波形

(3) 混合调制方式，是指脉冲宽度与开关频率均不固定，彼此都能改变的方式，它属于 PWM 和 PFM 的混合方式。由于 t_p 和 T 均可单独调节，因此占空比调节范围最宽，适合制作供实验室使用的输出电压可以宽范围调节的开关电源。

1.2.2　脉宽调制式开关电源的基本原理

脉宽调制式开关电源的基本原理如图 1.2.2 所示。交流 220V 输入电压经过整流滤波后变成直流电压 V_I，再由功率开关管 VT（或 MOSFET）斩波、高频变压器 T 降压，得到高频矩形波电压，最后通过输出整流滤波器 VD、C_2，获得所需要的直流输出电压 V_O。脉宽调制器是这类开关电源的核心，它能产生频率固定而脉冲宽度可调的驱动信号，控制功率开关管的通断状态，来调节输出电压的高低，达到稳压目的。锯齿波发生器提供时钟信号。利用误差放大器和 PWM 比较器构成闭环调节系统。假如由于某种原因致使 V_O ↓，脉宽调制器就改变驱动信号的脉冲宽度，亦即改变占空比 D，使斩波后的平均值电压升高，导致 V_O ↑。反之亦然。

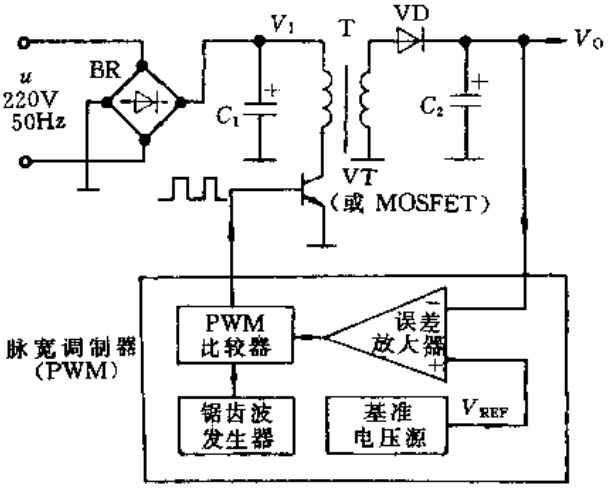


图 1.2.2　脉宽调制式开关电源的基本原理图

1.3 单片开关电源的产品分类及主要特点

目前生产的单片开关电源主要有 TOPSwitch、TOPSwitch—Ⅱ、TinySwitch、TNY256、MC33370、TOPSwitch—FX 六大系列；此外，还有 L4960 系列、L4970/L4970A 系列单片开关式稳压器，共八大系列、80 余种型号。其中，TOPSwitch、TOPSwitch—Ⅱ、TinySwitch、TNY256 和 TOPSwitch—FX 系列，均为美国 PI 公司产品；MC33370 系列是摩托罗拉(Motorola)公司产品；L4960、L4970/L4970A 系列为意-法半导体有限公司(SGS-Thomson)产品。根据引出端的数量，可划分成三端、四端、五端、多端共 4 种。

单片开关电源的产品分类及主要特点详见表 1.3。表中型号尾缀 Y(T、TV)代表 TO-220 封装，P 代表双列直插式封装，G 表示表面安装式封装。在生产厂家一栏中，括号内数字为该产品开始推向市场的年代。L4960 系列是在 80 年代中期问世的，而 L4970 和 L4970A 系列则是在 90 年代推出的第二代单片开关式集成稳压器，最大输出功率提高到 400W(L4960 系列仅为 160W)。

表 1.3 单片开关电源产品分类及主要特点

系列名称	产品型号	主要特点	生产厂家
TOPSwitch	TOP100Y～TOP104Y TOP200Y～TOP204Y TOP214Y TOP209P、TOP210P TOP209G、TOP210G	属于三端单片开关电源的第一代产品，它首次将 PWM 控制系统的全部功能集成在芯片中，3 个引出端分别为控制端 C、源极 S、漏极 D。能构成 60W 以下无工频变压器的隔离式开关电源。除 TOP100Y～TOP104Y 内部功率开关管(MOSFET)耐压 350V，其余耐压均为 700V	PI 公司 (1994～1997 年)
TOPSwitch—Ⅱ	TOP221P～TOP224P TOP221G～TOP224G TOP221Y～TOP227Y	是三端单片开关电源的第二代产品，内部功率开关管的耐压值均提高到 700V。适宜构成 150W 以下的普通型和精密型开关电源及电源模块	PI 公司 (1997 年)
TinySwitch	TNY253P～TNY255P TNY253G～TNY255G	属于四端小功率、低成本单片开关电源。比 TOPSwitch 增加了使能端 EN，利用此端可从外部关断功率 MOSFET，并以跳过时钟周期的方式来调节负载两端的电压，达到稳压目的。它用开/关控制器来代替 PWM 调制器，并可等效为脉冲频率调制器(PFM)。其外围电路简单，适宜构成 10W 以下的电池充电器、电源适配器和待机电源	PI 公司 (1998 年)

续表

系列名称	产品型号	主要特点	生产厂家
TNY256	TNY256P/G/Y	是 TinySwitch 系列四端单片开关电源的改进产品，新增加了自动重启动计数器和输入欠压检测电路，使保护功能更加完善。利用开关频率抖动特性，可降低电磁干扰。能构成 19W 以下的低成本开关电源，是传统小功率线性稳压电源理想的替代品	PI 公司 (1999 年)
MC33370	MC33369P～MC33373AP MC33369T～MC33374T MC33369TV～MC33374TV	属于五端单片开关电源，5 个引出端分别为工作电源电压输入端 V_{CC}，反馈端 FB，地 GND，漏极 D，状态控制端 SCI。与 TOPSwitch 相比，增加了欠压锁定电路、外部关断电路和可编程状态控制器，能以多种方式控制开关电源的状态。在构成测试系统的电源时，能配微控制器(MCU)对电源进行关断操作。可构成 150W 以下的高效、隔离式开关电源	Motorola 公司 (1999 年)
TOPSwitch－FX	TOP232P～TOP234P TOP232G～TOP234G TOP232Y～TOP234Y	属于五端单片开关电源新产品，具有多功能、使用灵活、效率高等优点。与 TOPSwitch—Ⅱ相比，主要增加了下述功能：从外部可设定极限电流值，线路欠压检测，过压保护，频率抖动，半频选择，遥控开/关。其性能优于 MC33370 系列。适配晶体管和光耦合器，对开关电源进行遥控。在构成彩色喷墨打印机、激光打印机、机顶盒的电源时，能用微控制器来控制开关电源的通、断。若将多功能端 M、开关频率选择端 F 均与源极 S 短路，就变成三端单片开关电源，但仍比 TOP-Switch 系列性能更优	PI 公司 (2000 年)
L4960	L4960，L4962，L296，L4964	属于多端低压直流电源变换器，内含 PWM 调制器、功率开关管及软启动、过流保护、过热保护电路。L4970A 系列还增加了欠压保护电路。输出电压通常为 5.1～40V，且连续可调，输出电流为 1.5～10A，开关频率为 100kHz 或 200kHz。能构成 400W 以下大、中功率的开关电源，电源效率最高可达 90%以上。配交流电时需首先经工频变压器进行隔离和降压，再整流、滤波，作为其输入电压	SGS Thomson 公司 (20 世纪 80 年代中期～90 年代)
L4970	L4970，L4972，L4974，L4975，L4977		
L4970A	L4970A，L4972A L4972AD，L4974A L4975A，L4977A		

1.4 单片开关电源的基本原理及反馈电路类型

下面介绍单片开关电源的基本工作原理、两种工作模式及反馈电路的四种基本类型。

1.4.1 单片开关电源的基本原理

TOPSwitch 系列单片开关电源的典型应用电路如图 1.4.1 所示。高频变压器在电路中具备能量存储、隔离输出和电压变换这三大功能。由图可见，高频变压器初级绕组 N_P 的极性（同名端用黑圆点表示），恰好与次级绕组 N_S、反馈绕组 N_F 的极性相反。这表明在 TOPSwitch 导通时，电能就以磁场能量形式储存在初级绕组中，此时 VD_2 截止。当 TOPSwitch 截止时，VD_2 导通，能量传输给次级，此即反激式开关电源的特点。图中，BR 为整流桥，C_{IN}为输入端滤波电容。交流电压 u 经过整流滤波后得到直流高压 V_I，经初级绕组加至 TOPSwitch 的漏极上。鉴于在 TOPSwitch 关断时刻，由高频变压器漏感产生的尖峰电压，会叠加在直流高压 V_I 和感应电压 V_{OR}上，可使功率开关管的漏极电压超过 700V 而损坏芯片；为此在初级绕组两端必须增加漏极钳位保护电路。钳位电路由瞬态电压抑制器或稳压管（VD_{Z1}）、阻塞二极管（VD_1）组成，VD_1 宜采用超快恢复二极管（SRD）。VD_2 为次级整流管，C_{OUT}是输出端滤波电容。

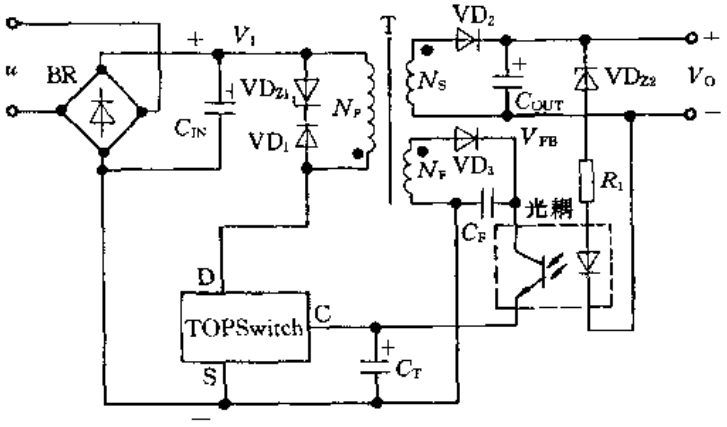


图 1.4.1 单片开关电源典型应用电路

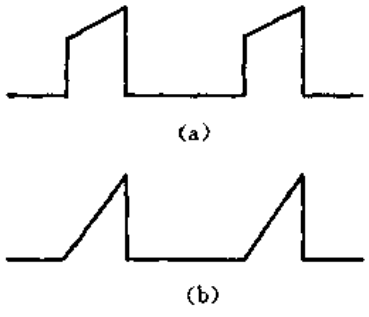
该电源采用配稳压管的光耦反馈电路。反馈绕组电压经过 VD_3、C_F 整流滤波后获得反馈电压 V_{FB}，经光耦合器中的光敏三极管给 TOPSwitch 的控制端提供偏压。C_T 是控制端 C 的旁路电容。设稳压管 VD_{Z2}的稳定电压为 V_{Z2}，限流电阻 R_1 两端的压降为 V_R，光耦合器中 LED 发光二极管的正向压降为 V_F，输出电压 V_O 由下式设定：

$$V_O = V_{Z2} + V_F + V_R \tag{1.4}$$

该电源的稳压原理简述如下：当由于某种原因（如交流电压升高或负载变轻）致使 V_O 升高时，因 V_{Z2}不变，故 V_F就随之升高，使 LED 的工作电流 I_F 增大，再通过光耦合器使 TOPSwitch 的控制端电流 I_C 增大。但因 TOPSwitch 的输出占空比 D 与 I_C 成反比，故 D 减小，这就迫使 V_O 降低，达到稳压目的。反之，$V_O \downarrow \rightarrow V_F \downarrow \rightarrow I_F \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow V_O \uparrow$，同样起到稳压作用。由此可见，反馈电路正是通过调节 TOPSwitch 的占空比，使输出电压趋于稳定的。

1.4.2 单片开关电源的两种工作模式

单片开关电源有两种工作模式①，一种是连续模式 CUM(Continuous Mode)，另一种是不连续模式 DUM(Discontinuous Mode)。这两种模式的开关电流波形分别如图 1.4.2(a)、(b)所示。由图可见，在连续模式下，初级开关电流是从一定幅度开始的，然后上升到峰值，再迅速回零。其开关电流波形呈梯形。这表明，因为在连续模式下，储存在高频变压器的能量在每个开关周期内并未全部释放掉，所以下一开关周期具有一个初始能量。采用连续模式可减小初级峰值电流 I_P 和有效值电流 I_{RMS}，降低芯片的功耗。但连续模式要求增大初级电感量 L_P，这会导致高频变压器的体积增大。综上所述，连续模式适用于选输出功率较小的 TOPSwitch 和尺寸较大的高频变压器。



(a) 连续模式；(b) 不连续模式

图 1.4.2 两种模式的开关电流波形

不连续模式的开关电流则是从零开始上升到峰值，再降至零的。这意味着储存在高频变压器中的能量必须在每个开关周期内完全释放掉，其开关电流波形呈三角形。不连续模式下的 I_P、I_{RMS} 值较大，但所需要的 L_P 较小。因此，它适合采用输出功率较大的 TOPSwitch，配尺寸较小的高频变压器。

三端单片开关电源大多设计在连续模式。有关工作模式的设定，详见 8.2 节。

1.4.3 反馈电路的四种基本类型

单片开关电源的电路可以千变万化，但其反馈电路只有 4 种基本类型：① 基本反馈电路；② 改进型基本反馈电路；③ 配稳压管的光耦反馈电路；④ 配 TL431 的精密光耦反馈电路。它们的简化电路分别如图 1.4.3(a)～(d)所示。

图(a)为基本反馈电路，其优点是电路简单、成本低廉，适于制作小型化、经济性开关电源；其缺点是稳压性能较差，电压调整率 $S_V=\pm1.5\%\sim\pm2\%$，负载调整率 $S_I\approx\pm5\%$。

图(b)为改进型基本反馈电路，只需增加一只稳压管 VD_Z 和电阻 R_1，即可使负载调整率达到 $\pm2\%$。VD_Z 的稳定电压一般为 22V，需相应增加反馈绕组的匝数，以获得较高的反馈电压 V_{FB}，满足电路的需要。

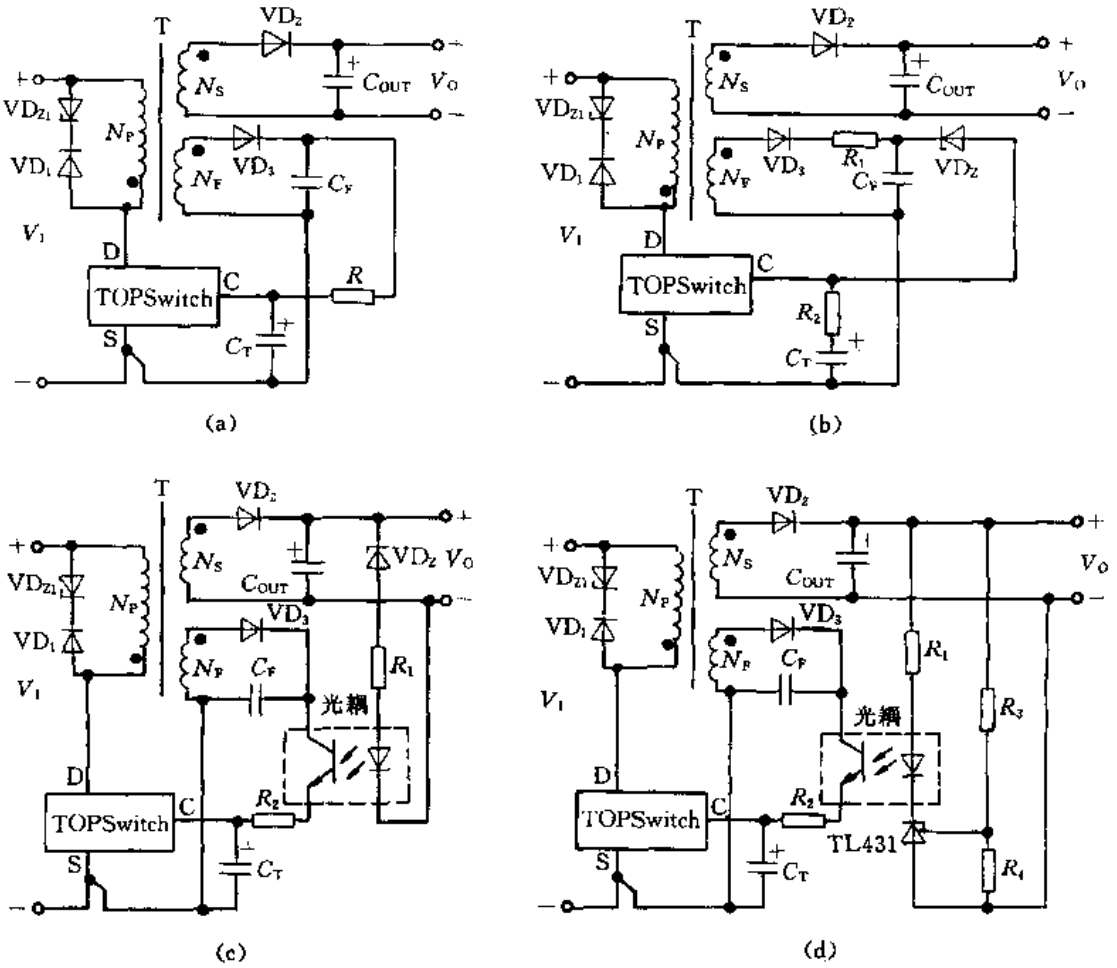
图(c)是配稳压管的光耦反馈电路。由 VD_Z 提供参考电压 V_Z，当 V_O 发生波动时，在 LED 上可获得误差电压。因此，该电路相当于给 TOPSwitch 增加一个外部误差放大器，再与内部误差放大器配合使用，即可对 V_O 进行调整。这种反馈电路能使负载调整率达到 $\pm1\%$ 以下。

图(d)是配 TL431 的精密光耦反馈电路，其电路较复杂，但稳压性能最佳。这里用 TL431 型可调式精密并联稳压器来代替稳压管，构成外部误差放大器，进而对 V_O 作精细调整，可使电压调整率和负载调整率均达到 $\pm0.2\%$，能与线性稳压电源相媲美。这种反馈电路适于构成精密开关电源。

在设计单片开关电源时，应根据实际情况来选择合适的反馈电路，才能达到规定的技术指标和经济指标。

---

① 仅对 TinySwitch 四端单片开关电源而言，还有一种完全不连续模式 FDM(Fully Discontinuous Mode)。



(a) 基本反馈电路；(b) 改进型基本反馈电路；
(c) 配稳压管的光耦反馈电路；(d) 配 TL431 的精密光耦反馈电路

图 1.4.3　反馈电路的 4 种基本类型

1.5　单片开关电源典型产品的技术指标

不同系列单片开关电源的内部电路或引出端数量不尽相同，它们的技术指标也存在差异。表 1.5 列出了 5 种典型产品的主要技术指标，它们分别对应于 TOPSwitch－Ⅱ系列(TOP227Y)、TinySwitch 系列(TNY255P/G)、TNY256 系列(TNY256P/G/Y)、MC33370 系列(MC33374T/TV)、TOPSwitch—FX 系列(TOP234P/G/Y)。总共有 11 种型号。表中的参数值一般为典型值。

表 1.5　单片开关电源典型产品的技术指标

参数名称	符号及单位	产品型号				
		TOP227Y	TNY255P/G	TNY256P/G/Y	MC33374T/TV	TOP234/P/G/Y
开关频率	f(kHz)	100	130	130	100	130/65
最大占空比	D_{max}(%)	67	67	66	74	78
最小占空比	D_{min}(%)	1.7			0.9	1.5
脉宽调制增益	K(%/mA)	−16			−14	−22

续表

参数名称	符号及单位	产品型号				
		TOP227Y	TNY255/P/G	TNY256P/G/Y	MC33374T/TV	TOP234P/G/Y
控制端电压	V_C(V)	5.7			8.5	5.8
使能端电压	V_{EN}(V)		1.45	1.45		
旁路端电压	V_{BP}(V)		5.8	5.8		
状态控制端开启电压	$V_{SCI(ON)}$(V)				3.55	
自动重启动频率	f_{AR}(Hz)	1.2			1.2	1.0
自动重启动占空比	D_{AR}(%)	5			5	4
漏极极限电流	I_{LIMIT}(A)	3.00	0.280	0.500	3.3	1.500
漏-源击穿电压最小值	$V_{(BR)DS}$(V)	700	700	700	700	700
最大输出功率(固定输入)	P_{OM}(W)	150	10	19	150	75
前沿闭锁时间	t_{LEB}(ns)	180	215	215	280	200
热关断温度	T_{OFF}(℃)	135	135	135	157	135
上电复位阈值电压	$V_{C(RESET)}$(V)	3.3				3.3
漏-源导通电阻(T_j=25℃)	$R_{DS(ON)}$(Ω)	2.6	23	15.6	3.0	5.2
软启动时间	t_{SOFT}(ms)					10
线路欠压阈值电流	I_{UV}(μA)					50
线路过压阈值电流	I_{OV}(μA)					225
多功能端电压(I_M=50μA)	V_M(V)					2.60
开关频率选择端阈值电压	V_F(V)					2.9
开关频率选择端输入电流	I_F(μA)					22
遥控开/关阈值电流	I_{REM}(μA)					−35
遥控开启延迟时间	$t_{R(ON)}$(μs)					2.5
遥控关断延迟时间	$t_{R(OFF)}$(μs)					2.5
极限电流衰减因数	K_I					0.4～1.0
频率抖动调制速率	f_M(次/s)					250
频率抖动偏移量	Δf(kHz)			±5		±4/±2*

* 当 f=130kHz 时，Δf=±4kHz；f=65kHz 时，Δf=±2kHz。

第 2 章　三端单片开关电源的原理与应用

单片开关电源具有单片集成化、最简外围电路、最佳性能指标、无工频变压器、能完全实现电气隔离等显著特点。美国 PI 公司在世界上率先研制成功的三端隔离、反激式脉宽调制单片开关电源集成电路，被誉为“顶级开关电源”。其第一代产品以 1994 年推出的 TOPSwitch 系列（含 TOP100/200 系列）为代表，第二代产品则是 1997 年问世的 TOPSwitch—Ⅱ系列（TOP221～TOP227）。上述产品一经问世便显示出强大的生命力，它极大地简化了 150W 以下开关电源的设计和新产品的开发工作，也为新型、高效、低成本开关电源的推广与普及创造了良好条件。其同类产品还有 WS157/106。

本章深入阐述三端单片开关电源的工作原理、典型应用、使用注意事项及故障分析。

2.1　TOPSwitch—Ⅱ系列的产品分类及性能特点

TOPSwitch—Ⅱ与第一代产品相比，它不仅在性能上有进一步改进，而且输出功率得到显著提高，现已成为国际上开发中、小功率开关电源及电源模块的优选集成电路。TOPSwitch—Ⅱ可广泛用于仪器仪表、笔记本电脑、移动电话（手机）、电视机、VCD 和 DVD、摄录像机、电池充电器、功率放大器等领域，并能构成各种小型化、高密度和在价格上能与线性稳压电源相竞争的 AC/DC 电源变换模块。

2.1.1　TOPSwitch—Ⅱ的产品分类

按封装形式，TOPSwitch—Ⅱ可划分为三种类型：① 采用 TO-220 封装的 TOP221Y～227Y 型；② 采用 8 脚双列直插式（DIP-8）封装的 TOP221P～224P 型；③ 采用 8 脚表面安装式（SMD-8）封装的 TOP221G～224G 型。产品分类情况详见表 2.1。表中，P_{OM}表示加合适散热器后所能获得的最大连续输出功率。对于 TO-220 封装，需在小散热片上加装散热器，使芯片在正常工作时的结温① $T_j<100℃$；对于 DIP-8 和 SMD-8 封装，可借助印制板上公共地线区域的敷铜箔来代替散热片，将源极直接焊接在面积为 6.45cm² 敷铜箔上，此时热阻 $R_{\theta A}=35℃/W$。有时为减小开关电源模块的体积，还可将凹型铝散热板直接粘贴在 DIP-8（或 SMD-8）封装的芯片上面，或将散热板与源极固定在一起，同样能起到散热作用。

2.1.2　TOPSwitch—Ⅱ的性能特点

TOPSwitch—Ⅱ系列产品具有以下显著特点：

（1）将脉宽调制（PWM）控制系统的全部功能集成到三端芯片中。内含脉宽调制器、功率开关场效应管（MOSFET）、自动偏置电路、保护电路、高压启动电路和环路补偿电路，通过高频变压器使输出端与电网完全隔离，真正实现了无工频变压器、隔离、反激式开关电源的单片集成化，使用安全可靠。由于采用 CMOS 电路，使器件功耗显著降低。它不需要外接大功率的

① 因芯片（管芯）是由半导体 PN 结构成的，故管芯温度简称结温，用 T_j 表示，T_{jM}则表示最高结温。

过流检测电阻，外部也不必提供启动时的偏置电流。

表 2.1 TOPSwitch—Ⅱ的产品分类及最大输出功率 P_{OM}

TO-220 封装(Y)			DIP-8 封装(P)/SMD-8 封装(G)		
产品型号	固定电压输入：110/115/230V(AC)，±15%	宽范围电压输入：85～265V(AC)	产品型号	固定电压输入：110/115/230V(AC)，±15%	宽范围电压输入：85～265V(AC)
TOP221Y	12W	7W	TOP221P/221G	9W	6W
TOP222Y	25W	15W	TOP222P/222G	15W	10W
TOP223Y	50W	30W	TOP223P/223G	25W	15W
TOP224Y	75W	45W	TOP224P/224G	30W	20W
TOP225Y	100W	60W			
TOP226Y	125W	75W			
TOP227Y	150W	90W			

(2) 它属于漏极开路输出并且利用电流来线性调节占空比的 AC/DC 电源变换器，即电流控制型开关电源。

(3) 输入交流电压和频率的范围极宽。作固定电压输入时可选 110V/115V/230V 交流电，允许变化±15%；在宽范围电压输入时，适配 85～265V 交流电，但 P_{OM} 值要比前者降低 40%，这是因为后者的工作条件更为苛刻，必须对输出功率加以限制。输入频率范围是 47～440Hz。以由 TOP223Y 构成的开关电源模块为例，其电压调整率(又称线性调整率)$S_V=\pm 0.7\%$，负载调整率(亦称电流调整率)$S_I=\pm 1.1\%$(均为典型值)。若采用光耦反馈式并且外接由可调式精密并联稳压器 TL431 构成的误差放大器，则 S_V、S_I 分别可以达到±0.2%。

(4) TOPSwitch—Ⅰ只有三个引出端，可以同三端线性集成稳压器相媲美，能以最简方式构成无工频变压器的反激式开关电源。为完成多种控制、偏置及保护功能，其控制端属于多功能引出端，实现了一脚多用。它具有连续和不连续两种工作模式。反馈电路有 4 种基本类型，能构成各种普通型或精密型开关电源。

(5) 开关频率的典型值为 100kHz，允许范围是 90～110kHz，占空比调节范围是 1.7%～67%。

(6) 外围电路简单，成本低廉。外部仅需接整流滤波器、高频变压器、漏极钳位保护电路、反馈电路和输出电路。由 TOPSwitch—Ⅰ构成 5W 以上的开关电源，在成本上可与相同功率的线性集成稳压电源相竞争。

(7) 电源效率高。由于芯片本身功耗很低，电源效率可达 80%左右，最高能达到 90%，因此被誉为"绿色"(节能型)电源。

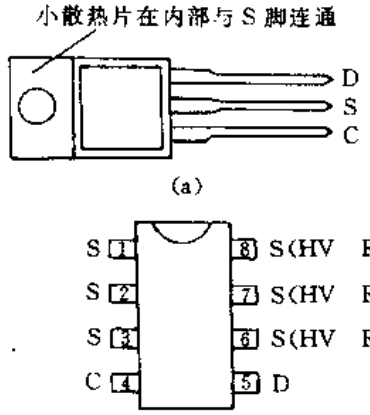
(8) 若将它配以低压差线性集成稳压器，则可构成一种新型复合式开关电源，既保留了开关电源体积小、效率高之优点，又具有线性稳压电源稳定性好、纹波电压低等优良特性。此外，它还适配 L4960/L4970A 系列可调式单片开关式集成稳压器，组成电压连续可调、大电流输出的复合式开关电源。

(9) 采用这种芯片能够降低开关电源所产生的电磁干扰(EMI)。

(10) 其工作温度范围是 0～70℃，芯片最高结温 $T_{JM}=135$℃。开关稳压器的温度漂移量仅为 $\pm 50\times 10^{-6}$/℃。

2.2 TOPSwitch—Ⅱ系列单片开关电源的工作原理

TOPSwitch—Ⅱ的管脚排列如图 2.2.1 所示。它有三种封装形式。其中，TO-220 封装自带小散热片，属典型的三端器件，其外形与 7800 系列三端线性稳压器相同。DIP-8 封装及 SMD-8 封装各有 8 个引脚，但均可简化成 3 个；二者区别是 DIP-8 可配 8 脚 IC 插座，SMD-8 则为表面贴片，后者不需打孔焊接。



(a) TO-220 封装；
(b) DIP-8 封装和 SMD-8 封装

图 2.2.1 TOPSwitch—Ⅱ的管脚排列

TOPSwitch—Ⅱ的三个管脚分别为控制端 C(CONTROL)、源极 S(SOURCE)、漏极 D(DRAIN)。其中，控制端有 4 个作用：第一，利用控制电流 I_C 的大小来调节占空比 D；当 I_C 从 6.0mA 减到 2.0mA 时，D 就由 1.7% 增至 67%，比例系数即为脉宽调制增益：

$$K=\frac{\Delta D}{\Delta I_C}=\frac{1.7\%-67\%}{6.0-2.0}=-16.3\%/\text{mA}\approx-16\%/\text{mA}$$

第二，它与内部并联调整器/误差放大器相连，能为芯片提供正常工作所需的偏流；第三，该端还作为电源支路和自动重启动/补偿电容的连接点，通过外接旁路电容来决定自动重启动的频率；第四，对控制回路进行补偿。控制电压 V_C 的典型值应为 5.7V，极限电压 $V_{CM}=9$V，控制端最大允许电流 $I_{CM}=100$mA。

漏极 D 与片内功率开关管的漏极连通，漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS}\geqslant 700$V。源极 S 则接内部功率开关管的源极，还与小散热片接通(仅对 TO-220 封装而言)，作为初级电路的公共地。对于 DIP-8 以及 SMD-8 封装，都设计了 6 个 S 端，它们在内部是连通的。区别只是左边 3 个 S 端作为信号地接旁路电容的负极，右边 3 个 S 端则称为高压返回端(HV RTN)，即功率地。安装印制板时应将它们焊接到地线区域的不同位置上，这样可避免大电流通过功率地线所形成的压降对控制端产生干扰。

TOPSwitch—Ⅱ的内部框图如图 2.2.2 所示。主要包括 10 部分：① 控制电压源；② 带隙基准电压源；③ 振荡器；④ 并联调整器/误差放大器；⑤ 脉宽调制器；⑥ 门驱动级和输出级；⑦ 过流保护电路；⑧ 过热保护及上电复位电路；⑨ 关断/自动重启动电路；⑩高压电流源。图中，Z_C 为控制端的动态阻抗，R_{FB}是误差电压检测电阻。R_A 与 C_A 构成截止频率为 7kHz 的低通滤波器。

TOPSwitch—Ⅱ的基本工作原理是利用反馈电流 I_C 来调节占空比 D，达到稳压目的。举例说明，当输出电压 V_O↑时，经过光耦反馈电路使得 I_C↑→D↓→V_O↓，最终使 V_O 不变。

下面分别介绍各单元电路的工作原理。

1. 控制电压源

控制电压 V_C 能向并联调整器和门驱动级提供偏置电压(以下简称偏压)，而控制端电流 I_C 则能调节占空比。在 C-S 极间接一只 47μF 旁路电容 C_T，即可为门驱动级供给电流，并且由它决定自动重启动频率，同时控制环路的补偿。V_C 有两种工作模式，一种是滞后调节，用于启动和过载这两种情况，具有延迟控制作用；另一种是并联调节，用于分离误差信号与控制电路的高压电流源。刚启动电路时由高压电流源提供控制端电流 I_C，以便给控制电路供电并且对

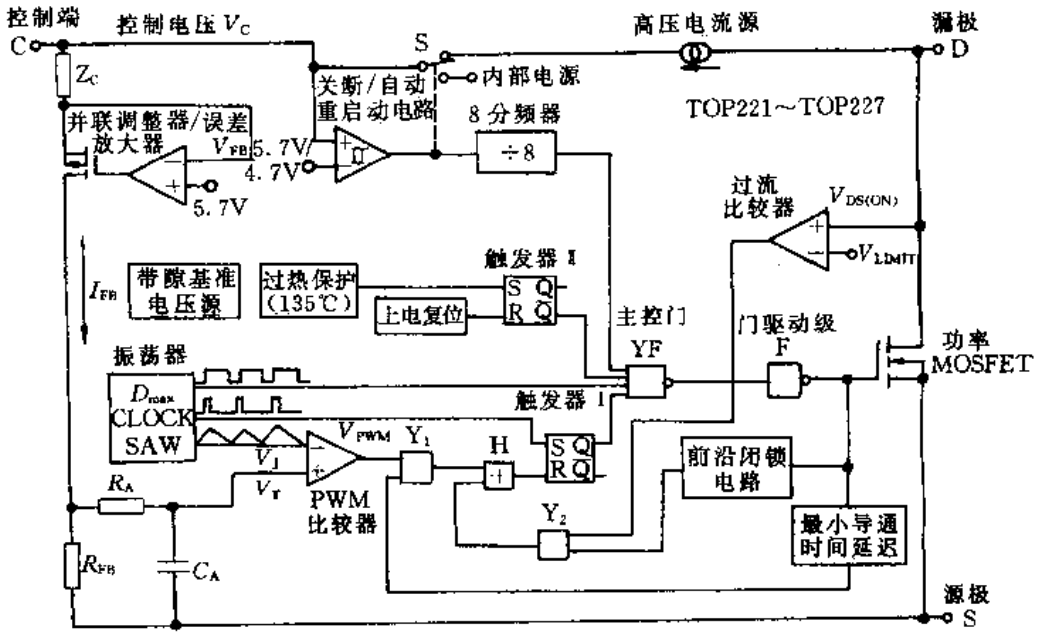
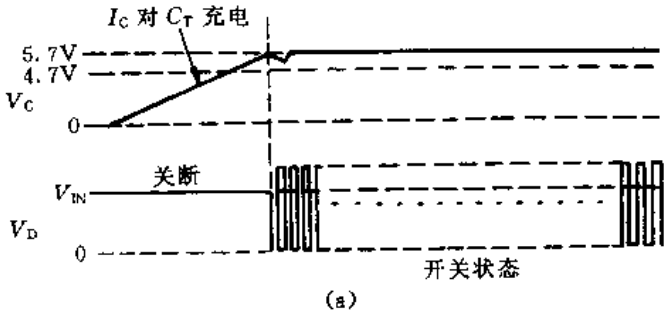
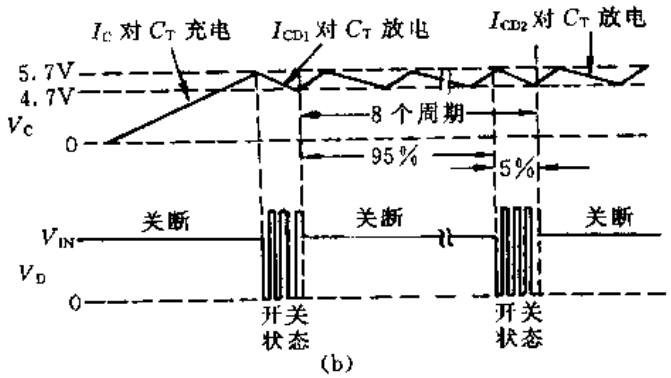


图 2.2.2　TOPSwitch—Ⅱ的内部电路框图

C_T 充电。正常启动波形如图 2.2.3(a)所示。图中，V_D 表示漏极电压。当 V_C 首次达到 5.7V 时高压电流源被关断，脉宽调制器和功率 MOSFET 就开始工作。此后，I_C 改由反馈电路提供。



(a)



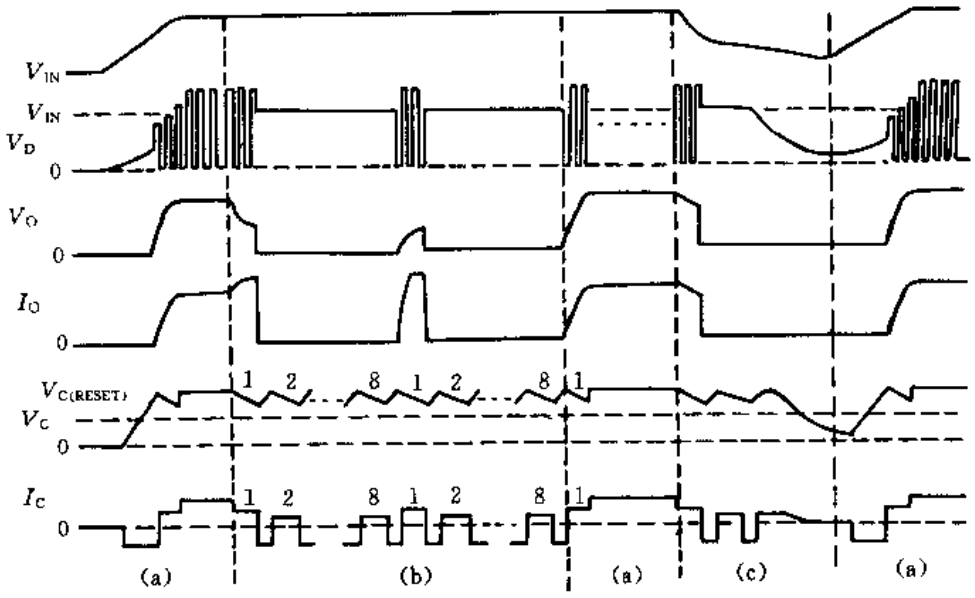
(b)

(a) 正常操作时；(b) 自动重启动时

图 2.2.3　启动波形

Z_C 与外部阻容元件共同决定控制环路的补偿特性。自动重启动电路中的比较器具有滞后特性，它通过控制高压电流源的通断使 V_C 在 4.7～5.7V 范围内，见(b)图。I_{CD1}、I_{CD2}分别为 MOSFET 在导通、关断时由控制端所提供的放电电流值。

TOPSwitch—Ⅱ的工作波形如图 2.2.4 所示。这里将充电电流表示成负极性，放电电流则为正极性。V_O、I_O 分别为滤除高频后的输出电压与输出电流。自动重启动电路中有一个 8 分频器(÷8)，能防止 MOSFET 在控制端旁路电容 C_T 的 8 个充放电周期之前误导通。与此同时，该分频器还可将占空比减小到 5%(典型值)，使芯片功耗显著降低。自动重启动电路一直工作到 V_C 进入受控状态为止。



(a) 正常工作；(b) 自动重启动；(c) 电源关断复位

图 2.2.4 工作波形

2. 带隙基准电压源

带隙基准电压源除向内部提供各种基准电压之外，还产生一个具有温度补偿并可调整的电流源，来精确设定振荡器频率和门驱动级电流。

3. 振荡器

内部振荡电容在所设定的上、下阈值电压 V_H、V_L 之间周期性地线性充、放电，便产生了脉宽调制所需要的锯齿波(SAW)；与此同时还产生最大占空比信号(D_{max})和时钟信号(CLOCK)。为减小电磁干扰，提高电源效率，振荡频率(即开关频率)设计为 100kHz，通过调节基准电流可提高频率准确度。需要指出，对于 TOPSwitch—Ⅱ而言，定义漏极脉宽调制信号中的低电平时间 t 与周期 T 的百分比为占空比，有公式

$$D = \frac{t}{T} \times 100\% \tag{2.2.1}$$

漏极占空比波形如图 2.2.5 所示，其最小典型值 $D_{min}=1.7\%$，对应于空载；最大典型值 $D_{max}=67\%$ 则对应于满载。

4. 并联调整器/误差放大器

并联调整器的作用是当加到控制端的反馈电流超过所需电流值时，就通过并联调整器进行分流，确保 $V_C=5.7$V(典型值)。误差放大器的增益由控制端的动态阻抗 Z_C 来设定。Z_C 的变

化范围是 10～20Ω，典型值为 15Ω。误差放大器的同相输入端接 5.7V 基准电压，作为参考电压；输出端接一只 P 沟道场效应管，起缓冲放大作用。控制端电压 V_C 经过 Z_C、P 沟道场效应管和电阻 R_{FB} 分压后，获得反馈电压 V_{FB}，加至误差放大器的反相输入端。误差放大器将反馈电压 V_{FB} 与 5.7V 基准电压进行比较之后，输出误差电流 I_r，当 I_r 流过电阻 R_{FB} 时，就在其上形成了误差电压 V_r，以此去调节脉冲占空比。

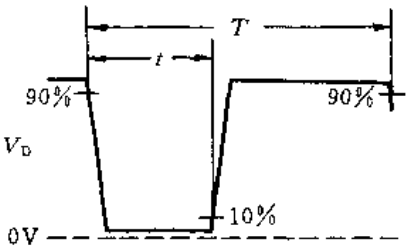


图 2.2.5 漏极占空比波形

控制端电流 I_C 可直接取自反馈电路，亦可接光耦反馈电路，由光耦合器输出控制电流并实现电气隔离，后者能提高控制灵敏度。

5. 脉宽调制器

脉宽调制器是电流反馈式控制电路。它具有下述两层含义：

第一，通过改变控制端电流 I_C 的大小，能连续调节脉冲占空比，实现脉宽调制(PWM)。D 与 I_C 呈线性关系，特性曲线如图 2.2.6 所示。显然，在 $I_C=2.0$～6.0mA 范围内，当 I_C ↑时 D ↓；反之 I_C ↓时 D ↑，二者呈反比关系。比例系数表示曲线的斜率，亦即脉宽调制器的增益，$K=-16\%/\text{mA}$，因此，占空比由下式确定：

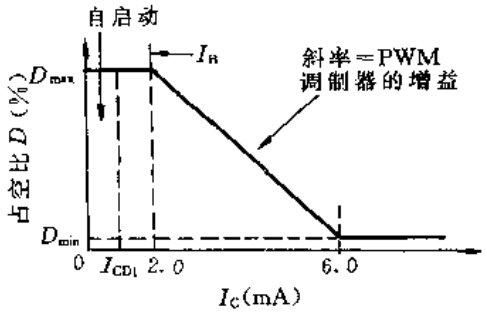


图 2.2.6 占空比与控制端电流的关系

$$D = KI_C = -(16\%/\text{mA})I_C \qquad (2.2.2)$$

式中，I_C 的单位取 mA。图 2.2.6 中，I_B 为外部偏置电流，典型值为 2.0mA。I_{CD1} 是 C_T 的放电电流，为 1.2mA 或 1.4mA(视 TOPSwitch—Ⅱ的型号而定)。最大占空比信号 D_{max} 直接加到主控门 YF 的一个输入端。

第二，误差电压 V_r 经由 R_A、C_A 组成的截止频率为 7kHz 的低通滤波器，滤掉开关噪声电压之后，加至 PWM 比较器的同相输入端，再与锯齿波电压 V_J 进行比较，产生脉宽调制信号 V_{PWM}。V_{PWM} 通过与门 Y_1、或门 H 之后，可将触发器 I 置零，使 $Q=0$，把 MOSFET 关断；而时钟信号再把触发器 I 置位，$Q=1$，又使 MOSFET 导通，从而实现了脉宽调制信号的功率输出。时钟信号还起到同步作用。

综上所述，TOPSwitch—Ⅱ属电流控制型开关电源，控制端电压 V_C 用来提供偏压，控制端电流 I_C 则调节占空比。它采用开关频率固定(100kHz)而占空比可调的工作方式，主要信号流程如下：

$$I_C \xrightarrow{\text{误差放大器}} I_r \xrightarrow{R_{FB}} V_r \xrightarrow{\text{PWM 比较放大器}} V_{PWM}$$

6. 门驱动级和输出级

门驱动级(F)用于驱动 N 沟道功率开关场效应管(MOSFET)，使之按照规定的开关频率

在一定时间内导通。漏-源极导通电阻与产品型号及芯片结温有关。例如，TOP222Y/P/G 型在 $I_D=50mA$ 条件下，当 $T_j=25℃$ 时，$R_{DS(ON)}=15.6Ω$；$T_j=100℃$ 时，$R_{DS(ON)}=25.7Ω$。当 $V_{DS}=560V$，环境温度 $T_A=125℃$ 时，关断电流 I_{DSS} 仅为 250μA。MOSFET 的漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS}\geqslant 700V$。因此，它只能在 700V 以下使用(含性能测试)。

7. 过流保护电路

过流比较器的反相输入端接极限电压(又称阈值电压)V_{LIMIT}，同相输入端接 MOSFET 的漏极。这里巧妙地利用 MOSFET 的漏-源导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 来代替外部过流检测电阻 R_S。当 I_D 过大时，$V_{DS(ON)}>V_{LIMIT}$，过流比较器就翻转，输出变成高电平，经过 Y_2、H，将触发器 Ⅰ 置零，进而使 MOSFET 关断，起到过流保护作用。上述设计可不用外部大功率过流检测电阻，既节省了外围元件，又降低了功耗。在设计芯片时还对 V_{LIMIT} 采取了温度补偿措施，以消除因 $R_{DS(ON)}$ 随温度变化而引起 I_D 的波动。TOPSwitch—Ⅱ 的极限电流典型值见表 2.2。I_{LIMIT} 实际为 MOSFET 的漏极最大电流 I_{DM}。需要指出，尽管对 TOPSwitch— Ⅰ 的芯片而言首要限制的是最大工作电流值，应使 $I_D<I_{LIMIT}$；但对开关电源来讲，则要限制最大输出功率 P_{OM}，并且有公式 $P_{OM}=I_{OM}\cdot V_O$。显然，I_{LIMIT} 与最大输出电流 I_{OM} 并无直接关系。只要 P_{OM} 未超过允许值(参见表 2.1)，就允许 $I_{OM}>I_{LIMIT}$。举例说明，TOP224P 的 $I_{LIMIT}=1.5A$，在 85～265V 宽交流电压范围输入时 $P_{OM}=20W$。此时输出选 15V、1.33A 或者 10V、2A，最大输出功率均为 20W，而后者的 $I_{OM}>I_{LIMIT}$。

表 2.2 TOPSwitch -Ⅱ 的极限电流典型值、最小值和最大值

型　号	TOP221Y/P	TOP222Y/P	TOP223Y/P	TOP224Y/P	TOP225Y	TOP226Y	TOP227Y
I_{LIMIT}(A)	0.25	0.50	1.00	1.50	2.00	2.50	3.00
$I_{LIMIT(min)}$(A)	0.23	0.45	0.90	1.35	1.80	2.25	2.70
$I_{LIMIT(max)}$(A)	0.28	0.55	1.10	1.65	2.20	2.75	3.30

此外，芯片还具有初始输入电流限制功能。刚通电时可将整流后的电流限制在 $0.6I_{LIMIT}$(对应于 265V 交流输入电压)或 $0.75\ I_{LIMIT}$(对应于 85V 交流输入电压)。

前沿闭锁电路的作用是在 MOSFET 刚导通时将过流比较器输出的上升沿封锁 180ns 的时间，这样可避免因初级电容和次级整流管在反向恢复时间内产生的尖峰电流，而导致开关脉冲提前结束。

8. 过热保护电路

当芯片结温 $T_j>135℃$ 时，过热保护电路就输出高电平，将触发器 Ⅱ 置位，$Q=1$，$\overline{Q}=0$，关断输出级。此时 V_C 进入滞后调节模式，V_C 端波形也变成幅度为 4.7～5.7V 的锯齿波。若要重新启动电路，需断电后再接通电源开关，或者将 V_C 降至 3.3V 以下，达到 $V_{C(RESET)}$ 值，再利用上电复位电路将触发器 Ⅱ 置零，$\overline{Q}=1$，使 MOSFET 恢复正常工作。

9. 关断/自动重启动电路

一旦调节失控，关断/自动重启动电路立即使芯片在 5%占空比下工作，同时切断从外部流入控制端的电流 I_C，V_C 再次进入滞后调节模式。倘若故障已排除，V_C 又回到并联调节模式，自动重新启动电源恢复正常工作。自动重启动的频率为 1.2Hz(C_T 为 47μF)。

10. 高压电流源

在启动或滞后调节模式下，高压电流源经过电子开关 S 给内部电路提供偏置，并且对 C_T 进行充电。电源正常工作时 S 改接内部电源，将高压电流源关断。

2.3 TOPSwitch—Ⅱ系列单片开关电源的典型应用

TOPSwitch—Ⅱ适宜构成150W以下的普通开关电源、精密开关电源、多路输出的开关电源、后备式开关电源，广泛用于电子仪器、测控系统、家用电器中。下面介绍TOPSwitch—Ⅱ的两种典型应用电路。

2.3.1 4W后备式开关电源

由TOP221P构成的+5V、+12V双路输出的4W后备式开关电源，电路如图2.3.1所示。电路中使用TOP221P(IC_1)、线性光耦合器PC817A(IC_2)各一片。该电路能在主电源断电后继续供电，确保仪器设备中的CPU以及实时日历时钟芯片内部RAM中的数据不致丢失，亦可使遥控端口的工作状态维持一段时间。输入端接直流电压V_I，V_I值应视交流输入电压u的变化范围(例如85～245V)而定。T为高频变压器，N_P为初级绕组，N_S为次级绕组(亦称输出绕组)，N_F为反馈绕组。它采用带稳压管的光耦反馈电路。图上的黑点代表各绕组的同名端(亦称同相端)。隔离式+5V输出专为需要掉电保护的电路供电，而非隔离式+12V输出可给主电源的PWM控制器等供电，使之处于待机状态；一旦来电，主电源立即转入正常工作状态。图中的RTN为+5V输出的返回端(RETURN)，即公共/接地端。

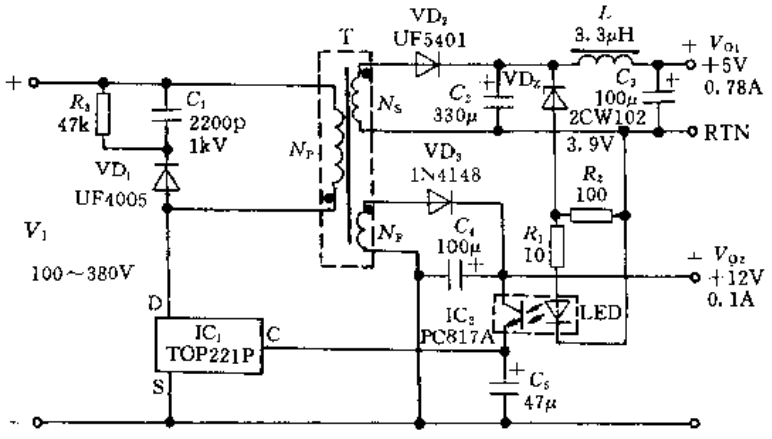


图2.3.1 由TOP221P构成的4W后备式开关电源电路

该电路属于单端反激式开关电源。所谓单端是指TOP221P只有一个脉宽调制信号功率输出端——漏极D。反激式则是指当功率MOSFET导通时，就将电能储存在高频变压器的初级绕组上；仅当MOSFET关断时，才向次级输送电能。由于开关频率高达100kHz，使得高频变压器能够快速储存、释放能量，经高频整流滤波后即可获得直流连续输出。

鉴于在功率MOSFET关断的瞬间，高频变压器的漏感会产生尖峰电压V_L，另外在N_P上还会产生感应电压(即反向电动势)V_{OR}，二者叠加在直流输入电压V_I上。在典型情况下，$V_{Imax}=380V$，$V_L\approx165V$，$V_{OR}=135V$，即$V_{Imax}+V_L+V_{OR}\approx680V$。这就要求功率MOSFET至少应能承受700V的高压，即$V_{(BR)DS}\geqslant700V$，同时还必须在漏极增加钳位电路，用以吸收尖峰电压，保护TOP221P中的功率MOSFET不受损坏。钳位电路由VD_1、R_3、C_1组成，VD_1选用反向耐压为600V的超快恢复二极管UF4005。当MOSFET导通时，N_P的电压极性上端为正，下端为负，使VD_1截止，钳位电路不起作用。在MOSFET截止瞬间，N_P变为下端为正，上端为负，此

时 VD_1 导通，尖峰电压就被 R_3 和 C_1 吸收掉。次级 N_S 上的高频电压经过 UF5401 型 100V/3A 的超快恢复二极管 VD_2 整流，再经过 C_2、L、C_3 滤波后，获得+5V 输出电压 V_{O1}。滤波电感 L 选用被称作"磁珠"(magnetic bead)的 3.3μH 穿心电感，可滤除 VD_2 在反向恢复过程中产生的开关噪声。市售的磁珠外形与塑封二极管相仿，但是用磁性材料封装，内穿一根导线而制成的小电感。V_{O1}的额定值由稳压管 VD_Z的稳压值 V_Z(约 3.9V)和 IC_2 中发光二极管 LED 的正向压降 V_F(约 1V)之和来设定。因 LED 的工作电流很小，而 LED 的限流电阻 R_1 的阻值也很小，故 R_1 上的压降可忽略不计。有公式

$$V_{O1} = V_Z + V_F \tag{2.3}$$

为提高高频整流的效率，降低损耗，图 2.3.1 中的 VD_2 还可换成肖特基二极管。

N_F 上产生的反馈电压经 VD_3、C_4 整流滤波，获得非隔离式+12V 输出(该路输出 V_{O2}与 S 极共地)，为光耦合器中接收管的集电极供电。由于 N_F 输出电流较小，因此 VD_3 可采用硅高速开关二极管 1N4148，其最高反向工作电压 V_{RM}=75V，最大正向电流 I_{FM}=150mA，反向恢复时间 t_{rr}=4ns。光耦合器 PC817A 能将 V_{O1}与电网隔离，其发射极电流送至 TOP221P 的控制端，用来调节占空比。

现将 V_{O1}的稳压原理分析如下：当由于某种原因致使 $V_{O1}\uparrow$，$V_{O1}>V_Z+V_F$ 时，所产生的误差电压 $V'_r=V_{O1}-(V_Z+V_F)$就令 LED 的 $I_F\uparrow$，经过光耦合器后，接收管的 $I_E\uparrow$，使得控制端电流 $I_C\uparrow$，而占空比 $D\downarrow$，导致 $V_{O1}\downarrow$，从而实现了稳压目的。反之，$V_{O1}\downarrow \rightarrow I_F\downarrow \rightarrow I_E\downarrow \rightarrow I_C\downarrow \rightarrow D\uparrow \rightarrow V_{O1}\uparrow$，同样起到稳压作用。

C_5 为控制端旁路电容，它能对控制环路进行补偿并设定自动重启动频率。当 C_5=47μF 时，自动重启动频率为 1.2Hz，周期为 0.83s，即每隔 0.83s 检测一次调节失控的故障是否已被排除，若确认已被排除，就自动重新启动开关电源恢复正常工作。

2.3.2 由 TOP227Y 构成的 150W 精密开关电源

+12V、+5V 双路输出的反激式 150W 精密开关电源电路如图 2.3.2 所示。该电源使用 TOP227Y(IC_1)、线性光耦合器 CNY17—2(IC_2，美国摩托罗拉公司产品)、可调式精密并联稳压器 TL431(IC_3)各一片。交流输入电压为 110V/220V，在低压输入时电源效率可达到 77%(典型值)。图中的交流电源进线端的 L(Line)代表火线，N(Neutral)代表零线。S 为电源选择开关。当 S 闭合时选择 110V 倍压整流电路，其工作原理如图 2.3.3 所示。假定在交流电的正半周 a 点呈正电位，b 点为负电位，此时整流桥中的二极管 VD_b 和 VD_c 导通，VD_a 与 VD_d 截止，参见(a)图。110V 交流电就沿下述途径对 C_1 充电：a→C_1→ VD_c→b，将 V_{C_1}充到约 $\sqrt{2}\times$110V =155V，极性为上端正、下端负。在负半周时 b 点呈正电位，a 点变成负电位，等效电路见(b)图。此时 VD_a、VD_d 导通，VD_b、VD_c 截止，电流沿着 b→VD_a→C_{10}→a 的路径对 C_{10}充电，使 $V_{C_{10}}\approx$155V，极性仍为上端正、下端负。显然，整流滤波器的实际输出电压 $V_O=V_{C_1}+V_{C_{10}}\approx 2\times$155V=310V，从而实现了倍压整流。即使在低压输入时也能获得额定的直流高压。因 VD_a 和 VD_b 的导通压降很小，TOP227Y 的动态导通电阻也可忽略不计，故整流滤波器的负载即高频变压器的初级阻抗 Z_T。R_{10}和 R_{11}为均压电阻，可以平衡 C_{10}、C_1 上的电压，避免某一电容因所承受的压降过高而被击穿。此外，在断电后这两只电阻还给电容提供了泄放回路。

当 S 断开时就选择 220V 交流电。此时 C_{10}与 C_1 相串联，总电容量变成 235μF。在交流进线端接入的电磁干扰滤波器(EMI filter)，由共模扼流圈 L_2 和 C_6～C_8、C_3 和 R_{12}构成。C_7 与 C_8

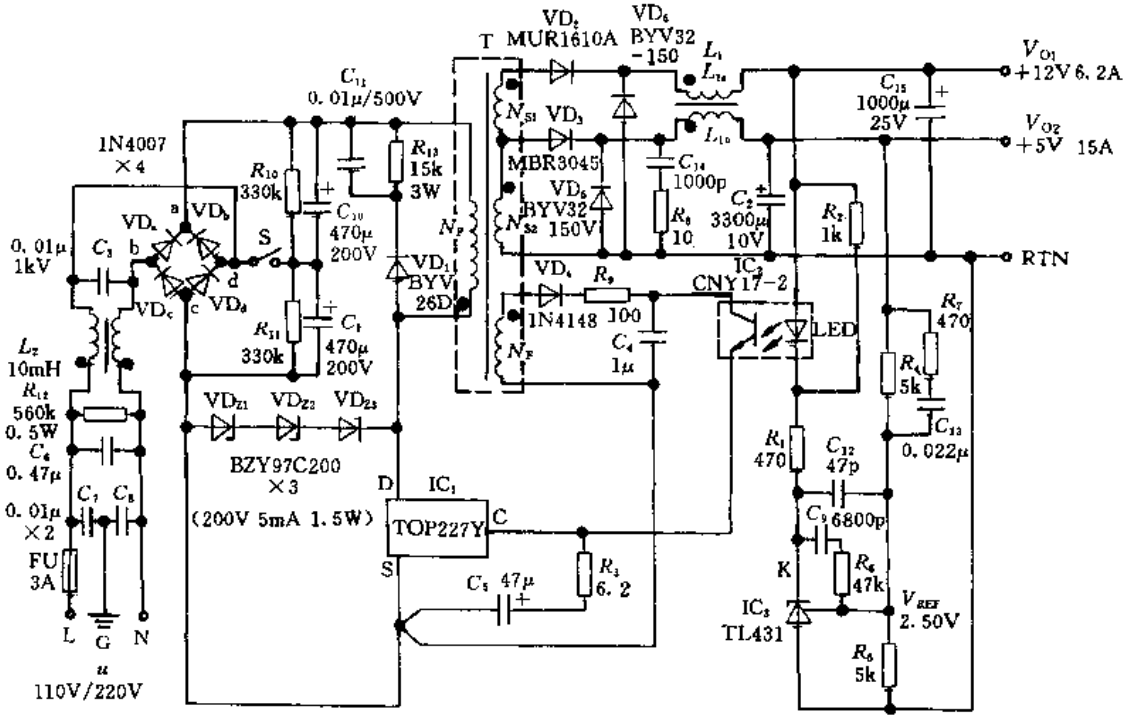


图 2.3.2　双路输出的 150W 精密开关电源电路

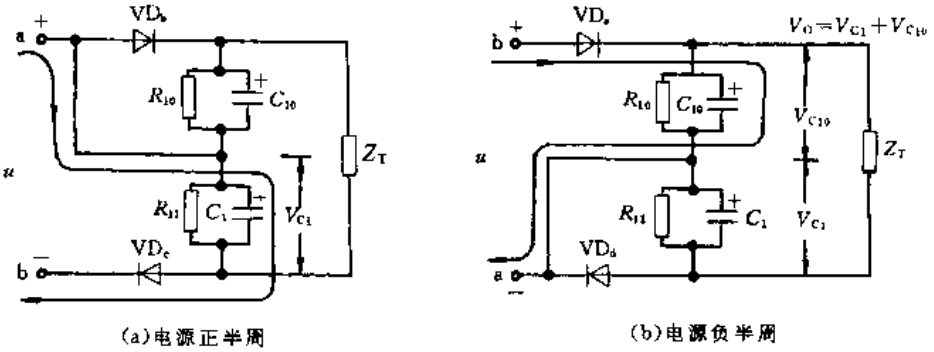


图 2.3.3　110V 倍压整流电路的原理图

的中点应接通大地 G。L_2 与 C_7、C_8 用来抑制共模干扰，C_6 和 C_3 专门滤除串模干扰。因 C_6 的容量较大(0.47μF)，在其上并联电阻 R_{12}，在断电后 C_6 经 R_{12}进行放电，可避免电源进线端 L、N 上带电。鉴于 TOP227Y 在关断的瞬间，高频变压器的漏感会产生尖峰电压，现利用 VD_1、R_{13}、C_{11}组成漏极钳位电路，再由稳压管(亦可用 P6KE200 型瞬态电压抑制器)VD_{Z1}～VD_{Z3}对漏-源电压 V_{DS}进行钳位。上述措施能有效地保护功率 MOSFET 不受损坏。

高频变压器次级的两个绕组分别为 N_{S1}、N_{S2}。滤波电感 L_1 的两个共模绕组依次是 L_{1a}、L_{1b}。利用 L_{1a}和 L_{1b}的互感，能增加 L_1 的等效电感量，对共模干扰具有更强的抑制作用。N_{S1}上的电压经过 VD_2、L_{1a}和 C_{15}整流滤波，获得+12V、6.2A 的稳压输出。VD_2 选用 MUR1610A 型超快恢复二极管，其平均整流电流 I_d=16A，反向耐压 V_{RM}=10 V，反向恢复时间 t_{rr}=35ns，采用的是 TO-220 封装。VD_6 和 VD_5 均为续流二极管。N_{S2}的电压通过 VD_5、L_{1b}和 C_2 整流滤波后，得到+5V、15A 的稳压输出。为提高对高频大电流进行整流时的效率，VD_3 采用了 MBR3045 型肖特基共阴对管，现将内部的两只管子作并联使用。其主要参数如下：I_d=30A，

$V_{RM}=45V$，$t_{rr}<10ns$，采用 TO-220 封装。C_{14}和 R_8 能抑制 VD_5 上的高频衰减振荡(亦称"振铃")。R_2 为+12V 输出的最小负载，用于提高轻载时的电压稳定度。

外部误差放大器由 TL431 组成。举例说明，当+5V 输出电压升高时，经 R_4、R_5 分压后得到的取样电压，就与 TL431 中的 2.5V 带隙基准电压进行比较，使 K 点的电位降低，LED 的工作电流 I_F 增大，再通过光耦合器 IC_2(CNY17—2)使控制端电流 I_C 增大，TOP227Y 的输出占空比减小，使 V_{O2}维持不变，达到稳压目的。+12V 稳压值 V_{O1}则由 TL431、光耦合器中的 LED 正向压降来设定。R_1 是 LED 的限流电阻。误差放大器的频率响应由 C_9、R_6 和 R_4 来决定。C_{12}可适当降低误差放大器的高频增益。R_7 与 C_{13}能改善外部误差放大器的瞬态响应。C_5 的作用有三个：滤除控制端上的尖峰电压，决定自动重启动频率，和 R_3 一起对控制回路进行补偿。

该电路的特点是以+5V、15A 作为主输出(引入反馈)，+12V、6.2A 为辅输出(未加反馈)，因此主输出的稳压性能要优于辅输出。改进方案是将辅输出也按一定比例反馈到 TL431 的 2.50V 基准端 V_{REF}，这对于提高辅输出的稳压性能至关重要(电路设计详见 8.13 节)。

2.4 TOPSwitch—Ⅱ的使用注意事项

使用 TOPSwitch—Ⅱ系列三端单片开关电源时需注意以下事项：

1. 交流输入电压

TOPSwitch—Ⅱ可在 85～265V 交流输入电压下正常工作。交流电压最高不得超过 265V(有效值)，但可低于 85V。实际上即使交流输入电压低至 36V 以下，TOPSwitch—Ⅱ仍能维持工作，只是效率会降低，自动重启动周期会延长，无法达到表 2.1 中所规定的最大输出功率值。

2. 最小负载

单片开关电源在空载或轻载时应在输出端接一个最小负载，使输出电压保持稳定。另外在使用 TOPSwitch—Ⅱ时，源极引脚和引线要尽量短。

3. 与 TOPSwitch 的代换问题

TOPSwitch 第一代产品与 TOPSwitch—Ⅱ的电路原理完全相同，仅部分技术指标不同。主要表现为以下参数存在差异：u、$V_{(BR)DS}$、P_{OM}。原则上可用 TOPSwitch—Ⅱ直接代换 TOPSwitch，但须检查高频变压器、漏极保护电路、次级高频整流管的技术指标是否符合要求。举例说明，TOP104Y 为第一代 TOPSwitch 产品，$u=85\sim132V$，$V_{(BR)DS}\geqslant350V$，$P_{OM}=60W$。而 TOPSwitch—Ⅱ系列中的相近型号为 TOP224Y，其 $u=85\sim265V$，$V_{(BR)DS}\geqslant700V$，$P_{OM}=75W$。显然，可用 TOP224Y 直接代替 TOP104Y，反之则不行。

4. 漏极保护电路

每当功率 MOSFET 由导通变成截止时，在开关电源的初级上就会产生尖峰电压和感应电压。其中的尖峰电压是由于高频变压器存在漏感(即漏磁产生的自感)而形成的，它与直流高压 V_1 和感应电压 V_{OR}叠加后很容易损坏 MOSFET。为此，必须增加漏极保护电路，对尖峰电压进行钳位或者吸收。

漏极保护电路大致有以下 4 种设计方案：

(1) 利用瞬态电压抑制器(TVS)和超快恢复二极管(SRD)组成的 TVS、SRD 型钳位电路(参见图 2.6.2～图 2.6.4)。

(2) 利用阻容元件和超快恢复二极管组成的 R、C、SRD 型钳位电路(参见图 2.3.1 和图 2.3.2)。

(3) 由阻容元件构成 RC 吸收回路(参见图 4.4.1 和图 4.4.2)。

(4) 由几只高压稳压管串联而成的钳位电路,专门对漏-源电压 V_{DS} 进行钳位(参见图 2.3.2)。

上述方案中以(1)的保护效果最佳,能充分发挥 TVS 响应速度极快、可承受瞬态高能量脉冲之优点。方案(2)次之。当单片开关电源的输出功率为 50～150W 时,在电路中可同时采用方案(2)和(4),参见图 2.3.2;或采用方案(1)和(3),参见图 4.4.2,均可起到双重保护功能。鉴于压敏电阻器(VSR)的标称击穿电压值(V_{1mA})离散性较大,响应速度也比 TVS 慢很多,在单片开关电源中一般不用它构成漏极钳位保护电路。

5. 电磁干扰滤波器

为了抑制从电网引入的电磁干扰(EMI),同时也防止开关电源产生的噪声经电源线向外传输,须在单片开关电源的交流输入端接入电磁干扰滤波器(EMI filter)。由于 TOPSwitch—Ⅱ所产生的电磁干扰较小,因此可简化电磁干扰滤波器的结构,降低成本。简单的电磁干扰滤波器仅用一只电容和一只共模扼流圈(参见图 2.6.3),较复杂的则需要使用 4 只电容配共模扼流圈(参见图 2.3.2)。有关电磁干扰滤波器的设计原理,详见 9.3 节和 10.2 节。

6. 光耦反馈电路分析

光耦反馈电路实际由两部分构成:①由反馈绕组 N_F、高频整流滤波器构成的非隔离式反馈电路,反馈电压 V_{FB} 为光敏三极管提供偏压;②由取样电路、外部误差放大器、光耦合器构成的隔离式反馈电路,它将 V_O 的变化量直接转换成控制电流 I_C。其中,V_{FB} 基本不受交流输入电压 u 变化的影响,而 I_C 则与 V_O 变化有关。仅当 u 宽范围变化而负载稳定时 I_C 才与 Δu 有关。

7. 光耦合器

设计单片精密开关电源时应选择电流传输比 CTR=50%～200%的线性光耦合器。

电流传输比(CTR)是光耦合器的重要参数。它表示光耦合器中光敏三极管(接收管)的输出电流 I_C 与发光二极管(发射管)的输入正向电流 I_F 之比,通常用百分数表示。有公式

$$\mathrm{CTR} = (I_C/I_F) \cdot 100\% \tag{2.4}$$

对线性光耦合器而言,其 CTR 值应能在一定范围内控制为常数,使其输出电流与输入电流之间呈线性关系。为降低光耦合器的功耗且避免出现误触发现象,CTR 值应在 50%～200%范围之内。另外,还必须采用线性光耦合器。目前国内常用的 4N25、4N26 型光耦合器,同属 4N××系列非线性光耦合器,不宜使用。单片开关电源常用光耦合器型号详见 10.7 节。

8. 外部误差放大器的原理分析

前面在介绍由 TL431 型可调式精密并联稳压器构成外部误差放大器时,仅作了简单分析。实际上该误差放大器极为特殊,它不同于普通的误差电压放大器,并且只有一个输入控制端。鉴于这类电路又颇具代表性,有必要对其工作原理作更深入的分析。

以图 2.3.2 为例,当输出电压发生波动且变化量为 ΔV_O 时,通过取样电阻 R_4、R_5 分压之后,就使 TL431 的输出电压 V_K 也产生相应的变化量,进而使 LED 的工作电流 I_F 改变,最后通过控制端电流 I_C 的变化量来调节占空比 D,使 V_O 产生相反的变化,从而抵消了 ΔV_O 的波动。上述稳压过程亦可归纳成

$$V_O\uparrow \rightarrow V_K\downarrow \rightarrow I_F\uparrow \rightarrow I_C\uparrow \rightarrow D\downarrow \rightarrow V_O\downarrow \rightarrow \text{最终使 } V_O \text{ 不变。}$$

因此,TL431 就起到了外部误差放大器的作用。

9. 电阻 R_1 的作用

这里讲的 R_1 是指光耦合器中 LED 的外部限流电阻。实际上除限流保护作用之外,它对控

制环路的增益也具有重要影响。这是因为若改变 R_1 的阻值，即可依次影响到下列参数值：$I_F \rightarrow I_C \rightarrow D \rightarrow V_O$，也就相当于改变了控制环路的直流放大倍数。

另外，在介绍应用电路时曾提到 R_1 上的压降很小，通常可不予考虑。这同样可加以证明。TOPSwitch—Ⅱ的控制端电流很小，通常 $I_C=2\sim4$mA，现假定为 2mA。图 2.3.2 中所采用的 CNY17—2 型光敏二极管输出的光耦合器，其电流传输比 CTR$=I_C/I_F>62\%\sim152\%$（手册中仅给出最小值）。若取 CTR$=200\%$，$R_1=470\Omega$，则 $I_F=I_C/\text{CTR}=2\text{mA}/200\%=1.0\text{mA}$，$V_{R_1}=I_F R_1=470$ mV$\ll$12V。因此，R_1 上的压降完全可忽略不计。而图 2.3.1 中选 $R_1=10\Omega$，V_{R_1}就更可以忽略了。

10. 磁珠

单片开关电源的开关频率较高（100kHz 左右），在输出整流管 VD_2 关断后的反向恢复过程中，会产生开关噪声，容易损坏整流管。虽然在 VD_2 两端并上由阻容元件串联而成的 RC 吸收电路，能对开关噪声起到一定的抑制作用，但效果仍不理想，况且在电阻上还会造成功率损耗。解决的办法是在次级整流滤波器上串联一只磁珠。

磁珠是近年来问世的一种超小型的非晶合金磁性材料，它与铁氧体属两种材料。其外形呈管状，引线穿心而过。常见磁珠的外形尺寸有 $\phi2.5\times3$(mm)、$\phi2.5\times8$(mm)、$\phi3\times5$(mm)等多种规格。供单片开关电源使用的磁珠，电感量一般为几至几十微亨。磁珠的直流电阻非常小，一般为 0.005～0.01Ω。通常噪声滤波器只能吸收已发生了的噪声，属于被动抑制型；磁珠的作用则不同，它能抑制开关噪声的产生，因此属于主动抑制型，这是二者的根本区别。磁珠可广泛用于高频开关电源、录像机、电子测量仪器、以及各种对噪声要求非常严格的电路中。

2.5 TOPSwitch—Ⅱ的检测方法

下面分别介绍 TOPSwitch—Ⅱ的性能检测及主要参数测量方法，并给出各管脚的典型电阻值，可供读者判定其质量好坏时参考。

2.5.1 性能测试

测试 TOPSwitch—Ⅱ的电路如图 2.5.1 所示。E_1 采用 40V 固定直流电源，提供漏-源电压 V_{DS}。E_2 选择 0～40V 可调直流稳压电源，供给控制电压 V_C。R_1 和 R_2 分别为漏极、控制端的限流电阻。E_1 和 E_2 均可等效于一个低阻抗（包含限流电阻）的驱动源。S_1、S_2 为开关。C_1 用于滤除尖峰电压，C_2 为旁路电容。

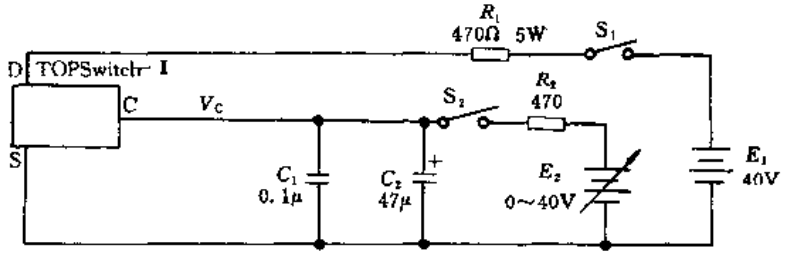


图 2.5.1 性能测试电路

测试方法及步骤如下：

（1）首先闭合 S_1，断开 S_2，只给漏极加上电源 E_1，使器件进入自动重启动状态。这时在 C-S 之间接上示波器，应能观察到幅度为 4.7～5.7V 的低频锯齿波，频率约为 1.2Hz。而 MOS-

FET 仅在控制端振荡的第 8 个周期才导通。

然后闭合 S_2，把 E_2 加至控制端，此时控制端上的锯齿波电压就变成直流电压，而在漏-源极之间能够观察到连续漏极波形的时间，仅占观察时间的 1/8。这是因为内部进行了 8 分频的缘故。这也证明，芯片在自动重启动过程中处于低功耗运行状态。

(2) 将上述操作过程改为先闭合 S_2 给控制端加上电压，并且调整 E_2，使 $V_C \approx +7V$；再闭合 S_1，接通漏极电源。这时 8 分频器不工作，芯片进入正常工作状态，用示波器从 D-S 极间可观察到连续的漏极工作波形。

(3) 将控制端与源极短路(V_C 从 7V 降至 0V)，芯片即被复位。

测试时必须注意以下事项：① 欲使芯片正常工作，必须在 D 极通电之前先给 C 极加电；② V_C 不得超过 9V，I_C 应小于 100mA；③ C_1 和 C_2 要尽量靠近 TOPSwitch—Ⅰ的管脚；④ 测试前预先给电容放电，以免电容上储存的电荷使开关电源产生误动作。

上述测试方法对于 TOP100 系列、TOP200 系列、TOP209/210 系列也完全适用。

2.5.2 测试漏-源击穿电压和关断时的漏极电流

测试时需要使用一台晶体管图示仪，电路如图 2.5.2 所示。TOPSwitch—Ⅰ的 D、C、S 极分别接图示仪的 C、B、E 孔。由图示仪提供的漏-源电压 V_{DS} 应低于 700V，以免损坏器件。试验完毕，检测 D-S 极间电阻值只要满足规定(参见表 2.5)，即说明器件正常，也间接证明了漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS} \geqslant 700V$。当 C 端加上如图所示的波形时，可将内部 MOSFET 关断。关断时的漏极电流 $I_{DSS} \leqslant 250\mu A$，这可通过串入电路中的微安表测得，亦可由数字万用表的直流 200μA (或 2mA)挡来代替微安表。

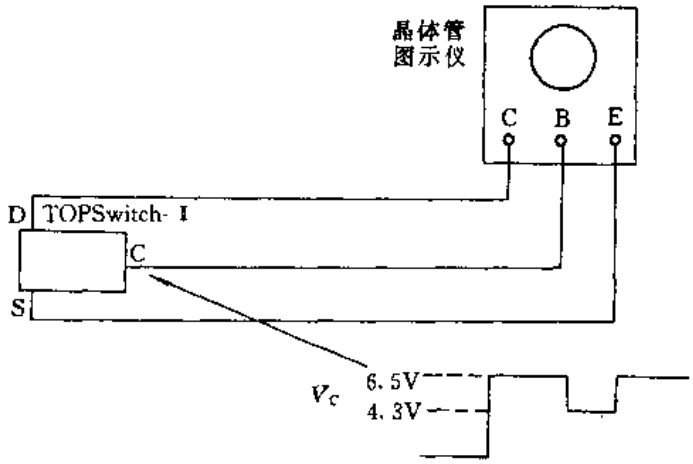


图 2.5.2 测试漏-源击穿电压和关断时的漏极电流电路

2.5.3 测量各管脚之间的电阻值

利用 500 型万用表 R×1k 挡实测 TOPSwitch—Ⅱ系列产品各管脚之间的电阻值见表 2.5，可供参考。以表中第一行数据为例，测量 C-S 极间电阻时，黑表笔应接 C 极，红表笔接 S 极，余者类推。分析表 2.5 可以总结出下述规律：$R_{CS} \approx 100k\Omega$，$R_{SC} = 3.8 \sim 4k\Omega$，$R_{DC} = 500k\Omega \sim 1M\Omega$，$R_{SD} = 3.4 \sim 4.1k\Omega$(TOP224P 除外)，$R_{CD} = 120 \sim 190k\Omega$，$R_{DS} = 58 \sim 64k\Omega$。若测量结果与之相距甚远(例如阻值为零欧姆或无穷大)，则证明芯片内部已出现短路或者开路故障，无法继续使用。

表 2.5 TOPSwitch—Ⅱ系列产品各管脚之间的电阻值

被测管脚	各管脚之间的电阻值(kΩ)					
	TOP222Y	TOP223Y	TOP224Y	TOP225Y	TOP227Y	TOP224P
C(黑表笔)-S(红表笔)	110	102	108	100	92	110
S-C	4	3.8	3.8	3.8	3.9	3.8
D-C	500	1000	1000	1000	1100	1000
S-D	4.1	3.7	3.5	3.6	3.4	110
C-D	180	170	200	120	160	190
D-S	64	62	62	58	63	62

2.6 TOP100/200 系列单片开关电源的特点及应用

TOP100 系列和 TOP200 系列是美国 PI 公司于 1994 年推出的第一代 TOPSwitch 单片开关电源。它们共包括 11 种型号:TOP100Y～TOP104Y,TOP200Y～TOP204Y、TOP214Y。

2.6.1 TOP100 系列的产品分类及性能特点

TOP100 系列的产品分类见表 2.6.1,表中的 PFC 为"功率因数校正"(Power Factor Correction)的英文缩写。TOP100 系列均采用标准的三端 TO-220 封装,管脚排列如图 2.6.1 所示。其内部电路及工作原理与 TOPSwitch—Ⅱ相同,仅部分技术指标有区别。

表 2.6.1 TOP100 系列的产品分类及输出功率范围

产品型号	用做单片开关电源 交流输入电压:100/110V,±20%	用做功率因数校正(PFC) 交流输入电压:100/110V
TOP100Y	0～20W	0～30W
TOP101Y	15～35W	25～50W
TOP102Y	20～45W	35～70W
TOP103Y	25～55W	45～90W
TOP104Y	30～60W	55～110W

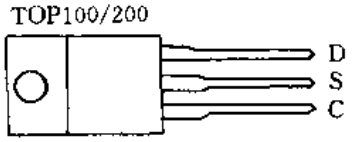


图 2.6.1 TOP100 系列的管脚排列

TOP100 系列具有以下特点:

(1) 受内部功率开关管耐压值的限制,TOP100 系列的交流输入电压一律规定为 100V/110V,允许电压范围是 85～132V(即 110V $^{+22V}_{-25V}$)。制成单片开关电源的最大输出功率 P_{OM}=60W,做功率因数校正升压预调节器时可达 110W。内部 CMOS 控制器的静态功耗仅 6mW。电源效率可达 90%。

(2) 内部功率 MOSFET 的漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS}$≥350V,仅为 TOPSwitch—Ⅱ的一半,但其导通电阻比 TOP221Y～227Y 更低。以 TOP104Y 为例,当芯片结温 T_j=25℃时,$R_{DS(ON)}$=1.7Ω;T_j=100℃时,$R_{DS(ON)}$=2.8Ω。相比之下,TOP224Y 分别为 5.2Ω,8.6Ω。

(3) TOP100 系列在过流保护时极限电流的上、下限范围见表 2.6.2。

表 2.6.2 极限电流上、下限范围

型　　号	TOP100Y	TOP101Y	TOP102Y	TOP103Y	TOP104Y
I_{LIMIT}(A)	0.88～1.25	1.50～2.15	2.10～3.10	2.85～4.00	3.30～4.60

(4) 该系列产品除用做开关电源外，还可构成功率因数校正升压预调节器，功率因数高达99%。

2.6.2 TOP100 系列的典型应用

1. 简易型单片开关电源

由 TOP100Y 构成+5V、5W 简易单片开关电源的电路如图 2.6.2 所示。这种反激式开关电源是通过反馈电路来直接调节输出电压的，能省去光耦合器。其电路简单、成本低廉，适用于需要隔离且负载变化小的情况。当直流输入电压 V_I=95～185V 时，电压调整率 S_V=±1.25%。当负载电流由 10%变化到 100%时，负载调整率 S_I=±4.5%。输出纹波电压为±25mV。开关频率仍为 100kHz(典型值)。

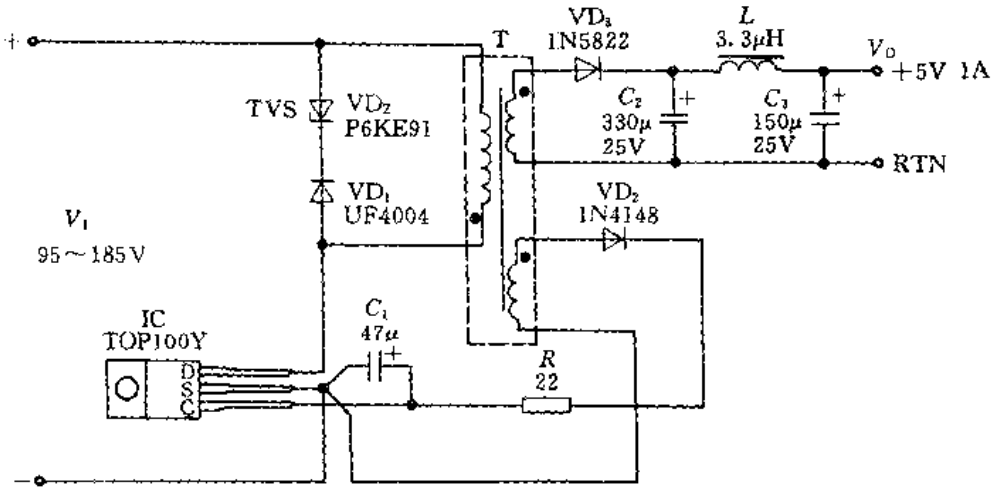


图 2.6.2 简易单片开关电源电路

该电源仅用一片 TOP100Y(IC)，未加光耦反馈电路。漏极钳位电路由瞬态电压抑制器 VD_Z(P6KE91)和超快恢复二极管 VD_1(UF4004)组成。次级电压经 VD_3、C_2、L、C_3 整流滤波后，获得+5V 输出。反馈绕阻电压通过 VD_2、R 和 C_1 整流滤波后，加至 TOP100Y 的控制端。C_1 兼作控制环路的补偿电容，并决定自动重启动频率。

2. 光耦反馈式开关电源

一种光耦反馈式+7.5V、15W 开关电源的电路如图 2.6.3 所示，现用一片 TOP101Y(IC_1)配 NEC2501 型光耦合器(IC_2)。由于增加了光耦反馈电路，使输出电压的准确度与调整率均得到明显提高。当交流输入电压 u=85～132V 时，S_V=±0.5%，S_I<±1%，输出纹波电压峰-峰值为±50mV。

交流电依次经过 EMI 滤波器(C_6、L_2)和桥式整流滤波器(BR、C_1)，产生直流高压。VD_{Z1}和 VD_1 构成漏极钳位电路。输出电压 V_O 由稳压管 VD_{Z2}的稳定电压(V_{Z2}≈6.2V)和 LED 的正向压降(V_F≈1V)之和来确定。当 V_O 变化时，由 R_2 和 VD_{Z2}分压得到的取样电压就与 V_{Z2}相比较，形成外部误差电压 V'_r，用以改变 LED 的工作电流及发光强度，再通过光敏三极管输出控制电

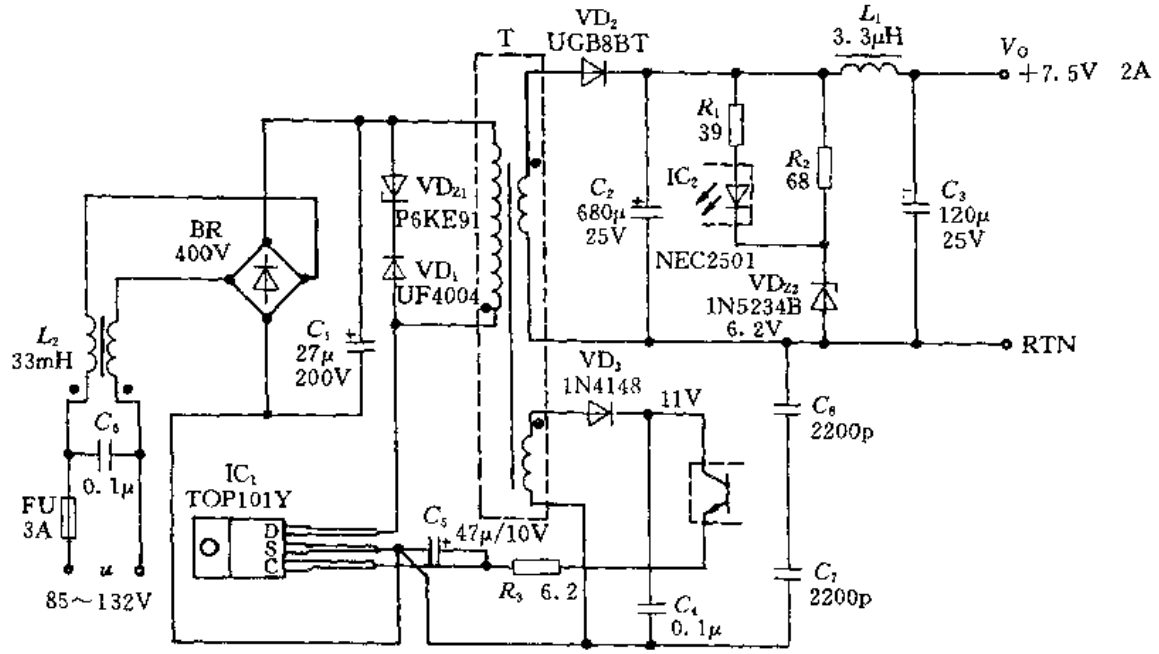


图 2.6.3 光耦反馈式开关电源电路

流 I_C，进而调节占空比，使 V_O 不变，达到稳压目的。

反馈电压经过 VD_3、C_4 整流后，产生 11V 直流电压，给光敏三极管提供集电极电压。R_2 还与 VD_{Z2}构成开关电源的最小负载，可避免因空载而导致 V_O 升高。最小负载电流可由下式计算出：

$$I_{L\,min}=\frac{V_O-V_{Z2}}{R_2}=\frac{7.5-6.2}{68}=19\text{mA}$$

3. 光耦反馈式精密开关电源

由 TOP102Y 构成光耦反馈式+15V、30W 精密开关电源的电路如图 2.6.4 所示。其特点是利用 2.5V 可调式精密并联稳压器 TL431 来代替稳压管，即由高稳定度的带隙基准电压来取代稳定性稍差、噪声电压较高的齐纳电压，这就大大提高了外部误差放大器的灵敏度，能对输出电压进行自动精细调节。欲获得其他标称输出电压，可通过改变 R_4、R_5 的分压比来实现。TL431 的稳压值就由 R_4、R_5 设定。C_9 可改善 TL431 的增益线性度，使之工作更加稳定。R_1 除作 LED 的限流电阻之外，还决定了反馈电路的增益。C_7、C_8 为安全电容，能够滤除因初、次级耦合电容而产生的共模干扰。

4. 功率因数校正电路

TOP100 系列还能构成固定频率、非连续式功率因数校正(PFC)升压预调节器，用于提高电子设备的功率因数，降低无功功率损耗，减小谐波失真。由 TOP103Y 构成 60W 的功率因数校正升压预调节器电路如图 2.6.5 所示。该电路适用于电源、电子镇流器中。其交流输入电压为 110V，输出为+265V、60W。功率因数高达 0.99，总谐波失真(THD)为 5%。

该电路的特点是不使用高频变压器，输入级与输出级也不需隔离。u 先通过电磁干扰滤波器，再经桥式整流滤波变成直流电压 V_I，然后由 L、VD_1 和 TOP103Y 组成的升压式电路输出直流高压 V_O。L 为储能电感，亦称升压电感。VD_1 为续流二极管，TOP103Y 起到电子开关作用。当内部 MOSFET 导通时，L 上有电流通过而储存电能，电压极性为左正、右负，使 VD_1 截止。当 MOSFET 截止时 L 上产生的反向电动势 V_L 极性为左负、右正，使 VD_1 导通，V_I 就与 V_L

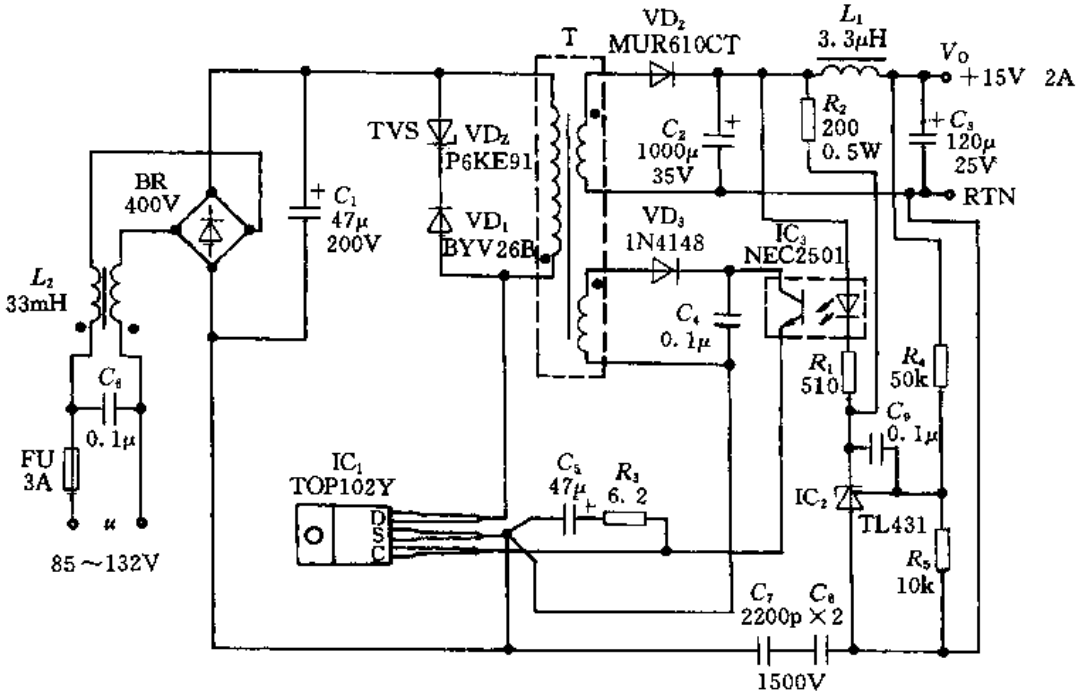


图 2.6.4　光耦反馈式精密开关电源电路

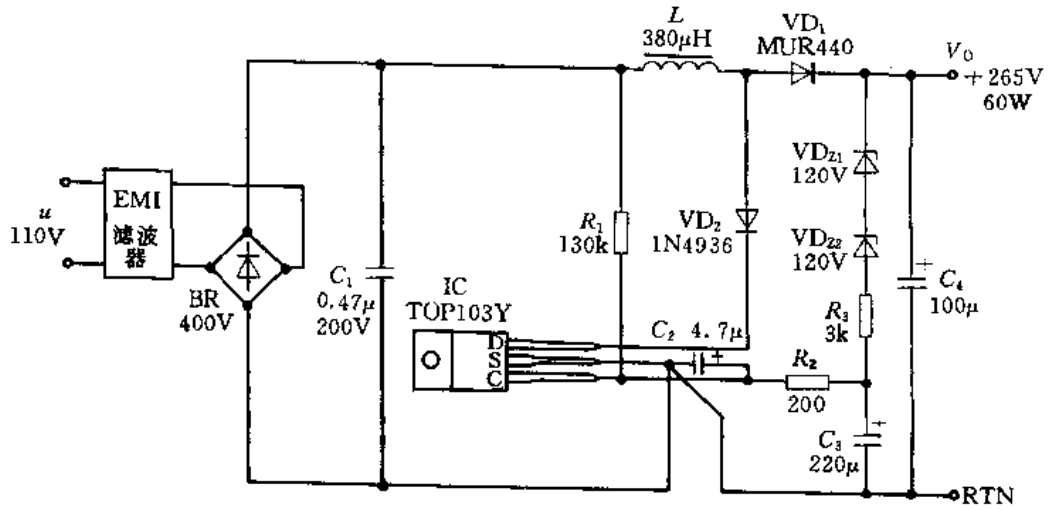


图 2.6.5　功率因数校正升压预调节器电路

相叠加后经 VD_1 向负载供电。因 VD_1 的正向压降可忽略不计，故 $V_O=V_1+V_L>V_1$。图中的 VD_2 是快恢复阻塞二极管，能隔断 MOSFET 的反向电流。R_1 为预补偿电阻，其上的预补偿电流与 V_1 成正比，该电流能改变占空比。R_2 是预补偿电流的退耦电阻。C_3 采用 220μF 大电容时能降低总的谐波失真。C_2 可滤除高频噪声，减小预补偿电流引起的误差。

在首次接通电源而 TOP103Y 启动之前，C_3 就被充电到 5.7V 并且给 TOP103Y 提供偏流，一直到 V_O 可自动调节为止。此后，VD_{Z1} 和 VD_{Z2} 开始导通，有电流注入 TOP103Y 的控制端，即可直接调节占空比。反馈电压经 R_3、C_3 滤波后，能够减小输出端的纹波电压。

2.6.3　TOP200 系列的产品分类及性能特点

TOP200 系列包括 TOP200Y～TOP204Y、TOP214Y 共 6 种型号，以 TOP204Y 的输出功

率为最大，详见表 2.6.3。

表 2.6.3 TOP200 系列的产品分类及输出功率范围

产品型号	用做单片开关电源		用做功率因数校正
	交流输入电压：220/230V	交流输入电压：85～265V	交流输入电压：230/277V
TOP200Y	0～25W	0～12W	0～25W
TOP201Y	20～45W	10～22W	20～50W
TOP202Y	30～60W	15～30W	30～75W
TOP203Y	40～70W	20～35W	50～100W
TOP204Y	60～100W	30～50W	75～150W
TOP214Y	50～85W	25～42W	60～125W

TOP200 系列与 TOP100 系列的重要区别有两点：第一，用做单片开关电源时的交流输入电压改为 220/230V(固定输入)，或者 85～265V(宽范围输入)，这更适合我国的电网情况；第二，将内部功率 MOSFET 的耐压值提高到 700V。二者的管脚排列及内部电路相同，而 TOP200 系列的极限电流上、下限范围见表 2.6.4。

表 2.6.4 极限电流上、下限范围

型　号	TOP200Y	TOP201Y	TOP202Y	TOP203Y	TOP204Y	TOP214Y
I_{LIMIT}(A)	0.415～0.585	0.83～1.17	1.25～1.75	1.50～2.10	2.25～3.15	1.88～2.63

TOP200 系列的应用电路与 TOP100 相同，仅个别外围元件的参数有变化。以 2.6 节中的图 2.6.3 为例，需做如下改动：① 交流输入电压提高到 85～265V；② 整流桥耐压值选 600V；③ VD_{Z1} 改成 P6KE150，反向击穿电压 V_B 从 91V 提高到 150V；④ VD_1 改为 UF4005(1A/600V)。其余元件参数不变，但高频变压器需要重新设计。

2.7 TOP209/210 系列高效低功率单片开关电源的特点与应用

TOP209/210 系列是 PI 公司 1997 年研制成功的一种高效、低功率、脉宽调制式三端单片开关电源，适合制作 8W 以下的小功率开关电源或者电气设备中的待机电源(Stand-by Power)。

2.7.1 TOP209/210 系列的产品分类及性能特点

TOP209/210 系列的产品分类及输出功率范围见表 2.7。其主要特点如下：

表 2.7 TOP209/210 产品分类及输出功率范围

产品型号	封装形式	固定电压输入	宽范围电压输入
TOP209P	DIP-8	0～4W	0～2W
TOP209G	SMD-8		
TOP210P	DIP-8	0～8W	0～5W
TOP210G	SMD-8		

(1) 电源效率高(约 80%)，低功率输出(8W 以下)，能代替小功率线性稳压电源。

(2) 体积小。在相同功率的情况下，其体积与重量比线性稳压电源可减少约 80%，要比分立元件构成的开关电源减少 50%左右。

(3) 外围电路简单，能在基本反馈方式下工作。

(4) 功率 MOSFET 工作在通/断方式下，能够减小电磁干扰，降低电磁干扰滤波器的成本。

(5) 适合作为 PC 机、彩电、智能仪表、不间断电源(UPS)、传真机中的待机电源。

TOP209/210 分 8 脚双列直插式(DIP-8)和 8 脚表面安装式(SMD-8)两种封装，管脚排列如图 2.7.1 所示。因第 2、3、6、7 脚均为空脚(NC)，故它等效于三端器件。第 1 脚与第 8 脚在内部连通，区别只是设计印制板时，第 1 脚往外接偏置/反馈返回端以及控制端旁路电容的负极，第 8 脚外接初级高压返回端(HV RTN)。第 4、5 脚分别为控制端和漏极端。其工作原理与 TOP100 相同，但需说明几点：① TOP209 的开关频率改成 70kHz；② 二者的热关断温度均为 145℃，比 TOPSwitch-Ⅱ高出 10℃；③ TOP209、210 的极限电流上、下限范围依次为 0.15～0.23A，0.23～0.30A；④ 功率 MOSFET 的耐压值为 700V，适配 220V 交流电源。

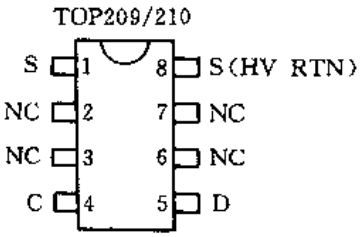


图 2.7.1 TOP209/210 的管脚排列

2.7.2 TOP210 的典型应用

下面介绍的电路对于 TOP209 也同样适用，区别只是后者的输出功率较低。

1. 单片 5V、4W 开关电源

由 TOP210 构成＋5V、4W 开关电源的电路如图 2.7.2 所示。直流输入电压 V_1 可由 85～265V 交流电整流滤波后得到。该开关电源的电压调整率 $S_V=\pm1.5\%$(直流输入电压为 104～370V)，负载调整率 $S_I=\pm5\%$(负载电流从 10%变化到 100%)，输出纹波电压为±25mV。当 V_1 与 TOP210 的引线比较短时，亦可省去 C_1。漏极钳位保护电路由 VD_Z 和 VD_1 组成。次级电压经 VD_2、C_2、L 和 C_3 整流滤波，获得＋5V、0.8A 的输出。反馈绕阻电压先由 VD_3 整流，再通过 R 和 C_4 平滑滤波后向 TOP210 提供控制电流。

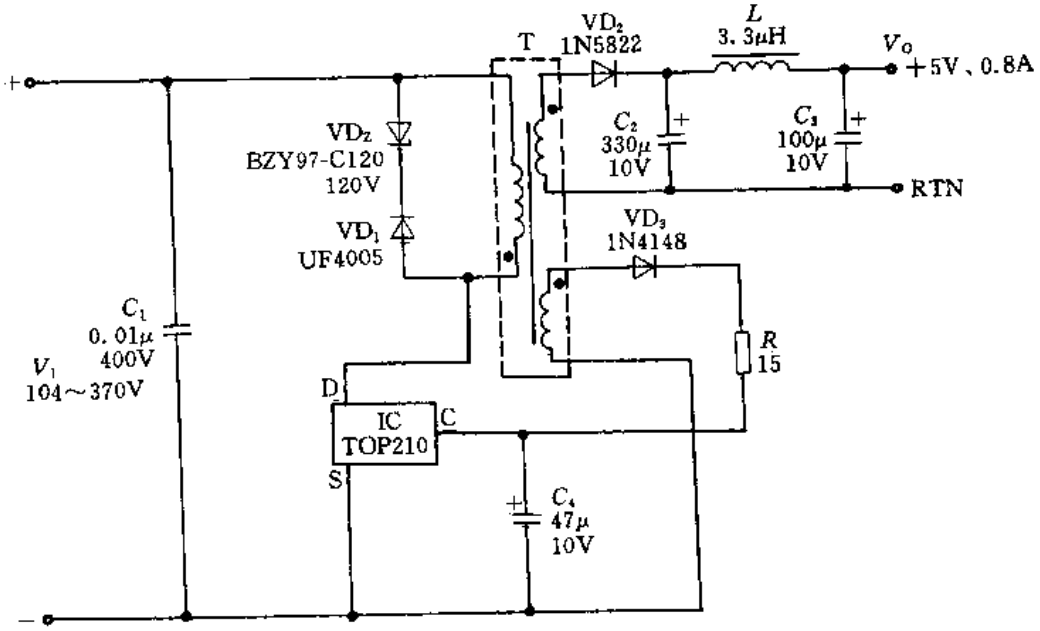


图 2.7.2 单片＋5V、4W 开关电源电路

2. 采用 110V(倍压)/220V 交流输入的开关电源

电路如图 2.7.3 所示。该电源输入交流电压 110V、220V 均可。当 110V 电源在 85～132V 范围内变化或者 220V 电源在 170～265V 范围内变化时，$S_V=\pm1\%$。当负载电流变化范围是 10%～100%时 $S_I=\pm5\%$。输出纹波电压为 50mV。电路中的 S 为 110V/220V 选择开关，亦可通过印制板上的跳线器来代替开关。当 S 闭合时选择 110V 输入，此时由整流桥 BR 和阻容元件 R_1、C_1、R_2、C_2 构成倍压整流电路，有关倍压整流的原理参见 2.3 节。当 S 断开时选择 220V 输入。为改善轻载时的电压稳定性，输出电路中增加了电阻 R_4，由它设定的最小负载电流 $I_{1.min}=36mA$。其余电路的原理读者可自行分析。

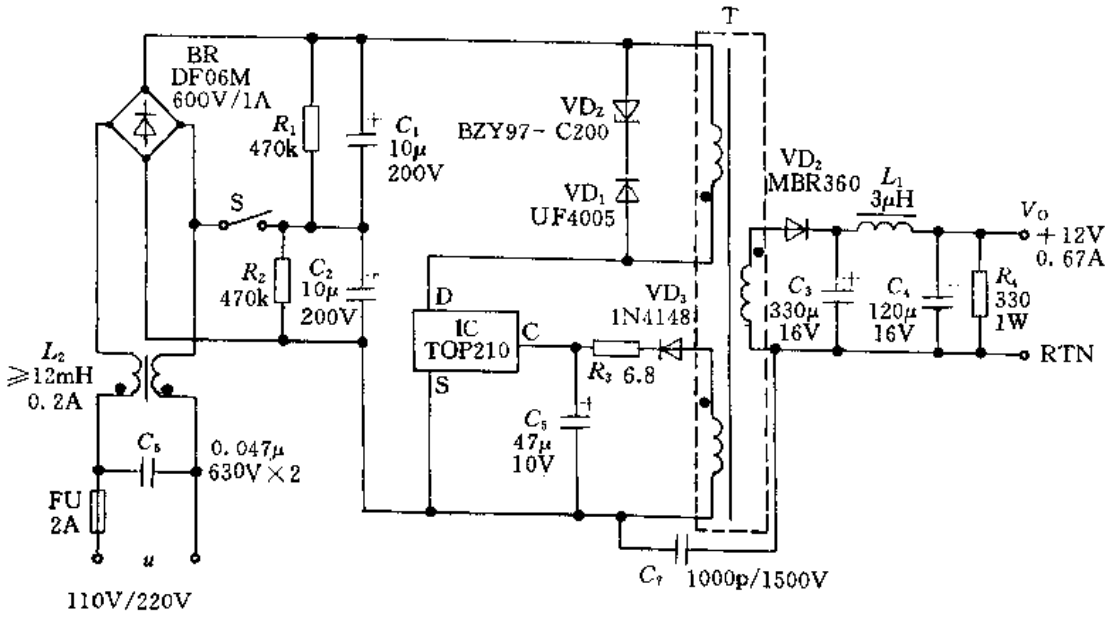


图 2.7.3 110V(倍压)/220V 输入的开关电源电路

2.8 WS157/106 系列单片开关电源的原理与应用

WS157 和 WS106 是另一类三端单片开关电源专用集成电路。二者的内部电路相同，仅封装形式不同。下面重点介绍 WS157 的原理与应用。

2.8.1 WS157 型单片开关电源的性能特点

(1) 集成度高。WS157 是一种将脉宽调制器(PWM)、高压功率开关场效应管(MOSFET)和保护电路集成在一起的三端表面安装器件，真正实现了无工频变压器式开关电源的单片集成化。它比 L4960、L4970A 系列单片开关式稳压器的集成度更高，并能省去工频变压器，利用高频变压器实现与电网隔离。

(2) 它属于双极型晶体管与 MOS 场效应管混合式集成电路(Bi-MOS)，只有三个引出端，能以最简方式接入电路。

(3) 外围电路简单。220V 交流电经过整流滤波后可直接作为 WS157 的输入电压，配上高频变压器和输出电路，即可构成 20W 以下的小功率开关电源。

(4) 输入电压范围很宽，当市电从 110～260V 大范围变化时，仍能保证稳压输出。占空比

调节范围是3%～47%。

(5) 具有完善的保护功能，包括输入欠压保护(V_I<80V)、过压保护、过流保护、过热保护(T_j≥145℃)、锁定及自动恢复功能。

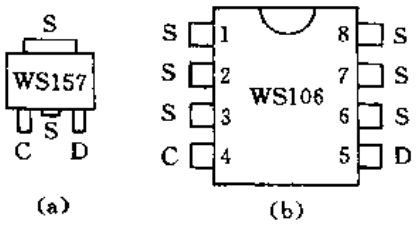
(6) 采用100kHz的开关频率，损耗低，电源效率η>70%，抗噪声干扰能力强，能减小高频变压器的体积和重量。

(7) 使用灵活。在构成单片开关电源时，配降压式、升压式输出电路均可。此外，WS157还可作为大功率开关电源的驱动级。

2.8.2 WS157、WS106的原理与应用

1. 工作原理

WS157和WS106的外形及管脚排列分别如图2.8.1(a)、(b)所示。二者均属于表面安装元件(SMC)，仅封装形式与管脚数量不同。WS157实际上只有三个管脚(上、下两个S极在内部连通)，属于三端器件。其中，D为MOSFET的漏极，C为控制端，S是源极。WS106则采用SMD-8封装，共有6个S极，剩下的是D极与C极，故仍相当于三端器件。二者的内部电路相同。以WS157为例，其内部框图如图2.8.2所示。主要包括100kHz振荡器，基准电压源，PWM比较器，控制电路，驱动级，功率开关管(MOSFET，其漏-源极可承受700V电压)，欠压、过流及过热保护电路。此外还有偏置电路(上电后为各级提供合适的工作点)，恒流源，电子开关，复位等辅助电路。VD为内部续流二极管，可保护MOSFET不被反向尖峰电压击穿。



(a) WS157；(b) WS106

图2.8.1 WS157和WS106的管脚排列

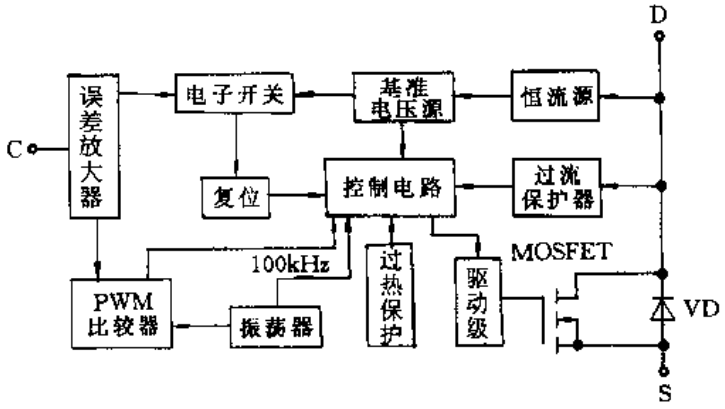


图2.8.2 WS157的内部框图

2. 典型应用

(1) 由WS157/106构成的+12V、0.5A开关电源

+12V、0.5A单片开关电源的电路如图2.8.3所示，其输出功率为6W。当交流输入电压在110～260V范围内变化时，电压调整率S_V≤1%。当负载电流大幅度变化时，负载调整率S_I=5%～7%。为简化电路，这里采用了基本反馈方式。

接通电源后，220V交流电首先经过桥式整流和C_1滤波，得到约+300V的直流高压，再通过高频变压器的初级绕组N_P，给WS157提供所需工作电压。从次级绕组N_S上输出的脉宽调

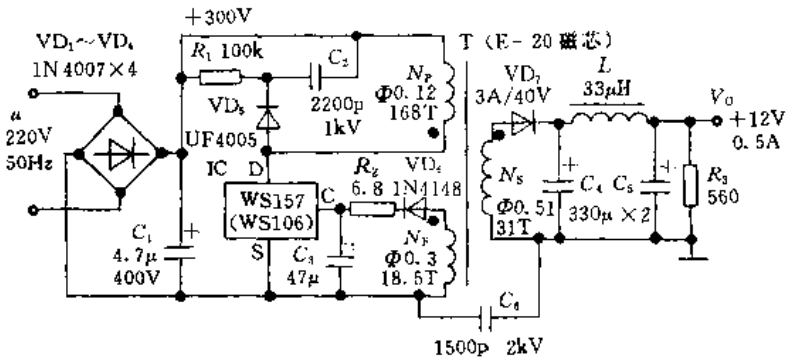


图 2.8.3 +12V、0.5A 单片开关电源电路

制功率信号，经 VD_7、C_4、L 和 C_5 进行高频整流滤波，获得+12V、0.5A 的稳压输出。反馈绕组 N_F 上的电压则通过 VD_6、R_2、C_3 整流滤波后，将控制电流加至控制端 C 上。由 VD_5、R_1 和 C_2 构成的钳位回路，能有效抑制漏极上的反向峰值电压。该电路的稳压原理分析如下：当由于某种原因致使 V_O ↓ 时，反馈绕组电压及控制端电流也随之降低，而芯片内部产生的误差电压 V_r ↑，PWM 比较器输出的脉冲占空比 D ↑，经过 MOSFET 和降压式输出电路使得 V_O ↑，最终能维持输出电压不变。反之亦然。

为了抑制初、次级之间的共模干扰，在 N_S、N_F 的同名端还并联一只 1500pF/2kV 的高压陶瓷电容 C_6。VD_5 可选用 UF4005(1A/600V)型超快恢复二极管。VD_6 选 1N4148 型硅高速开关二极管。VD_7 须采用 3A/40V 以上的肖特基二极管，实选 B82—004 型(15A/40V)。C_2 宜选 2200pF/1kV 的高压陶瓷电容。R_1 为 C_2 的泄放电阻，可防止断电后在 C_2 上积累的电荷形成高压。为降低空载电压，在输出端并联一只 560Ω 的最小负载电阻 R_3。高频变压器可选国产 E-20 型铁氧体磁芯，其有效截面积 $S_J=0.25cm^2$。绕制方法应为先绕 N_P，再绕 N_S，最后绕 N_F，并需注意绕组的极性。各绕组所用漆包线的线径与匝数已标明在图 2.8.3 中。

(2) +5V、1.6A 精密开关电源

图 2.8.3 所示开关电源也有不足之处，其负载调整率较高，$S_1=5\%\sim7\%$，当负载电流波动较大时难以满足精密稳压的要求。改进措施是利用外部误差放大器来进一步提高 WS157 的控制灵敏度，使之对 ΔI_O 反应更灵敏，调压更精确。图 2.8.4 示出一种+5V、1.6A 精密开关电

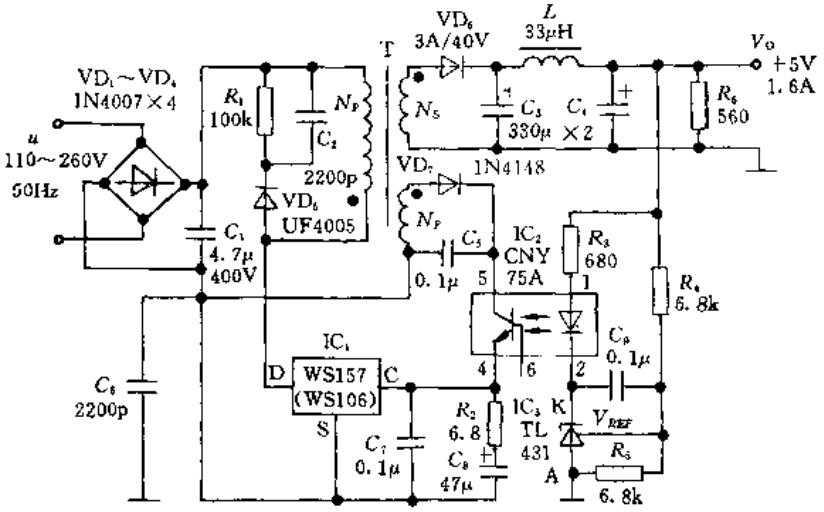


图 2.8.4 +5V、1.6A 精密开关电源电路

源的电路。该电路的输入电压调整率 $S_V<0.1\%$，负载调整率 $S_I<1\%$，可作为精密开关电源使用。与图 2.8.3 相比，电路中增加了光耦合器(CNY75A)和可调式精密并联稳压器(TL431)。

R_3 为限流电阻，R_4 和 R_5 为取样电阻。当 V_O 变化时，取样电压就与 TL431 内部 2.5V 基准电压进行比较，使 K 端电位发生变化，改变 CNY75A 中 LED 的工作电流及发光强度，再经过光耦合器去调节 WS157 的控制端电流，这样即可对占空比进行精细调节，实现精密稳压目的。CNY75A 还起到电气隔离作用。

实测该开关电源的 $S_V<0.1\%$，$S_I=0.78\%<1\%$。

2.9 三端单片开关电源的故障分析

三端单片开关电源出现故障，大部分是由于电路设计不当、元器件选择不合理、焊接和安装有误、电磁干扰严重、印制板布线不合理、散热不良而引起的。这既有技术上的原因，也有工艺方面的问题。下面对各种常见故障的现象、故障原因和排除方法做全面、深入地分析。为了叙述方便，现将三端单片开关电源常见故障的检修分成以下四大类：① 单片开关电源一般性故障的检修方法(电路参见图 2.6.3)；② 基本反馈电路的检修方法(电路参见图 2.6.2)；③ 带 TL431 的精密光耦反馈电路检修方法(电路参见图 2.6.4)；④ 功率因数校正电路的检修方法(电路参见图 2.6.5)。

2.9.1 一般性故障的检修方法

1. 通电后不工作

① 由于尖峰电压触发脉冲造成了电路闭锁，使芯片不工作

(a) 采用单点接地方法，将电容器 C_1、C_4、C_5 和 C_7 直接连接到源极(S)上。

(b) 把三端单片开关电源芯片的管脚引线剪至最短，这对于采用 TO-220 封装的芯片尤为必要。

(c) 改进印制电路的设计。

(d) 使散热片与电路绝缘。

② 高频变压器初级回路中钳位二极管 VD_{Z1} 的钳位电压 V_B 过低

选择 V_B 值较高的 5W 瞬态电压抑制器。设初级感应电压为 V_{OR}，选取原则为 $V_B\approx1.5V_{OR}$。对于 TOP100 系列，$V_{OR}=60V$，$V_B=90V$，可选 P6KE91 型 TVS；对 TOP200 系列，$V_{OR}=100V$，$V_B=150V$，可选 P6KE150 型 TVS。TOPSwitch—II 系列的 $V_{OR}=135V$，可选 P6KE200 型 TVS，此时 $V_B=200V$。

③ 反馈绕组的极性接反

反馈绕组的极性应与电路中所标黑圆点的极性保持一致。

④ 输出整流电路损坏

更换输出整流管 VD_2，VD_2 宜选用肖特基整流二极管。

⑤ 漏极钳位保护电路损坏

(a) 更换钳位二极管 VD_{Z1}。

(b) 更换阻塞二极管 VD_1。VD_1 应采用超快恢复二极管，其反向恢复时间 t_{rr} 应小于 75ns。对于 TOP100 系列，VD_1 的反向耐压为 400V，TOP200 系列则为 600V。

⑥ 在起始触发脉冲闭锁期间，光耦合器的输出电流过大

(a) 增加光耦合器中 LED 限流电阻的阻值。

(b) 应采用电流传输比为 50%～200%的线性光耦合器。CTR 太低，会降低调节灵敏度；CTR 过高，在启动过程或负载发生突变时，易造成误关断。不宜使用具有开关特性的 4N××（例如 4N25、4N26）系列光耦合器。CTR 表示光耦合器中接收管集电极电流（I_C）与发射管 LED 正向电流（I_F）的百分比。

(c) 在光耦合器的发射极上串联一只 270～620Ω 的电阻。

⑦ R_3 的电阻值过大，超过 15Ω

R_3 通常取 6.2Ω 或 6.8Ω，但有时为消除自动重启动电容 C_5 对控制环路的影响，可将 R_3 增至 15～100Ω。当 R_3>15Ω 时，必须在源极与控制端并联一只 0.1μF 的旁路电容。

2. 在开机或过载时 TOPSwitch 芯片发生爆裂

由于钳位电压不够或高频变压器的漏感量过大，致使漏-源电压过高，将内部功率 MOSFET 击穿。

① 更换合适型号的 VD_{Z1} 和 VD_1，确保漏极电压被钳位在安全电压值以下。

② 重新设计和制作高频变压器，将次级改为多股线并绕（相当于多绕组并联）方式，以减小漏感。

③ 适当降低初级感应电压 V_{OR}。

④ 误将多路输出绕组的引出端接错时，亦可导致瞬态电压抑制器击穿，甚至使 TOPSwitch-Ⅱ芯片爆裂。举例说明，参考图 2.3.2 设计成 150W 的±5V、±12V 和+3.3V 五路输出开关电源，为缩短钳位保护电路的响应时间，实际采用 3 只 P6KE200 型瞬态电压抑制器来代替漏-源极之间的钳位稳压管 VD_{Z1}～VD_{Z3}。由于在定制高频变压器时，厂家误将+3.3V 绕组与+5V 绕组的引出端对调了位置，而印制板上却是以+5V(20A)作为主输出并接入光耦反馈电路的，因此初级感应电压 V_{OR} 即从 135V 左右升至约 204V。这意味着在 TOP227Y 关断时，V_{OR}、V_1 与尖峰电压 V_L 的总电压必将大大超过 600V。正常情况下瞬态电压抑制器仅对尖峰电压起钳位作用，而现在还要对 V_{OR} 进行钳位。这就迫使 TVS 工作在大电流的导通状态，其功耗剧增，三只 P6KE200 迅速过热击穿。一般情况下可造成 TVS 击穿短路，且高频变压器会过热冒烟。此时 V_{DS} 被钳位至零伏，TOP227Y 还不至于损坏。但是，若瞬时总电压过高，还可使 TOP227Y 发生爆裂，彻底损坏。

3. 电源损耗大，效率低

① 所选 VD_{Z1} 的反向击穿电压过低，使它的钳位时间增加，从而损耗增加

可将 V_B 提高到 V_{OR} 值的 1.5 倍。

② 阻塞二极管 VD_1 的反向耐压值过低或速度太慢

对于 TOP100 系列，应选反向耐压 400V 以上的超快恢复二极管；TOP200 系列和 TOPSwitch-Ⅱ应选耐压 600V 以上的超快恢复二极管，亦可选用快恢复二极管代替。例如，可选 UF4004(1A/400V)、UF5404(3A/400V)或 UF4005(1A/600V)、UF5406(3A/600V)型超快恢复二极管。

③ 输出整流管的反向恢复时间过长

改用肖特基整流管或超快恢复二极管，前者开关速度最快（t_{rr} 仅几个纳秒），且正向压降低，损耗小。当输出电压超过 30V 时，应选超快恢复二极管。

④ VD_2 损坏，电压低落

更换 VD_2，必要时可选反向击穿电压更高的管子。

⑤ 高频变压器的初级电感量太小，使初级有效值电流 I_{RMS} 增大

(a) 增加初级绕组匝数。

(b) 提高匝数比，以降低初级峰值电流 I_P。

⑥ 输出电流或输出功率达不到要求

(a) 选用较大功率的 TOPSwitch 芯片。

(b) 增大 TOPSwitch 的散热器表面积，以利于散热，使 P_O 增加。

4. TOPSwitch 仿佛工作在 50kHz 或更低的谐波上

由于尖峰电流的脉冲宽度已超过前沿闭锁时间(180ns)，致使：

① 钳位作用太强

将 VD_{Z1} 的正极直接焊接在初级上。

② 初级或次级的 RC 阻尼过大，使开关信号的幅度与频率降低

减小初级或次级的 RC 阻尼，包括减小电阻值或电容量，使时间常数 $\tau=RC$ 减小。

③ 输出整流管 VD_2 的开关速度慢

(a) 更换 VD_2。

(b) 给 VD_2 加上散热片。

④ 高频变压器初级的分布电容过大

(a) 重新绕制初级，并在各层之间增加绝缘层，以减小分布电容。

(b) 适当减少初级匝数。

5. 瞬态电压抑制器 VD_{Z1} 发生过热

① VD_{Z1} 的 V_B 值过低

换管子，使 $V_B=1.5V_{OR}$。

② VD_{Z1} 散热不良

(a) 减小 VD_{Z1} 的引脚长度(剪掉多余部分)。

(b) 适当增加印制导线宽度。

③ VD_2 的开关速度太低

将快恢复二极管 VD_2 换成超快恢复二极管或肖特基管。

④ VD_{Z1} 的瓦数太小

(a) 使用 5W 的 TVS。

(b) 在 VD_{Z1} 上并联一只 0.01μF/200V 的电容。

⑤ 高频变压器漏感太大

高频变压器漏感太大重绕高频变压器，降低漏感。

6. TOPSwitch 过热

① 因开关损耗过高，导致 VD_1、VD_2 的恢复时间变长

(a) VD_1 选用耐压 400V(TOP100 系列)或 600V(TOP200 系列)的超快恢复二极管。

(b) VD_2 选用肖特基整流管或超快恢复整流管。

② 高频变压器的初级电感量太小，使 I_{RMS} 增大

(a) 增加初级电感量。

(b) 同时增加匝数比和初级电感量。

③ 器件散热不良

增大散热片尺寸，减小热阻，并在器件的小散热片与外接散热器之间涂一层导热硅脂。

④ 器件的输出电流及功率偏低

采用更大功率的 TOPSwitch。

7. 当交流输入电压升高或负载变轻时，输出电压随之升高

在最短的工作周期内所产生的能量已超过负载功耗

(a) 将反馈绕组的输出电压提升到 30V(有效值)。

(b) 在输出端接入最小负载电阻，以降低空载电压。

2.9.2 基本反馈电路的检修方法

1. 输出电压不稳定

增益/相位余量不足

(a) 提高输出能力。

(b) 增加自动重启动/补偿电容 C_3(图 2.6.2 中标成 C_1)的容量。

(c) 增加 R_3(图 2.6.2 中记作 R)的阻值。

2. 次级电压变化过快或超过极限

原因是控制环的调节速度过慢

(a) 增加控制环路的带宽。

(b) 在反馈电路中的稳压管上并联一只软启动电容(典型值为 22μF)。

3. 对负载的控制能力太差

① 反馈绕组存在漏感而产生尖峰脉冲

(a) 在反馈绕组上串联电阻，与 C_5 一起构成尖峰脉冲滤波器。

(b) 改变高频变压器的绕组次序，先绕初级，再绕次级，最后绕反馈绕组。

反馈绕组用多股平行的粗漆包线绕成，使之能够完全覆盖住绕组的表面，将漏感减至最小。

② TOPSwitch 处于不连续模式

重新设计高频变压器，使器件工作在连续模式。

2.9.3 带 TL431 的精密光耦反馈电路检修方法

1. 输出电压 V_O 不稳定

① 输出级 π 型滤波器的相移过大

将光耦合器直接连 π 型滤波器的输入端，减小调节的滞后量。

② 补偿电路设计不合理，补偿不合适

(a) 增加 LED 限流电阻 R_1 的阻值。

(b) 增加补偿电容 C_3 的容量。

(c) 增大 R_3 的阻值。

③ 光耦合器的 CTR 值过低或过高，线性度差

将 4N××系列光耦合器换成线性光耦合器，并使 CTR=50%～200%。

2. 次级绕组输出电压变化过快或超过极限

控制环路的响应时间过长，调节速度太慢

(a) 增加控制环路的带宽。

(b) 适当减小软启动电容的容量。该电容并联在 TL431 的阴极与阳极之间，容量为 4.7～

47μF，除完成软启动功能之外，还能抑制光耦反馈电路中的尖峰电压。

3. 次级输出电压波动过大

① 控制环路的带宽过窄

增加控制环路带宽。

② 输入电容太小

增大输入电容量。

2.9.4 功率因数校正电路的检修方法

1. 电路不工作

TOP103Y 的漏极电压低于源极电压，即 $V_D<V_S$，因漏极上出现负压，而使 MOSFET 关断

① 在储能电感与 TOP103Y 的漏极之间串入快恢复阻塞二极管 VD_2，将 MOSFET 上的反向电流隔断，确保 $V_D>0$。

② 再将 C-S 极间短路一下，即可重新启动 TOP103Y。

2. 总谐波失真(THD)超过 10%

① 预补偿电阻不合适

应调节预补偿电阻 R_1 的阻值，直到 THD 符合要求(≤5%)。

② 控制端旁路电容 C_2 滤掉了预补偿电流的波形

(a) 适当减小 C_2 的容量，使 $C_2<4.7\mu F$。

(b) 在 C_2 与自动重启动/补偿电容 C_3 之间接入电阻 R_2，其阻值范围是 75～200Ω。

③ 因输出电压波动而改变了占空比

需增加 C_3 的容量，对 V_O 的波动起到抑制作用。

④ 储能电感的电感量过大，并且在交流输入电压整流到峰值时芯片进入连续模式

应适当减小电感量。

⑤ L 的电感量过小

需增大电感量。

⑥ 所用 TOPSwitch 的极限电流 I_{LIMIT} 太小

选择极限电流大的 TOPSwitch。

3. 功率因数校正电路关断

当交流电源发生瞬间掉电之后，预补偿电阻 R_1 上的电流未能使芯片重新启动。

在 C_3 上接入电阻 R_3，其阻值范围是 2.7～6.8kΩ，能减小电路对预补偿电流的分流作用。

第 3 章　四端单片开关电源的原理与应用

TinySwitch 系列是美国 PI 公司 1998 年开始推出的一种高效、小功率、低成本的四端单片开关电源专用 IC。因它所构成的开关电源体积很小，故英译名有“微型开关”之称。TinySwitch 系列比 TOPSwitch 及 TOPSwitch—Ⅱ系列三端单片开关电源增加了一个使能端，因此它属于四端单片开关电源，使用也更加方便、灵活。该公司 1999 年又推出了 TNY256 系列新产品。

TinySwitch 系列产品性优价廉，外围电路简单，是效率低、体积较大的传统小功率线性稳压电源最理想的替代品。该系列产品特别适合制作 10W 以下的微型开关电源或待机电源。

3.1　TinySwitch 系列的产品分类及性能特点

3.1.1　TinySwitch 系列的产品分类

TinySwitch 系列有两类封装形式，共 6 种型号（不含 TNY256P/G/Y，后者详见 3.6 节）。产品分类详见表 3.1。其最高结温 $T_{JM}=135℃$，使用时需加合适的散热器，可将漏极直接焊接在面积为 2.3cm² 的敷铜板上代替散热片。

表 3.1　TinySwitch 的产品分类及最大输出功率

产品型号	最大输出功率 P_{OM}(W)		开关频率	封装形式
	交流输入电压：230/115V	交流输入电压：85～265V	f(kHz)	
TNY253P	4	2	44	DIP-8
TNY253G	4	2	44	SMD-8
TNY254P	5	4	44	DIP-8
TNY254G	5	4	44	SMD-8
TNY255P	10	6.5	130	DIP 8
TNY255G	10	6.5	130	SMD-8

3.1.2　TinySwitch 系列的性能特点

（1）尽管 TinySwitch 系列采用 8 脚封装，但管脚实际只有 4 个：S，D，BP（旁路端，需外接旁路电容），EN（使能端）。利用使能端可从外部关断功率 MOSFET，采用跳过时钟周期的方式来调节负载电压，并且在快速上电时输出电压无过冲现象，掉电时功率 MOSFET 也不会出现频率倍增现象。TinySwitch 系列亦称 TNY 系列，它等效于四端单片开关电源。

（2）高效、小功率输出。当交流输入电压分别为 115，230，265V 时，其空载功耗依次仅为 30，60，80mW。它适合于构成 0～10W 的小功率、低成本开关电源。与同等功率的线性稳压电源相比，TinySwitch 系列大约可节电 38%。

（3）输入电压范围宽，且交、直流两用。输入电压范围是 85～265V（AC）或 120～375V（DC）。

(4) 控制方式简单。它采用开/关控制器来代替传统的 PWM 脉宽调制器，对输出电压进行调节。开/关控制器可等效为脉冲频率调制器(PFM)，其调节速度比一般的 PWM 更快，对纹波的抑制能力也更强。

(5) 外围电路简单，并且可选用低成本的外围元件。

(6) 与 TOPSwitch 相比，它在电路设计上具有以下特点：

① 无论在启动时还是正常工作时，芯片所消耗的能量均由漏极电源提供，无须加反馈绕组及相关电路，也不用回路补偿。

② 在输入直流高压电路中，不需要使用瞬态电压抑制器构成的钳位保护电路，仅用简单的 RC 吸收回路即可衰减视频噪声。

③ 可省掉交流输入端的电磁干扰滤波器。

(7) 芯片内部包含振荡器、稳压器、开/关控制器、功率 MOSFET。具有欠压、过流、过热保护功能。

(8) 该系列产品还适合制作 10W 以下的手机电池恒流充电器、IC 卡付费电度表中的小型化开关电源模块，以及微机、彩电、录像机(VCR)、摄录像机(CVCR)等高档家用电器中的待机电源。

3.2 TinySwitch 系列单片开关电源的工作原理

3.2.1 TinySwitch 系列的管脚排列

TinySwitch 系列单片开关电源采用 8 脚双列直插式(DIP-8)或表面安装式(SMD-8)封装形式，管脚排列如图 3.2.1 所示。其中，S、D 分别为功率 MOSFET 的源极与漏极。5 个源极在内部是连通的。BP(BYPASS)为旁路端，该端与地(S 极)之间需接一只 0.1μF 的旁路电容。BP 端与 TOPSwitch 的控制端 C 有某些相似之处，但外接旁路电容却从 47μF 减小到 0.1μF。EN(ENABLE)为使能端，可由光耦合器驱动，在简单应用时允许将该端悬空，改由稳压管限定 V_D 值。功率 MOSFET 的状态取决于从 EN 端流出电流 I_{EN} 的大小。

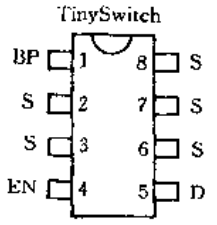


图 3.2.1 TinySwitch 系列的管脚排列

3.2.2 TinySwitch 系列的工作原理

TinySwitch 的内部电路框图如图 3.2.2 所示。主要包括 6 部分：① 振荡器；② 5.8V 稳压器；③ 使能检测与逻辑电路；④ 开/关控制器与输出级；⑤ 上电/掉电功能电路；⑥ 欠压、过流及过热保护电路。

下面介绍各单元电路的工作原理。

1. 振荡器

芯片内部有完整的振荡电路，不需外部阻容元件。振荡器只能产生两个信号：一个是时钟信号 CLOCK，作为每个周期的起始信号；另一个是最大占空比信号 D_{max}，其典型值为 68%(仅 TNY255 为 67%)。它不产生锯齿波信号。TNY253/254 的输出功率较低，设计的开关频率为 44kHz。这是基于以下原因：第一，若开关频率过高，就会增加容性开关的损耗，导致电源效率降低；第二，可降低开关电源对电磁干扰进行滤波的要求，选择 $f=44$kHz 时，其一次、二次和

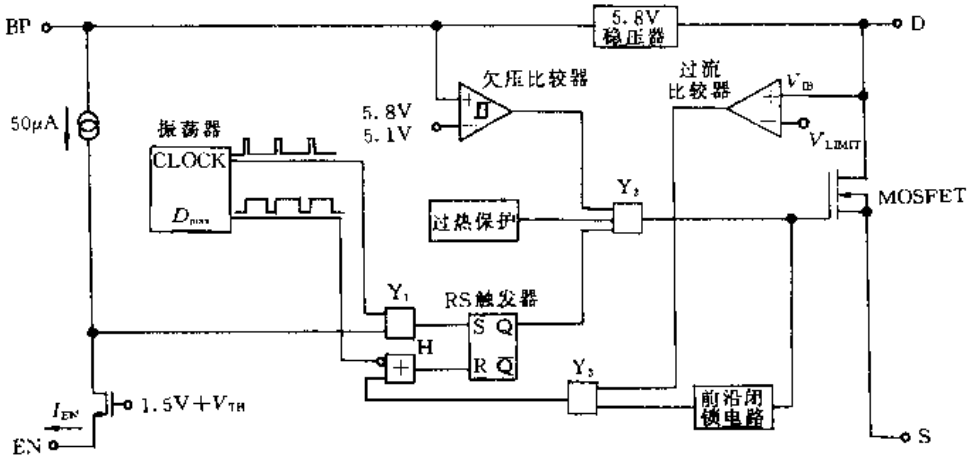


图 3.2.2　TinySwitch 系列的内部电路框图

三次谐波均低于 150kHz，在输出功率 $P_O=4W$ 时仅用阻容滤波器（无须电感或扼流圈），就能符合国际上对 EMI 的规定，从而降低了滤波器成本；第三，即使应用到对噪声要求严格的视频设备中，仍可由简单的 RC 吸收回路来降低噪声，而电源效率不至于降低。

TNY253/254 在 $P_O<5W$ 时高频变压器可采用低成本的 EE16 型磁芯。该磁芯在对接后的外形尺寸仅为 16mm×15.5mm×4.6mm，绕制成高频变压器的体积也不超过 16mm×15.5mm×13mm。当 $P_O<2.5W$ 时还可选 EE13 型小磁芯。TNY255 的 $P_{OM}=10W$，因此要将开关频率提高到 130kHz，其优点是仍可采用 EE16 型磁芯使输出功率达到 10W，而高频变压器的体积与 TNY253/254 相同。

2. 5.8V 稳压器

该稳压器的输入端接漏极电压 V_D，输出端接旁路电容 C_{BP}。当功率 MOSFET 关断时，5.8V稳压器就对 C_{BP}充电，使 $V_{BP}=5.8V$。在功率 MOSFET 导通时，改由 C_{BP}上储存的电能向芯片供电。C_{BP}宜选取漏电小的 0.1μF 陶瓷电容，兼起到储存电能与高频退耦的作用。但必须注意，BP 端不得向外部电路提供电流。

3. 使能端

使能端的关断电流为 50μA，此端对地短路电流是 40μA，有 10μA 的滞后电流。其输出时序波形如图 3.2.3 所示。由图可见，当从 EN 端流出的电流 $I_{EN}=50\mu A$ 时，RS 触发器复位，$Q=0$，关闭主控门 Y_2，MOSFET 不工作；$I_{EN}<40\mu A$ 时，MOSFET 要经过 10～14μs 的延迟时间（t_{EN}），才工作在开关状态，并且漏极输出波形与 D_{max}波形反相。使能端的电压 $V_{EN}\approx1.5V$（典型值）。

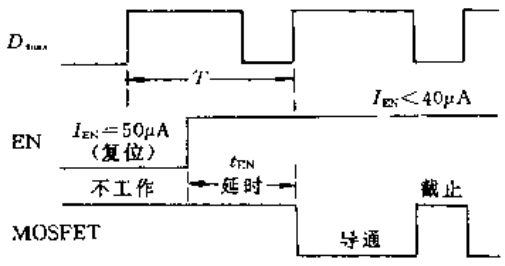


图 3.2.3　使能端的输出时序波形

在每个时钟信号的上升沿(即每个周期的开始时刻),要对使能检测电路的输出进行取样,仅当 $I_{EN}<40\mu A$ 时在该周期内 MOSFET 才可以工作,并且只要某个周期开始,该周期就会整个执行完,而不管 I_{EN} 在此周期内是否发生了变化。这种方式能使输出纹波电压仅仅取决于输出电容、每个开关周期的能量及 t_{EN} 值。

使能信号由输出电压 V_O 与基准电压 V_{REF} 进行比较后产生。V_{REF} 可由稳压管提供,若使用 TL431 型可调式精密并联稳压器,就能进一步提高调节精度。为实现电气隔离,还应增加光耦合器驱动级。光耦合器中接收管的集电极接 EN,发射极接 S。光耦合器中的发光二极管(LED)则与稳压管串联后接在 V_O 两端,二者压降之和应等于 V_O 值。若因某种原因致使 $V_O\uparrow$,即 $V_O>V_F+V_Z$,LED 就导通,令 $I_{EN}=50\mu A$,MOSFET 不工作,导致 $V_O\downarrow$,达到稳压目的。当 $V_O<V_F+V_Z$ 时,$I_{EN}<40\mu A$,使 MOSFET 工作在开关状态,令 $V_O\uparrow$,同样能起到稳压作用。

4. 开/关控制器和输出级

主要包括 RS 触发器、门电路(与门 $Y_1\sim Y_3$、或门 H)、MOSFET。其中,Y_2 为主控门。TinySwitch 系列的输出功率较小,不需要加驱动级。MOSFET 的 $V_{(BR)DS}\geqslant 700V$。漏极电源电压范围应是 $700V>V_D\geqslant 50V$。关断时漏极电流 $I_{DSS}\leqslant 50\mu A$。当 $T_j=25℃$ 时,TNY253/254 的漏-源导通电阻 $R_{DS(ON)}=31\Omega$,TNY255 则为 23Ω;在 $T_j=100℃$ 时分别为 50、37Ω。

TinySwitch 系列工作在满载、中等负载、轻载(或空载)下的时序波形分别如图 3.2.4~图 3.2.6 所示。由图可见,满载时 MOSFET 在绝大部分时钟周期内导通;中等负载时会跳过一些时钟周期;轻载时则要跳过绝大部分时钟周期,仅在小部分周期内导通。这就是开/关控制器调节电压的原理,这与 PFM 调制方式确有相似之处。

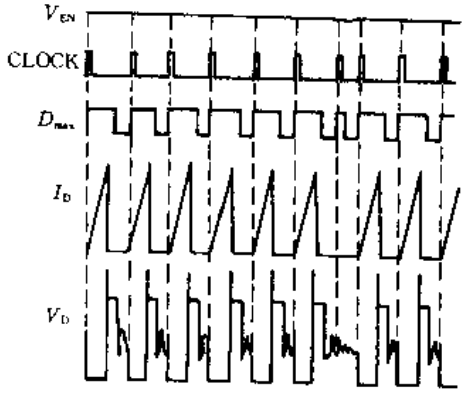


图 3.2.4 满载的时序波形

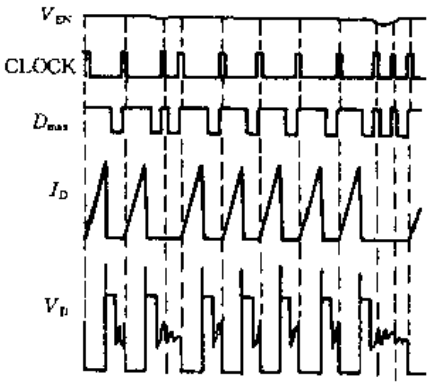


图 3.2.5 中等负载的时序波形

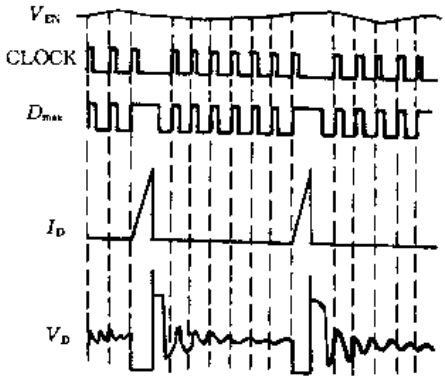


图 3.2.6 轻载的时序波形

需要说明几点：

(1) TinySwitch 系列在工作时跳过的时钟周期数愈多，MOSFET 输出的开关电压频率就愈低，因此可将它视为占空比固定而开关频率可调的脉冲频率调制器。

(2) MOSFET 的最大导通时间 t_{ONmax} 被振荡器限定为 $D_{max}T$。以 TNY255 为例，$D_{max}=67\%$，$T=1/130\text{kHz}\approx 7.7\mu\text{s}$，故

$$t_{ONmax}=D_{max}T=67\%\times 7.7\mu\text{s}=5.15\mu\text{s}$$

(3) 由于 TinySwitch 系列的极限电流值 I_{LIMIT} 和开关频率 f 均为常数，因此其输出功率与高频变压器的初级电感量成正比，而与交流输入电压 u 关系不大。这一点很重要，也正是 TinySwitch 系列能在交流电压宽范围输入下正常工作的原因所在。

5. 上电/掉电功能电路

如前所述，外接 0.1μF 旁路电容 C_{BP} 之后，即可为 MOSFET 的导通提供电能。因 C_{BP} 的容量小，上电延迟时间仅为 0.3ms。故开关动作迅速，输出无过冲现象。上电时序波形如图3.2.7所示，V_I 代表整流滤波后的直流输入电压。断电后当 $V_I<12\text{V}$ 时，MOSFET 关断，掉电时序波形如图 3.2.8 所示。

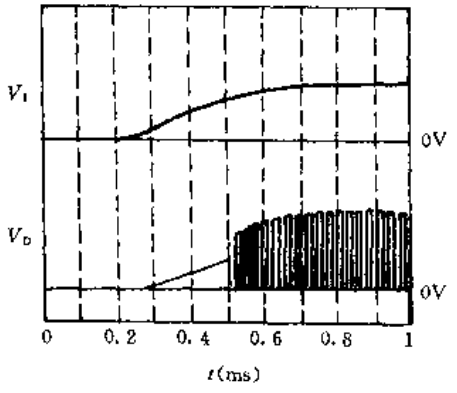


图 3.2.7　上电时序波形

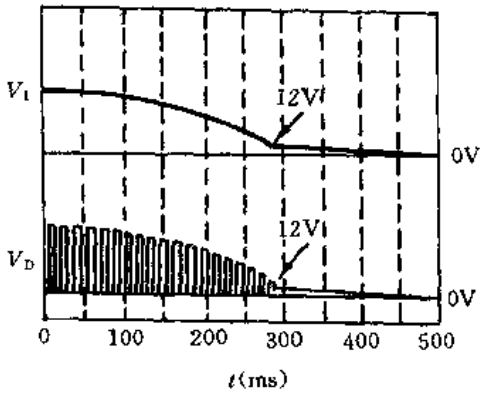


图 3.2.8　掉电时序波形

6. 保护电路

(1) 欠压保护电路

当 V_I 跌落而导致 $V_{BP}<5.1\text{V}$ 时，立即关断功率 MOSFET，起到欠压保护作用。仅当 V_{BP} 又恢复到 5.8V 时，MOSFET 才能正常工作。

(2) 过热保护电路

当芯片最高结温 $T_{JM}>135$℃时，过热保护电路就输出低电平，将输出级关断，使芯片温度降低。直至 $T_J<70$℃，输出级才能重新工作。

(3) 过流保护电路

TNY253/254/255 的极限电流典型值 I_{LIMIT} 分别为 0.15、0.255、0.28A。当 $I_D\geqslant I_{LIMIT}$ 时，过流比较器的输入电压 V_{IB} 就由下式确定：

$$V_{IB}=I_D R_{DS(ON)}>V_{LIMIT} \tag{3.2}$$

并且使过流比较器翻转，输出变成高电平，将触发器置零，将 MOSFET 关断。

为了防止因初级电容或次级超快恢复二极管在反向恢复时间 t_{rr} 内产生尖峰电压，而造成 MOSFET 误关断，专门设置了前沿闭锁电路，前沿闭锁时间 $t_{LEB}=215\sim 240\text{ns}$。由于 $t_{LEB}\gg t_{rr}$

(t_{rr}一般在几十纳秒之内)，因此，它能在t_{LEB}的时间内将过流比较器输出的尖峰电压封锁掉，可避免 MOSFET 在刚导通后又被尖峰电压所关断而产生误动作。

3.3 TinySwitch 系列单片开关电源的典型应用

TinySwitch 系列不仅适合制作 10W 以下的小功率开关电源，还能广泛用于待机电源、恒流充电器和电源适配器。下面介绍四种典型应用电路。

3.3.1 彩色电视机用 1.3W 待机电源

目前生产的大屏幕彩电均有待机功能。在用遥控器关闭电源之后，彩电就进入备用状态(亦称休眠模式)。此时彩电中开关电源的功率开关管被关断，仅待机电路仍在工作[①]，继续给 CPU 供电，使整机处于低功耗状态。下次重新开机时只需再按一下遥控器的电源键即可。

由 TNY253P 构成的一种 5V、1.3W 彩电待机电源的电路如图 3.3.1 所示。该电路利用彩

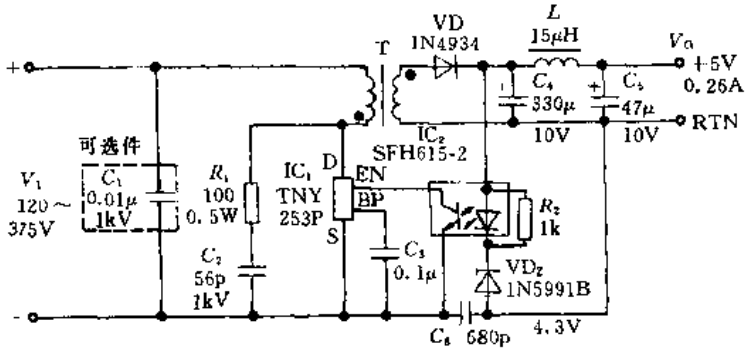


图 3.3.1 彩电待机电源的电路

电主电源产生的直流高压作为输入电压 V_I。视彩电机型不同，V_I 的允许范围是 120～375V，而 V_O=+5V。C_1 为输入端高频滤波电容。当 V_I 端与待机电路的引线较短时亦可省去 C_1。V_I 加至初级绕组与漏极之间。鉴于芯片工作在 44kHz 的开关频率上，因此由 R_1、C_2 构成的吸收回路可代替用瞬态电压抑制器和超快恢复二极管组成的漏极钳位保护电路。这种 RC 吸收回路的成本低廉，不仅能将漏极关断时产生的尖峰电压限制在安全值以内，还能降低电压上升率(dV/dt)，减小视频辐射噪声。这对于视频设备的正常工作尤为重要。TNY253P 中的开/关控制器通过调节脉冲频率，使开关损耗与负载呈线性关系，即使待机电源的输出功率降至几分之一瓦，电源效率也变化很小。次级绕组上的高频电压经快恢复二极管 VD 和电容 C_4 整流滤波后，获得+5V 输出。L 与 C_5 为后级辅助滤波器，可进一步减小纹波。L 采用 15μH 的磁珠。RTN 为返回端。

TNY253P(IC_1)在工作时不需反馈绕组，从而简化了高频变压器的设计。使能信号则由光耦合器(IC_2)和稳压管(VD_Z)来提供。V_O 值取决于发光二极管正向压降(约 0.7V)与稳压管的稳定电压(约 4.3V)之和，即 $V_O=V_F+V_Z$。光耦合器中的光敏三极管集电极接 EN 端。R_2 为稳压管的限流电阻，C_3 是旁路电容。C_6 是安全电容，能滤掉由初、次级耦合电容引起的共模干扰。

① 也有的彩电是用电磁继电器切断主电源的交流输入电路，其待机电路是由一只小功率变压器单独供电的。

需要指出，对 TinySwitch 系列产品而言，当 $I_D>I_{LIMIT}$ 时能将 MOSFET 关断。它是根据负载的轻重来调节 I_{EN} 的大小，以决定是否跳过周期以及跳过多少周期，最终实现稳压目的。在正常工作时 $I_{EN}<40\mu A$，因所用线性光耦合器的电流传输比 CTR=50%～200%，故光耦合器中 LED 的工作电流($I_F=I_{EN}/CTR$)不超过几十微安。此时 LED 在小电流下工作，其正向压降 $V_F\approx0.7V<1V$。相比之下，TOPSwitch—Ⅱ 系列产品的 $I_C=2\sim6mA$，所构成光耦反馈电路中的 $I_F\approx3.5\sim5.0mA$，其 $V_F\approx1V$。这是二者的重要区别之一。

3.3.2 计算机用 10W 待机电源

一种供 PC 机使用的 5V、2A(10W)待机电源的电路如图 3.3.2 所示。其输入电压取自 PC 机主电源。由 R_1、C_2 和 VD_1 组成的钳位保护电路，可将漏极关断时在初级产生的尖峰电压限定在安全范围内。因 TNY255P 的开关频率达 130kHz，恰好是 TNY253P 的 3 倍，故仍选 EE16 型磁芯即可满足输出 10W 功率的要求。次级电压经 VD_2、C_4、L 和 C_5 整流滤波后，获得 +5V 稳压输出。其余电路与图 3.3.1 大致相同。

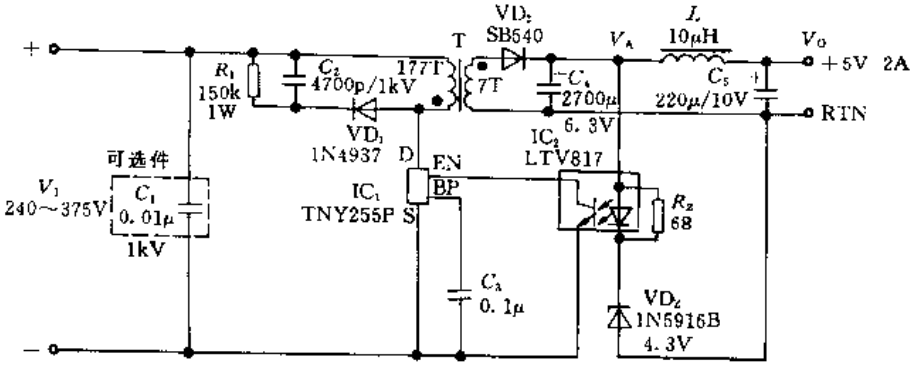


图 3.3.2 PC 机待机电源的电路

需要说明两点：

(1) 光耦合器的 LED 正极未接 V_O 端，而是接 L、C_5 的前级，这是为了提高调节速度，避免因 L、C_5 存在一定的时间常数而造成调节滞后现象。换言之，图中的 V_A 比 V_O 的变化有个提前量。

(2) 当 $P_O<3W$ 时，可选如图 3.3.1 所示的 R_1、C_2 吸收回路。当 $P_O>3W$ 时，需采用如图 3.3.2 所示由 R_1、C_2、VD_1 构成的钳位保护电路。若采用 550V 瞬态电压抑制器，则钳位保护效果更佳，但电路成本会增加。

3.3.3 手机电池恒流充电器

由 TNY254P 构成 +6.7V、3.6W 的手机电池恒流充电器的电路如图 3.3.3 所示。它可在 85～265V 交流输入电压范围内对 6V 镍氢(NiMH)电池进行恒流充电。交流电压 u 经过 VD_1～VD_4 作桥式整流和 C_1、C_2 滤波后，产生直流高压。FR 为熔断电阻器，可代替保险管。由 C_1、L_1、C_2 构成 π 型滤波器，用于减小交流纹波。R_1 为阻尼电阻，能抑制由 L_1 引起的高频自激振荡。C_7 为安全电容。漏极钳位保护电路由 R_2、C_4 和 VD_6 组成。输出整流滤波电路由 VD_5、C_3、L_2 和 C_6 组成。输出电流的途径如下：正半周时从次级电压 u_2 的正端→VD_5→L_2→负载 R_L→返回端 RTN→R_6→R_4→u_2 的负端。VD_Z 采用国产 2CW342 型 6.2V、0.5W 玻封稳压管。R_7 为

LED 的限流电阻，R_8 是 VD_Z 的限流电阻。由于 LED 的正向电流 $I_F<1mA$，使 $V_{R_7}<0.1V$，因此 R_7 上的压降可忽略不计，这样 V_O 值就等于 V_Z 与 V_F 之和。R_4 是过流检测电阻。实现恒流的电路特点是用晶体管 VT 的发射结压降 V_{BE}，去检测输出电流 I_O 返回时在 R_4 上形成的压降 V_{R_4}。常态下 VT 截止而不起作用，I_O 为恒定值。当发生过流故障时 I_O↑，使得 $V_{R_4}=I_OR_4=0.56A\times1.5\Omega=0.84V>V_{BE}$，VT 立即导通并取代控制环路直接驱动光耦合器，维持 I_O 不变。R_6 上形成的压降可使控制环路在 $V_O\approx0V$ 的状态下仍能正常工作，此时输出端虽被短路，但 R_4 与 R_6 上的总压降约为 1.6V，足以维持 VT 和 LED 的正常工作。R_3 为基极限流电阻。

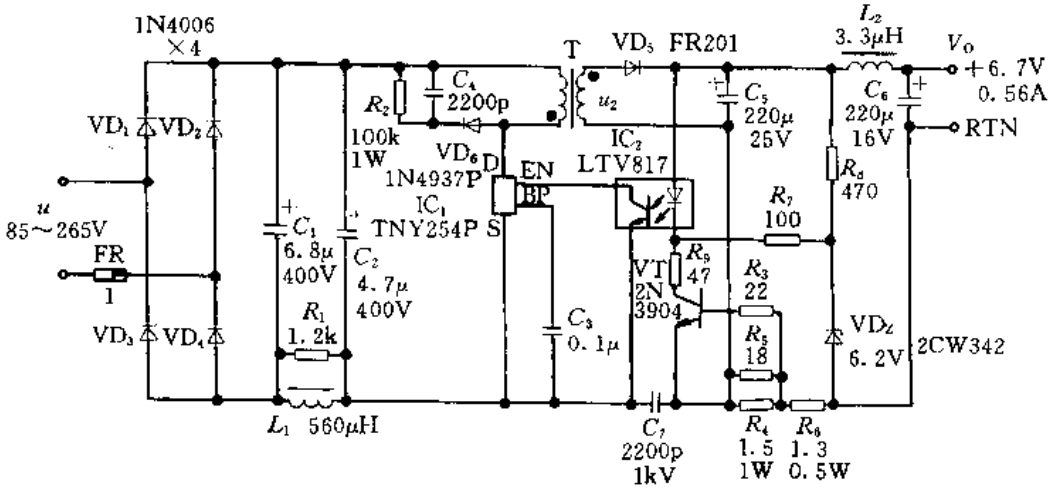


图 3.3.3　手机电池恒流充电器电路

3.3.4　220V 插头式 AC/DC 电源适配器

许多小型家电（如随身听）在交流供电时，都需要配 220V 插头式 AC/DC 电源适配器（adapter），亦称 AC/DC 电源变换器，以便把 220V 交流电变成所需要的直流电压。目前市售的电源适配器内部都要有电源变压器及整流滤波器。输出功率从零点几瓦到几瓦不等，有的还能输出几种电压值可供选择。但其体积较大且未采用稳压电路，电源质量及效率都不高。若选用 TinySwitch 系列，即可去掉笨重的电源变压器，且具有效率高、体积小、稳压性能好、成本低等优点，完全能取代传统的插头式电源适配器。

利用 TNY253P 设计成的 9V、0.5W 插头式 AC/DC 电源适配器电路如图 3.3.4 所示。为

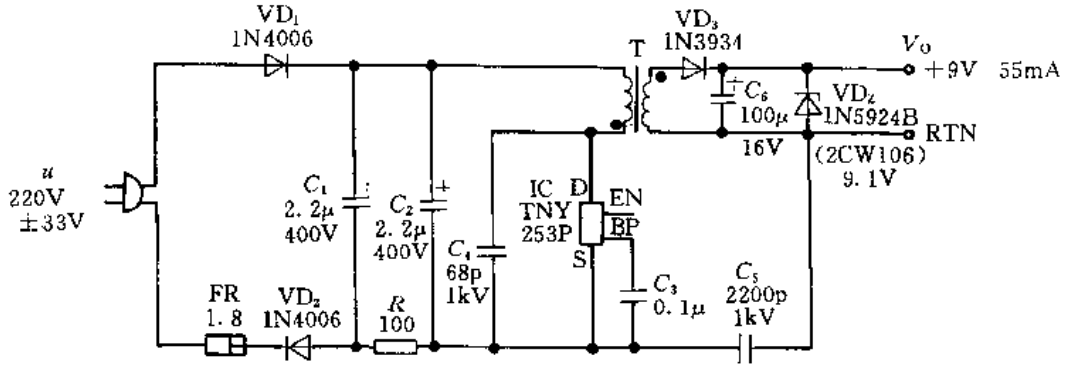


图 3.3.4　9V、0.5W 插头式电源适配器电路

简化电路和降低成本，现将使能端（EN）悬空，TNY253P 工作在连续导通模式，输出恒定的功

率。V_O 值由稳压管 VD_Z 来设定。当 EN 端悬空时，VD_Z 承受的功率为最大。这里选1.5W、9.1V 的 1N5924B 型进口稳压管或采用 2CW106 型国产稳压管。VD_1 为半波整流二极管。

3.4 TinySwitch 的使用注意事项

使用 TinySwitch 系列单片开关电源时需注意下列事项：

(1) 设计小功率开关电源的步骤如下：首先根据所需最大输出功率 P'_{OM} 来选择合适的 TinySwitch 芯片(参见表 3.1)，要求芯片最大输出功率 $P_{OM}>P'_{OM}$，保证留有一定余量；然后根据 P'_{OM}、u(或 V_I)、V_O 等参数设计高频变压器；进而确定漏极保护电路和使能端外部控制电路的构成；最后选择输出电路中的超快恢复二极管或肖特基二极管，要求管子必须能承受开关电源的短路电流。

(2) TinySwitch 系列在中等负载或轻载下工作时会跳过一些时钟周期，这容易使高频变压器产生音频噪声干扰。为减小此干扰，宜选磁通密度小于 0.3T 的磁芯材料。此外，RC 吸收回路中应选以聚酯薄膜作绝缘层的陶瓷电容。

(3) TinySwitch 系列无自动重启动功能，当输出短路时会继续向负载供电。在最坏的情况下，峰值短路电流 I_{PDL} 由下式确定：

$$I_{PDL} = I_{LIMIT} \cdot n \tag{3.4}$$

式中，n 为高频变压器的匝数比。I_{PDL} 约为正常输出电流的 1.3～2 倍。整流管必须能承受该电流。

(4) 使用 TinySwitch 系列时，推荐的一种印制板设计图如图 3.4 所示，可供参考。图中的虚线框表示安全间距。在设计印制板时需注意下列事项：

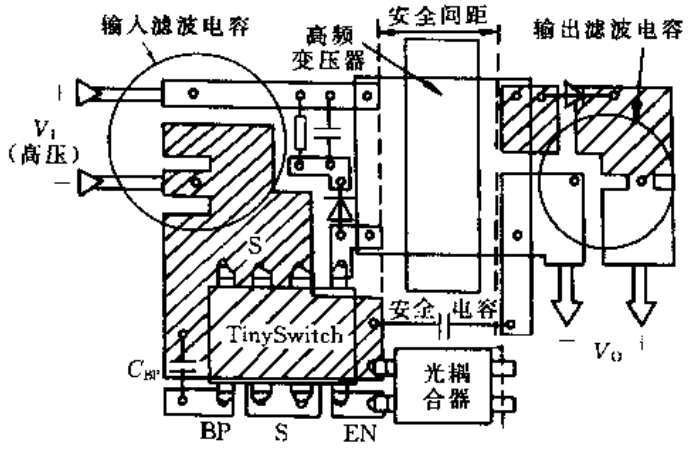


图 3.1 TinySwitch 系列的印制板设计图

① 连接输入滤波电容、高频变压器初级、TinySwitch 回路的铜箔面积应尽量小。

② DIP-8 封装的 TinySwitch 芯片是靠铜箔接地并起到散热作用的。图 3.4 中打斜线的面积要足够大，才能散热良好。

③ 安全电容要直接焊接在初级接地端与次级返回端之间。

① 连接次级线圈、输出级整流管和滤波电容的回路面积应尽量小，但整流管焊盘附近的铜箔还要足够大，以确保在输出短路时能将整流管的热量及时散发掉。

(5) 判断 TinySwitch 质量好坏时可用万用表电阻挡测量各管脚之间的电阻值，除 BP-EN

之间的正、反向电阻接近于无穷大之外，其余脚之间都有一次为确定的阻值。因 TinySwitch 系列产品的内部电路相同，故阻值也有其规律性。利用 500 型万用表 R×1k 挡实测 5 片 TNY253P 各管脚之间的电阻值，见表 3.4，可供参考。

表 3.4　TNY253P 各管脚之间的电阻值

黑表笔位置	红表笔位置	典型电阻值(kΩ)	不正常电阻值
BP	S	130～160	0 或∞
S	BP	4.15～4.2	0 或∞
EN	S	∞	0
S	EN	5.9～6	0 或∞
D	S	2000	0 或∞
S	D	4.2	0 或∞
BP	EN	500	0 或∞
EN	BP	∞	0

(6) 有关 TinySwitch 的设计方法与步骤，详见 8.18 节和 8.19 节。

3.5　TinySwitch 系列单片开关电源的其他应用电路

TinySwitch 系列单片开关电源的用途十分广泛，下面再介绍其他几种应用电路，供读者在设计电路时参考。

3.5.1　3.6W 手机电池充电器

专供手机用的 3.6W 充电器电路如图 3.5.1 所示。该电源具有恒流/恒压输出特性，空载

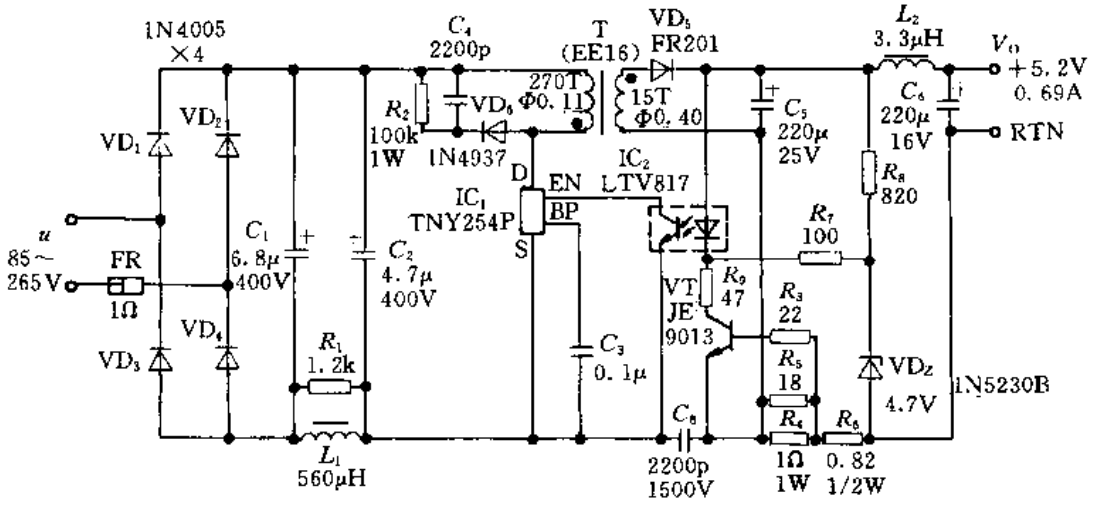


图 3.5.1　3.6W 手机电池充电器电路

时的功耗低于 100mW，能给手机中的镍氢(NiMH)电池或镍镉(NiCd)电池、锂离子(Li-Ion)电池进行恒流充电。其主要技术指标为：交流输入电压 u=85～265V，输出电压 V_O=5.2V，最大输出电流 I_{OM}=0.69A，输出功率 P_O=3.6W。该充电器与图 3.3.3 所示电路主要有以下区别：① 将输出电压设计成 +5.2V；② VD_Z 换成 1N5230B 型(国产型号为 2CW103)4.7V 稳压

管；③ 适当调整了电流检测电路 R_4、R_6 的阻值；④ 恒流控制管 VT 改用 JE9013 型 NPN 晶体管。

R_4 用来设定输出电流的极限值 I_{OLIMIT}，取 $R_4=1\Omega$ 时，$I_{OLIMIT}=V_{BE}/R_4=0.7A$。$R_4$ 的额定功率应满足下述条件：$P\geqslant 2I_{OLIMIT}^2\cdot R_4=0.98W$，实选 1W 电阻。$VD_5$ 采用 FR201 型 3A/200V 的快恢复二极管，要求其反向恢复时间 $t_{rr}<150ns$，平均整流电流 $I_d\geqslant 3I_{OLIMIT}$；为提高电源效率，有条件者可选用肖特基二极管。VD_6 为 1A/600V 的快恢复二极管。

高频变压器采用 EE16 型磁芯，初级用 ϕ0.11mm 漆包线绕 270 匝，次级用 ϕ0.40mm 漆包线绕 15 匝。初级电感量 $L_P=5.2mH\pm0.52mH\%$，漏感量 $L_{P0}\leqslant 250\mu H$。

3.5.2 1.5W 的 AC/DC 电源适配器

由 TNY254P 构成+9V、170mA(1.5W)的 AC/DC 电源适配器电路如图 3.5.2 所示。该电路采用两片 IC：TNY254P 型四端单片开关电源(IC_1)，LTV817 型光耦合器(IC_2)。85～265V 交流电经过 VD_1～VD_4、C_1、C_2 整流滤波后，产生直流高压。FR 为熔断电阻器，亦可用保险管代替。电磁干扰滤波器由 C_1、R_1、R_2、C_2 组成，这里用 200Ω 电阻来代替滤波电感，以降低电路成本。R_1 与 C_3 可吸收漏极上的尖峰电压并降低电磁干扰。C_4 为旁路电容。次级绕组电压经过 VD_5、C_6、L_2 和 C_7 整流滤波，输出+9V 电压。光耦合器 LTV817 和稳压管 1N5237C 用于检测输出电压并且反馈给 TNY254P。输出电压由光耦合器中 LED 的正向压降和 VD_Z 的稳定电压来设定。高频变压器采用 EE13 型磁芯，初级用 ϕ0.16mm 漆包线绕 125 匝，次级用 ϕ0.33mm 漆包线绕 13 匝。要求初级电感量 $L_P=2.5mH\pm0.25mH$，漏感量 $L_{P0}\leqslant 102\mu H$。

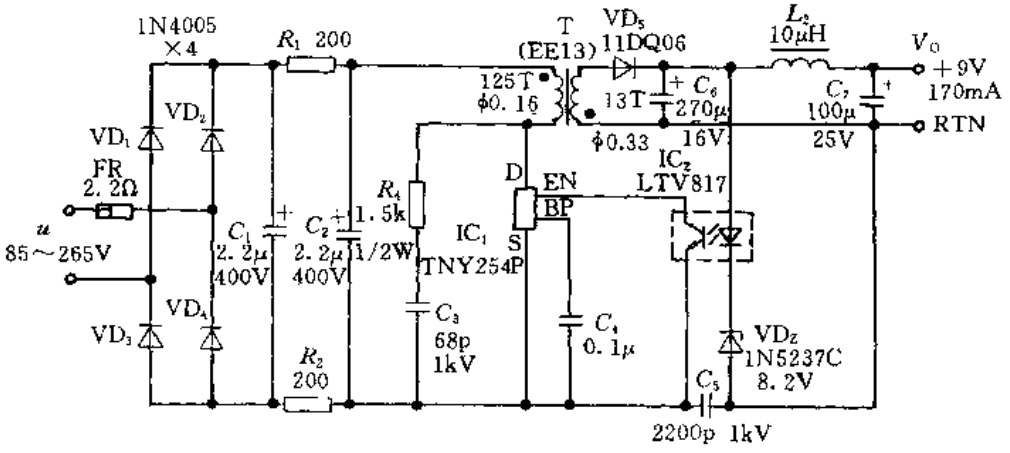


图 3.5.2 1.5W 的 AC/DC 电源适配器电路

最后需要说明几点：① 设计高频变压器时应使 TNY254P 工作在不连续模式；② C_3 的容量不要超过 68pF；③ 为了进一步提高输出电压的稳定度，可在 IC_2 的 LED 两端并联一只几百欧姆至一千欧姆的电阻，给 VD_Z 提供 1～5mA 的偏置电流；④ 为提高电源效率，可将 5mH 电感与 4.7kΩ 电阻并联后代替 R_1。

3.5.3 1.3W 彩电待机电源

7.5V、1.3W 的彩电待机电源电路如图 3.5.3 所示。与图 3.3.1 所示待机电源相比，该电路具有以下特点：① 将 VD_Z 换成 6.8V、20mA 的 1N5235B 型稳压管，亦可用国产 2CW104 型稳压管代替；② 采用 EE16 型磁芯，重新设计了高频变压器。初级用 ϕ0.13mm 漆包线绕 179

匝，次级用 ϕ0.25mm 漆包线绕 30 匝，从而将输出电压提高到＋7.5V，最大输出电流降至 173mA，以满足不同彩电机型的需要。初级电感量 L_P＝5.1mH±0.51mH(在 44kHz 下测得)，漏感量 $L_{P0}\leqslant 150\mu H$ 。

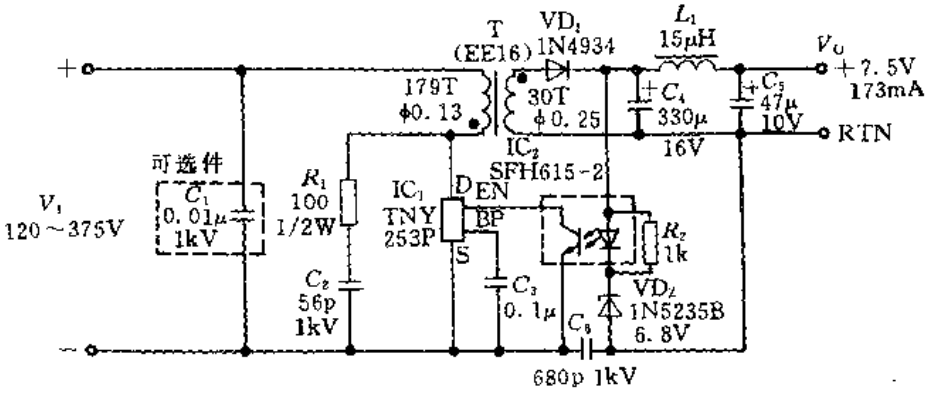


图 3.5.3　1.3W 彩电待机电源的电路

3.6　TNY256 系列单片开关电源的原理与应用

TNY256 系列是美国 PI 公司继 TinySwitch 之后，于 1999 年新推出的一种四端单片开关电源。它不仅继承了 TinySwitch 系列高效、小功率、低成本的优点，还在内部电路及管脚功能上做了改进，使输出功率得到显著提高，保护功能也更加完善。

3.6.1　TNY256 系列的性能特点与工作原理

1. 性能特点

(1) 它包括 TNY256P、TNY256G、TNY256Y 三种型号，封装形式也各不相同，详见表 3.6。以 TNY256Y 为例，在交流 230V(允许变化±15%)固定电压输入时，其最大输出功率可达 19W，在交流 85～265V 宽范围电压输入时为 11W，比 TNY255 分别提高了 90%和 69%，为设计较大功率的低成本开关电源提供了便利条件。

表 3.6　TNY256 的产品分类及输出功率范围

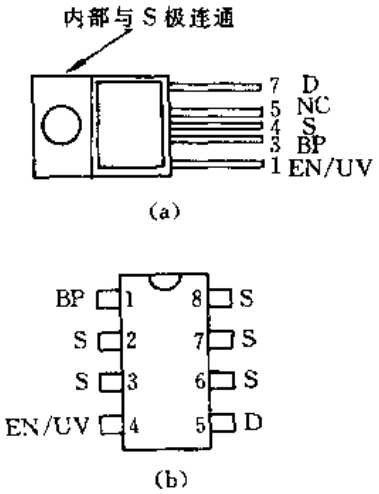
产品型号	输出功率范围 P_O(W)		封装形式	开关频率 f(kHz)
	交流输入电压:230/115V	交流输入电压:85～265V		
TNY256P	8～15	5～10	DIP-8	130
TNY256G	8～15	5～10	SMD-8	130
TNY256Y	8～19	5～11	TO-220	130

(2) 与 TinySwitch 相比，它增加了自动重启动计数器和输入欠压检测电路。自动重启动电路全部集成在芯片内部，不需要接外部元件，一旦发生输出短路或控制环开路故障，能使占空比降至 20%(典型值)，保护芯片不受损坏。输入欠压检测电路仅需外接一只电阻，其功能是在上电时将 TNY256 关断，直到直流输入电压 V_I 达到欠压保护阈值(100V)为止；正常工作后若 V_I 突然降低，也能起保护作用。

(3) TNY256 的管脚排列如图 3.6.1 所示，(a)图所示为一种特殊的 TO-220-7B 封装，管

脚共分三排，最前排是第 1 脚和第 7 脚，中间一排为第 3 脚和第 5 脚，最后一排是第 4 脚(可参阅图 4.8.2)。因第 2 脚与第 6 脚未引出且第 5 脚为空脚(NC)，故 TNY256 仍属四端器件。它与 TinySwitch 的显著区别是将原来的使能端(EN)改为双功能引出端"使能/欠压端"(EN/UV)。正常工作时由此端控制内部功率 MOSFET 的断、通，当 $I_{EN}\geqslant 50\mu A$ 时将 MOSFET 关断。该端还可用于输入欠压检测，具体方法是 EN/UV 端经一只 2MΩ 电阻接 V_I。未接电阻时无此项功能。(b)图为 DIP-8 和 SMD-8 封装图。

(4) 新增加了开关频率抖动(frequency jittering)功能，频率抖动的典型值为 5kHz，能将平均电磁辐射降至最低。频率抖动波形如图 3.6.2 所示。由图可见，TNY256 的开关频率典型值为 130kHz，频率抖动范围是 132.5～127.5kHz，抖动量为 5kHz。利用示波器在漏极波形的下降沿触发时，可观察到抖动波形。



(a) TO-220-7B 封装图；(b) DIP-8 和 SMD-8 封装图

图 3.6.1 TNY256 的管脚排列

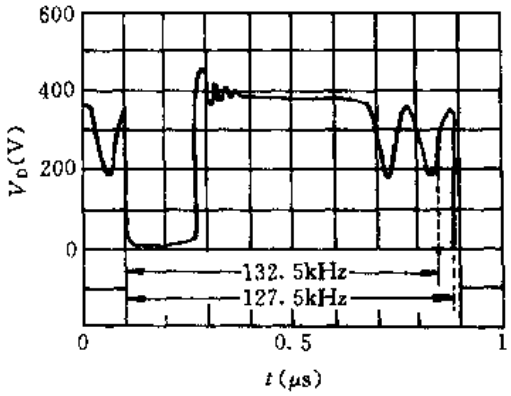


图 3.6.2 频率抖动波形

(5) 空载功耗极低。当 $u=265V$ 时，空载功耗不超过 100mW。

(6) TNY256 中的控制器仍等效于 PFM 控制器。其最大占空比为 66%(典型值)。功率 MOSFET 的漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS}\geqslant 700V$。极限电流 I_{LIMIT} 的下限值、典型值和上限值依次为 450、500、550mA。当芯片结温 $T_j=25$℃ 时，其漏-源导通电阻 $R_{DS(ON)}=15.6\Omega$，比 TNY255 低。

(7) 利用 TNY256 可制成输出功率较大的待机电源、手机电池充电器和 AC/DC 电源适配器。

2. TNY256 的工作原理

TNY256 的内部电路框图如图 3.6.3 所示。与 TinySwitch 相比，其内部增加了下述电路：自动重启动计数器，P 沟道场效应管 P_1、P_2，反相器 F，与门 Y_1。此外，振荡器上还增加了抖动输入端(JITTER)，接自动重启动计数器的一个输出端。当输出端发生过载、短路，或控制环出现开路现象时，芯片立即进入自动重启动状态，自动重启动计数器被复位，将 V_O 拉下来。若在 EN/UV 端与 V_I 之间接一只 2MΩ 电阻，就能禁止重启动，并能检测 V_I 是否欠压，当 $V_I<100V$ 时，自动重启动计数器停止计数，功率 MOSFET 也不工作。欠压时旁路端电压 $V_{BP}=5.1V$，正常情况下 V_{BP} 从 5.1V 升至 5.8V。

3.6.2 TNY256 系列单片开关电源的典型应用

由 TNY256 构成的 9V、5.5W AC/DC 电源适配器电路如图 3.6.4 所示。该电路共使用三

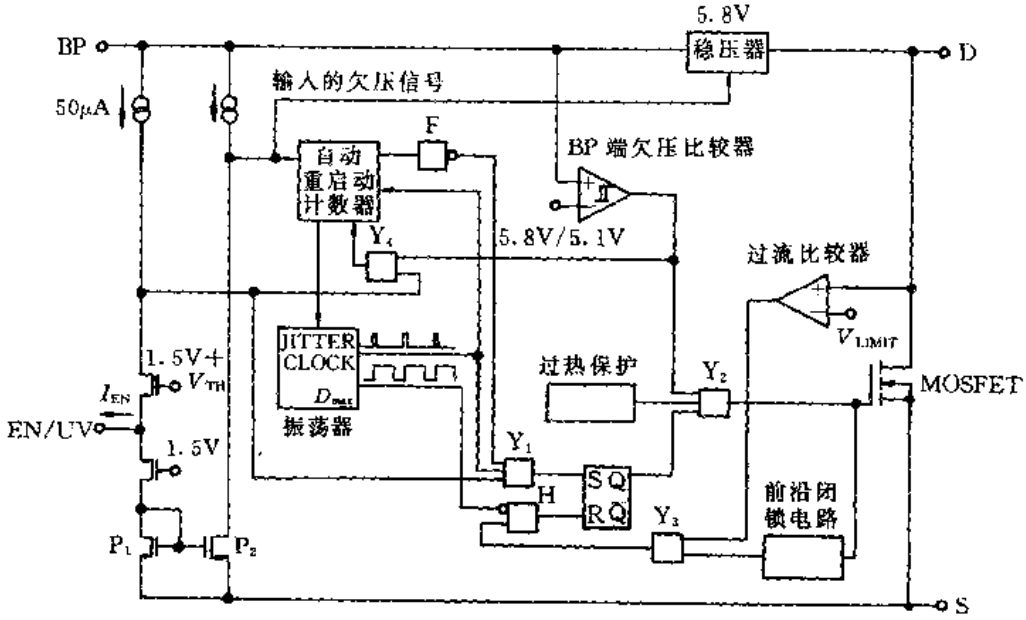


图 3.6.3　TNY256 的内部电路框图

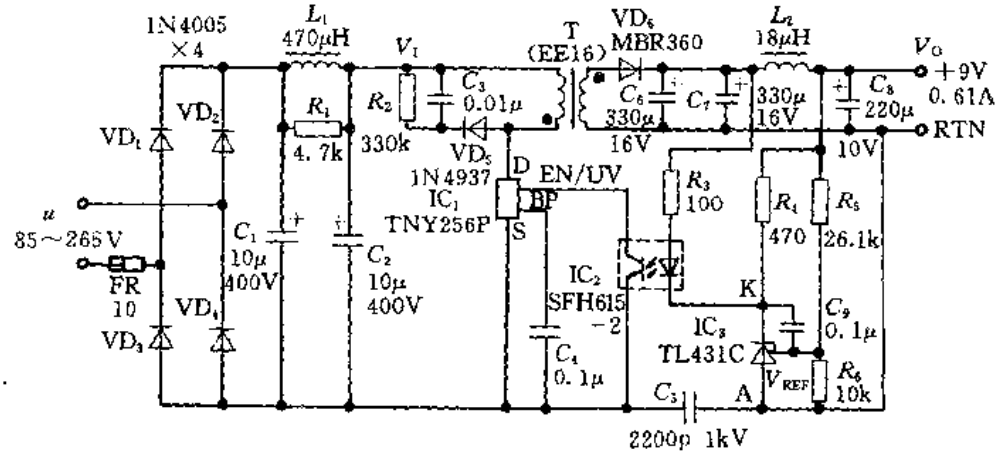


图 3.6.4　9V、5.5W 电源适配器的电路

片集成电路：IC_1（TNY256P）、光耦合器 IC_2（SFH615…2）、可调式精密并联稳压器 IC_3（TL431C）。FR 为熔断电阻器。85～265V 交流电经过整流滤波后，得到直流高压 V_1。由电感 L_1、阻尼电阻 R_1 和滤波电容 C_1、C_2 构成高频干扰滤波器。漏极钳位保护电路由 R_2、C_3 和 VD_5 组成。高频变压器选用 EE16 型铁氧体磁芯。次级电压通过 VD_6、C_6、C_7、L_2 和 C_8 整流滤波后，获得+9V、0.61A 的输出。VD_6 采用 MBR360 型 3A/60V 的肖特基二极管。输出电压 V_O 由 R_5、R_6 设定。取 $R_5=26.1\text{k}\Omega$、$R_6=10\text{k}\Omega$ 时，不难算出

$$V_O = V_{REF} \cdot (1 + R_5/R_6) = 2.50\text{V} \cdot (1 + 26.1\text{k}\Omega/10\text{k}\Omega) = 9.0\text{V}$$

R_4 可为 TL431C 提供偏置电流。当 V_O 因某种原因而发生变化时，TL431C 就自动调整 K 端电位，通过光耦合器去改变 EN/UV 端的电流，进而调节占空比，使 V_O 趋于稳定。C_4 为旁路电容，通常选 0.1μF 陶瓷电容。C_5 是安全电容。

第 4 章　五端单片开关电源的原理与应用

本章介绍国际上最新研制的 MC33370 系列和 TOPSwitch—FX 系列五端单片开关电源集成电路。其中 MC33370 系列是美国 Motorola 公司于 1999 年研制的，TOPSwitch—FX 则是美国 PI 公司在 2000 年刚推出的新产品，二者均有五个引出端，但功能不尽相同，它们的性价比均优于 TOPSwitch—Ⅱ系列，其中以 TOPSwitch—FX 的性能最佳。这两大系列产品可构成适配微控制器的 150W(或 75W)以下的高效、多功能开关电源。

4.1　MC33370 系列的产品分类及性能特点

美国摩托罗拉公司研制的 MC33370 系列五端单片开关电源集成电路，亦称高压功率开关调节器(High Voltage Power Switching Regulator)。它包括 MC33369～MC33374 六种规格，共 17 种型号。这种芯片可广泛用于办公自动化设备、仪器仪表、无线通信设备及消费类电子产品中，构成高压隔离式 AC/DC 电源变换器。与 PI 公司生产的三端开关电源相比，它增加了两个引出端：电源端，状态控制端。其内部新增的可编程(开/关)状态控制器，通过其输入端，能配手动按键、微控制器(MCU)、数字电路等，对电源模式进行选择。这是其独具的特色。因此，MC33370 系列的控制功能完善，使用也更加灵活。

4.1.1　MC33370 系列的产品分类

MC33370 系列包含 MC33369～MC33374。根据封装形式的不同，共有 17 种型号，产品分类详见表 4.1。表中的 $R_{DS(ON)}$ 表示漏-源极导通电阻，$I_{D(PK)}$ 代表漏极峰值电流。该系列产品有三种封装形式：DIP-8(双列直插式，带 P 后缀)，TO-220 直列式(T 后缀)，TO-220 直弯式(TV 后缀)。

表 4.1　MC33370 系列产品的分类及最大输出功率

型　号	最大输出功率 P_{OM}(W)		功率开关管(MOSFET)		封装形式
	固定电压输入：110/115/230V(AC)	宽范围电压输入 85～265V(AC)	$R_{DS(ON)}$ (Ω)	$I_{D(PK)}$ (A)	
MC33369P	20	12	12	0.5	DIP-8
MC33370P	33	20	12	0.9	
MC33371P	50	30	6.8	1.5	
MC33372P	58	35	4.8	2.0	
MC33373AP	66	40	4.0	2.5	
MC33369T	20	12	12	0.5	TO-220 (5 脚直列式)
MC33370T	40	25	12	0.9	
MC33371T	75	45	6.8	1.5	
MC33372T	100	60	4.8	2.0	
MC33373T	125	75	3.8	2.7	
MC33374T	150	90	3.0	3.3	

续表

型　号	最大输出功率 P_{OM}(W)		功率开关管(MOSFET)		封装形式
	固定电压输入:110/115/230V(AC)	宽范围电压输入 85~265V(AC)	$R_{DS(ON)}$ (Ω)	$I_{D(PK)}$ (A)	
MC33369TV	20	12	12.	0.5	TO 220 (5 脚直弯式)
MC33370TV	40	25	12	0.9	
MC33371TV	75	45	6.8	1.5	
MC33372TV	100	60	4.8	2.0	
MC33373TV	125	75	3.8	2.7	
MC33374TV	150	90	3.0	3.3	

4.1.2 MC33370 系列的性能特点

与 TOPSwitch-Ⅱ相比,MC33370 系列具有下述特点:

(1) 该系列产品内部包含振荡器、误差放大器、PWM 调制器与 PWM 触发器、门电路(含主控门)、高压功率开关管和启动电路、欠压锁定比较器、偏置电路、状态控制器、过热保护电路、上电复位电路、外部关断电路、÷8 分频器、电流极限比较器、最小导通时间延迟电路和前沿闭锁电路。它采用"双脉冲抑制逻辑电路",来确保在每个时钟周期内脉宽调制器只能输出一个脉冲。

MC33370 系列的问世,标志着单片开关电源集成电路在 20 世纪末已达到新的技术水平。其外围电路比较简单,只需外接交流整流滤波电路、高频变压器、初级保护电路、次级输出电路、反馈电路、状态控制模式选择电路,即可构成具有高性价比的新型开关电源。

(2) 利用新增加的可编程状态控制器,能设定开关电源(亦称 AC/DC 电源变换器,简称变换器)的状态。外部只需配相应的模式选择电路,即可实现多种控制方式,包括手动控制,由微控制器(MCU①)操作,数字电路控制,禁止操作等。

(3) 内部集成了一只被称作"敏感场效应管(Sense FET)"的电流传感式双源极功率开关管 MOSFET。它配以检测电阻 R_S,便可无功率损耗的实时检测漏极电流 I_D 的大小,进行过流保护。芯片内还增加了一只专供启动过程用的增强型高压 MOS 场效应管,它与状态控制器配合使用,不仅使开关电源工作更加可靠,还能提高电源转换效率。

(4) 该系列产品增加了欠压锁定电路与外部关断电路。前者能使芯片在正常输出之前即完成各项准备工作;后者则受反馈信号控制,当误差放大器的输出电压发生异常情况时,能立即关断功率开关管,起到保护作用。

(5) 与 TOPSwitch—Ⅱ不同的是,MC33370 具有 5 个引出端。其中,工作电源输入端(V_{CC})、反馈输入端(FB)二者相配合,能代替 TOPSwitch—Ⅱ控制端(V_C)的全部功能。由于管脚分开布置,也给电路设计带来了灵活性。反馈输入端亦属多功能控制端。

(6) 当交流电网电压为固定值或变化量不超过±20%时,允许去掉高频变压器的反馈绕组以及相应的高频整流滤波元件。这有助于进一步简化外围电路,减小体积,降低开关电源的成本。

(7) 作特殊应用时,还可给开关电源增加软启动功能。

---

① MCU 是微控制器(Microcontroller Unit)的英文缩写,目前国际上已将微处理器(μP)、单片机(μC)一并归入微控制器范畴。

(8) 占空比调节范围很宽，可达 0.9%～74%。相比之下，TOPSwitch—Ⅱ仅为 1.7%～67%。脉宽调制增益的典型值为－14%/mA。

(9) 电源效率高。由它构成单片开关电源及电源模块的效率可达 80%以上。在备用状态下静态功耗仅为几十至几百毫瓦。

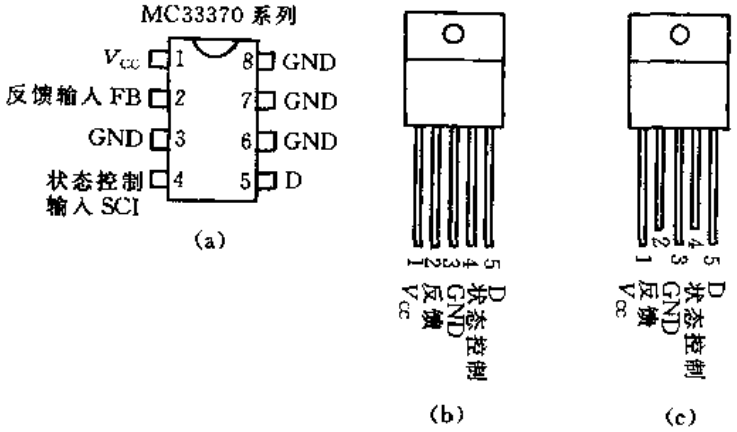
(10) 开关频率的典型值为 100kHz，允许有±10kHz 的偏差。功率开关管的漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS}\geqslant 700V$，关断时的漏电流仅为 $28\mu A(T_j=25℃)$。工作电源输入端和反馈输入端的极限电压均为 10V。状态控制输入端的开启电压为 3.55V(状态控制电流 $I_{st}=1.0mA$)，I_{st}的极限值为 50mA。芯片的工作结温允许范围是－40～150℃，过热保护温度的典型值为 157℃(TOP-Switch—Ⅱ设计为 135℃)。

4.2 MC33370 系列单片开关电源的工作原理

MC33370 系列在芯片设计上有许多独特之处，内部电路也与 TOPSwitch—Ⅱ不尽相同。下面详细阐述其工作原理。

4.2.1 MC33370 系列的管脚功能

MC33370 系列采用 8 脚双列直插式封装(DIP-8)或 5 脚 TO-220(又分直列式、直弯式)封装。其管脚排列如图 4.2.1 所示。下面以 TO-220 封装为例，介绍各管脚的功能。



(a) DIP-8 封装；(b) TO-220 直列式封装；(c) TO-220 直弯式封装

图 4.2.1 MC33370 系列的管脚排列

第 1 脚(V_{CC})：工作电源电压的输入端。在启动芯片时必须通过第 5 脚(D)给该脚供给 10V 以下的工作电压。当 $V_{CC}>8.5V$(工作阈值电压)时，启动电路中的 MOS 场效应管立即关断，而功率开关管开始工作，从高频变压器次级绕组上即可获得正常输出电压，此时改由反馈电压给芯片供电。一旦开关电源发生过载或短路故障，致使 $V_{CC}<7.5V$(欠压阈值电压)，功率开关管就关断，而供启动用的 MOS 场效应管则工作，芯片进入自动启动工作模式。使用时 V_{CC}端一般与第 2 脚短接。

第 2 脚(Feedback Input，简称 FB)：反馈输入端，简称反馈端。该端经内部 15Ω 电阻接误差放大器的反相输入端，它能周期性地控制功率开关管的通断。反馈端的上、下阈值电压分别为 8.5V、7.5V，有 1V 的滞后电压。此端通常与 V_{CC}连通，并且接反馈输出电压。显然，反馈电压

V_{FB}值就反映了开关电源输出电压的高低。反馈绕组的输出电压，经高频整流和滤波后形成反馈输出电压，再通过光耦合器中的光敏三极管接反馈端。光耦合器的发射管接在取样电路中。反馈端还经过 R_3、C_5 接地。C_5 具有三个作用：首先，它是启动电路的定时电容；其次，兼作补偿电容，与 R_3 一起对反馈环路进行频率补偿；第三是作为工作电源电压 V_{CC} 端的旁路电容，在启动过程中通过对 C_5 充电，建立 V_{CC}。

作特殊应用时，可在 V_{CC} 与反馈端之间串一只电阻，再配上其他元器件构成软启动电路（详见 4.5 节）。

第 3 脚（GND）：地。该端是控制电路与功率开关管的公共地；给器件加装散热器时兼作散热器的地端。

第 4 脚（State Control Input，英文缩写为 SCI）：状态控制器的输入端，简称状态控制端。它也是一个多功能输入端，只需配少量外围元件，就能用多种方式来控制变换器的开/关状态。它所具有的 6 种状态控制方式如下：① 利用按键触发方式来选择工作模式或备用模式；② 配微控制器进行关断操作；③ 给状态控制器配以低压保护电路，使之在模式转换过程中不会引起开关电源输出电压的波动；④ 利用数字信号进行控制；⑤ 接上电延时电路；⑥ 禁止对状态控制器进行操作。

第 5 脚（Power Switch Drain，简称 D）：功率开关管的漏极引出端，该端能直接连高频变压器的初级。此外，它还与内部启动用 MOS 场效应管的漏极相连。

需要指出，采用 DIP-8 封装的产品增设了 4 个 GND 端，但仍可等效为五端器件。

4.2.2 MC33370 系列单片开关电源的工作原理

MC33370 系列的简化应用电路如图 4.2.2 所示。虚线框中代表芯片的内部电路，主要包括启动电流源，PWM 调制器，功率开关管（MOSFET），可编程状态控制器。交流输入电压 u 经过桥式整流器（VD_{1a}～VD_{1d}）和滤波电容（C_1）之后，获得直流高压 V_1，接至高频变压器（T）的初级一端。初级另一端接漏极（D）。输出整流滤波器由 VD_2、C_2 组成。VD_3 与 C_3 构成反馈电路中的整流滤波器。这里采用带稳压管（VD_Z）的光耦反馈电路。C_5 为反馈端的旁路电容。C_4 为状态控制端的状态电容。在初级还需加漏极钳位保护电路。

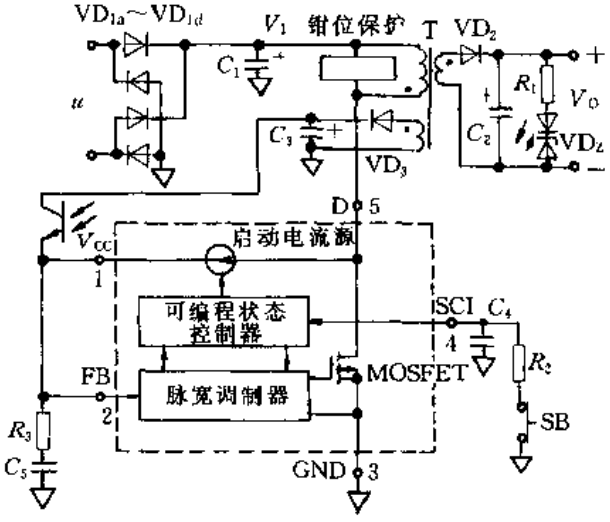


图 4.2.2 MC33370 系列的简化应用电路

MC33370 系列的内部电路框图如图 4.2.3 所示。主要包括 9 部分：① 振荡器；② 并联调整器/误差放大器；③ 脉宽调制比较器与脉宽调制触发器；④ 外部关断电路及关断触发器；⑤ 电流极限比较器及功率开关管；⑥ 启动电路；⑦ 欠压锁定电路；⑧ 过热保护电路；⑨ 状态控制器。下面分别介绍各单元电路的工作原理。

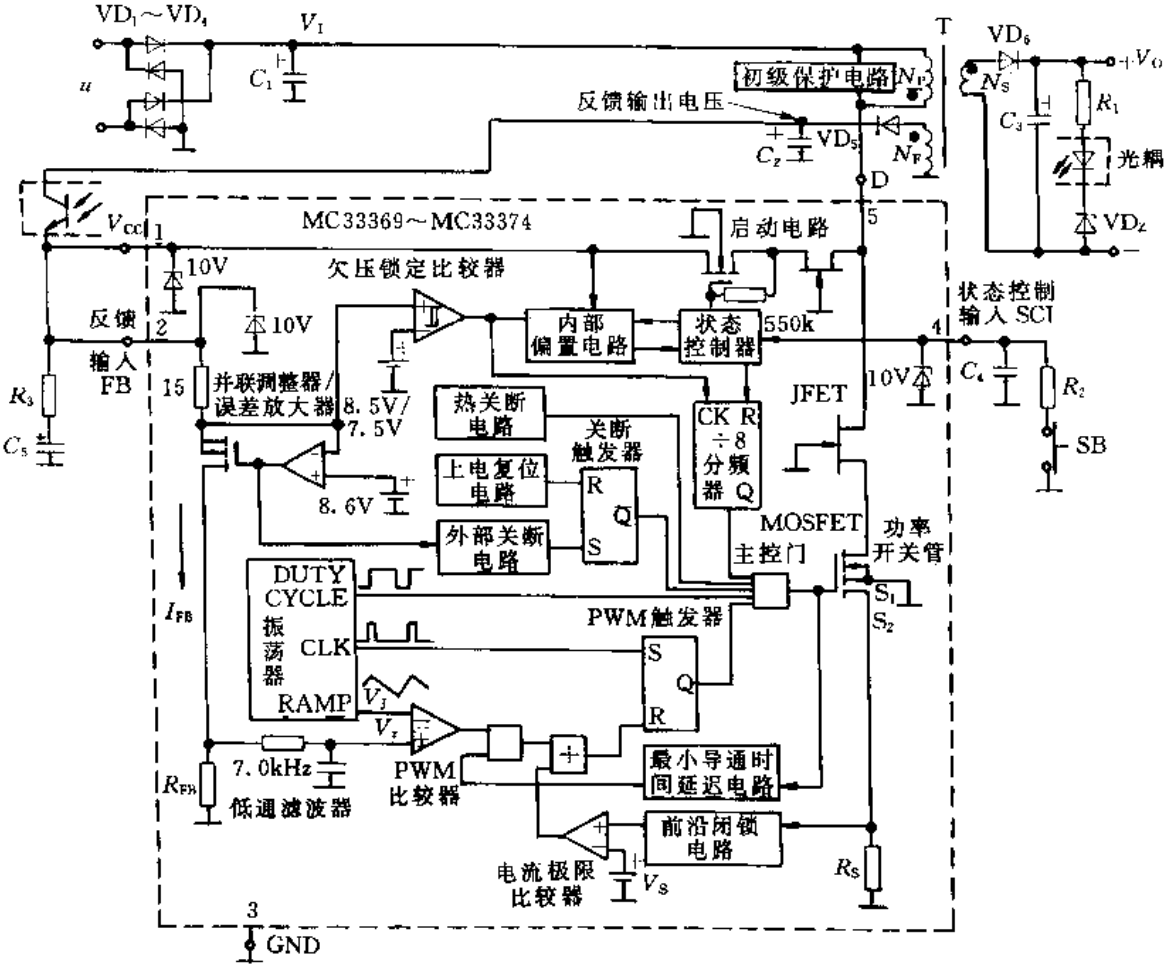


图 4.2.3　MC33370 系列的内部电路框图

1. 振荡器

振荡器是由两个电压比较器，一个精密电流源和一只内部振荡电容(C_{OSC})构成的。它能同时输出三路信号：① 锯齿波(亦称斜波 RAMP)信号，电压比较器交替地接通和关断精密电流源，在两个高、低阈值电平之间对 C_{OSC} 进行周期性的充、放电，即可形成具有良好线性度的斜波信号，用于对功率开关管进行脉宽调制；② 占空比(DUTY CYCLE)信号；③ 时钟(CLK)信号。在振荡电容充电期间，在占空比端产生一个低电平，将主控门关闭，进而使功率开关管关断，从而限制了最大占空比，使得 $D_{max}=74\%$(典型值)。

振荡频率即开关频率，它由振荡电容的充、放电回路所决定。当反馈电流 $I_{FB}=4.0mA$、芯片结温 $T_J=25℃$ 时，开关频率的典型值为 100kHz，允许范围是 90～110kHz。开关频率还受管壳温度 T_C(即环境温度 T_A)变化的影响，二者的关系曲线如图 4.2.4 所示。

2. 并联调整器/误差放大器

该单元电路包括一个具有精密门限电压并能驱动一只 MOSFET 的误差放大器，其反相输入端接反馈端，同相输入端接 8.6V 参考电压。加至第 2 脚的反馈电压，首先经过并联调整

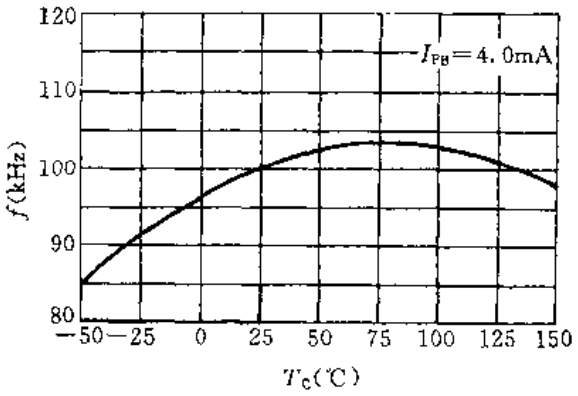


图 4.2.4　开关频率与管壳温度的关系曲线

器/误差放大器进行缓冲放大，然后由反馈电流 I_{FB} 在反馈电阻 R_{FB} 上形成误差电压 V_r，用于调节 PWM 比较器输出脉冲的占空比，控制功率开关管的通、断时间。输出占空比 D 与反馈电流 I_{FB} 近似成反比，二者的关系曲线如图 4.2.5 所示。利用该曲线可计算出当 I_{FB}=3.5～4.5mA 时，脉宽调制增益约为 −14%/mA，负号表示当 I_{FB} ↑ 时 D ↓。为了衰减误差电压中的噪声电压，提高输出脉宽调制信号的稳定性，在 R_{FB} 与 PWM 比较器之间插入了一个截止频率为 7.0kHz的低通滤波器。脉宽调制信号依次通过门电路、PWM 触发器和主控门，驱动功率开关管。

反馈端能控制高频变压器及反馈环路的工作。由于误差放大器与反馈环路呈并联形式，因此从某种意义上讲，误差放大器就起到并联调整器的作用。反馈电路接有带温度补偿的 8.6V 参考电压，可作为非隔离式开关电源的电压基准。

反馈端的动态电阻包括旁路电容 C_2 的容抗以及反馈环路的特性阻抗。从图 4.2.6 给出的反馈电流与反馈电压的关系曲线，很容易求出反馈端的动态输入电阻，有公式：

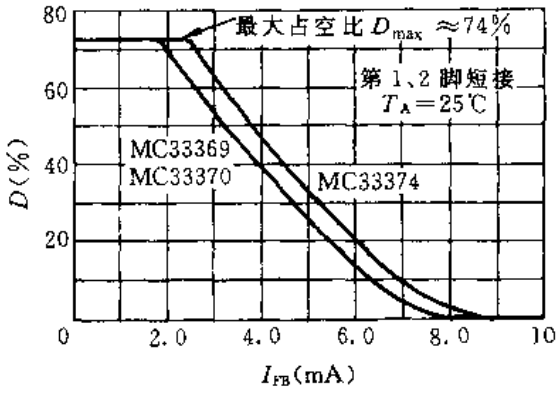


图 4.2.5　输出占空比与反馈电流的关系曲线

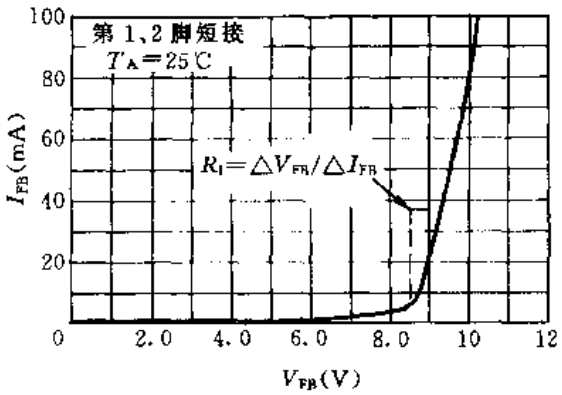


图 4.2.6　反馈电流与反馈电压的关系曲线

$$R_I = \Delta V_{FB}/\Delta I_{FB} \tag{4.2.1}$$

举例说明，当 ΔV_{FB}=9.2V−8.5V=0.7V 时，对应于 ΔI_{FB}=37mA−5mA=32mA。代入式(4.2.1)求出 R_I=21.8Ω。因通常仅工作在小电流(I_{FB}=3.5～4.5mA)情况下，故手册中规定 R_I 的典型值为 18Ω，允许范围是 14～23Ω。

3. 脉宽调制比较器与脉宽调制触发器

脉宽调制器是由 PWM 比较器和 PWM 触发器组成的。PWM 比较器的反相输入端接锯齿波电压 V_1，同相输入端则接误差电压 V_r。当内部振荡电容充电到峰值电压时，从振荡器时钟端

输出一个置位脉冲，将 PWM 触发器置位，使触发器的输出端 $Q=1$，将主控门打开，令功率开关管导通。随着振荡电容进行放电，当 $V_J<V_r$ 时，PWM 比较器的输出又把 PWM 触发器复位，使得 $Q=0$，封锁主控门，关断功率开关管。这种利用时钟脉冲和锯齿波分别实现置位、复位的电路，被称之为双脉冲抑制逻辑电路，它能确保在一个时钟周期内脉宽调制器只输出一个脉冲。脉宽调制信号的时序波形如图 4.2.7 所示。

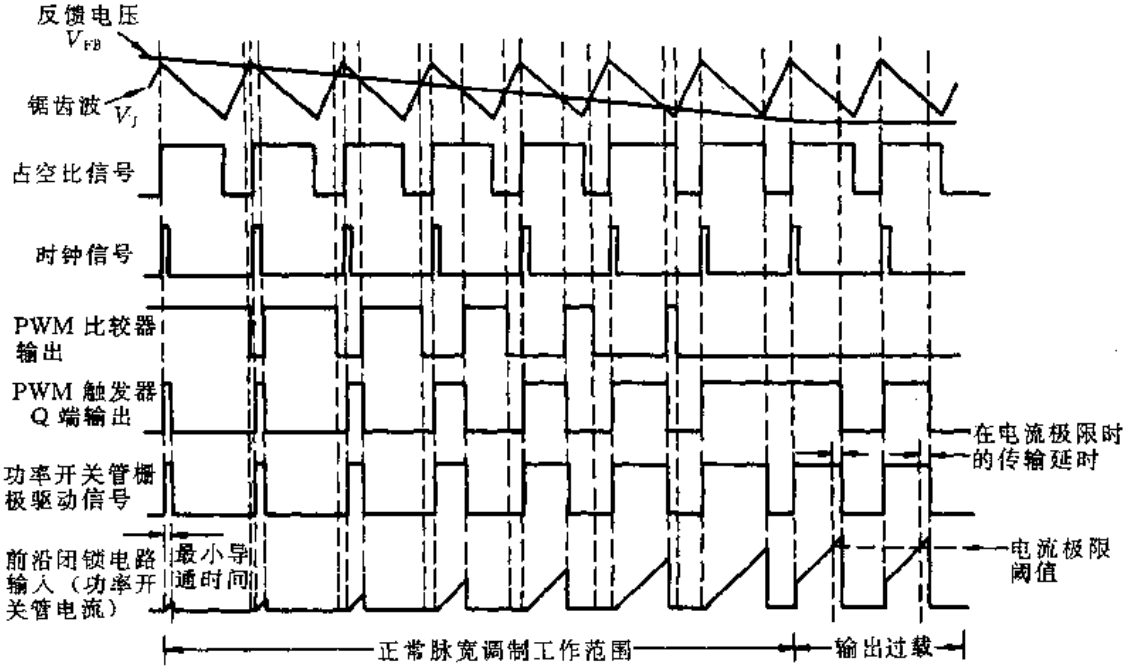


图 4.2.7　脉宽调制信号的时序波形

4. 外部触发关断电路

MC33370 系列还具有外部触发关断功能，由外部关断电路和关断触发器来实现。其目的是防止开关电源因突然发生空载现象而导致输出电压急剧升高。设定的关断电流门限为 60mA，当从外部流入关断电路的反馈电流超过此值时，关断触发器就令功率开关管处于关断状态。此时启动电路则对 V_{CC} 进行延时调节，使之保持在 8.5～7.5V 之间。为能重新启动功率开关管，还给关断触发器增加了上电复位电路，每次上电时能自动将芯片复位，使功率开关管导通。此外，若直接把 V_{CC} 下拉到复位阈值电平（3.7V）以下，亦可使关断触发器复位；或将输入电压短时间内去掉，经过等待、恢复，也能间接复位。

5. 电流极限比较器及功率开关管

当开关电源出现过载现象时，此类芯片是用“周期接周期”的限流方法来对输出开关电路进行保护的。具体讲，就是在每一个导通周期内都要检测功率开关管的漏极电流，一旦检测到过流情况，立即在振荡器斜波下降阶段关断电路，从而达到了限流目的。

漏极极限电流 I_{LIMIT} 又分电流上限（I_{Dmax}）和电流下限（I_{Dmin}），见表 4.2。需要指出，上、下限电流均为平均值电流，它们与表 4.2 给出的漏极峰值电流 $I_{D(PK)}$ 之间，存在着关系式

$$I_{Dmax} > I_{D(PK)} > I_{Dmin} \tag{4.2.2}$$

例如对 MC33374 而言，三者分别为 3.7、3.3、2.9A。当实际漏极电流 $I_D>I_{Dmax}$ 或者 $I_D<I_{Dmin}$ 时，电流比较器就通过门电路和 PWM 触发器将功率开关管关断。

表 4.2　电流上、下限与峰值电流

产品型号	MC33369	MC33370	MC33371	MC33372	MC33373A	MC33373	MC33374
电流上限 I_{Dmax}(A)	0.56	1.0	1.7	2.2	2.8	3.0	3.7
峰值电流 $I_{D(PK)}$(A)	0.5	0.9	1.5	2.0	2.5	2.7	3.3
电流下限 I_{Dmin}(A)	0.44	0.8	1.3	1.8	2.2	2.4	2.9

该系列产品在功率输出级的电路设计上颇具特色。其功率开关管实际上是由两只场效应管串联而成的，一只是高压结型场效应管(JFET)，另一只为低压 MOS 场效应管(MOSFET)。由这两只管子构成一种被称作"敏感场效应管(Sense FET)"的特殊电路。其中，高压 JFET 的漏极接芯片的第 5 脚(D)，栅极接地(GND)，源极则接到低压 MOSFET 的漏极上。由图 4.2.3 可见，MOSFET 有上、下两个源极，分别用 S_1、S_2 表示。源极 S_1 接地，用以提供从第 5 脚到地的电流通路，电流为 I_{S_1}。源极 S_2 上的电流 I_{S_2}则通过检测电阻 R_S。有关系式：$I_{S_1}+I_{S_2}=I_D$。鉴于设计的 S_1 与 S_2 电极的面积比为 100∶1，因此绝大部分漏极电流都流经 S_1 后接地，即 $I_{S_1}\approx I_D$。而流过 S_2 的电流仅为 $I_{S_2}=0.01I_{S_1}\approx 0.01I_D$。这表明，实际流过检测电阻 R_S 上的电流很小，仅为被测漏极电流的 1/100，I_{S_2}在 R_S 上形成的压降 V_{R_S}以及功率损耗 P_{R_S}均可忽略不计。这证明，利用 Sense FET 电路能够无功率损耗的实时检测出漏极大电流。它属于间接测量电流法，只需将 I_{S_2}扩大 100 倍，即为 I_D 值，这是其一大优点。相比之下，其他类型的开关电源，都是让漏极电流百分之百地通过检测电阻，这就必定增大输出级的功率损耗，使电源效率降低。

过流信号电压 V_{R_S}经过前沿闭锁电路后，加至电流极限比较器的同相输入端；再由极限电流比较器去检测 V_{R_S}是否超过设定值 V_S。只要 $V_{R_S}>V_S$，就立即将 PWM 触发器复位，对功率输出级起到保护作用。检测时间是从功率开关管的漏极出现过流时开始，到管子被关断时为止。在高频变压器饱和期间，要求 I_D 不得超过规定的 I_{Dmax}值。实际漏极电流与极限电流的比值可用 I_D/I_{LIMIT}表示，它与管壳温度 T_C 的关系曲线如图 4.2.8 所示。

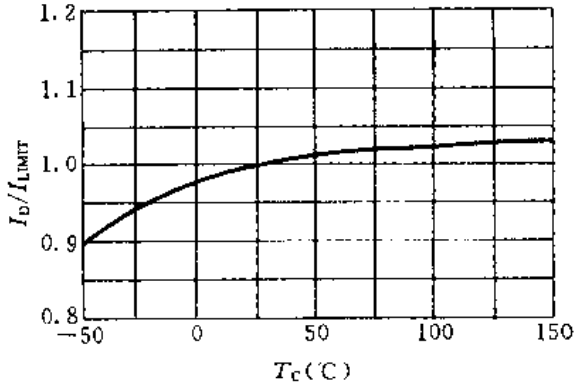


图 4.2.8　I_D/I_{LIMIT}与 T_C 的关系曲线

高压功率开关管与控制电路集成在一起，可直接驱动高频变压器。当 $I_{D(PK)}=0.5\sim3.3$A(视芯片型号而定)时，功率开关管能承受 700V 以下的高压。受功率开关管栅-源电容、高频变压器绕组的分布电容以及高频整流管存在反向恢复时间(t_{rr})等参数的影响，功率开关管每次导通时都会在 R_S 上形成一个尖峰电压，有可能使 PWM 触发器提前复位，影响开关电源的正常工作。为此，在电流极限比较器的前级设有前沿闭锁电路，它能将尖峰电压的前沿吸收掉，避免 PWM 触发器被提前复位。限流的传输时间典型值为 280ns，这段时间是从功率开关管发生过流开始，到关断为止。

6. 启动电路

开关电源刚通电时，由于功率开关管等尚未工作，无正常输出，因此必须借助于启动电路先给芯片提供工作电压 V_{CC}。MC33370 系列内部集成有启动电路。该电路由状态控制器来控制。启动电路也包含一只高压 JFET 和一只低压 MOSFET，但 MOSFET 只有一个源极，这与功率输出级不同。二者串联后能承受 700V 的高压。其中，高压 JFET 的漏极接第 5 脚，栅极接地，源极接至低压 MOSFET 的漏极。当 JFET 夹断时，就将 MOSFET 的漏极钳位在 18～24V 的低压上。MOSFET 的漏极与栅极之间接有 550kΩ 的集成电阻。由于 MOSFET 的 V_{GD} 呈低压，从而简化了启动电路的结构。采用这种内部启动电路，能省去外部启动用的分压电阻并消除相关电路上的功率损耗，提高电源效率。这与美国尤尼特德(Unitrode)公司生产的 UC3842 型脉宽调制器集成电路有着重要区别。后者是利用外部启动电路，+300V 直流高压经电阻分压后，提供+16V 的电源电压，供启动芯片用。

交流电压经整流后从第 5 脚直接加到启动电路，启动电路便给 V_{CC} 端的旁路电容 C_5 进行充电。当 V_{CC} 升至工作阈值电压 8.5V 时，即关断启动电路，启运过程自动结束，芯片转入正常工作，次级绕组和反馈绕组上也建立了电压。反馈绕组上的高频电压经整流滤波之后，为芯片提供工作电压。当第 5 脚电压为 400V 时，启动电路可提供 2.0mA 的充电电流。随着 V_{CC} 的升高，充电电流会减小。启动电流 I_{st} 与工作电压 V_{CC} 及漏-源电压 V_{DS} 的关系曲线，分别如图 4.2.9、图 4.2.10 所示。启动用 MOS 场效应管能承受 100V 的电压。当 V_{CC} 达到工作阈值电压(8.5V)时，芯片即转入正常工作。

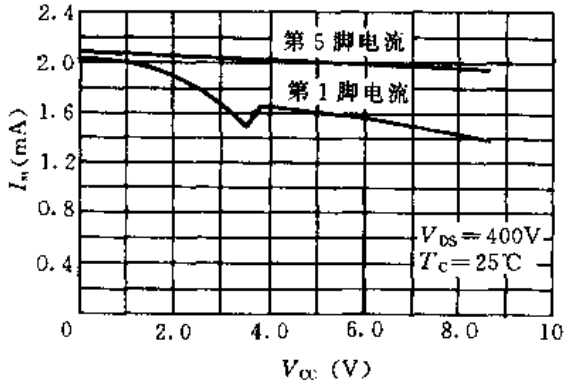


图 4.2.9 启动电流与工作电压的关系曲线

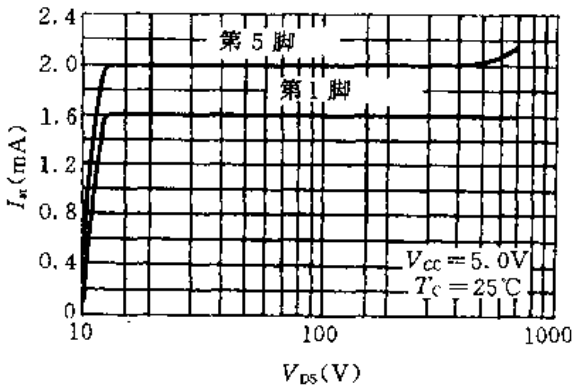


图 4.2.10 启动电流与漏-源电压的关系曲线

MC33370 系列产品的漏极电流 I_D 与漏-源电压 V_{DS} 的关系如图 4.2.11 所示。

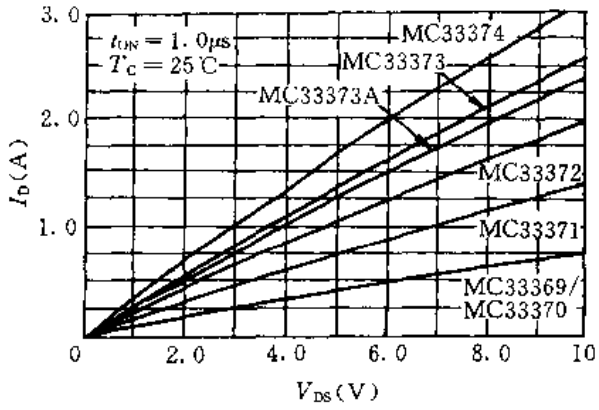


图 4.2.11 漏极电流与漏-源电压的关系曲线

7. 欠压锁定电路

欠压锁定比较器的功能是在正常输出之前，使芯片做好各项准备工作，并监测第 2 脚的反馈电压。当 $V_{FB}>8.5V$ 时，即接通内部偏置电路，令功率开关管工作。为避免出现误动作，欠压锁定比较器有 1.0V 的滞后电压，以保证启动时在 C_3 上已储存足够的电能。芯片在启动过程与正常工作时的波形如图 4.2.12 所示。

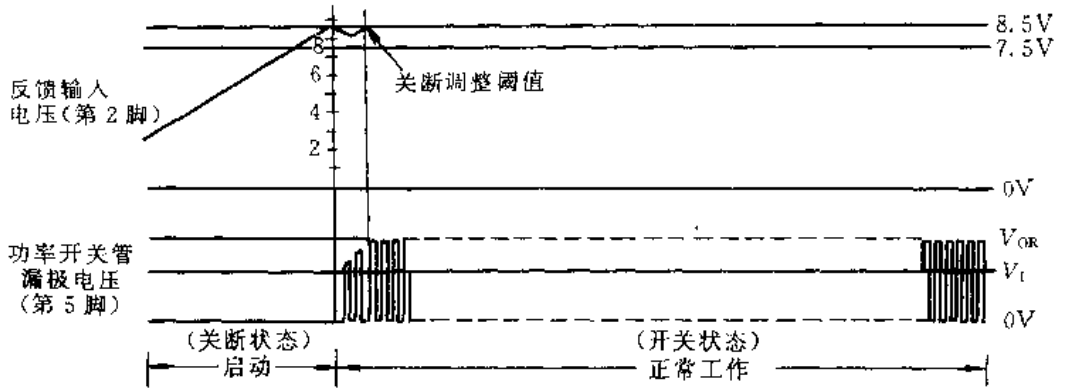


图 4.2.12 启动过程与正常工作时的波形

当开关电源发生过载或输出短路故障时，芯片立即进入自启动模式，此时光耦合器已不能给 V_{CC} 端的旁路电容 C_3 提供足够的充电电流。自启动时的工作波形如图 4.2.13 所示。在自启动过程中，当 C_3 上的电压 V_{CC} 跌落到 7.5V(欠压阈值电压)以下时，欠压比较器就关断内部偏置电路，禁止功率开关管输出。与此同时，启动电路开始工作，再次对 C_3 充电，直至 $V_{CC}>8.5V$，才将启动电路关断，内部偏置电路重新工作，÷8 分频器开始计数并使功率开关管停止工作。这时光耦合器还不能给 C_3 充电，于是 C_3 就放电。欠压比较器和启动电路能在 7.5～8.5V之间(即 1V 的滞后电压上)调整 C_3 的电压。锯齿波的占空比(即上升沿与周期的百分比)约为 35%。此后，÷8 分频器就对 100kHz 锯齿波进行 8 分频，每当第 8 个锯齿波的下降沿来到时，就触发功率开关管，直到过载或短路故障被排除为止，芯片才脱离自启动状态，恢复正常工作。为防止功率开关管在故障期间频繁地通、断，导致输出电压不稳定，也为了降低功率开关管及输出整流器的功耗，现利用÷8 分频器来降低触发频率。由于分频器的作用，使自启动过程中驱动功率开关管的脉冲占空比降至 4.4%(35%÷8=4.4%)。

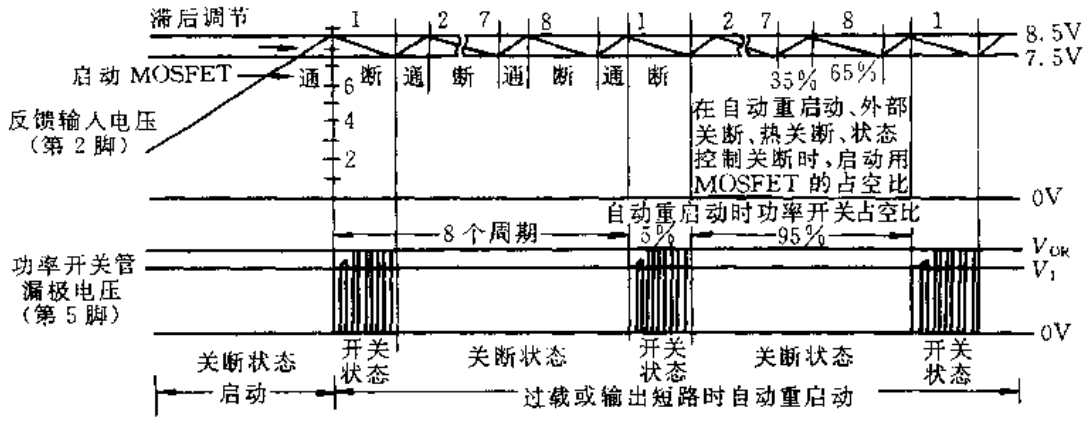


图 4.2.13 自启动波形

8. 过热保护电路

过热保护电路亦称"热关断"电路。只要芯片超过最高结温 T_{JM}(典型值为 157℃),过热保护电路即输出低电平,把功率开关管关断,对芯片起到保护作用。此时欠压锁定电路和启动电路在回差模式下调节 V_{CC} 脚的电压,而过热状态不予锁存。当芯片结温降至 140℃以下时,开关电源才恢复正常工作。

必须指出,过热保护电路仅能在芯片出现意外过热情况下进行保护,决不可用来代替外部散热器。通俗地讲,这种热保护电路是"只防万一"而"不防一万"的。

9. 状态控制器

详见 4.3 节。

4.3 状态控制器的工作原理与接口电路

状态控制器的电路框图如图 4.3.1 所示。主要包括 5 部分:① 偏置电阻网络;② 置位比较器和触发比较器,二者均用于阈值检测,重要区别在于置位比较器只能使开关电源工作(包括启动工作或由备用模式转入工作模式;若已处于工作模式,则置位比较器就不起作用)。而触发比较器相当于双稳态触发器,被连续触发后,可使开关电源在备用模式与工作模式之间交替转换;③ 输入钳位电路;④ 状态控制逻辑,用来存储工作状态;⑤ 复位用的 MOSFET,专为状态控制端的外接电容 C_{ss} 提供放电回路。由图 4.3.1 可见,置位比较器和触发比较器的阈值电压分别为 4.4、1.8V。这两个比较器的输出信号经状态控制逻辑进行处理与存储后,来控制启动电路、内部偏置电路和÷8 分频器是否工作。当 V_{CC} 被调整到 8.6V 时,状态控制端就被内部电路偏置在 3.55V 上。

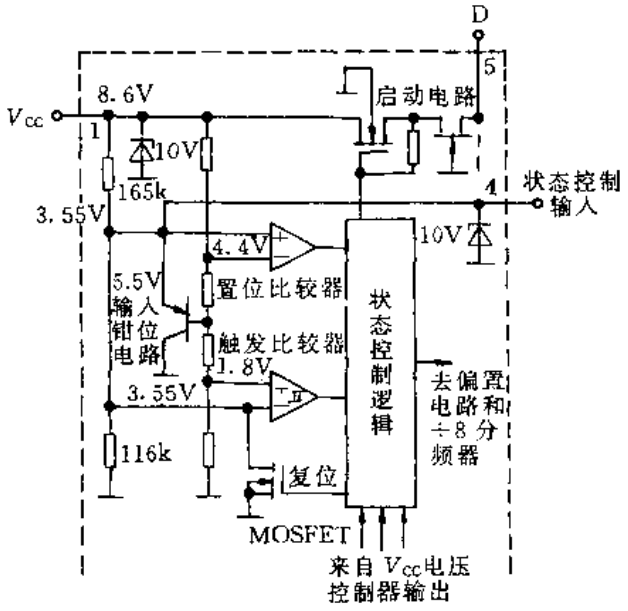


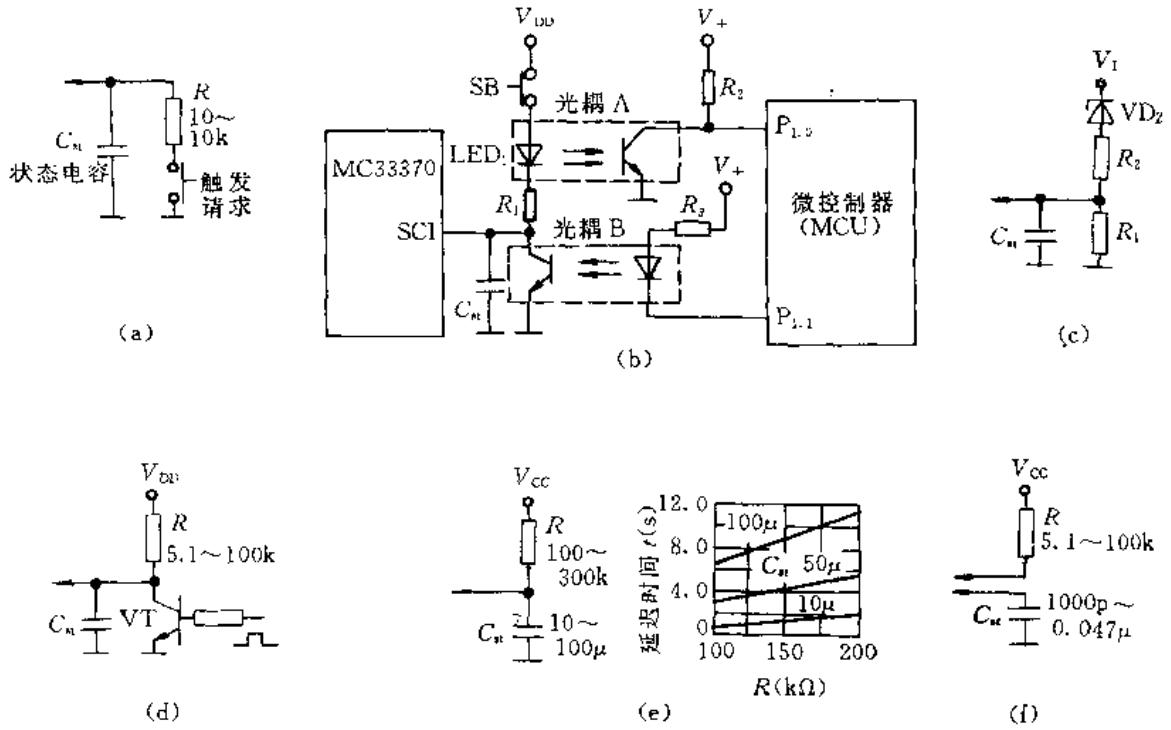
图 4.3.1 状态控制器的电路框图

状态控制器配以少量的外围元器件,可构成多种类型能控制开关电源通/断的电路,选择备用模式或工作模式。控制信号可由外部按键或按钮来产生,也可以是微控制器输出的经光耦合器隔离的信号,或是二者的组合信号等。倘若不需要进行状态控制,应将状态控制端对地接一只小电容,以滤除外界噪声干扰。

可分别实现6种状态控制功能的电路，如图4.3.2(a)～(f)所示。下在详细分析这6种控制电路的工作原理。

1. 手动触发操作

手动触发工作方式的电路见(a)图。每当按键被按下并抬起时产生一个触发请求信号(低电平)。触发比较器检测到请求信号后，就驱动状态控制逻辑，使开关电源的工作方式改变一次。显然，只要连续地按键请求，即可使开关电源在备用模式与工作模式之间互相切换。处于备用模式时，欠压比较器和启动电路均以滞后方式调节 V_{CC} 端的电压，使开关电源无输出。



(a) 手动触发操作；(b) 由微控制器进行关断；(c) 低压保护；
(d) 用数字信号控制；(e) 上电延迟启动；(f) 禁止使用状态控制器

图4.3.2 6种状态控制电路的原理图

(a)图中的 C_n 为状态电容。当芯片温度较高、按键引线较长时，还应在按键上串联一只10Ω～10kΩ的电阻，以保证切换正确。

2. 配微控制器进行关断操作

某些带微控制器(MCU，包含微处理器 μP 或单片机 μC)的测试系统，需要自动关机功能，且要根据程序执行情况来确定关机时间。此时可选用MC33370作为测试系统的电源，再通过如(b)图所示的光耦隔离式接口电路与微控制器互相配合，就很容易实现上述功能，使系统自动转入备用模式，而MCU中的数据保持不变。其工作原理如下：当按动电源键(SB)并抬起时，就产生一个触发请求信号。此信号一方面经过 LED_1 和 R_1，令MC33370的状态控制端 SCI＝1(高电平)，使开关电源启动；另一方面还经光耦合器A传输给微控制器。此后，微控制器将根据程序执行情况来决定开关电源是否进入以及何时进入备用模式。一旦执行完规定的程序，微控制器就发出一个关机信号，经过光耦合器B，令 SCI＝0(低电平)，将电源关断，使整个系统进入备用模式。显然，这种自动关机功能要比传统的定时关机更具有实用价值。

综上所述，(b)图所示电路具有以下特点：第一，用户只享有从备用模式转成工作模式的控制权；第二，微控制器则享有从工作模式转入备用模式的全部控制权；第三，若开关电源已处于

工作模式，则按键操作无效，开关电源仍保持工作状态。

3. 低压保护电路

当交流电网电压过低时的低压保护电路如(c)图所示。交流输入电压 u 经过整流滤波后获得直流高压 V_I，加至稳压二极管 VD_Z 的负极。当 u 出现低压时，只要选择合适的 VD_Z、R_1 和 R_2，即可使状态控制器的输入电压低于 1.8V(低电平)。此时，触发请求信号强迫开关电源立即从工作模式转为备用模式。一旦 u 恢复到正常值后，状态控制端的电压也变成高电平，再通过置位比较器将开关电源从备用模式转回工作模式。注意，当开关电源处于备用模式时，置位比较器的阈值电压将低于 4.4V，仅为 3.84V，在此期间 V_{CC} 端电压保持在 7.5～8.5V 之间，并以滞后方式进行调节。

假定开关电源由通到断的过程中所对应的交流电压的低压阈值为 u_1，而由断到通的过程中对应于 u_2。再设 u_1、u_2 整流滤波后的直流高压依次为 V_{Imin} 和 V_{Imax}，稳压管的稳压值为 V_Z，整流桥中处于导通状态的两只硅整流管的串联压降之和为 1.4V，它们与输出功率 P_O、电源效率 η 和输入滤波电容 C_1 的关系式如下：

$$V_{Imax} \approx \sqrt{2}u_2 - 1.4 \tag{4.3.1}$$

$$V_Z = 1.88V_{Imin} - 0.88V_{Imax} \tag{4.3.2}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{Imax} - V_Z}{3.84} = \frac{V_{Imin} - V_Z}{1.8} \tag{4.3.3}$$

$$V_{Imin} \approx \sqrt{2}u_1 - \frac{P_O}{2u_1 f \eta C_1} \tag{4.3.4}$$

式中的 $\sqrt{2}u_1$(或 $\sqrt{2}u_2$)表示交流输入电压的峰值，f 为电网频率。

4. 利用数字信号进行控制

利用数字信号控制开关电源通/断的电路见(d)图。当数字信号为低电平时，晶体管 VT 截止，由上拉电阻 R 将置位比较器置 1，可使开关电源处于工作状态。当数字脉冲信号呈高电平时晶体管 VT 导通，输出的低电平使触发比较器翻转，又将开关电源转入备用模式。若要求晶体管与信号源必须隔离，还应增加一级普通型号的光耦合器。

上述例子中，状态电容 C_{st} 也具有可编程作用。这是因为 C_{st} 的容量大小，也能决定开关电源的通/断状态。一般情况下选 $C_{st}<0.047\mu F$，即可滤除耦合到状态控制端的噪声干扰，防止比较器被误触发。作特殊应用时，如要延长启动过程中状态控制电压的上升时间，应选 $C_{st}\geqslant 2.0\mu F$，此时开关电源被启动后将直接进入备用模式，而不是工作模式。

5. 上电延迟启动电路

(e)图示出了通过简单的 RC 电路来实现延迟启动的电路。此时，C_{st} 的容量要足够大。刚上电时由于 C_{st} 两端压降不能突变，C_{st} 就输出低电平，通过触发比较器将开关电源置于备用模式。随着 V_{CC} 经过 R 对 C_{st} 充电，C_{st} 上的电压不断升高，当达到置位比较器阈值电压时，开关电源即转入工作模式。(e)图中还给出了分别取 $C_{st}=10\mu F$、$50\mu F$、$100\mu F$ 这三种情况下，启动延迟时间 t 与电阻 R 的关系曲线。

6. 禁止对状态控制器操作

(f)图示出实现禁止使用状态控制器的两种方案，其目的是不使用开关电源通/断功能时，令状态控制端失效。方案之一采用了上拉电阻 R，要求 $R\geqslant 5.0k\Omega$，以保证正常的电路启动。方案之二是在该端与地之间并联一只小电容 C_{st}，这是考虑到状态控制端的输入阻抗较高，直接悬空会引入外界干扰，造成误动作。消噪电容 C_{st} 的容量范围是 1000pF～0.047μF。

综上所述，最后可归纳出状态控制操作表，详见表 4.3。

表 4.3 状态控制操作表

控制方式	初始状态				下一状态	
	交流电源电压 u	开关电源模式	C_M (μF)	状态控制端的激励	开关电源模式	说　明
手动触发	正常值	备用		低电平 ($\leqslant$1.8V)	工作	触发比较器将开关电源从备用模式切换到工作模式
	正常值	工作		低电平 ($\leqslant$1.8V)	备用	触发比较器将开关电源从工作模式切换到备用模式
微控制器关断	正常值	备用		高电平 ($\geqslant$4.4V)	工作	置位比较器将开关电源从备用模式切换到工作模式
	正常值	工作		高电平 ($\geqslant$4.4V)	工作	因开关电源已处于工作模式，故状态不变
	正常值	工作		低电平 ($\leqslant$1.8V)	备用	由 MCU 决定开关电源从工作模式变为备用模式
低压保护	正常值 ↓ 低压	工作		偏置成低电平 ($\leqslant$1.8V)	备用	当 u 从正常值降成低压时，稳压管不工作，状态控制端变成低电平，开关电源从工作模式转入备用模式
	低压 ↓ 正常值	备用	$\leqslant$0.047	偏置成高电平 ($\geqslant$3.84V)	工作	当 u 从低压恢复到正常值时，稳压管工作，开关电源从备用模式转入工作模式
数字信号控制	正常值	备用		偏置成高电平 ($\geqslant$4.4V)	工作	晶体管截止，R 将状态控制端偏置成高电平，开关电源处于工作模式
	正常值	工作		偏置成低电平 ($\leqslant$1.8V)	备用	晶体管导通，使状态控制端呈低电平，开关电源处于备用模式
上电延时启动	零伏 ↓ 正常值	关断	$\geqslant$2.0	V_{CM}为低电平 ($\leqslant$1.8V)；置高电平 ($\geqslant$4.4V)	关断延迟工作	由 C_M 改变状态。当功率开关管未工作时开关电源处于备用状态。当 C_M 充电到 4.4V 以上时开关电源从备用模式转入工作模式
上电	零伏 ↓ 正常值	关断	$\leqslant$0.047	……	工作	上电后开关电源开始工作，此时状态控制端不起作用
		关断	$\geqslant$2.0	V_{CM}为低电平 ($\leqslant$1.8V)	备用	当 $C_M > 2.0\mu$F 时，电源被启动后直接进入备用模式

4.4 MC33370 系列单片开关电源的典型应用

MC33370 系列的用途非常广泛，可构成 150W 以下的各种开关电源。下面介绍其典型应用。

4.4.1 由 MC33374 构成的 52W 开关电源

由 MC33374T/TV 构成的 15V/3.5A、52W 开关电源的电路如图 4.4.1 所示。该电源的主要技术指标见表 4.4.1，其交流输入电压 u 的允许变化范围是 92～276V。整流桥 VD_1～VD_4

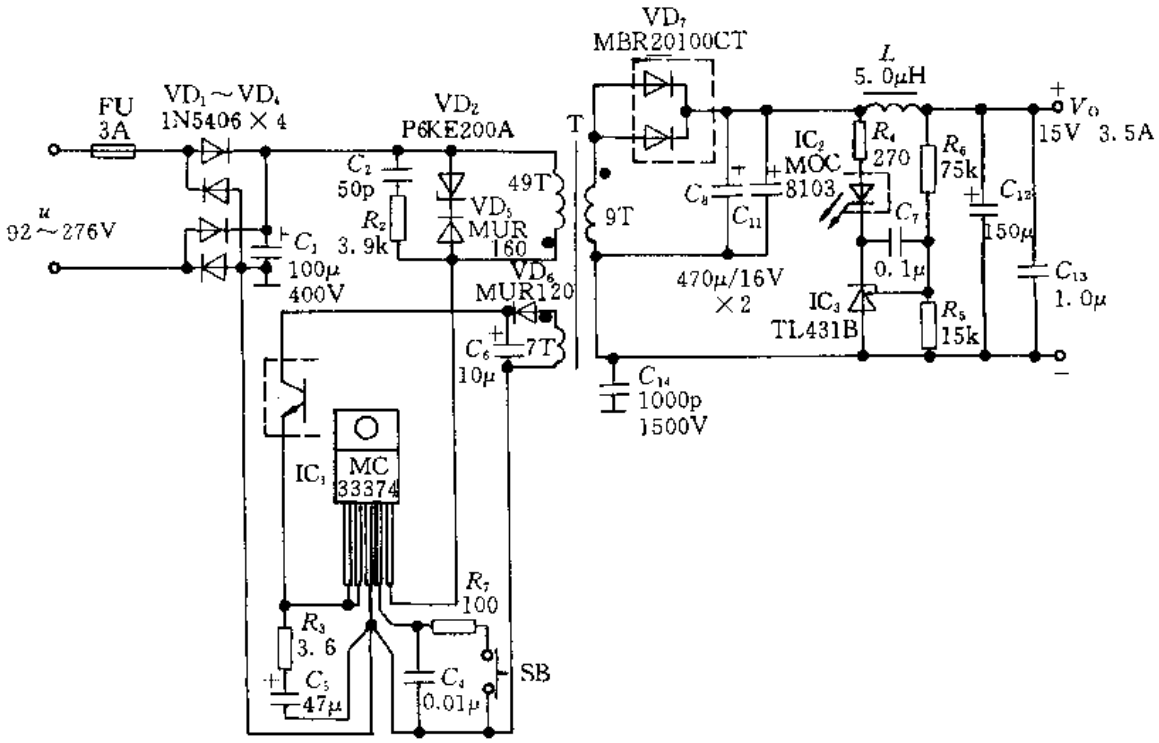


图 4.4.1 52W 开关电源的电路

表 4.4.1 52W 开关电源的技术指标

参数名称	测试条件	技术指标
电压调整率 S_V	u=92～276V，I_O=3.5A	0.013%($\triangle V_O$=2.0mV)
负载调整率 S_I	u=230，I_O=0.35～3.5A	0.06%($\triangle V_O$=9.0mV)
输出纹波电压	u=92～276V，I_O=3.5A	170mV(峰-峰值)
电源效率 η	u=115V，I_O=3.5A	84.4%
	u=230V，I_O=3.5A	86.2%
备用模式下的静态功耗 P_D	u=115V	0.06W
	u=230V	0.19W

采用 4 只 1N5406 型 3A/600V 的硅整流管。初级保护电路由 RC 吸收回路(R_2、C_2)和钳位保护电路(VD_Z、VD_3)构成，它们能有效地抑制因高频变压器存在漏感而产生的尖峰电压，保护 MC33374 内部的功率开关管不受损坏。VD_Z 采用 P6KE200A 型瞬态电压抑制器(TVS)，其反

向击穿电压 V_B=200V。VD_5 选用的是 MUR160 型超快恢复二极管(SRD)。注意,该图中阻容元件 R_1、C_3 的序号空缺,根据需要亦可将 R_2、C_2 的串联电路,改成由 R_1(20kΩ、2W)和 C_3(0.1μF、400V)并联后再串以超快恢复二极管,组成 R、C、VD 型保护电路,参见图 4.6。C_5 为 V_{CC}端的旁路电容。SB 为控制开关电源通、断状态的按键。SB 上串接 R_7 后,能提高模式转换的可靠性。VD_6 与 C_6 组成反馈绕组输出端的高频整流滤波器。次级高频整流管采用大电流、低压降的肖特基二极管,型号为 MBR20100CT(20A/100V)。此管属于共阴对管,两个负极(阴极)在内部短接,使用时需将两个正极(阳极)在外部连通,作并联接法。由 C_8、C_{11}、L、C_{12}和 C_{13}组成输出滤波电路。鉴于滤波电感 L 的电感量很小,仅为 5.0μH,而大容量滤波电容 C_8、C_{11}上存在着等效电感 L_0,会直接影响到实际电感量从 L 变成 $L+L_0$,因此需将 C_8、C_{11}并联使用,使 L_0 减小一半,对 L 的影响也随之减小。L 可采用直流电阻仅为 0.005Ω 的磁珠。设计印制板时还可预先留出 C_9、C_{10}的位置,以便由 C_8~C_{11}这 4 只电容并联成滤波电容,进而使 L_0 减小到 $L_0/4$。

可调式精密并联稳压器 TL431B 构成了外部误差放大器,它再与光耦合器 MOC8103 一起组成光耦反馈电路,反馈电压 V_{FB}加至 MC33374 的反馈端。其稳压原理是当输出电压 V_O 发生波动时,经 R_5、R_6 分压后得到的取样电压就与 TL431B 中的 2.5V 基准电压进行比较,产生外部误差电压 V'_r,再通过光耦合器使第 2 脚的反馈电流 I_{FB}产生相应的变化,并以此调节输出占空比,达到稳压目的。高频变压器的初、次级间耦合电容会造成共模干扰,可通过安全电容 C_{14}加以滤除。C_7 为控制环路的补偿电容,R_4 为 LED 的限流电阻。

MOC8103 是摩托罗拉公司生产的光耦合器,它采用 DIP-6 封装,电流传输比 CTR=108%~173%,光敏三极管的集电极-发射极击穿电压 $V_{(BR)CEO}$=30V。高频变压器的初级绕组 N_P 采用 φ0.55mm 的漆包线绕 49 匝,再绕两层 0.05mm 厚的聚酯薄膜作绝缘层。次级绕组 N_S 采用 φ0.75mm 漆包线双股并绕 9 匝。反馈绕组 N_F 用 φ0.55mm 漆包线绕 7 匝,并应绕在骨架的中间位置,以减小漏感;然后也绕两层聚酯薄膜。铁氧体磁芯的型号为 E25,为防止发生磁饱和现象,在两个 E 型磁芯之间应留出 0.43mm 的空气隙。

4.4.2 由 MC33374 构成的 90W 开关电源

由 MC33374 构成的 15V/6A、90W 开关电源的电路如图 4.4.2 所示。它与图 4.4.1 所示电路大致相同,仅高频变压器参数及个别元件值有变化。采用 E28 型铁氧体磁芯,初级绕组和反馈绕组的线径不变,但匝数应分别为 34 匝、4 匝。次级绕组改用 φ0.8mm 漆包线双股并绕 5 匝。磁芯的气隙为 0.56mm。实测该电源的技术指标见表 4.4.2。

表 4.4.2 90W 开关电源的技术指标

参数名称	测试条件	技术指标
电压调整率 S_V	u=92~276V,I_O=6.0A	0.16%($\triangle V_O$=24mV)
负载调整率 S_I	u=230V,I_O=0.6~6.0A	0.067%($\triangle V_O$=10mV)
输出纹波电压	u=92~276V,I_O=6.0A	105mV(峰-峰值)
电源效率 η	u=115V,I_O=6.0A	83.2%
	u=230V,I_O=6.0A	85.4%
备用模式下的静态功耗 P_D	u=115V	0.07W
	u=230V	0.17W

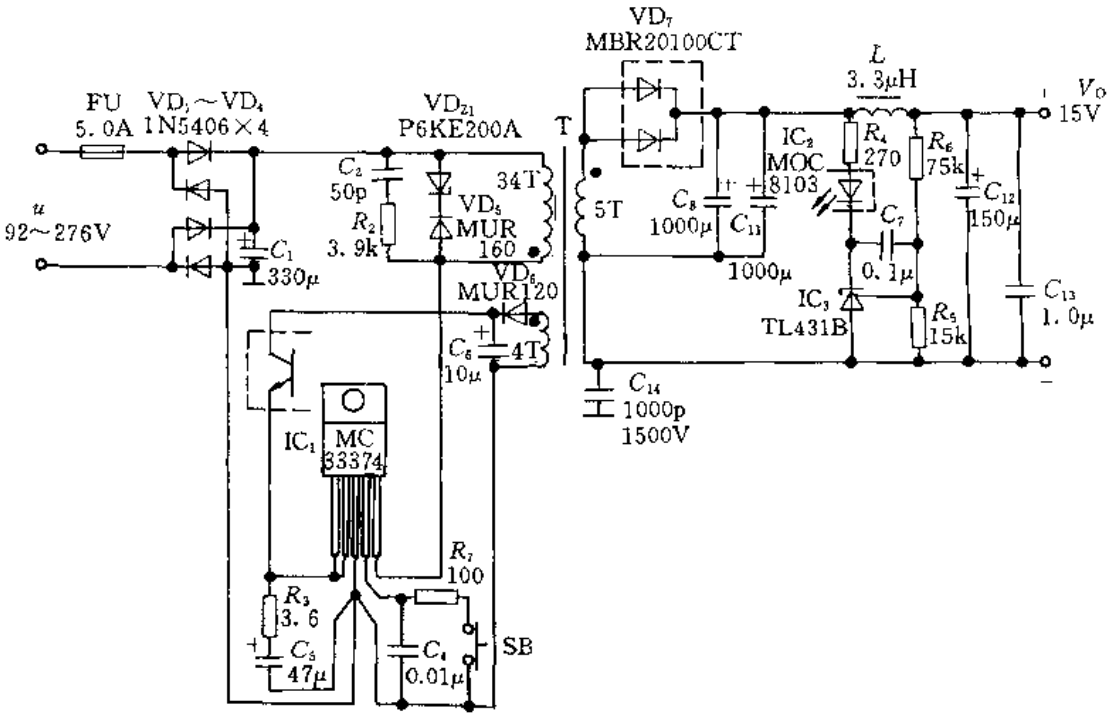


图 4.4.2　90W 开关电源的电路

4.4.3　单片开关电源通用印制板的设计

参照图 4.4.1 和图 4.4.2 设计而成的单片开关电源通用印制板，如图 4.4.3 所示。该印制板具有以下特点：

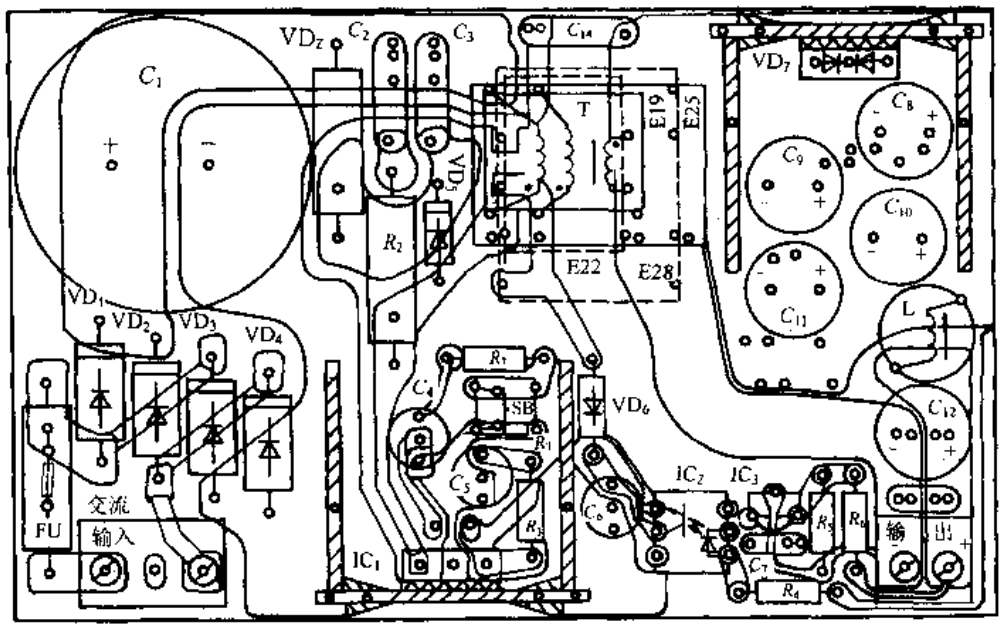


图 4.4.3　单片开关电源通用印制板(含元件布置图)

(1) 通用性强。它适配不同类型的 MC33370 系列产品，构成最大输出功率为 12～150W 的各种开关电源。例如，采用一片 MC33374T 或 MC33374TV，在宽范围输入，即 85～265V

(AC)时，$P_{OM}=90W$；在固定输入，即 220V(AC)时，$P_{OM}=150W$。若使用一片 MC33372T 或 MC33372TV，则最大输出功率分别为 60W(宽范围输入)、100W(固定输入)。

(2) 使用灵活。在高频变压器的位置上，给 E19、E22、E25 和 E28 这 4 种磁芯预留出 4 个位置，可任择其一。开关电源的输出功率愈大，所配磁芯尺寸愈大。

(3) 便于安装不同数量的元件。鉴于单片开关电源的输出功率愈大，所需输出滤波电容的容量也愈大，在印制板上专为输出滤波电容 C_8～C_{11}预留出 4 个位置，它们互相并联，电容量均为 1000μF。根据实际需要，既可只装 C_8、C_{11}两只电容(参见图 4.4.1 和图 4.4.2)，亦可将 C_8、C_9、C_{10}、C_{11}全部装上。原则上，输出功率愈大，并联的电容数愈多。

(4) 给 IC_1(MC33374)和 VD_7(MBR20100CT)留出了散热器位置，如图中斜线区域所示。

(5) 由于该印制板是供实验室条件下应用的，故未加 EMI 滤波器。在工业现场使用时需外接 EMI 滤波器。

4.5 M33370 系列单片开关电源的特殊应用

下面介绍 MC33370 系列产品的 6 种特殊应用电路。

4.5.1 去掉反馈电路的方法

利用下述 3 种电路，均可去掉开关电源中的反馈电路(包括高频变压器的反馈绕组以及相关的整流管和滤波电容)，从而简化了电路，降低成本。这里规定交流输入电压 $u=115V\pm23V$，若变化量超过±20%，则主要元器件的功耗可能超标。

1. 利用稳压管作并联调整

电路如图 4.5.1 所示。这里是在光耦反馈式开关电源的初级电路中增加了电阻 R 和稳压管 VD_{Z3}，且利用 VD_{Z3}进行并联调整。所谓并联调整是指能够产生反馈电压 V_{FB}的 R、VD_{Z3}串联电路，与 MC33370 的反馈输入电路相并联。VD_{Z3}可采用 1N965B 型稳压管，其主要技术指标为 $V_Z=15V$，$I_Z=8.5mA$，$I_{ZM}=28mA$，$P_{ZM}=0.4W$，可用国产 0.5W 玻封稳压管 2CW351 或进口的 1N6004B 型稳压管来代替。R 为稳压管的限流电阻。取 $R=10k\Omega$ 时，$I_Z=14.7mA$。

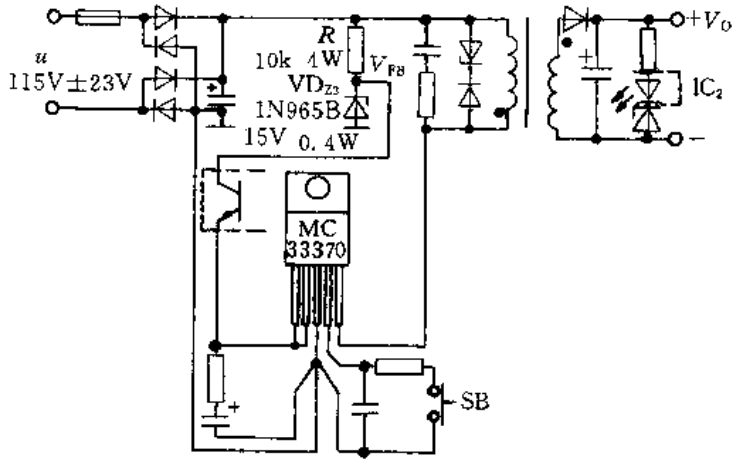


图 4.5.1 用稳压管作并联调整的单片开关电源电路

2. 利用晶体管作串联调整

电路如图 4.5.2 所示。双极型晶体管 VT 接成射极输出形式，它与反馈输入电路相串联，

因此被称为串联调整方式。VT 可采用 MJE13003 型高反压 NPN 晶体管，其主要参数为 $V_{(BR)CEO}=400V$，$I_{CM}=1.5A$，$P_{CM}=14W$，$f_T=10MHz$。MJE13003 亦可用国产 3DK304A 型高反压开关晶体管代替。

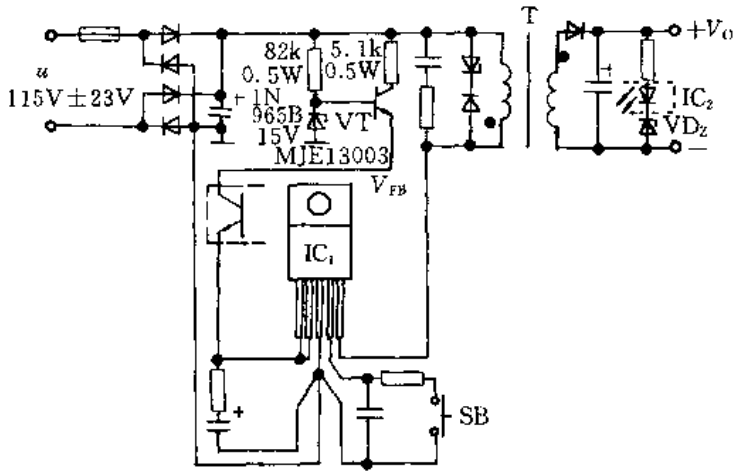


图 4.5.2　用晶体管作串联调整的单片开关电源电路

3. 利用 MOSFET 作串联调整

电路如图 4.5.3 所示。这里采用一只 TO-220 封装的 N 沟道 MOS 场效应管 MTP1N50E 来代替双极型晶体管。其主要参数为 $V_{(BR)DS}=500V$，$I_{DM}=1A$，$P_{DM}=50W$。

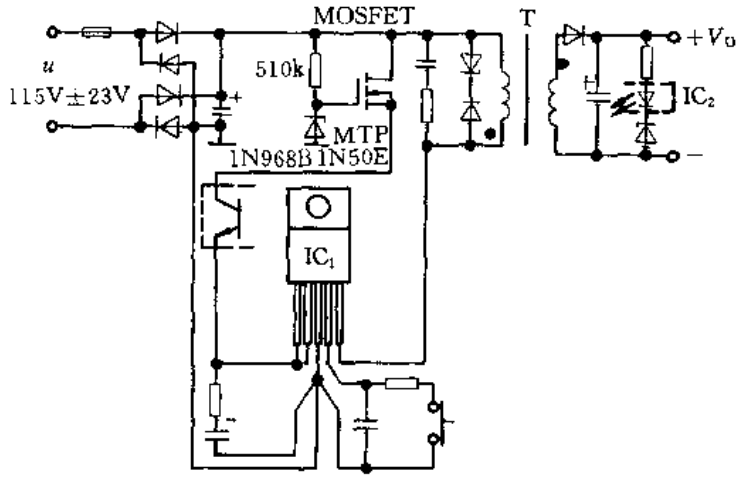


图 4.5.3　用 MOS 场效应管作串联调整的单片开关电源电路

上述三种电路中，以并联调整电路最简单，成本最低。但在宽范围输入电压的情况下，为降低元器件上的功耗，应采用串联调整电路。选择 MOSFET 作串联调整管时，其功耗低于晶体管，这有助于提高开关电源效率。

如配 220V 交流电，需对电路作如下改动：① 将图 4.5.1 中的 R 值增加到 20kΩ；② 将图 4.5.2、图 4.5.3 中的 VT、MOSFET 的耐压值提高到 700V；③ 重新设计高频变压器。

4.5.2　其他特殊应用电路

1. 具有软启动功能的单片开关电源

电路如图 4.5.4 所示。此时 MC33370 的第 1 脚与第 2 脚需经过 R_{13} 和 VD_8 进行隔离。刚

上电时开关电源处于关断状态，内部启动电路经过 R_3 开始对旁路电容 C_5 充电，使第 1 脚电压 V_{CC} 升高。当 V_{CC} 高于 VT_1 的发射结电压与 VD_{Z1} 的稳定电压之和，即 $V_{CC}>V_{BE1}+V_{Z1}$ 时，VT_1 和 VT_2 均导通，进而使反馈电压 $V_{FB}>8.6V$（内部并联调整器的阈值电压），此时功率开关管在最小占空比 D_{min} 下工作。随着 V_{FB} 接近于并联调整器的阈值电压，PWM 的占空比也逐渐增大，直至开关电源建立正常输出。

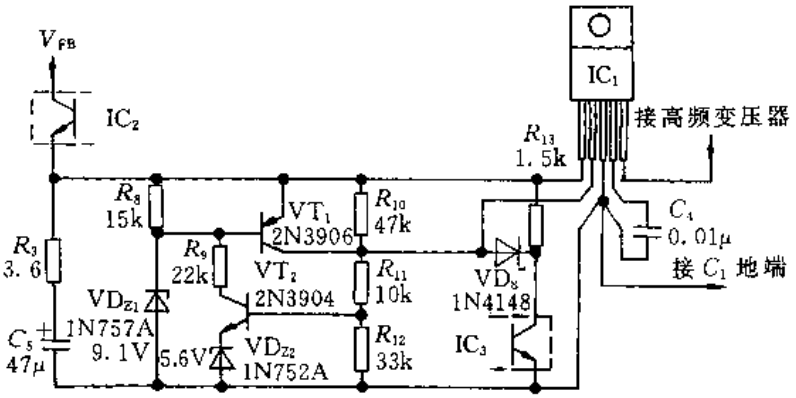


图 4.5.4　具有软启动功能的单片开关电源电路

开关电源断电后，VT_1 和 VT_2 立即截止，保证下次上电时仍能实现软启动。图中的 VT_1 采用 2N3906 型 PNP 管，可用国产 3CK3F 型开关管代替。VT_2（2N3904）可用国产 3DK108 型开关管进行代换。

2. 无高频变压器的直流高压开关电源

一种无高频变压器的直流高压开关电源电路如图 4.5.5 所示，该电源可作为直流步进电机的工作电源。直流输入电压的允许范围是 $V_I=15\sim600V$，输出电压由下式确定：

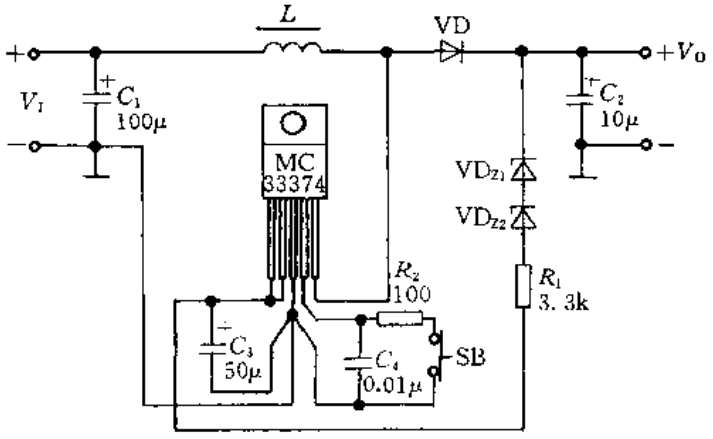


图 4.5.5　无高频变压器的直流高压开关电源电路

$$V_O = V_{Z1} + V_{Z2} + V_{R_1} \tag{4.5}$$

式中，V_{Z1} 和 V_{Z2} 分别为稳压管 VD_{Z1}、VD_{Z2} 的稳定电压。当 $V_O<40V$ 时，输出整流管宜采用肖特基二极管；当 $V_O>40V$ 时，必须用超快恢复二极管，管子的耐压值和额定电流值要留出足够的余量。

3. 低功率隔离式开关电源

由 MC33370 系列构成低功率、隔离式单片开关电源的电路，如图 4.5.6 所示。设计的输出功率典型值为 102mW（5.1V、20mA），最大不超过 200mW。其特点是令 MC33370 系列始终工

作在连续自启动方式下，输出占空比仅为4.4%。电路中的VD_{Z1}(MZP4733A)可用2CW103或1N5918型稳压管代替。

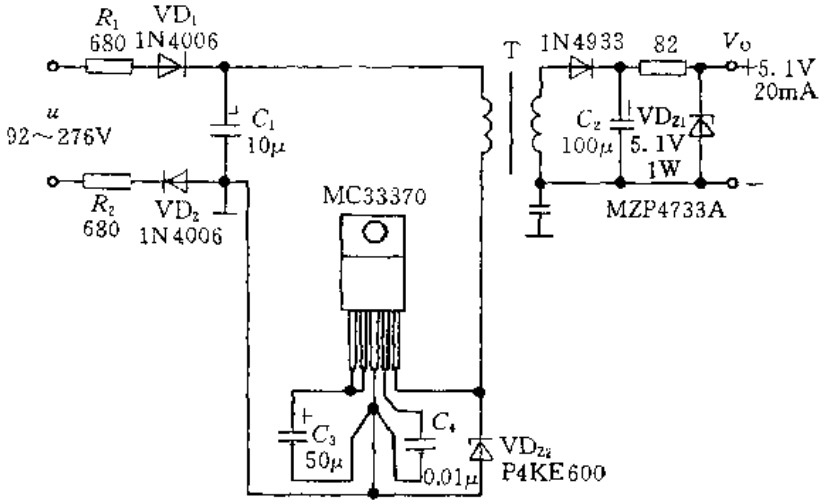


图 4.5.6 低功率隔离式开关电源电路

4.6 MC33370系列的检测方法及使用注意事项

4.6.1 检测方法

利用万用表可以检测MC33370系列产品的质量好坏。选择500型万用表R×1k挡实测MC33370T、MC33371T、MC33372T、MC33373T、MC33374T各管脚之间的电阻值见表4.6.1，可供参考。

表 4.6.1 MC33370系列各管脚间的电阻值

被测管脚	各管脚间的电阻值(kΩ)				
	MC33370T	MC33371T	MC33372T	MC33373T	MC33374T
V_{CC}(黑表笔)-GND(红表笔)	70	78	75	76	75
GND-V_{CC}	4.5	4.5	4.5	4.4	4.5
反馈端-GND	150	150	150	150	148
GND-反馈端	5.6	5.6	5.5	5.5	5.5
状态控制端-GND	20	20	20	20	20
GND-状态控制端	7	6.9	6.9	6.9	7
D-GND	1000	1000	1000	1000	1000
GND-D	4.2	4	3.9	3.8	3.8
V_{CC}-反馈端	110	110	110	105	105
反馈端-V_{CC}	200	200	200	200	200
状态控制端-D	58	58	57	55	55
D-状态控制端	500	500	500	500	500

4.6.2 使用注意事项

(1) 设计开关电源时首先要正确选择单片开关电源的型号。为此，下面给出6项假定条件：

① 开关电源要工作在连续模式下。

② 采用 92～276V 宽范围的交流输入电压。

③ 在交流 92V 输入时，输入滤波电容 C_1 上的脉动电压应≤25V(峰-峰值)。

④ 电源效率假定为 75%。

⑤ 环境温度 $T_A=25℃$。

⑥ 给芯片加装合适的散热器，使最高结温 $T_{JM}\leqslant 150℃$。

满足上述条件之后，即可根据所设计开关电源的最大输出功率从表 4.1 中查出 MC33370 系列的具体型号。举例说明，在符合上述 6 项条件并且要求设计 $P_{OM}=65W$ 的开关电源时，应选 MC33373T 或 MC33373TV 型单片开关电源，二者的 $P_{OM}=75W>65W$，可满足要求。当然，上述原则亦可灵活掌握。例如，若将电源效率提高到 85%左右，有时亦可选输出功率略低的芯片，以降低成本。上例中，当 $\eta=85\%$ 时，也可选用 MC33372T/TV 型。

(2) 由 MC33369～MC33374 构成开关电源时，所用高频变压器的磁芯规格主要有 E19、E22、E25、E28，其中 E28 适配 MC33374。

(3) 若采用图 4.6 所示的开关电源电路，由 R_1、C_3 和 VD_5 组成漏极钳位保护电路，再由 R_2、C_2 构成尖峰电压吸收回路，即可按表 4.6.2 来选取 R_1、C_3、R_2、C_2 的元件值。

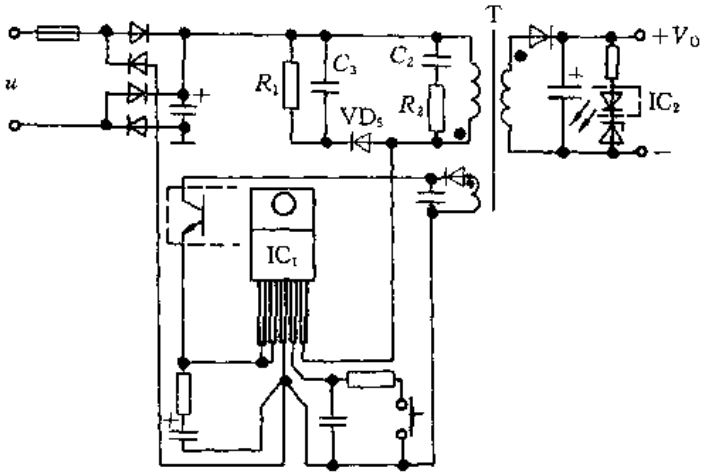


图 4.6　开关电源电路

表 4.6.2　钳位及吸收电路中的元件值

P_{OM}	高频变压器的初级漏感 $L_{P\sigma}$	钳位电路		吸收电路	
		R_1	C_3	R_2	C_2
52W	14μH	20kΩ 2W	0.1μF 400V	6.2kΩ 1W	47pF 500V
90W	7.2μH	10kΩ 3W	1μF 400V	6.2kΩ 1W	47pF 500V

(4) 采用 TO-220 封装的芯片，第 3 脚为地，它兼作交流电源整流滤波电路、反馈电路、状态控制电路的公共端，在布线时要格外注意。为确保开关电源正常工作，地脚的长度应尽量剪短，直接焊接在印制板上，不得把地脚弯曲后焊接，禁止用“飞线”作地线，也不要使用面包板搭接开关电源的电路。印制板宜采用加玻璃纤维的环氧树脂板。

(5) R_3 与 C_3 须通过独立、短捷的印制导线，连至芯片的相应管脚，才能降低反馈输入端与

V_{CC}端的开关噪声。

(6) 制作开关电源时，尚需在交流进线端加上 EMI 滤波器。

(7) 使用 MC33370 系列时必须加装合适的散热器。采用 TO-220 封装的，可在芯片的小散热片上安装平板式或筋片式散热器。对于 DIP-8 封装的产品，可在芯片管脚的两侧专门布置一个地线区，再将芯片的第 3、6、7、8 脚分别焊在印制板地线区上，利用敷铜箔作散热器。

(8) 当交流电网电压为固定值或变化很小时，为了简化电路和降低成本，可去掉高频变压器的反馈绕组以及相关的超快恢复整流二极管、滤波电容。改在直流高压 V_I 与地之间接上稳压管 VD_Z 和限流电阻 R，再从二者的中点直接引出(或经一级晶体管、MOS 场效应管后引出)反馈电压，通过光耦合器接至反馈端。

4.7 TOPSwitch—FX 系列单片开关电源的产品分类及性能特点

TOPSwitch--FX 系列是美国 PI 公司于 2000 年最新推出的具有高性价比的五端单片开关电源集成电路。它不仅设计先进，功能完善，而且外围电路简单，使用非常灵活，“FX”即有灵活(flexible)之意。TOPSwitch--FX 配外围电路后，能实现多达 14 种的控制功能，其中包括配微控制器(MCU)或通过局域网(LAN)遥控开关电源通/断的功能。其性能远优于 TOPSwitch—Ⅱ系列和 MC33370 系列，是目前设计 75W 以下高效率、多功能、单路或多路输出反激式开关电源的最佳选择。此外，该系列产品还可构成 PC 机的待机电源(Standby Supply)、机顶盒电源(Set-top Box Power Supply)、电源适配器、由微处理器控制的开关电源。

4.7.1 TOPSwitch—FX 系列单片开关电源的产品分类

TOPSwitch--FX 系列可划分成三种类型，共 9 种型号，其产品分类详见表 4.7.1。其中，尾缀为 P、G 的分别表示 DIP-8 封装(TOP232P～TOP234P)、SMD-8 封装(TOP232G～TOP234G)。尾缀 Y 则代表 TO-220-7B 封装(TOP232Y～TOP234Y)。表中的 P_{OM} 值均为当环境温度 T_A=50℃时测得的最大连续输出功率。密封式开关电源模块中包括电源适配器。使用 TOPSwitch—FX 时应加合适的散热器。

表 4.7.1 TOPSwitch—FX 系列的产品分类及最大输出功率 P_{OM}

产品型号	固定交流输入(230V±35V)		宽范围交流输入(85～265V)	
	密封式电源模块	敞开式电源	密封式电源模块	敞开式电源
TOP232P TOP232G	9W	15W	6.5W	10W
TOP232Y	10W	25W	7W	15W
TOP233P TOP233G	13W	25W	9W	15W
TOP233Y	20W	50W	15W	30W
TOP234P TOP234G	16W	30W	11W	20W
TOP234Y	30W	75W	20W	45W

4.7.2 TOPSwitch—FX 系列的性能特点

(1) 该系列产品除具备 TOPSwitch—Ⅱ系列的全部优点之外，还对内部电路作了重大改进，增加了许多新颖、实用的功能，使用也更加灵活、方便。新增加的功能主要有软启动、外部设定芯片的极限电流(I_{LIMIT})、过压关断、欠压保护、遥控(远程启动/关断)等。此外，为进一步改善单片开关电源的性能，它还采取了以下五项措施：① 利用电压前馈方式，可以降低最大占空比 D_{max}，减小纹波电压，提高对瞬态电压及浪涌电压的承受能力；② 频率抖动功能，能够降低电磁干扰；③ 在最小脉冲宽度时，采用跳过周期的方式来调节占空比，能省去假负载，确保空载时的电压稳定度，并且降低空载下芯片的功耗；④ 能与外部信号保持同步；⑤ 过热滞后关断，在热关断之后，需等待芯片结温降到滞后温度以下时，才能恢复正常工作，可避免过热保护电路动作频繁，防止印制板过热，提高工作的可靠性。

(2) 它属于五端器件，比 TOPSwitch—Ⅱ增加了两个引出端。一个是多功能端 M，利用此端可实现多种保护功能，并从外部设定 I_{LIMIT}值，还可配遥控、同步电路。另一个为开关频率选择端 F(仅对 TO-220-7B 封装而言)，能自动将开关频率减小一半，以降低噪声，满足视频应用的特殊需要。若将 M、F 端与源极 S 短接，它就变成三端器件，且按 TOPSwitch—Ⅰ的方式来工作。但此时仍具备软启动、跳过周期、过压/欠压保护、全频/半频[①]选择、频率抖动、过热滞后关断等功能，而无须增加外围元件。其性能明显优于 TOPSwitch—Ⅰ系列。

(3) 只需改变开关频率选择端和多功能端的外部接线方式，即可实现 14 种控制功能：① 全频(130kHz)工作模式；② 半频(65kHz)工作方式；③ 半频待机模式；④ 三端工作模式；⑤ 同时实现过压和欠压保护，并使最大占空比值降低；⑥ 仅实现过压保护；⑦ 仅实现欠压保护；⑧ 从外部设定极限电流值；⑨ 所设定的极限电流能随输入直流高压 V_I 的降低而减小；⑩控制开关电源通/断方式之一；⑪控制开关电源通/断方式之二；⑫从外部设定极限电流并控制开关电源通/断方式之一；⑬从外部设定极限电流并控制开关电源通/断方式之二；⑭使用线路检测并控制开关电源的通/断状态。

(4) 既可选固定电压输入，即交流 230V±35V，亦可选宽范围电压输入，即 85～265V 交流电。功率开关管(MOSFET)的漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS}\geqslant 700V$。TOP232、TOP233 和 TOP234 的漏极峰值极限电流依次为 0.8、1.6、2.4A。热关断温度为 135℃(典型值)。

(5) 将开关频率提高到 130kHz(TOPSwitch—Ⅱ仅为 100kHz)，这有助于减小高频变压器的体积。在待机模式下亦可选择半频工作方式，此时开关频率为 65kHz，能将电源功耗降至最低。

(6) 把最大占空比提高到 78%(TOPSwitch—Ⅱ仅为 67%)，能减小输入滤波电容 C_{IN}的电容量，进一步提高输出功率。由于极限电流的容许误差很小，因此在相同的输入功率/输出电压条件下，TOPSwitch—FX 要比同类 TOPSwitch—Ⅱ的输出功率高 10%～15%，并且还能降低外围元件的成本。

(7) 增加了外部可编程设定极限电流的功能，只需改变多功能端外接电阻的阻值，即可重新设定 I_{LIMIT}值，设定范围是(40%～100%)I_{LIMIT}。相比之下，TOPSwitch—Ⅱ的 I_{LIMIT}均为固定值，用户无法改变，使用时会感到不便。例如当电流较小时就无法起到限流保护作用。

(8) 在 V_I 与多功能端之间接一只电阻，即可实现过压(OV)、欠压(UV)保护功能。令所设

① 选择半频时，因 F 端改接 C 端，M 端接 S 极，故仍可等效于三端器件。

定的过压、欠压值分别为 V_{OV}、V_{UV}，当 $V_1>V_{OV}$ 时，就将 MOSFET 关断，起到过压保护作用；当 $V_1<V_{UV}$ 时，也能关断 MOSFET，进行欠压保护。

(9) 采用高压 CMOS 电路的专利技术，实现了高压 MOSFET 与低压控制电路的单片集成化。

(10) 具有软启动功能，而且不需要外接软启动电容。通电后，芯片要经过 10ms(典型值)的延迟时间，才转入正常输出，可对开关电源起到保护作用。在软启动过程中能限制启动电压和输出电压。

(11) 若用电压前馈方式将 D_{max} 从 78% 降到 38%，就能提高抑制纹波电压、瞬态干扰和浪涌电压的能力。

(12) 为降低传导噪声干扰，专门增加了频率抖动功能，开关频率能以 250 次/s 的速率抖动，抖动偏移量 $\Delta f=\pm 4$kHz。开关频率被限制在很窄的波段内抖动，能降低 130kHz 固定频率的高次谐波干扰。这是因为高次谐波的频率恰好是 130kHz 的整倍数。该特性与 TNY256 相同。

(13) 当开关电源的负载减轻时，它采取跳过周期的方式来降低占空比，使输出电压保持稳定而不至于升高。这与 TinySwitch 亦有相似之处。即使空载时，TOPSwitch—FX 也不需要接假负载。

(14) 具有遥控功能。利用远程开关能从远距离控制开关电源的通断，还能通过微控制器、局域网来启动或关断开关电源。TOPSwitch FX 关断后的功耗很低，当 $u=230$V(AC)时仅为 160mW。此项功能适用于喷墨打印机和激光打印机中。此外，利用多功能端还可使内部振荡器与 130kHz(或 65kHz)以下的外部时钟信号保持同步，实现多片 TOPSwitch—FX 的同步工作。

4.7.3 TOPSwitch—FX 与 TOPSwitch—Ⅱ的性能比较

TOPSwitch—FX 系列不仅综合了 TOPSwitch—Ⅱ、TinySwitch、MC33370 系列的优点，而且性能有质的提高。为进一步了解其优良特性，表 4.7.2 详细列出了它与 TOPSwitch—Ⅱ系列的性能比较。

表 4.7.2 TOPSwitch—FX 与 TOPSwitch—Ⅱ的性能比较

性　能	TOPSwitch—FX	TOPSwitch—Ⅱ	优　点
软启动	10ms	无	① 限制启动过程中的峰值电流和电压 ② 使输出过冲电压降至最低 ③ 节省了软启动电容
从外部设定极限电流值	设定电流范围是(40%～100%)I_{LIMIT}，并且为可编程	无	① 减小高频变压器的体积 ② 提高开关电源效率 ③ 在小电流下也能起保护作用
最大占空比 D_{max}	78%	67%	① 能减小 C_{IN} 的容量 ② 能获得更大的输出功率 ③ 可提高电源效率
用电压前馈方式降低 D_{max}	从 78% 降至 38%	无	① 减小纹波电压 ② 提高抑制瞬态干扰和浪涌电压的能力

续表

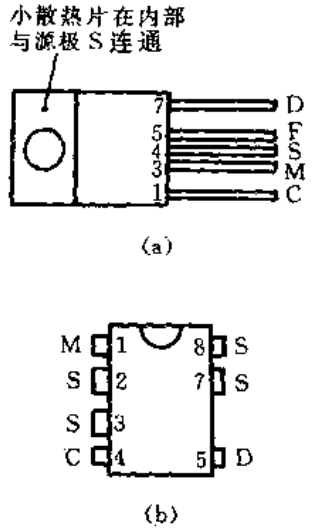
性　能	TOPSwitch—FX	TOPSwitch—Ⅱ	优　点
过压保护	仅用一只电阻，可编程	无	可避免从电源线中引入的浪涌电压将芯片损坏
欠压保护	仅用一只电阻，可编程	无	① 上电过程中，当 $V_T<V_{UV}$ 时将 MOSFET 关断 ② 在掉电时，能防止自动重启动脉冲引起误动作
开关频率	130kHz	100kHz	① 减小高频变压器的体积 ② 使传导噪声的基频低于 150kHz
开关频率选择（仅 TO 220-7B 封装）	130kHz 或 65kHz	无	① 在视频应用中，能降低 RC 吸收回路或 R、C、VD 型箝位电路的功率损耗 ② 减小电磁干扰 ③ 提高待机模式下的电源效率
频率抖动	130kHz ± 4kHz（抖动速率为 250 次/s）	无	能减小传导噪声对开关电源的影响
跳过周期	$D_{min}=1.5\%$ 时能自动跳过周期	无	① 调节空载电压时不需接假负载 ② 降低空载时的功耗
遥控	可通过晶体管或光耦合器、手动开关进行遥控	无	① 快速开/关（逐个周期的接通或关断） ② 能启动或取消遥控功能 ③ 远程关断时功耗很低 ④ 不需使用昂贵的开/关转换器 ⑤ 适配微控制器进行遥控 ⑥ 可通过本地局域网来启动或关断计算机外围设备中的电源
同步	用晶体管或光耦合器作接口，实现外同步	无	① 能与外部频率较低的信号保持同步 ② 可根据需要随时进入下一个开关周期
热关断	滞后式热关断（滞后温度为 70℃）	锁存式热关断	① 一旦过热故障被排除，能自行恢复正常工作 ② 由于滞后温度值较大，可防止印制板过热
极限电流的容许误差	±7%（25℃） −4%（0～100℃）	±10%（25℃） −8%（0～100℃）	由于容差更小，设计开关电源时不需要留较大余量，因此能把输出功率提高 10%
管脚之间的防漏电能力	强	弱	采用 TO-220-7B 封装，增大了管脚间距，能减小漏电，容易达到安全标准

4.8　TOPSwitch—FX 系列单片开关电源的工作原理

下面详细介绍 TOPSwitch—FX 系列产品的管脚功能和电路工作原理。

4.8.1 TOPSwitch—FX 系列的管脚功能

TOPSwitch--FX 的管脚排列如图 4.8.1 所示。它有三种封装形式。TO-220-7B 封装形式比较特殊，本应有 7 个管脚，实际只有 5 个引出端。它们是控制端 C，多功能端 M，源极 S，开关频率选择端 F，漏极 D。第 2 脚和第 6 脚未引出，实属五端器件，而且这五个管脚还分成前后三排，构成--个"△"形，见图 4.8.2。这与 TNY256Y 系列四端单片开关电源的管脚结构相似。



(a) TO-220-7B 封装；(b) DIP-8 和 SMD-8 封装

图 4.8.1 TOPSwitch—FX 的管脚排列

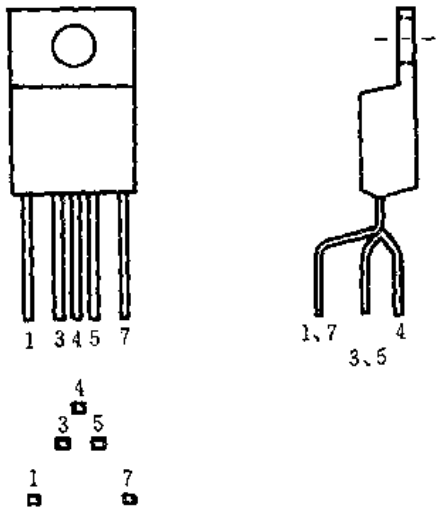


图 4.8.2 TO-220-7B 封装形式的管脚结构

DIP-8 为双列直插式，SMD-8 为表面安装式。它们各有 7 个引出端，第 2、3、7、8 脚为源极 S，但是第 6 脚未引出。因没有 F 端，故等效于四端器件。

以 TO-220-7B 封装为例，所对应的型号为 TOP232Y～TOP234Y。它们比 TOPSwitch—Ⅱ系列增加了两个引出端：M，F。其中，M(Multifunction)为多功能引出端，简称为多功能端。该端主要有下述 6 种功能：① 线路过压(OV)保护；② 线路欠压(UV)保护[①]；③ 利用线路电压前馈来降低最大占空比 D_{max}；④ 从外部设定芯片的极限电流值 I'_{LIMIT}；⑤ 遥控(亦称远程通/断)；⑥ 外同步。关于多功能端内部电路原理及 11 种典型应用电路，详见 4.9 节。

F(frequency)为开关频率选择端。若将此端接源极 S，芯片就工作在全频方式，开关频率 f =130kHz；如果把 F 端接控制端 C，芯片就工作在半频方式，开关频率变成 $f/2$=65kHz。后者适用于要求开关频率较低且对噪声严格限制的视频设备中。当 TOPSwitch—FX 进入待机模式时，也选择半频模式，以使其功耗降至最低。使用时 F 端不得悬空。

假如把 M、F 两端同时接到 S 极，TOPSwitch—FX 即工作在三端模式下，与 TOPSwitch—Ⅱ相似。

4.8.2 TOPSwitch--FX 系列的工作原理

TOPSwitch—FX 系列除继承 TOPSwitch--Ⅱ系列的诸多优点之外，还增加了许多功能，旨在提高开关电源的性价比和设计的灵活性，并降低电源的成本。TOPSwitch--FX 的内部电路框图如图 4.8.3 所示。与 TOPSwitch--Ⅱ相比，主要增加了以下 7 部分电路：① 软启动电

① OV、UV 分别是"过压"(Over Voltage)、"欠压"(Under Voltage)的英文缩写。

路；② 欠压比较器；③ 电流极限调节器；④ 线路检测器，这里讲的“线路”(Line)，均指电网电压 u 或经整流滤波后得到的输入直流高压 V_1，亦称线路电压；⑤ 频率抖动振荡器；⑥ 具有滞后特性的过热保护电路；⑦ 多功能端的内部电路，包含输入场效应管、门电路等。

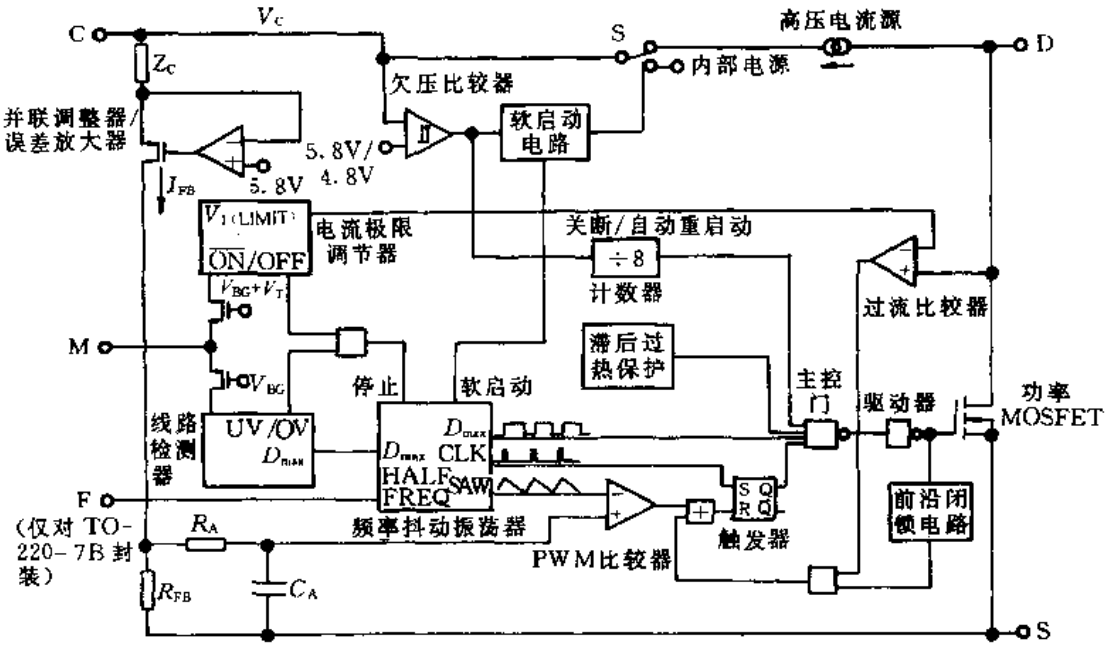


图 4.8.3 TOPSwitch—FX 的内部电路框图

TOPSwitch—FX 的典型波形如图 4.8.4 所示。图中，① 为上电时的波形；② 是正常工作波形；③ 为自动重启动或待机模式下的波形；④ 是电源关断时的波形。V_{LINE}代表线路电压，V_{UV}为欠压值。V_C、V_D 分别为控制端电压和 MOSFET 的漏极电压。V_{OUT}是经过整流滤波后的直流输出电压。S0～S7 代表÷8 计数器的 8 个计数脉冲，用它表示自动重启动计数器的输出状态。

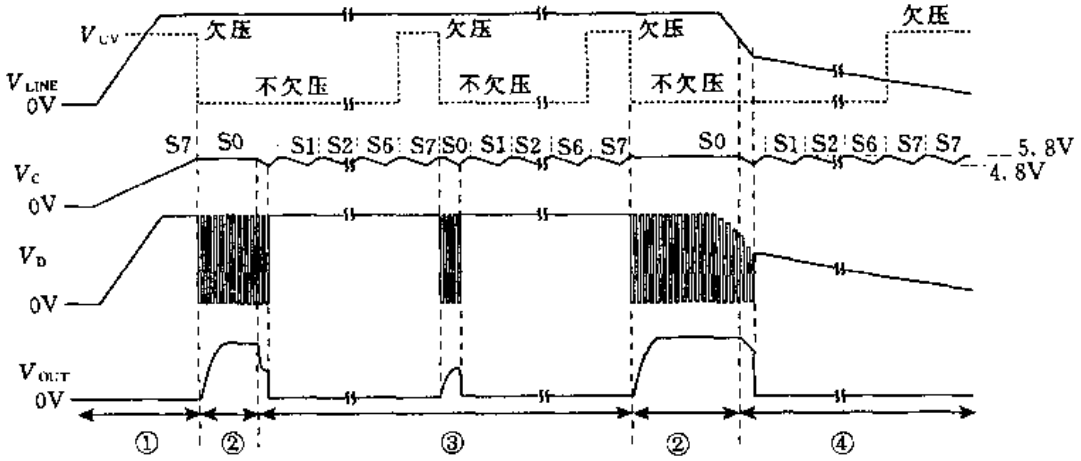


图 4.8.4 TOPSwitch—FX 的典型波形

下面仅介绍新增电路的功能及工作原理。

1. 控制端及软启动

控制端为一低阻抗结点，专用于接收工作电源电流和反馈电流。它与内部并联调整器/误差放大器连通。并联调整器能将反馈电流与工作电源电流分离开来。控制端电压 V_C 就作为控

制电路和驱动级的电源。旁路电容 C_T 接在 C-S 极之间。启动时 V_1 加在漏极上，最初 MOSFET 处于关断状态，由内部高压电流源对 C_T 进行充电，当 V_C 达到 5.8V 时，控制电路开始工作并进入软启动阶段。经过 10ms 的软启动时间后，MOSFET 输出的占空比就从零增加到 78%。当软启动结束时，若无外部电流流入控制端，就关断高压电流源，C_T 进行放电。一旦 V_C 降至 4.8V(内部电源的欠压阈值)，反馈电路就闭合，给 C 端提供控制电流，再次对 C_T 充电，使 V_C =5.8V(并联调整器阈值电压)。此后，多余的控制端电流 I_{FB} 就被分流，经片内电阻 R_{FB} 接源极。I_{FB} 专用于调节 MOSFET 的占空比，实现闭环控制。

一旦出现开环或输出短路故障，使外部电流无法流入控制端，C_T 就放电到 4.8V，使自动重启动电路开始工作，将 MOSFET 关断，高压电流源再次被接通并对 C_T 充电，然后 C_T 又放电，最终使 V_C 在 4.8～5.8V 范围内变化。此时芯片处于低功耗待机状态(参见图 4.8.4)。自动重启动电路中有一个÷8 计数器(即 8 分频器)，仅当计数值从 S0 计到 S7 之后 MOSFET 才导通。自动重启动时的占空比仅为 4%，从而限制了 TOPSwitch—FX 的功耗。自动重启动过程将一直持续到反馈环路恢复正常工作为止。

需要指出，不仅在启动过程，而且每次重启动(包括自动重启动、遥控关断及热关断后的重启动)，都要经过软启动阶段。

2. 频率抖动振荡器及开关频率的设定

所谓频率抖动特性，是指把开关频率调制在很窄的频段内，以降低与基本开关频率的各次谐波相关的电磁干扰的幅度。TOPSwitch FX 的内部振荡器增加了“频率抖动”(frequency jitter)功能。当基本开关频率 f_1=130kHz 时，开关频率就以 250 次/s 的速率在±4kHz 的窄范围内抖动，抖动波形如图 4.8.5 所示。不难看出，实际开关频率 $f'_1=f_1\pm\Delta f_1$=130kHz±4kHz=134～126kHz。由于 f'_1 是在窄范围内偏移的可变频率，因此能有效抑制由 130kHz 基频及其高次谐波所产生的干扰。频率抖动对 EMI 的抑制作用如图 4.8.6 所示。不难发现，TOPSwitch—FX 在增加频率抖动之后，能显著减小电磁干扰，尤其对噪声干扰的平均值的衰减量最大。(a)图还表明，谐波次数愈高，频率抖动的优点愈显著。例如，用频率抖动法可将开关频率的 5 次谐波噪声的平均值，衰减 10dB 以上。(b) 图示出 TOPSwitch—Ⅱ 在 0.15～30MHz 范围内的噪声波形(开关频率为 100kHz，无频率抖动)。(c)图则示出在相同的应用电路和工作条件下，TOPSwitch—FX 的噪声波形。相比之下，(c)图的噪声频率降低，幅度也减小了。

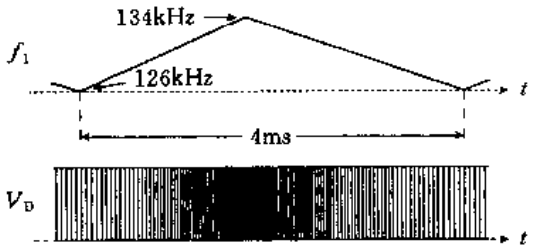
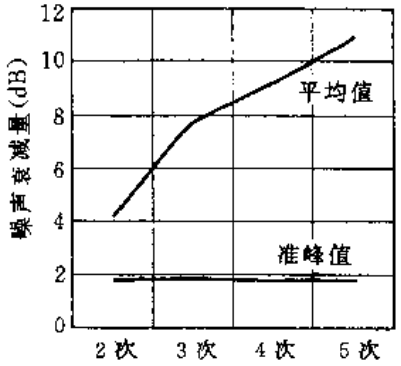


图 4.8.5 开关频率的抖动波形

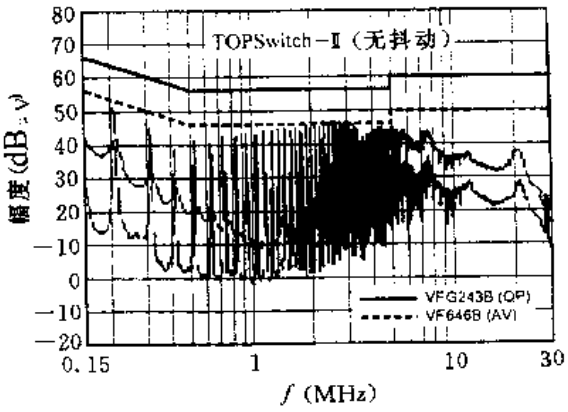
仅对 TOP232Y～TOP234Y 而言，芯片还增加了开关频率选择端。若将 F 端与 C 端短接，就处于半频工作方式，开关频率 $f_2=f_1/2$=65kHz，抖动范围是±2kHz。因此，实际开关频率 $f'_2=f_2\pm\Delta f_2$=65kHz±2kHz=67～63kHz。

3. 脉宽调制器与最大占空比

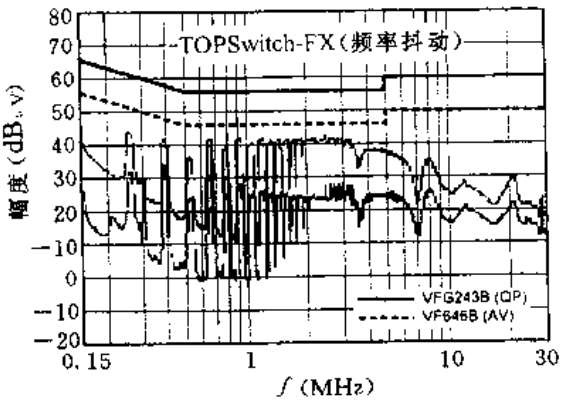
当控制端电流 I_C 在规定范围内，而多功能端的输入电流 I_M 为定值时，脉宽调制器的输出占空比与 I_C 成反比。二者关系曲线如图 4.8.7 所示。曲线的斜率 K 即 PWM 的增益：



(a)



(b)



(c)

(a) 噪声衰减量与开关频率谐波次数的关系；(b) TOPSwitch—Ⅱ的噪声波形(开关频率为 100kHz,无频率抖动)；(c) TOPSwitch—FX 的噪声波形(开关频率为 130kHz,有频率抖动)

图 4.8.6　频率抖动对 EMI 的抑制作用

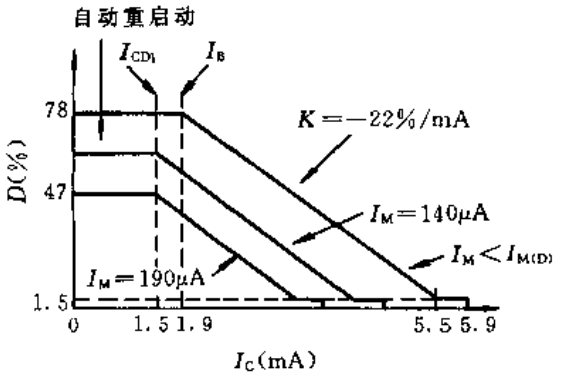


图 4.8.7　占空比与控制端电流的关系曲线

$$K = \Delta D/\Delta I_C = -22\%/\text{mA}$$

其温度系数仅为$-0.01\%/\text{mA}/^\circ\text{C}$。实际上，占空比不仅与$I_C$有关，还取决于$I_M$值。因此，考虑到$I_M$值的影响后，TOPSwitch—FX的$D$-$I_C$曲线就变成$D$-$I_C$-$I_M$的曲线族。这是它与TOPSwitch—Ⅱ的重要区别之一。图中，I_{CD1}、I_B分别为C_T的放电电流、外部偏置电流。

令多功能端在开始降低最大占空比时的阈值电流为$I_{M(D)}$，其典型值为90μA。当$I_M < I_{M(D)}$时，占空比调节范围是1.5%～78%，1.5%是跳过周期前的最小占空比，78%为最大占空比。当$I_M = 190\mu\text{A}$时，占空比调节范围就变成1.5%～47%，最大占空比降至47%。

4. 跳过周期与最小占空比

如果开关电源的负载非常轻，以至于开关电源在最小占空比($D_{min}=1.5\%$)之下所提供的输出功率，仍然超过负载上的功耗，TOPSwitch—FX就采用跳过周期的工作方式进一步降低输出功率，来提高轻载电压的稳定性。此方式可等效为先将占空比固定在1.5%(或更低值)上，然后用脉冲频率调制(PFM)方式调节轻载时的V_O值。根据负载变化情况，开关电源能在正常工作和跳过周期方式二者之间自动转换，而无须其他控制。如不需要跳过周期，可在电源输出端接上最小负载$R_{L\min}$，使$D > D_{min} = 1.5\%$。

5. 内部极限电流与外部可编程极限电流

TOPSwitch—FX的漏极极限电流，既可由内部设定，亦可从外部设定。这是它与TOPSwitch—Ⅱ的另一显著区别。其芯片内部自保护极限电流和刚上电时的初始极限电流的数值，详见表4.8。在每个开关周期内都要检测MOSFET漏-源导通电阻$R_{DS(ON)}$上的漏极峰值电流$I_{D(PK)}$。当$I_{D(PK)} > I_{LIMIT}$时，过流比较器就输出高电平，依次经过触发器、主控门和驱动级，将MOSFET关断，起到过流保护作用。在芯片结温$T_j = 25^\circ\text{C}$时，TOP232、TOP233、TOP234的$R_{DS(ON)}$值分别为15.6、7.8、5.2Ω；$T_j = 100^\circ\text{C}$时依次是25.7、12.9、8.6Ω。

仔细将表4.8与表2.2进行对照后不难看出，TOPSwitch—FX的极限电流容许误差要小于TOPSwitch—Ⅱ。例如，TOP234的容差为$1.500^{+0.105}_{-0.105}$(A)，相对误差仅为(±0.105/1.500)%=±7%。而TOP224的容差是$1.50^{+0.15}_{-0.15}$(A)，相对误差达(±0.15/1.50)%=±10%。因此，用TOP234代替TOP224来设计开关电源时，就不需要留出过多的极限电流余量，在相同的电路和工作条件下，能提高开关电源的输出功率。这是TOPSwitch—FX的另一大优点。

表4.8 内部自保护极限电流与初始极限电流

TOPSwitch—FX系列产品型号			TOP232	TOP233	TOP234
自保护极限电流	典型值：I_{LIMIT}(A)		0.500	1.000	1.500
	最小值：$I_{LIMIT(min)}$(A)		0.465	0.930	1.395
	最大值：$I_{LIMIT(max)}$(A)		0.535	1.070	1.605
初始极限电流	I_{INIT}(A)	$u \leqslant 85\text{V(AC)}$	$0.75I_{LIMIT(min)}$		
		$u \leqslant 265\text{V(AC)}$	$0.6I_{LIMIT(min)}$		

为方便用户使用，也可从外部通过改变多功能端的流出电流I_M(用负值表示，单位是μA)，来设定极限电流I'_{LIMIT}值。I'_{LIMIT}的设定范围是(40%～100%)×I_{LIMIT}。令$K_I = I'_{LIMIT}/I_{LIMIT}$，$K_I$表示极限电流的衰减因数，它与$I_M$的关系曲线如图4.8.8所示。

使用时只需在M-S极之间接一只极限电流设定电阻R_{IL}，通过改变R_{IL}的阻值来调节I_M的大小，即可从外部设定I'_{LIMIT}值。K_I与R_{IL}的关系曲线如图4.8.9所示。以TOP233为例，其$I_{LIMIT} = 1.00\text{A}$(典型值)。当$R_{IL} = 25\text{k}\Omega$时，$I'_{LIMIT} = 40\% I_{LIMIT} = 0.4\text{A}$。当$R_{IL} = 6.7\text{k}\Omega$时，$I'_{LIMIT}$

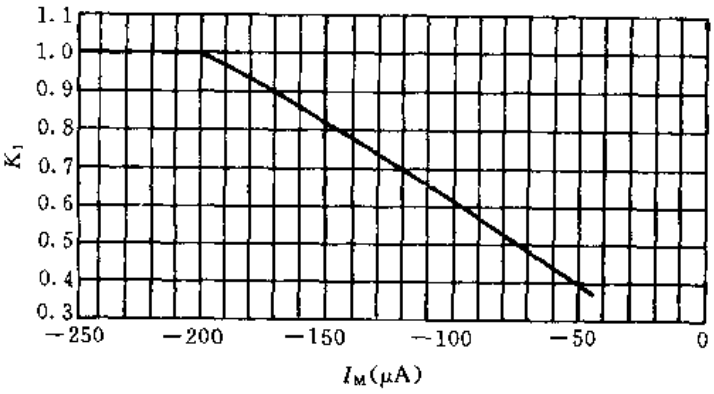


图 4.8.8 K_I 与 I_M 的关系曲线

$=100\%I_{LIMIT}=1.0A$。显然，每改变一次 R_{IL} 的阻值，就重新设定一次 I'_{LIMIT} 值，这就是“可编程”的真正含义。

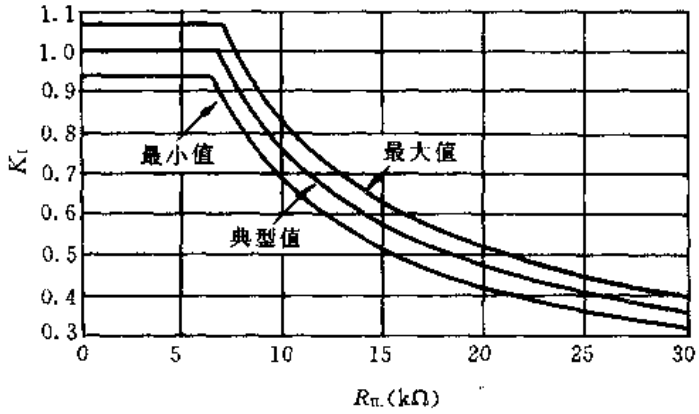


图 4.8.9 K_I 与 R_{IL} 的关系曲线

需要指出，输出功率较大的 TOPSwitch—FX 芯片，其 $R_{DS(ON)}$ 值较小，此时可设定在较低的 I'_{LIMIT} 值上，以获得更高的电源效率。此外，在多功能端与直流高压总线之间接一只电阻，通过给这个电阻提供少量的前馈电流，还能达到限制输出功率之目的。在选用 R、C、VD 型漏极钳位电路时，采用该项技术可降低直流高压线路上的最大钳位电压。

6. 线路欠压保护

线路欠压保护有以下三个作用：① 上电过程中当 $V_I<V_{UV}$ 时，令 TOPSwitch—FX 一直关断；② 掉电时，防止 TOPSwitch—FX 在输出失控后自动重启动；③ 防止关断时因输入滤波电容 C_{IN} 缓慢放电而造成干扰信号。

利用多功能端与 V_I 之间的电阻 R_{LS}，可以设定欠压值 V_{UV}，既可以单独设定（参见图 4.9.8，此时禁止过压保护）；又可以和过压值 V_{OV} 一起设定（参见图 4.9.7），后者能同时起到欠压保护和过压保护的双重功能。当电源正常工作时，欠压保护不起作用，以保证 V_I 的电压范围更宽；并且直到电源失控又试图再次接通之前，都不再检测 V_I。仅当自动重启动电路中的÷8计数器计满数(S7)时，欠压比较器的输出信号才能通过÷8计数器送至主控门，参见图 4.8.3。

7. 线路过压保护

用于设定欠压值的电阻，也能同时设定过压值 V_{OV}（参见图 4.9.7）。当然，亦可单独设定 V_{OV}（参见图 4.9.9），此时禁止欠压保护。一旦 $V_I>V_{OV}$，立即关断 MOSFET。在关断 MOSFET 之后，就不存在初级感应电压 V_{OR} 和漏极尖峰电压 V_L 了，即使 V_I 的波动幅度较大，也不会损

坏 MOSFET。过压值有很小的滞后量，能防止噪声引起的误动作。从 4.9 节中的图 4.9.5 可见，过压电流与欠压电流之比 $I_{OV}/I_{UV}=225\mu A/50\mu A=4.5$。

8. 能降低 D_{max}的线路电压前馈

由于设定 V_{UV}和 V_{OV}的电阻 R_{LS}有一端接 V_I，另一端接 M，因此它能实现线路电压前馈，专用于减小输出纹波，并降低输出电压对 V_I 的瞬态变化的敏感程度。电压前馈时，最大占空比 D_{max}就从欠压保护前的 78%，降至过压保护时的 38%。之所以定为 38%，是考虑到开关电源正常工作时，$I_M=190\mu A$ 所对应的 $D_{max}=47\%$，这里占空比取 38%，可确保不影响 TOPSwitch—FX 在正常工作时的输出功率。

9. 遥控及外同步

通过控制流入(或流出)多功能端的电流 I_M，就能接通或者关断 TOPSwitch—FX。这样很容易用几种不同方式来遥控 TOPSwitch—FX。例如，将通/断信号(ON/$\overline{OFF}$)经过晶体管或光耦合器加到 M-S 极之间，即可启动或关断开关电源。

当多功能端接收到欠压、过压或者遥控关断信号而禁止输出时，TOPSwitch FX 就在本次开关周期结束时立即关断输出。内部振荡器也在该周期结束之前停振，直到禁止信号结束。当 M 端的控制信号从禁止转为使能时，内部振荡器才开始下一振荡周期。利用上述特性，可实现与外部频率信号 f'的同步。但是，f'应低于开关频率 f，并且要求同步脉冲的宽度必须小于锯齿波下降时间，否则无法保持同步。同步的时序波形如图 4.8.10 所示。

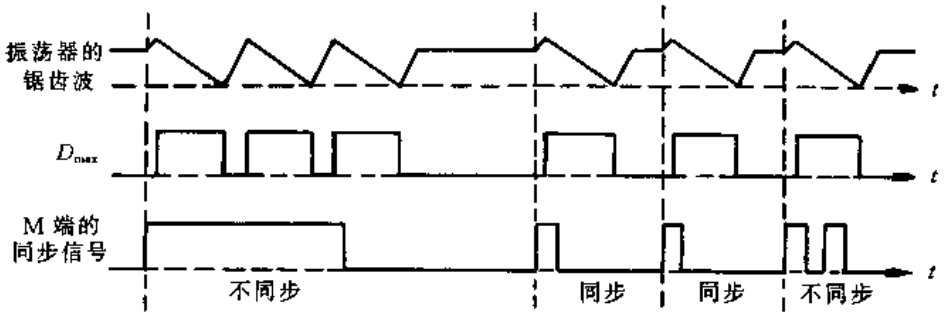


图 4.8.10 同步的时序波形

如上所述，利用遥控通/断特性，能够使 TOPSwitch—FX 逐周期的接通或关断，而延迟时间很短。此项功能适用于后备电源或电源开关，通过关断 TOPSwitch—FX，使单片开关电源长期处于微功耗的待机状态。当 $u=230V$ 时，功耗仅为 160mW。若远程关断的时间过长，则允许控制端的旁路电容放电到内部欠压阈值 4.8V(对 47μF 的旁路电容，大约经过 32ms 的延迟时间)，控制端就进入滞后调节模式，V_C 在 4.8～5.8V 之间交替地充、放电。此时若将遥控启动信号接通，就在 V_C 再次达到 5.8V 时进入软启动阶段。在最不利的情况下，从下达遥控启动指令到开关电源转入正常工作状态的时间约为 125ms。这种遥控方式不仅损耗小、电路成本低，而且能省掉机械开关，并且可利用微处理器(μP)控制导通与关断脉冲。在喷墨打印机和激光打印机中常采用这种控制方法，详见 4.10 节。

10. 滞后过热保护

当 MOSFET 的结温 $T_j>135℃$时，过热保护电路就将 MOSFET 关断。但是当 T_j 降至 135℃时并无动作，只是等到 T_j 低于 70℃时，芯片才恢复正常工作。这种温度滞后特性能有效防止因反复出现故障而使印制板过热。过热保护电路是由精密模拟电路构成的。

4.9 开关频率选择端和多功能端的应用电路

TOPSwitch—FX 的开关频率选择端(F)和多功能端(M),都具有多种功能,使用非常灵活。只要改变二者的外部接线,就能实现各种不同的功能。下面分别介绍 F 端与 M 端的应用电路。需要说明的是,当 M 端悬空或者与 C 端短接时,均可将开关电源关断。

4.9.1 开关频率选择端的 3 种应用电路

由图 4.8.3 可见,F 端接内部频率抖动振荡器的"半频"(HALF FREQ)端。若将 F 端接源极 S,TOPSwitch—FX 就工作在全频(130kHz)方式,电路如图 4.9.1 所示。把 F 端与控制端 C 短接,就选择半频(65kHz)方式,电路如图 4.9.2 所示。此外,利用图 4.9.3 所示电路,能使待机模式下的开关频率从 130kHz 降至 65kHz,进一步降低芯片的功耗,图中的晶体管 VT 亦可用光耦合器来代替。

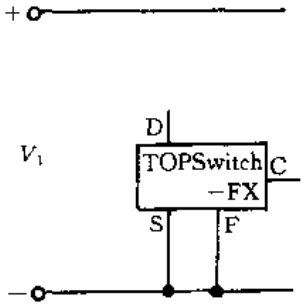


图 4.9.1 全频(130kHz)工作方式的电路

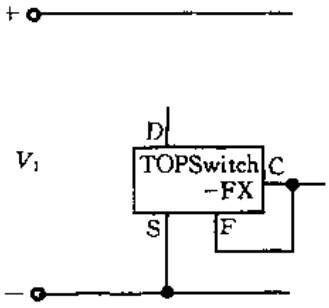


图 4.9.2 半频(65kHz)工作方式的电路

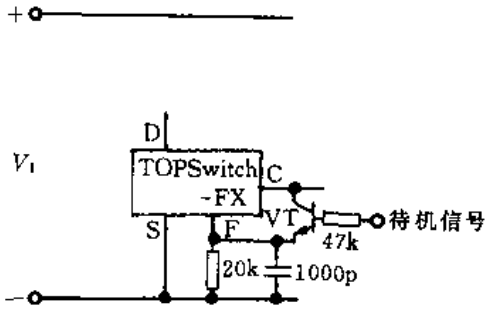


图 4.9.3 半频待机模式的电路

4.9.2 多功能端的 11 种应用电路

1. 多功能端的内部电路

多功能端属于电流控制端,该端的电流既可流入(用正电流表示),又可以流出(用负电流表示)。其内部电路如图 4.9.4 所示。当电流注入 M 端时,它等效于最大输入电流为+400μA 的 2.6V(近似值)电压源,且在 $I_M=+400\mu A$ 时,该端变成恒流源。当电流流出 M 端时,它可等效于最大输出电流为−240μA 的 1.32V(近似值)电压源,该端在 $I_M=-240\mu A$ 时也变成恒流源。M 端与 C、S 端之间都接有互补型 MOS 场效应管和一只 MOS 管。内部电路输出端分别接正、负极性的电流检测、电源通/断、限流调整电路,以及欠压(UV)、过压(OV)和降低最大占空比 D_{max} 的电压前馈电路。

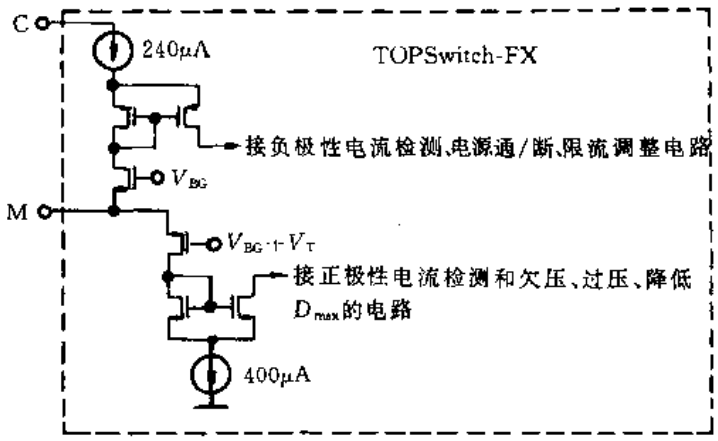


图 4.9.4　多功能端的内部电路

多功能端的功能特性曲线如图 4.9.5 所示。图中的横坐标代表流入或流出 M 端的电流 I_M。纵坐标表示功率开关管(MOSFET)的输出电压 V_{OUT}、I'_{LIMIT}、D_{max}和多功能端电压 V_M。当 $I_M=I_{UV}=+50\mu A$ 时，启动欠压保护电路。当 $I_M=I_{OV}=+225\mu A$ 时，启动过压保护电路。当 $I_{M(D)}$从 $+90\mu A$增加到 $+225\mu A$(即 I_{OV}值)时，D_{max}就从 78%降至 38%。仅当 I_M 为负值时才能从外部设定极限电流 I'_{LIMIT}，其编程范围及设定电阻值的选择，参见 4.8 节。

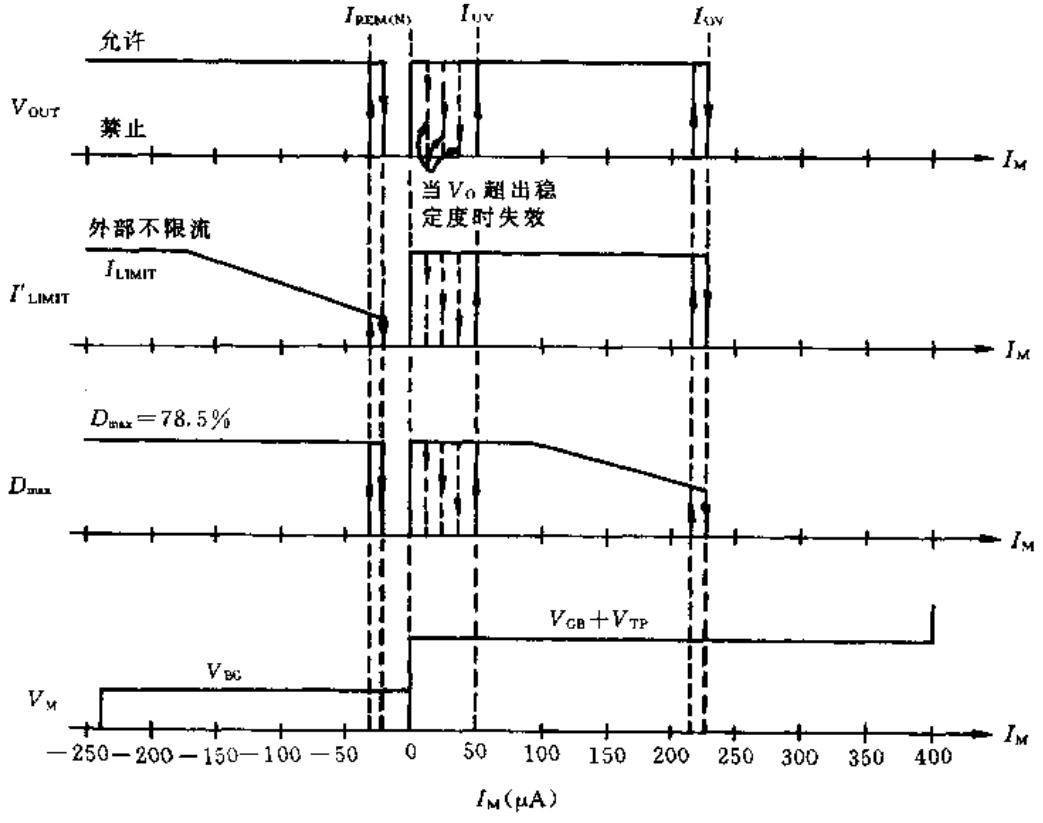


图 4.9.5　多功能端的功能特性曲线

2. 多功能端的 11 种应用电路

(1) 三端工作模式的电路

将 M 端与 S 极短接时，能禁止实现下述 5 项功能：欠压保护、过压保护、降低 D_{max}的电压

前馈、从外部设定极限电流、遥控。此时强迫 TOPSwitch—FX 工作在三端模式，其电路接线如图 4.9.6 所示。

(2) 能同时实现欠压、过压保护和降低最大占空比的电路

电路如图 4.9.7 所示。在 M 端与直流高压总线之间接一只设定电阻 R_{LS}，能够检测 V_I 的大小。用来计算欠压值(V_{UV})和过压值(V_{OV})的公式分别为

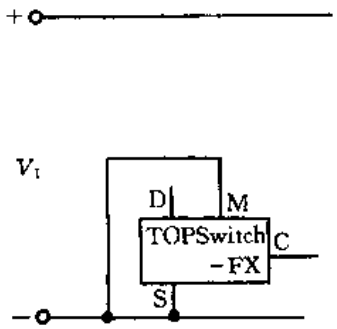


图 4.9.6 三端工作模式的电路接线

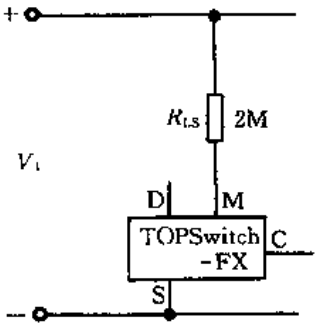


图 4.9.7 能同时实现欠压、过压保护和降低 D_{max} 的电路接线

$$V_{UV} = I_{UV} \cdot R_{LS} \tag{4.9.1}$$

$$V_{OV} = I_{OV} \cdot R_{LS} \tag{4.9.2}$$

举例说明，取 $R_{LS}=2M\Omega$，将欠压时的电流值 $I_{UV}=+50\mu A$ 代入式(4.9.1)中得到，$V_{UV}=100V$。又因过压时 $I_{OV}=+225\mu A$，故由式(4.9.2)计算出 $V_{OV}=450V$。降低最大占空比开始时的门限电流 $I_{M(D)}=+90\mu A$，当 I_M 从 $+90\mu A$ 增加到 $+190\mu A$ 时，D_{max} 就从 78%(对应于 $V_{UV}=100V$)线性地降低到 47%(对应于 375V)。

(3) 仅实现欠压保护的电路

电路如图 4.9.8 所示。R_{LS} 实由 2MΩ 电阻和 22kΩ 电阻串联而成，在电阻与源极之间接一只 6.2V 稳压管 VD_Z，可选国产 2CW342 或国外生产的 1N5995B、1N5234B 型玻封稳压管。此时仍用式(4.9.1)计算 V_{UV} 值，不难算出 $V_{UV}=50\mu A\times(2M\Omega+22k\Omega)=101.0V\approx100V$。

(4) 仅实现过压保护的电路

电路如图 4.9.9 所示。R_{LS} 由 2MΩ 电阻与 30kΩ 电阻串联而成，在电阻与控制端之间接一只 1N4148 型高速开关管。将 $R_{LS}=2M\Omega+30k\Omega=2.030M\Omega$ 代入式(4.9.2)中，$V_{OV}=225\mu A\times2.030M\Omega=456.75V\approx450V$。

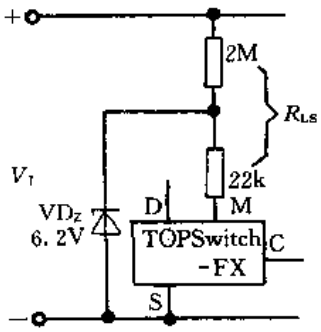


图 4.9.8 仅实现欠压保护的电路接线

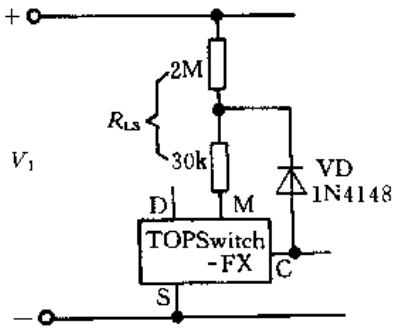


图 4.9.9 仅实现过压保护的电路接线

(5) 从外部设定极限电流值的电路

电路如图 4.9.10 所示，在 M-S 端之间接一只设定极限电流的电阻 R_{IL}。从图 4.8.9 所示

曲线上可以查出，当 $R_{IL}=12k\Omega$ 时，$K_I=0.67$，$I'_{LIMIT}=0.67I_{LIMIT}$；$R_{IL}=25k\Omega$ 时，$K_I=0.4$，$I'_{LIMIT}=0.4I_{LIMIT}$。I_{LIMIT}值视 TOPSwitch-FX 芯片而定，参见表 4.8。

(6) 使极限电流随 V_I 升高而降低的电路

电路如图 4.9.11 所示。输入直流高压 V_I 经过 R_{LS}、R_{IL}分压后接 M 端。取 $R_{LS}=2.5M\Omega$，$R_{IL}=6k\Omega$。当 $V_I=100V$ 时，$I'_{LIMIT}=0.9I_{LIMIT}$；$V_I=300V$ 时，$I'_{LIMIT}=0.55I_{LIMIT}$。

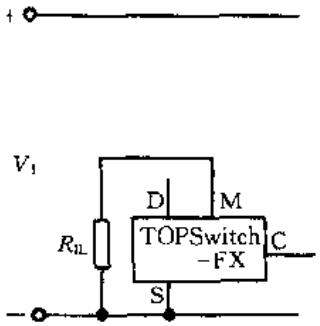


图 4.9.10 设定极限电流值的电路接线

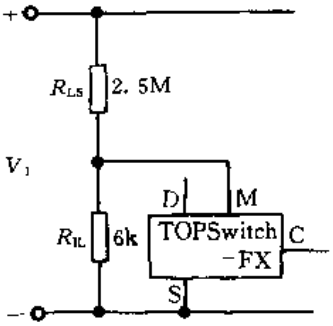


图 4.9.11 极限电流随 V_I 升高而降低的电路接线

(7) 用 ON 激活方式控制开关电源通/断的电路

电路如图 4.9.12 所示。控制信号(ON/$\overline{OFF}$)通过 NPN 型晶体管 VT 接 M 端，亦可用光耦合器或手动开关来代替晶体管(下同)。当控制信号 ON/$\overline{OFF}$=1(高电平)时，VT 导通，M 端呈低电位。此时 $V_C>V_M$，控制端就有电流经内部电路流入 M 端且不会出现欠压或过压保护状态(即 $I_{UV}<I_M<I_{OV}$，参见图 4.9.4 和图 4.9.5)，因此能启动开关电源工作。当 ON/$\overline{OFF}$=0(低电平)时，VT 截止，M 端悬空，$I_M=0$，立即将开关电源的输出关断(参见图 4.9.5)。此方式相当于正逻辑控制，因 ON 为高电平时才能激活开关电源，故称之为用"ON 激活"(Active-ON)方式。开关电源被关断之后即处于微功耗状态，当 M 端悬空时，TOPSwitch—FX 的漏极电源电流仅为 0.6μA(典型值)。

(8) 用 OFF 激活方式控制开关电源通/断的电路

电路如图 4.9.13 所示。现将晶体管 VT 接在 M 端与 C 端之间，并且在 VT 的发射极与集电极之间接上电阻 R_{MC}。仅当控制信号$\overline{ON}$/OFF=0 时，VT 截止，控制端电流就通过外部 45kΩ 的电阻 R_{MC}流入 M 端，形成 I_M，立刻启动开关电源。当$\overline{ON}$/OFF=1 时，VT 导通，使得 M 端与 C 端短接，因二者呈等电位，故 $I_M=0$，立即把开关电源关断，此时芯片的漏极电源电流降至 1.0μA(典型值)。该方式相当于负逻辑控制，仅在 OFF 为低电平时激活开关电源，可称之为用"OFF 激活"(Active-OFF)方式。

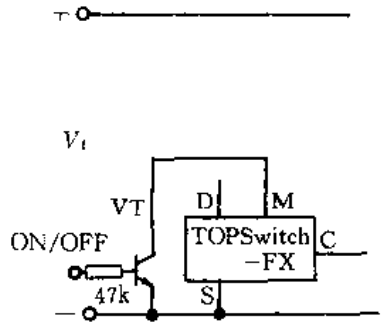


图 4.9.12 控制开关电源通/断的电路接线之一

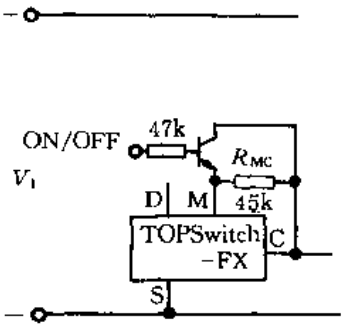


图 4.9.13 控制开关电源通/断的电路接线之二

(9) 从外部设定极限电流并且用 ON 激活方式控制开关电源的通/断

电路如图 4.9.14 所示。取 $R_{IL}=12k\Omega$ 时，$I'_{LIMIT}=0.67I_{LIMIT}$；当 $R_{IL}=25k\Omega$ 时，$I'_{LIMIT}=0.4I_{LIMIT}$。仅当控制信号 ON/$\overline{OFF}$=1 时启动开关电源工作。

(10) 从外部设定极限电流且用 OFF 激活方式控制开关电源的通/断

电路如图 4.9.15 所示。与图 4.9.13 相比，不仅增加了 R_{IL}，还改变了 R_{MC}的阻值及其在电路中的位置。晶体管集电极电阻 R_{MC}和极限电流设定电阻 R_{IL}之间应符合下述关系：

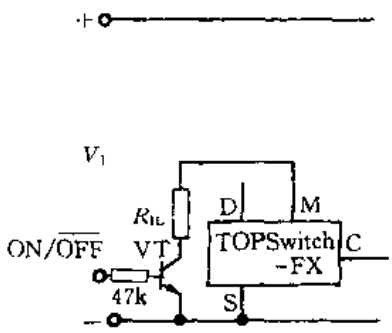


图 4.9.14 设定极限电流并控制开关电源通/断的电路接线之一

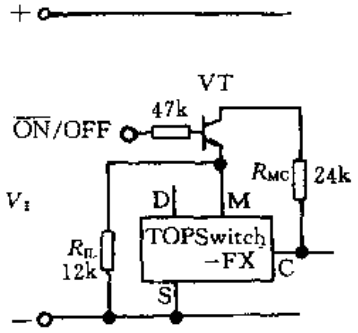


图 4.9.15 设定极限电流并控制开关电源通/断的电路接线之二

$$R_{MC}=2R_{IL} \tag{4.9.3}$$

(11) 使用线路检测并且用 OFF 激活方式控制开关电源的通/断

电路如图 4.9.16 所示。取 $R_{LS}=2M\Omega$ 时，欠压值和过压值分别设定为 $V_{UV}=100V$、$V_{OV}=450V$。当 $V_I<100V$ 或 $V_I>450V$ 时，均可将开关电源关断。此外，当$\overline{ON}$/OFF=0 时 VT 截止，直流输入电压 V_I 经过 R_{LS}(2MΩ)流入 M 端，形成 I_M，就开启电源；$\overline{ON}$/OFF=1 时 VT 导通，M 端与 C 端呈等电位，立即关断电源。

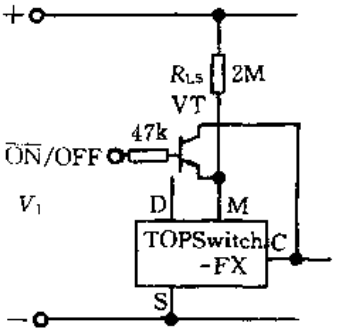


图 4.9.16 利用线路检测并控制开关电源通/断的电路接线

4.10 TOPSwitch—FX 系列单片开关电源的典型应用

TOPSwitch—FX 可构成各种通用及特种开关电源、待机电源，以及由微控制器(MCU)遥控的开关电源。图 4.10.1 示出 TOPSwitch—FX 构成反激式开关电源的简化电路。其外围电路主要包括输入整流滤波器(BR、C_1)，漏极钳位保护电路(VD_{Z1}、VD_1)，欠压值与过压值设定电阻(R_{LS})，高频变压器(T)，输出整流滤波器(VD_2、C_2)，带稳压管的光耦反馈电路(IC_2、VD_{Z2}、R_1、VD_3、C_3)。选用 TOPSwitch—FX 能提高电源效率，减小开关电源体积并降低成本。

下面介绍 TOPSwitch--FX 系列单片开关电源的 4 种典型应用电路。

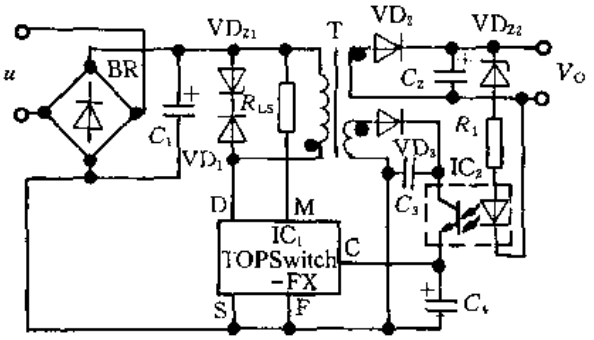


图 4.10.1　反激式开关电源的简化电路

4.10.1　能进行外部限流的 12V、30W 开关电源

由 TOP234Y 构成 12V、30W 高效开关电源的电路如图 4.10.2 所示。其交流输入电压范围是 85～265V，满载时电源效率可达 80%。利用 R_1 和 R_2 能使极限电流随 V_1 升高而降低（参见图 4.9.11）。R_1 可提供电压前馈信号，当 V_1 偏高时能自动降低最大占空比，以减小输出纹波。R_2 为电流极限设定电阻，所设定的 $I'_{LIMIT}\approx 0.7I_{LIMIT}=0.7\times 1.5A=1.05A$，略高于低压输入时的峰值电流 I_P 值。这里将系数取 0.7 是考虑到 TOP234Y 在宽范围输入时，最大连续输出功率 $P_{OM}=45W$，而实际输出功率 $P'_{OM}=30W$，即 $P'_{OM}/P_{OM}=30/45=0.67\approx 0.7$。采用这种设计方法允许高频变压器选尺寸较小的磁芯，且通过增加初级电感量 L_P 来降低 TOP234Y 的功耗，并防止在启动过程或输出发生瞬态变化时出现磁饱和现象。此外，由于采用了降低 D_{max} 的电压前馈技术，即使输入电压 V_1 和初级感应电压 V_{OR} 较高，开关电源也能正常工作。它允许使用低成本的 R、C、VD 型漏极钳位电路（R_3、C_7、VD_1），以代替 TVS、VD 型钳位电路中价格较高的瞬态电压抑制器，用于吸收在 TOP234Y 关断时由高频变压器漏感产生的尖峰电压，对漏极起到保护作用。

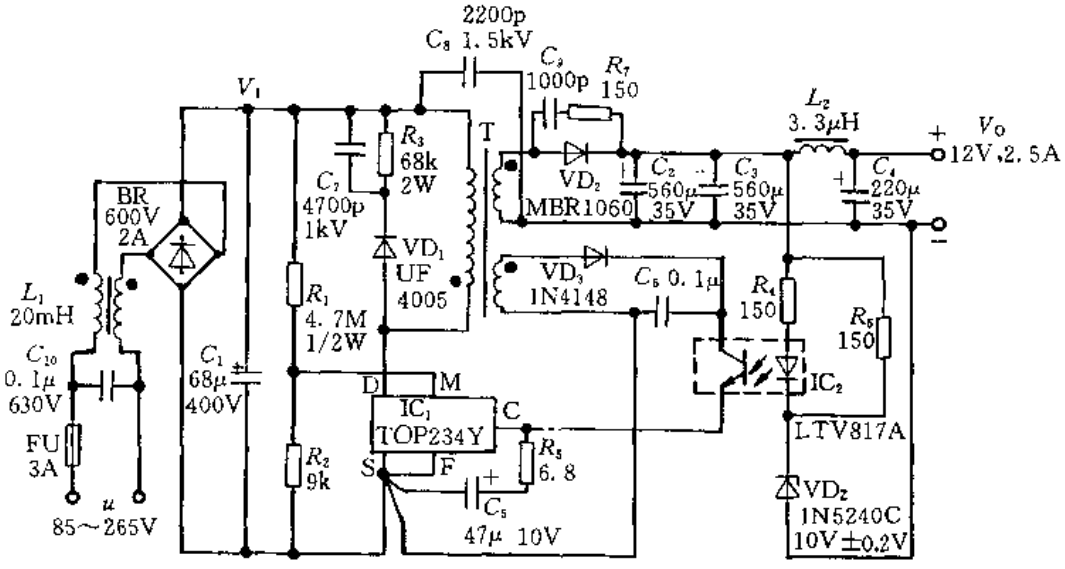


图 4.10.2　外部限流的 12V、30W 开关电源电路

交流电压依次经过 EMI 滤波器（C_{10}、L_1）、输入整流滤波器（BR、C_1），获得直流高压 V_1。这里取 $C_1=68\mu F$，实际上由于 TOPSwitch—FX 的最大占空比已提高到 78%（TOPSwitch—Ⅰ仅

为 67%)，还可适当减小 C_1 的电容量。次级电压经过 VD_2、C_2、C_3、L_2 和 C_4 整流滤波后，获得 +12V、2.5A 的稳压输出。为减小整流管的损耗，VD_2 采用 MBR1060 型 10A/60V 肖特基二极管。C_9 和 R_7 并联在 VD_2 两端，能防止 VD_2 在高频开关状态下产生自激振荡(振铃)。当开关电源空载时，TOPSwitch—FX 能采用跳过周期的方式进一步降低最大输出占空比，使得 $D_{min}<1.5\%$，因此在输出端无须接假负载，这样还可降低空载或待机状态下的功耗。

该电源采用带稳压管的光耦反馈电路。IC_2 为 LTV817A 型线性光耦合器。VD_Z 采用 1N5240C 型稳压管，其稳定电压 $V_Z=10V\pm0.2V$。光耦合器中 LED 的正向压降 $V_F\approx1V$。输出电压由下式确定：

$$V_O = V_Z + V_F + V_{R_4} \tag{4.10}$$

1N5240C 的稳定电流典型值为 20mA，取 $R_4=150\Omega$ 时只能供给 6.7mA 的电流，进一步增加电阻值会受到 LED 工作电流 I_F(通常为 3.5～7mA)的限制。为此，另由电阻 R_6 提供 13.3mA 的工作电流，使 VD_Z 的稳定电流 $I_Z=6.7mA+13.3mA=20mA$，其稳压特性也得到了改善。反馈绕组电压经过 VD_3 和 C_6 整流滤波后，产生 12V 的反馈电压，经 IC_2 给 TOP234Y 的控制端提供偏压。C_5 是旁路电容，它还与 R_5 构成控制环路的补偿电路。

4.10.2 多路输出的 35W 机顶盒开关电源

机顶盒是互交式电视(ITV)的关键技术产品，利用它可提供数字广播电视、视频与音乐点播、卡拉 OK、三维游戏、高速上网、在线购物、语音提示等功能强大的宽带多媒体服务。具有 5 路输出的 35W 机顶盒开关电源电路如图 4.10.3 所示。这 5 路电压分别为：V_{O1}(+30V、100mA)，V_{O2}(+18V、550mA)，V_{O3}(+5V、2.5A)，V_{O4}(+3.3V、3A)，V_{O5}(−5V、100mA)。其中，+5V 和 +3.3V 作为主输出，其余各路均为辅输出。当交流输入电压 $u=220V\pm33V$ 时，总输出功率达 35.8W；若采用宽范围电压输入($u=85\sim265V$)，总输出功率就降成 25W。可用做机顶盒(Set-top Box)、摄录像机和 DVD 中的开关电源。该电源采用 3 片 IC：TOP233Y(IC_1)，光耦合器 LTV817A(IC_2)，可调式精密并联稳压器 TL431C(IC_3)。为减小高频变压器体积和增强磁场耦合程度，次级绕组采用了堆叠式绕法。由 R_4 和 C_{14} 构成的吸收回路可降低射频噪声对

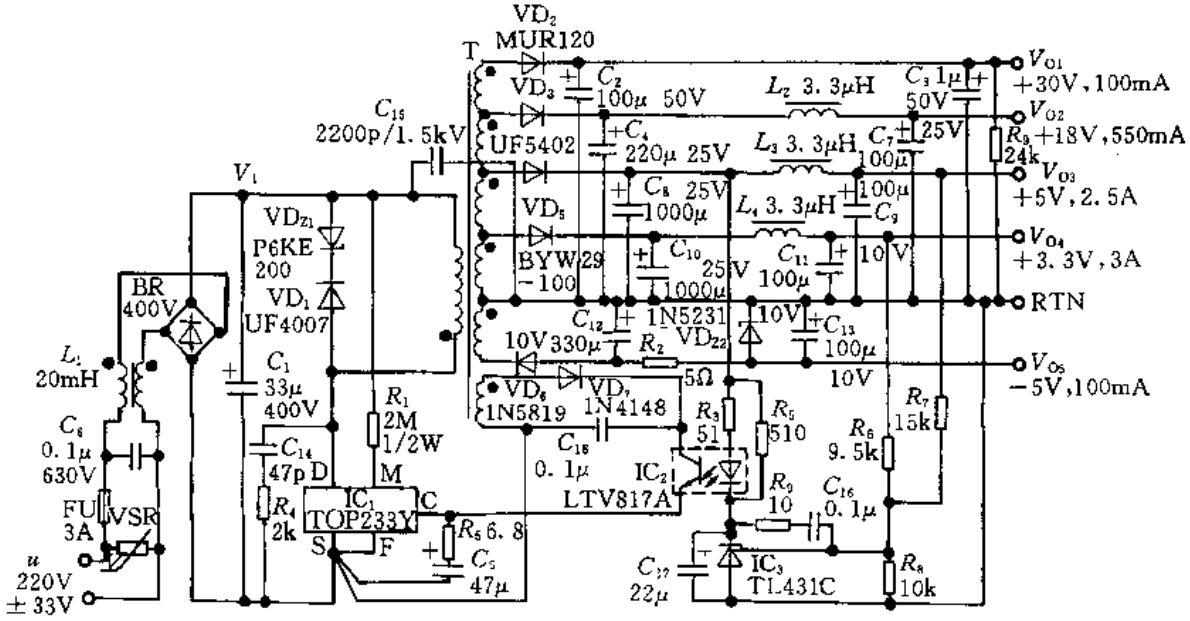


图 4.10.3 多路输出的 35W 机顶盒开关电源的电路

电视机等视频设备的干扰。必要时还可将开关频率选择端(F)改接控制端(C),选择半频方式以进一步降低电视机对视频噪声的敏感程度。

R_6、R_7 和 R_8 为比例反馈电阻,使 5V 和 3.3V 电源按照一定的比例进行反馈,这两路输出的负载调整率均可达±5%。R_9 和 C_{16}构成 TL431C 的频率补偿网络。C_{17}为软启动电容,取 C_{17}=22μF 时可增加 4ms 的软启动时间,再加上 TOP233Y 本身已有 10ms 的软启动时间,总共为 14ms。其余各路输出未加反馈,输出电压均由高频变压器的匝数比来确定。因−5V 电源的输出功率很低,现通过电阻 R_2 和稳压管 VD_{Z2}进行电压调节。R_9 是+30V 输出的假负载。它能降低该路的空载及轻载电压。鉴于 5V、3.3V 和 18V 电源的输出功率较大,三者都增加了后级 LC 滤波器(L_3 和 C_9、L_4 和 C_{11}、L_2 和 C_7),以减小输出纹波电压。

TOP233Y 具有频率抖动特性,这对降低电磁干扰很有帮助;再合理地选择安全电容 C_{15}和 EMI 滤波器(C_6、L_1)的元件值,就能使开关电源产生的电磁辐射达到 CISPR22(FCCB)国际标准。将 C_{15}的一端接 V_1 的正极,能将 TOP233Y 的共模干扰减至最小。需要指出,C_{15}和 C_6 都称作安全电容,区别只是 C_{15}接在高压与地之间,能滤除初、次级耦合电容产生的共模干扰,在 IEC950 国际标准中称之为"Y 电容"。C_6 则接在交流电源进线端,专门滤除电网线之间的串模干扰,被称作"X 电容"。

为承受可能从电网线窜入的雷击电压,在交流输入端还并联一只标称电压 V_{1mA}=275V 的压敏电阻器 VSR。V_{1mA}表示当压敏电阻器上通过 1mA 直流电流时元件两端的电压值。

4.10.3 5V 和 3.3V 输出的 17W PC 机待机电源

能提供 5V、2A 和 3.3V、2A 两路主输出的 PC 机待机电源电路如图 4.10.4 所示。该电源还以最低成本增加了 15V、30mA 的辅输出。电路中使用一片 TOP232Y 型单片开关电源,总输出功率为 17.05W。直流输入电压的范围是 200～375V。亦可选交流 220V/110V 固定输入电

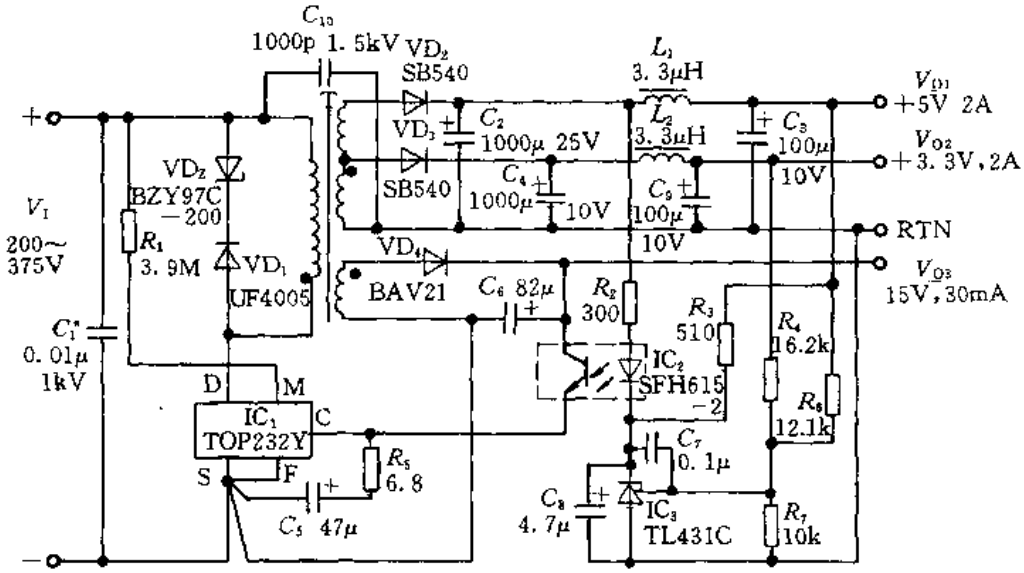


图 4.10.4 17W PC 机待机电源的电路

压,只需接入整流滤波器,而无须加输入倍压器对 110V 交流电压进行倍压整流。该设计充分发挥了 TOP232Y 的软启动、欠压保护、严格的限流特性和开关频率高等优良特性,使得高频变压器可选 EE19 型磁芯。此外,由于 TOP232Y 增加了高压漏极端与低压端的间距,减小了管

脚之间的漏电，因此电源能在较恶劣的环境下使用。C_1 为直流高压的高频退耦电容，当 V_1 与待机电源距离很近时可省去 C_1。线路检测电阻 R_1 用于设定欠压值。取 $R_1=3.9M\Omega$ 时，$V_{UV}=I_{UV}R_1=50\mu A\times 3.9M\Omega=195V$。当 $V_1<195V$ 时自动关断电源，直至 $V_1>195V$ 时才重新接通电源。

反馈绕组电压经过 VD_4 和 C_6 整流滤波后产生 15V 的反馈电压，一方面作为+15V 输出（未与初级隔离），另一方面还经过光敏三极管给 TOP232Y 的控制端提供偏压。R_4、R_6 和 R_7 均为比例反馈电路中的取样电阻，用来检测 3.3V 和 5V 输出电压的变化量。现将+5V 设计为主输出，+3.3V 定为辅输出，这两路输出的电流反馈量之比大约为 80%：20%，因此+5V 输出的稳压性能更好。R_2 是 LED 的限流电阻，并决定控制环路的增益。+5V 电压经 R_3 给 TL431C 提供偏流。C_8 为软启动电容，能消除刚接通电源时产生的电压过冲现象。空载时利用 TOP232Y 跳过周期的特性，可以满足 PC 机待机电源低功耗的指标。

4.10.4 由微控制器控制的开关电源

利用微控制器 MCU（包括微处理器和单片机），可对由 TOPSwitch—FX 构成的喷墨打印机、激光打印机等计算机外部设备中的开关电源进行控制，电路如图 4.10.5 所示。开关电源部分主要由 TOPSwitch—FX（IC_1）、光耦合器（IC_2）组成。控制电路则包括微控制器（MCU）、两片 LTV817A 型线性光耦合器（IC_3、IC_4）、按钮开关 SB。仅当按下 SB 时产生的信号才有效，抬起时信号不起作用。SB 上不需要加防抖动电路，这是因为开关电源的软启动时间（约 10ms）和 MCU 的复位及初始化时间能起到延迟作用，可以避开按下 SB 时产生抖动干扰的时间；并且仅当开关被按下至少达到上述时间，才能通过 MCU 接通开关电源。这就要求必须将 SB 按到底，而不要轻轻点击一下，以确保电源启动、MCU 完成复位及初始化后检测到 IC_3 发来的开机信号，再通过 IC_4 去锁定开关电源。必要时还可利用 MCU 的软件实现进一步延时，或者在 SB 两端并联一只 0.01μF 的防抖动电容。光耦合器 IC_3、IC_4 中的 LED 发射管和光敏三极管，分别用 LED_3 和 VT_3、LED_4 和 VT_4 表示。现将 LED_3 接在控制端与 SB 上端之间，VT_3 接在 MCU 的逻辑输入端。常态下 LED_3 上无电流通过，IC_3 不工作。MCU 的逻辑输出端经过隔离二极管 VD_6 和电阻 R_4 接 LED_4 的正极。VT_4 则接在 M、S 端之间。因 M 端本身具有限流功能，故 VT_4 不需要另加限流电阻。C_M 为多功能端的消噪电容。

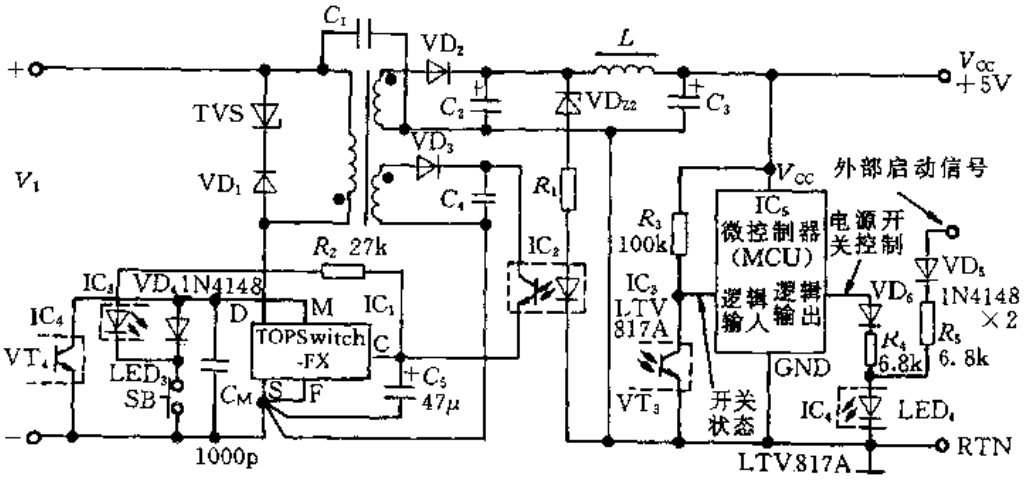


图 4.10.5 由 MCU 控制的开关电源电路

当用户首次按下 SB 时，VD_4 导通，M 端经 VD_4 与 S 极接通，TOPSwitch—FX 即工作在三端模式，此时 LED_3 上有电流通过，VT_3 就给 MCU 发出启动信号。若最初开关电源是处于关断状态(M 端悬空)，则首次按下 SB 时就接通电源，+5V 输出电压 V_{CC} 为 MCU 提供工作电源电压。MCU 接收到启动信号后就令 VT_4 导通，使开关电源保持在接通状态，能够正常输出。

当用户再次按下 SB 时就发出关断信号，MCU 接收到此信号后就执行关断程序，将喷墨打印机的打印头停在安全位置上。一旦执行完关断程序，MCU 就令 VT_4 截止，使 M 端悬空，开关电源进入关断模式，此时 TOPSwitch—FX 处于低功耗状态，当 u=230V(AC)时芯片功耗仅为 160mW。假如用做 DVD 中的开关电源时，关断程序还能把数据和设定状态一并存入 E^2PROM中，即使掉电后也不至于丢失。

该电源还可通过外部启动信号进行遥控。外部启动信号可以是数字信号，也可以通过本地局域网或串行接口来驱动 IC_4，将开关电源接通。VD_5 是隔离二极管，R_5 为限流电阻。

为节省电能，计算机外部设备大多具有自动关机(AUTO OFF POWER)功能，只要停用一定时间，即自动转入低功耗的待机状态，亦称休眠模式(Sleep Mode)。利用上述遥控功能可以通过计算机去“唤醒”打印机、扫描仪、外部调制解调器、磁盘驱动器等外设，使之从待机模式迅速转入工作状态。

4.11 TOPSwitch—FX 系列的使用注意事项

下面详细介绍使用 TOPSwitch—FX 的注意事项，包括关键元器件的选择、印制板设计和性能测试电路。

4.11.1 关键元器件的选择

1. TOPSwitch—FX 芯片

设计开关电源时可根据所需最大输出功率(P_{OM})、电源效率(η)、散热条件以及价格因素，选择合适的 TOPSwitch—FX 芯片。考虑到这类芯片能从外部降低极限电流值，有时可选较大功率的 TOPSwitch—FX 芯片作降额使用，以满足输出功率较低、效率较高、散热条件差的特殊用途。有关快速选择 TOPSwitch—FX 芯片的方法，详见 8.20 节。

2. 输入滤波电容

输入滤波电容 C_{IN} 应能在交流低压输入时提供 TOPSwitch—FX 进行电源变换所必需的最小直流电压 V_{Imin}。由于 TOPSwitch—FX 的最大占空比要高于 TOPSwitch—Ⅱ，因此可适当减小 C_{IN} 的容量。通常取比例系数 $C_{IN}/P_{OM}=2\mu F/W$，即每瓦输出功率对应于 2μF 的电容量。

3. 漏极钳位电路

TOPSwitch—FX 的漏极钳位电路有 3 种设计方案：① 由瞬态电压抑制器(TVS)和超快恢复二极管(VD)构成的钳位电路(参见图 4.10.3 和图 4.10.5)；② 由齐纳稳压管(VD_Z)和超快恢复二极管构成的钳位电路(参见图 4.10.4)；③ 由阻容元件(R、C)和超快恢复二极管构成的钳位电路(参见图 4.10.2)。

方案①和②所需元器件数量最少，所占印制板面积也小。选择方案①或②时，为了提高电源效率，要求 TVS 的钳位电压 V_R(或 VD_Z 的反向击穿电压 V_Z)至少等于初级感应电压 V_{OR} 的 1.5 倍。设计时 V_{OR} 一般不超过 135V。

采用方案③能充分发挥 TOPSwitch—FX 系列 D_{max} 范围更宽、I_{LIMIT} 容差小、可从外部降低

极限电流等特点，此时需把 V_{OR} 提高到接近 165V。如果将 TOPSwitch—FX 设计成连续模式且增加电压前馈，使 D_{max} 随 V_I 升高而降低，则 V_{OR} 应提升到接近 185V。增大 V_{OR} 值后电源效率也得到进一步提高，这是因为当电源输入功率一定时，V_{OR} 愈高，所传输的能量就愈多。

综上所述，R、C、VD 型钳位电路的成本最低而电源效率最高，但需要精心设计才行。

4. 输出整流管

选择输出整流管时应当考虑最高反向峰值电压($V_{(BR)S}$)、最大输出电流(I_{OM})和散热条件。TOPSwitch—FX 的 D_{max} 较高，通过合理地设计高频变压器匝数比，能尽量选用低压、大电流的肖特基二极管，以降低整流管上的功耗。例如，当 $V_O \leqslant 20V$ 时可选 60V 肖特基二极管，$V_O \leqslant 30V$ 时，宜选 100V 的肖特基管。当 $V_O > 30V$ 时，须采用高压、大电流的超快恢复二极管。

5. EMI 滤波器

利用 TOPSwitch—FX 的频率抖动特性，能降低与基本开关频率的各次谐波相关的电磁干扰的峰值。由图 4.8.6 可知，随着谐波次数的升高，对相关 EMI 的衰减量就增大。对于常见的 TV、VCR、CVCR、DVD 等视频设备，选择 65kHz 开关频率时，EMI 滤波器中的 L_1 只需采用简单的电感，就能降低共模干扰，而无须用成本较高、体积较大的共模扼流圈。这是因为以 65kHz 作基本开关频率时，二次谐波仅为 130kHz，仍低于 150kHz。而超过 150kHz 时，EMI 滤波器的设计指标就要严格得多。图 4.8.6(b)、(c)就是以 0.15MHz(即 150kHz)作为电磁噪声干扰频率的下限值的。

6. 高频变压器

高频变压器的最大磁通密度 B_M 不得超过 0.4T。其匝数比应满足下列条件：

(1) 采用 TVS、VD(或 VD_Z、VD)型钳位电路，所设计的匝数比应能保证初级感应电压 $V_{OR} \leqslant 135V$；

(2) 采用 R、C、VD 型钳位电路且 I'_{LIMIT} 设成固定值时，要求 $V_{OR} \leqslant 165V$；

(3) 选用 R、C、VD 型钳位电路并使 I'_{LIMIT} 随 V_I 升高而降低(参见图 4.9.11)，要求 $V_{OR} \leqslant 185V$。

TOPSwitch—FX 的开关频率高，极限电流容差小，可选择尺寸较小的磁芯以减小高频变压器的体积。

4.11.2 印制板设计

由 TOPSwitch—FX 构成的开关电源印制电路俯视图如图 4.11.1 和图 4.11.2 所示。其中，图 4.11.1 适用于 DIP-8 和 SMD-8 封装，并具有欠压、过压保护功能，这里用源极所接的敷铜箔起散热作用，散热敷铜箔面积可取 2.3cm^2。图 4.11.2 适合 TO-220-7B 封装，且能从外部设定极限电流。

设计印制板时应注意以下事项：

(1) 输入滤波电容 C_{IN} 的负极须单点连到反馈绕组回路中。

(2) 以源极为参考地，连接到多功能端的阻容元件，应尽量靠近 M 极和 S 极，并且要单独连到源极上。多功能端的引线应短捷，不要靠近漏极引线，以免引入开关噪声干扰。

(3) 控制端的旁路电容 C_5 要尽量靠近 C 极与 S 极。光耦合器输出端也应靠近控制端。

(4) 为抑制高频干扰，可在 C_5 上再并联一只 0.01～0.1μF 的消噪电容。

(5) 源极引线上不得有功率开关管(MOSFET)的开关电流通过。

(6) 图中的阴影区应尽量大些，使 TOPSwitch—FX 和输出整流管散热良好。

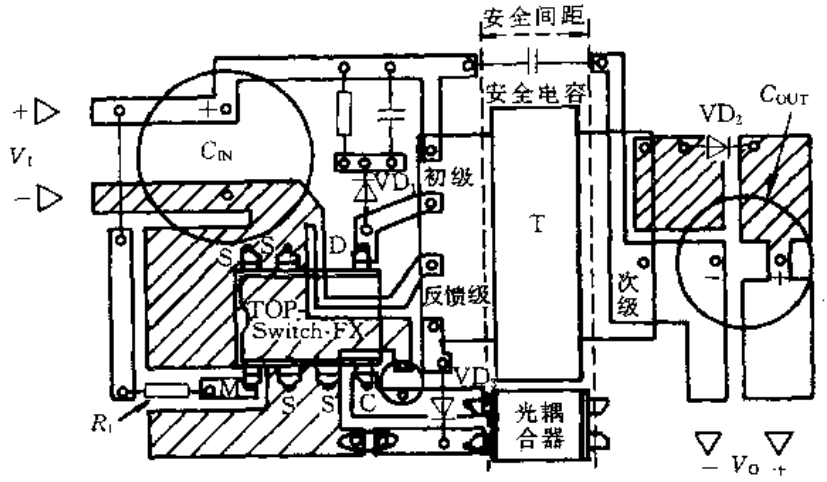


图 4.11.1 DIP-8 和 SMD-8 封装的印制电路

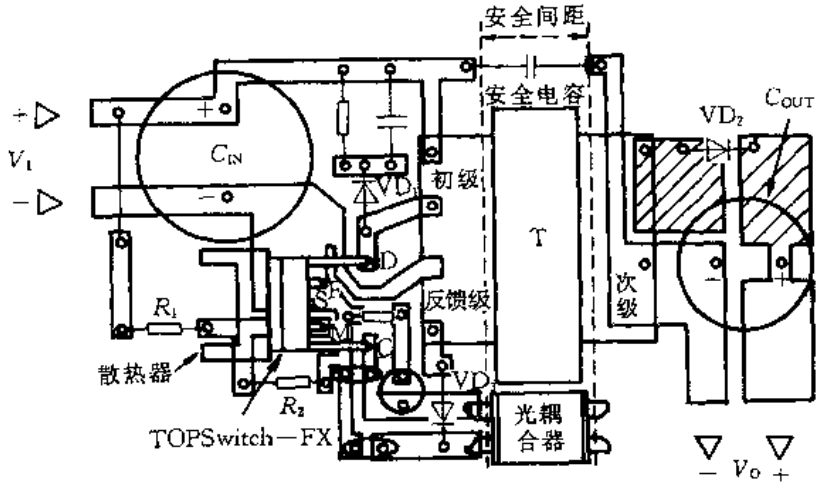


图 4.11.2 TO-220-7B 封装的印制电路

4.11.3 性能测试

TOPSwitch—FX 的性能测试电路如图 4.11.3 所示。与图 2.5.1 所示 TOPSwitch－Ⅱ的测试电路相比较，主要增加多功能端电源 E_3、开关 S_3 和 S_4、电阻 R_3 和 R_4。现由 E_1 提供漏-源极电压 V_{DS}，E_2 供给控制端电压 V_C，E_3 提供直流输入电压 V_I。R_3 为欠压值和过压值设定电阻（R_{LS}），取 $R_3=100k\Omega$ 时，$V_{UV}=50\mu A\times 100k\Omega=5V$，$V_{OV}=225\mu A\times 100k\Omega=22.5V$，因此 E_3 的调压范围可取 5～50V。R_4 是极限电流设定电阻（R_{IL}），调整范围是 0～33kΩ，当 $R_4=6.7\sim 25k\Omega$ 时，$I'_{LIMIT}=(1.0\sim 0.4)I_{LIMIT}$。将 S_3 拨至 a 时，能同时实现欠压保护、过压保护、降低 D_{max} 的功能。S_3 拨至 b 时，能从外部设定 I'_{LIMIT} 值。把 S_4 拨至 a 时，F-S 极短接，选择全频（130kHz）工作方式；拨至 b 时 F-C 极短接，选择半频（65kHz）工作方式。去掉 S_3 时，TOP-Switch—FX 就处于关断状态。其他测试方法及步骤，参见 2.5 节。

利用 500 型万用表 R×1k 挡实测 TOPSwitch- FX 系列产品各管脚之间的电阻值见表 4.11，可供参考。

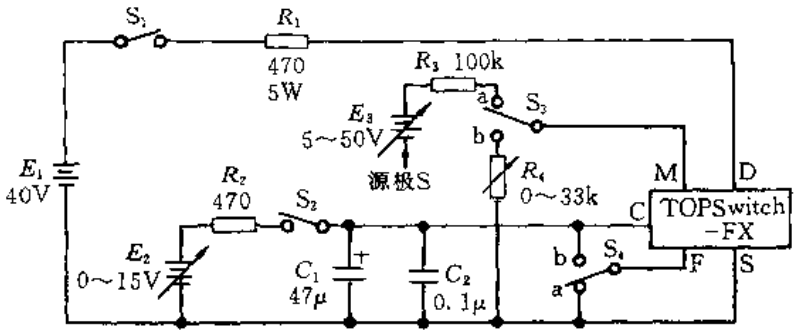


图 4.11.3　TOPSwitch—FX 的性能测试电路

表 4.11　TOPSwitch—FX 系列产品各管脚之间的电阻值

被测管脚	各管脚之间的电阻值(kΩ)		
	TOP232Y	TOP233Y	TOP234Y
C(黑表笔)—M(红表笔)	120	125	135
C—S	80	80	87
C—F	105	105	120
C—D	140	150	145
M—C	∞	∞	∞
M—S	∞	∞	∞
M—F	∞	∞	∞
M—D	∞	∞	∞
S—C	4.15	4.3	4.3
S—M	5.7	5.8	5.8
S—F	6.2	6.3	6.2
S—D	4.5	4.4	4.3
F—C	∞	∞	∞
F—M	∞	∞	∞
F—S	∞	∞	∞
F—D	∞	∞	∞
D—C	45	48	45
D—M	∞	∞	∞
D—S	∞	∞	∞
D—F	∞	∞	∞

第 5 章　多端单片开关式稳压器的原理与应用

由意-法半导体有限公司(SGS-Thomson)生产的 L4960 系列和 L4970/4970A 系列产品，是目前国际上最具代表性的多端单片开关式稳压器。它们均属于高效率、非隔离、低压输入、大电流输出的脉宽调制式 DC/DC 电源变换器。此类稳压器的输出电压连续可调，但在交流输入时必须配工频变压器进行降压并与电网隔离，才能构成单片开关电源。多端单片开关式稳压器既可单独使用，又便于配 TOPSwitch 或脉宽调制器组成输出电压连续可调的复合式开关电源。本章重点阐述其原理和应用。

5.1　单片开关式稳压器的产品分类及性能特点

5.1.1　产品分类

单片开关式稳压器的主要生产厂家是 SGS-Thomson 公司。该公司于 80 年代中期首先推出的第一代产品有：L4960，L4962，L296，L4964。在 90 年代又陆续开发出的第二代产品则包括：L4970/4970A，L4972/4972A/4972AD，L4974/4974A，L4975/4975A，L4977/4977A。前面三种产品的国内对应型号分别为 CW4960，CW4962，CW296。上述产品中以 L4970 和 L4970A 的输出功率为最大，最大输出电流为 10A，输出功率可达 400W。它们的主要性能指标见表 5.1。表中的 V_I、V_O 分别为直流输入电压和输出电压，且 V_O 连续可调。I_{OM}是最大输出电流，P_{OM}是最大输出功率(需加合适的散热器)。P_{DM}为最大功耗。f_{max}为最高工作频率，D 是占空比调节范围。T_{jM}为芯片的最高结温，超过此值芯片即自动保护。η 为电源效率(不考虑工频变压器的损耗)。以 L4960 为例，其最大功耗 P_{DM}为 7W，电压调整率 $S_V \leqslant 0.3\%$($\Delta V_O/V_O=15mV/5.1V$)，负载调整率 $S_I \leqslant 0.3\%$。在 $f=100kHz$、$I_O=I_{OM}=2.5A$ 的条件下，当 $V_O=5.1V$ 时 $\eta=75\%$，$V_O=12V$ 时 $\eta=85\%$，$V_O \geqslant 18V$ 时 $\eta \geqslant 90\%$。

表 5.1　单片开关式稳压器的性能指标

产品型号	V_I (V)	V_O (V)	I_{OM} (A)	P_{OM} (W)	P_{DM} (W)	f_{max} (kHz)*	D (%)	T_{jM} (℃)	封装形式	η (%)
L4960	9～46	5.1～40	2.5	100	7	200	0～100	150	SIP-7	75%～90%以上
L4962	9～46	5.1～40	1.5	60	4.3	200	0～100	150	DIP-16	
L296	9～46	5.1～40	4	160	9	200	0～100	150	SIP-15	
L4964	9～36	5.1～28	4	112	—	200	0～100	150	SIP-15	
L4970/A	15～50	5.1～40	10	400	30	500	0～100	150	SIP-15	
L4972/A/AD	15～50	5.1～40	2	80	5	≥200	0～100	150	DIP-20	
L4974/A	15～50	5.1～40	3.5	140	5	110	0～100	150	DIP-20	
L4975/A	15～50	5.1～40	5	200	30	500	0～100	150	SIP-15	
L4977/A	15～50	5.1～40	7	280	30	200	0～100	150	SIP-15	

* 实际工作频率一般取 $f \approx f_{max}/2$，例如 L4960 可取 $f=100kHz$，L4970A 则选 $f=200kHz$。

5.1.2 性能特点

(1) 采用 SIP 或 DIP 封装，具有多个引出端(分 7 脚、15 脚、16 脚、20 脚共四种)。

(2) 将基准电压源、锯齿波振荡器、脉宽调制器、功率输出级(即功率开关管)和各种保护电路全部集成在芯片中，实现了开关式稳压器的单片集成化。

(3) 输入直流电压范围是 9～46V 或 15～50V。输出电压可在 5.1～40V 范围内连续调整，这是其他单片开关电源所不具备的优点。占空比调节范围极宽(0～100%)，开关频率高(200～500kHz)。最高结温 T_{JM}=150℃，比 TOPSwitch—Ⅱ高 15℃。适于构成 400W 以下的中、小功率开关电源。

(4) 作交流输入时须经工频变压器进行降压与隔离，再通过整流滤波电路获得直流输入电压 V_I。但是它们均采用 L、C、VD 型降压式输出电路，不需要高频变压器。

(5) 电源效率可高达 90%以上，最大输出功率 P_{OM}=400W。相比之下，TOPSwitch—Ⅱ系列和 MC33370 系列仅为 150W。

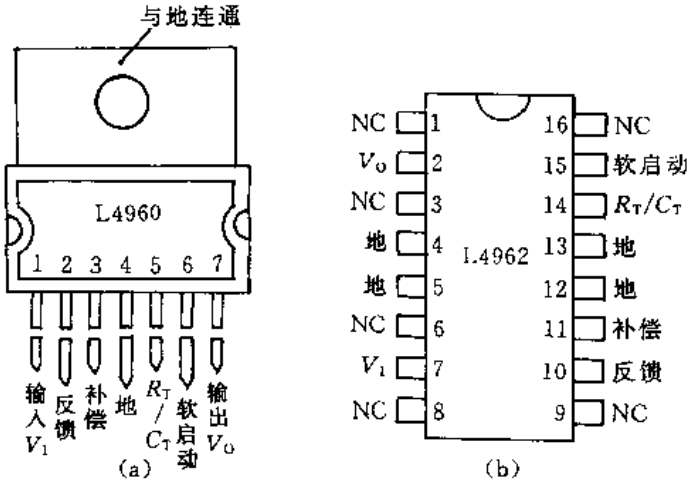
单片开关式稳压器可广泛用于可调式多路稳压电源、仪器仪表及测试系统中。

5.2 由 L4960/4962 构成的单片开关电源

L4960 和 L4962 的工作原理和管脚功能完全相同，区别只是二者的封装形式及最大输出电流值不同。L4960 采用 SIP-7 封装，能输出 2.5A 的电流；L4962 则采用 DIP-16 封装，最大输出电流为 1.5A。

5.2.1 L4960 和 L4962 的工作原理

L4960 和 L4962 的管脚排列分别如图 5.2.1(a)、(b)所示。(a)图中的短引线表示前排弯脚，长引线代表后排直脚(从器件的正面观察)。注意，前后两排管脚是互相错开的，这既不同于



(a) L4960；(b) L4962

图 5.2.1 管脚排列

普通单列直插式，也有别于双列直插式。塑料管壳上面的小金属散热板与地接通，板上的螺钉孔专供固定大散热器用。图中，第 2 脚为反馈端，通过电阻分压器(取样电阻)将输出电压的一部分反馈到误差放大器。第 3 脚是补偿端，该端与误差放大器的输出端接通，其作用是利用外

部阻容元件对误差放大器进行频率补偿。第 5 脚(R_T/C_T)接振荡电阻与振荡电容(亦称定时电阻与定时电容),以决定开关频率。第 6 脚为软启动端,需外接软启动电容,对芯片起到保护作用。第 4 脚为地(GND)。

L4962 采用 16 脚双列直插式塑料封装,第 4、5、12、13 脚均为地,安装时需把这 4 个脚一并焊在专门设计的敷铜板地线区域,以代替散热器。

L4960 和 L4962 的原理框图如图 5.2.2 所示,括号内的数字是 L4962 的管脚序号。主要包括 7 部分:① 5.1V 基准电压源;② 锯齿波振荡器;③ 误差放大器;④ PWM 比较器和功率输出级;⑤ 软启动电路;⑥ 输出限流保护电路;⑦ 芯片过热保护电路。

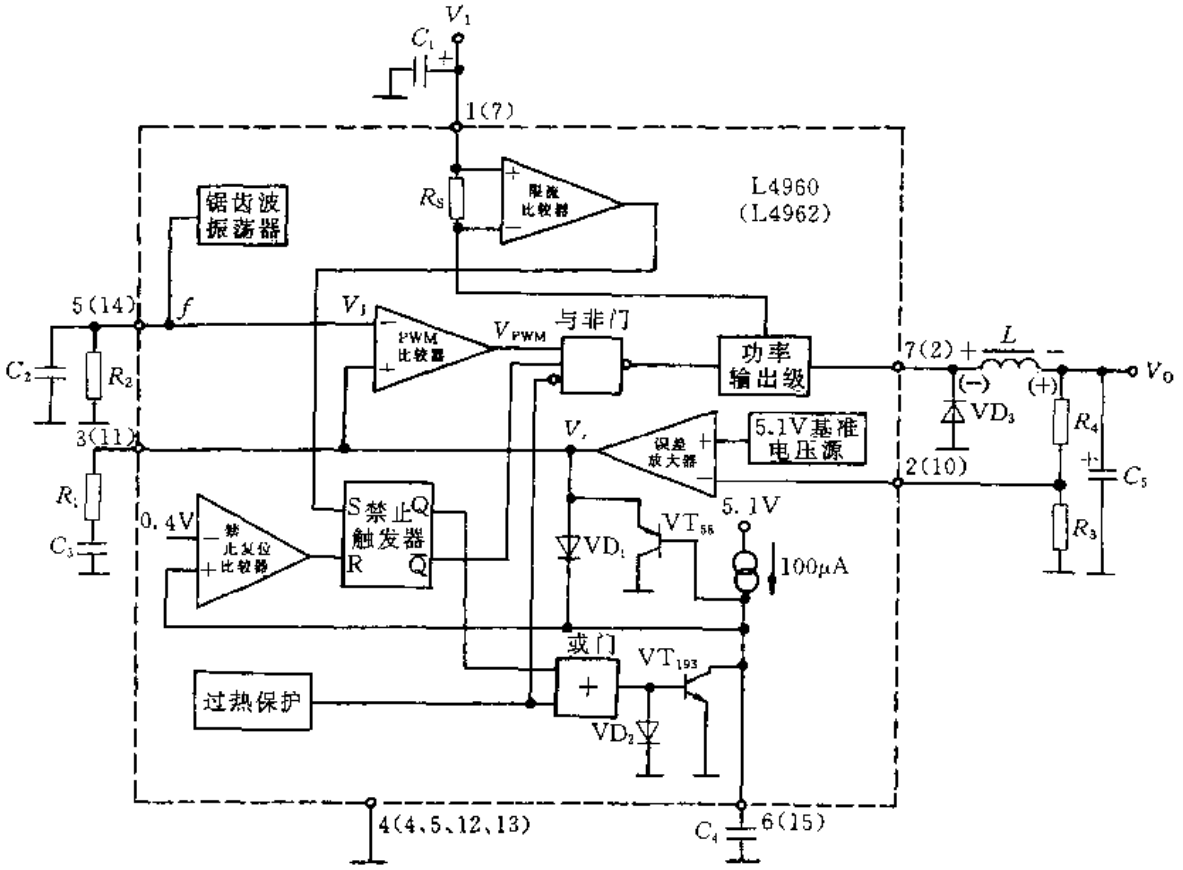


图 5.2.2 L4960 和 L4962 的原理框图

图 5.2.2 中共有 11 个外围元件。其中,C_1 是输入端滤波电容。R_1、C_3 是误差放大器的频率补偿阻容元件。R_2、C_2 是锯齿波振荡器的振荡电阻与振荡电容,决定开关频率 f,改变 R_2 可调整 f 值。C_4 是软启动电容。由取样电阻 R_3、R_4 组成分压器,改变 R_4 对 R_3 的比值即可调节输出电压 V_O。如果不使用分压器,直接把 V_O 反馈到第 2 脚,就变成固定式输出,$V_O=+5.1V$。根据需要,在 R_1、C_3 两端还可并联一只高频滤波电容 C_7(图中未画)。L 是储能电感,C_5 是输出端滤波电容,VD$_3$ 为续流二极管。由 L、C_5 和 VD$_3$ 构成降压式输出电路。功率脉冲调制信号从第 7 脚引出。该信号为高电平时,除向负载供电之外,还有一部分电能储存在 L 和 C_5 中,此时 VD$_3$ 截止。当功率脉冲调制信号呈低电平时,VD$_3$ 导通,储存在 L 中的电能就经过由 VD$_3$ 构成的回路继续向负载供电,维持输出电压 V_O 不变。因此,VD$_3$ 就被称作续流二极管,注意它与整流管的作用有着本质的区别。在电路接法上,续流二极管是与负载相并联且在负半周时导通,而输出电路中的整流管则与负载相串联且于正半周时导通,二者的作用不同。

L4960 和 L4962 的基本稳压原理是：输出电压 V_O 经 R_3、R_4 取样后，送至误差放大器的反相输入端，与加在同相输入端的 5.1V 基准电压进行比较，得到误差电压 V_r，再用 V_r 的幅度去控制 PWM 比较器输出的脉冲宽度，产生脉宽调制信号 V_{PWM}，最后经过功率放大和降压式输出电路，获得稳定的直流输出电压 V_O。

设脉冲周期为 T，高电平持续时间为 t，占空比就由下式确定：

$$D = \frac{t}{T} \cdot 100\% \tag{5.2.1}$$

再令稳压器效率为 η，则功率开关管输出的脉冲幅度 $V_P = \eta V_I$，V_I 是直流输入电压。最后可得到公式

$$V_O = \eta D V_I \tag{5.2.2}$$

这表明当 η、V_I 一定时，只要改变占空比 D，就能自动调节输出电压 V_O 值。自动稳压过程的波形如图 5.2.3 所示。图中，V_r 表示锯齿波发生器的输出波形。由图可见，当 $V_O \downarrow$ 时，$V_r \uparrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow V_O \uparrow$；反之若 V_O 由于某种原因而升高，则 $V_r \downarrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow V_O \downarrow$。这就是自动稳压的原理。

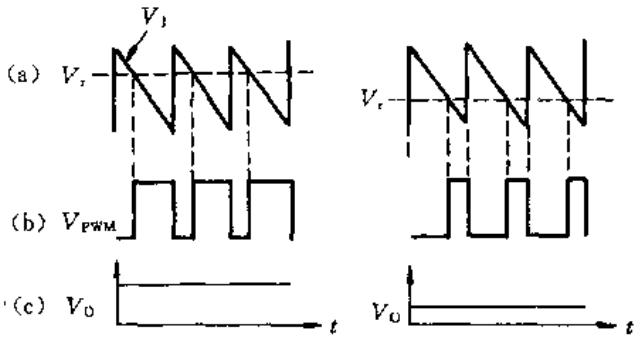


图 5.2.3 自动稳压过程的波形图

下面分别介绍各单元电路的工作原理。

1. 5.1V 基准电压源

在 L4960 和 L4962 内部有一个温度稳定性良好的基准电压源，V_{REF}=5.1V(典型值，允许有 ±0.2V 的偏差)，其电压温度系数为 0.4mV/℃，折合 78×10^{-6}/℃(0.4mV/5.1V=78×10^{-6})。该基准电压源一方面作为误差放大器的参考电压，另一方面还向其他电路供电。

2. 锯齿波振荡器

锯齿波振荡电路如图 5.2.4 所示。图中的比较器有两个阈值电压：V_H，V_L。当 S_2 闭合时 VT_2 截止，以此时的反相输入端电压 V_- 作为上阈值电压 V_H，有关系式

$$V_H = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot V_{REF}$$
$$= 3.2V$$

当 S_2 断开时 VT_2 导通，将 R_3 短路，使得比较器的下阈值电压

$$V_L = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{REF} = 1.2V$$

振荡器的工作原理是利用比较器的输出电压去控制模拟开关 S_1、S_2 的通断，使 C_2 充放电，形成锯齿波电压。当 $V_{C_2}<3.2V$ 时，S_1 和 S_2 同时闭合，10mA 恒流源对 C_2 迅速充电。充到 $V_{C_2}=V_H=3.2V$ 时比较器翻转，令 S_1、S_2 同时断开，切断 C_2 的充电回路，于是 C_2 就向 R_2 放电，致使 V_{C_2} 下降。一旦 V_{C_2} 降到 1.2V 时比较器再次翻转，又将 S_1、S_2 闭合，重新对 C_2 充电。如此

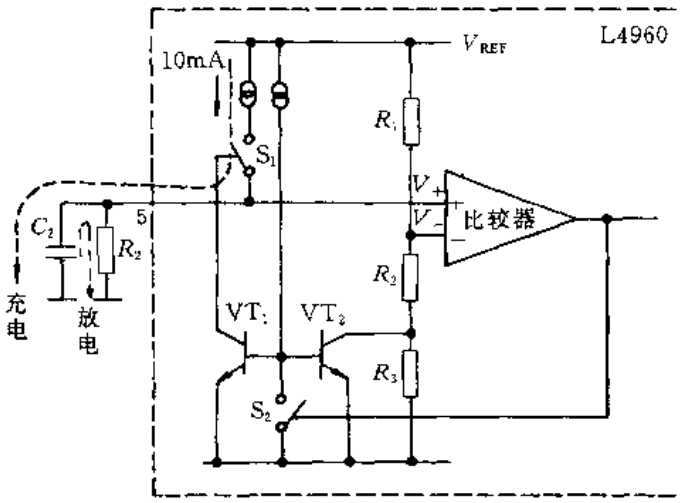


图 5.2.4　锯齿波振荡电路

周而复始，在第 5 脚上就产生了锯齿波电压。R_2、C_2 分别为振荡电阻与振荡电容，振荡频率即开关频率，由下式确定：

$$f = 1/R_2C_2 \tag{5.2.3}$$

式中，R_2 的取值范围是 1～27kΩ，一般取 4.3kΩ；C_2 的容量范围是 1000～3300pF，典型值为 2200pF；此时 $f \approx 100$kHz，振荡周期 $T \approx 10\mu$s。当环境温度从 0℃变化到 125℃时，振荡频率的稳定度为 1%。

3. 误差放大器

误差放大器的开环增益为 55dB。输出高电平 $V_{OH} \geqslant 3.5$V，输出低电平 $V_{OL} \leqslant 0.5$V。

4. 脉宽调制(PWM)比较器和输出级

PWM 比较器的反相输入端接锯齿波电压 V_1，同相输入端接误差电压 V_r。PWM 比较器输出的脉宽调制信号 V_{PWM} 经过与非门送至功率输出级，输出级由功率开关管构成。

5. 软启动电路

软启动电路具有两个功能，一是防止输出级发生二次击穿，二是限制稳压器短路后的平均电流值，对芯片起到保护作用。软启动时的工作波形如图 5.2.5 所示。刚通电时由于 C_4 上的压降不能突变，第 6 脚仍为低电平，内部二极管 VD_1 导通，使误差放大器的输出电压 $V_r \approx 0$。随着 100μA 恒流源对 C_4 充电，V_r 才逐渐升高，电路进入正常工作状态。因此，C_4 被称作软启动电容，其容量范围是 1～4.7μF，一般取 2.2μF。由图 5.2.5 可以看出软启动的特点，输出脉冲信号的幅度是逐渐升高的，以保证上电后输出电压缓慢地建立起来，直至正常工作。这表明，软启动过程就相当于“准备期”，而软启动的时间也就是建立输出电压的时间。L4960 和 L4962 的软启动时间约为 100ms。

6. 输出限流保护电路

图 5.2.2 中的 R_S 是限流保护电路的检测电阻，其压降 V_{R_S} 就作为限流比较器的输入电压。当输出电压 V_O 发生短路时，V_{R_S} 迅速升高，使限流比较器翻转，将禁止触发器置“1”，$\overline{Q}$ 端输出低电平，与非门关闭，功率输出级被切断。与此同时，Q 端输出高电平，经过或门使 VT_{193} 导通，C_4 向 VT_{193} 放电，使 $V_{C_4} \downarrow$，VT_{58} 导通，$V_r \downarrow$。当 V_r 降至 0.4V 时禁止复位比较器翻转，同时将禁止触发器置零，$Q=0$，$\overline{Q}=1$，功率输出级被接通。如果短路故障已经排除，稳压器经过软启动就转入正常工作。倘若仍存在短路故障，就重复上述保护过程。

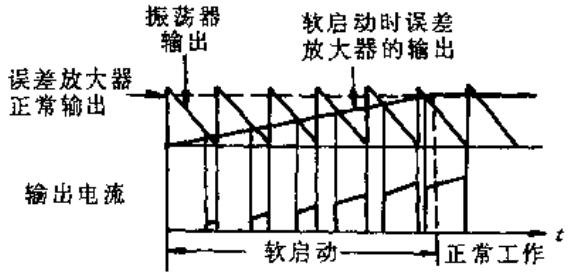


图 5.2.5　软启动时的工作波形

在限流保护过程中，由于电流的平均值很低(参见图 5.2.6)，故不会损坏芯片。

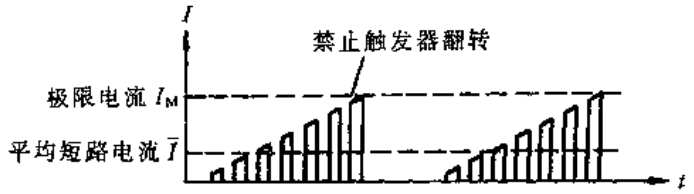


图 5.2.6　限流过程中的输出波形

7. 芯片过热保护电路

L4960 系列的过热保护点定为 150℃。当芯片的结温达到或超过此温度时，过热保护电路就输出高电平，加至与非门的反相输入端，使与非门输出低电平，将功率输出级关断。与此同时还令 VT_{193} 导通，C_4 开始放电。过热保护电路动作之后，必须等结温降到 120℃以下，才能重新启动，其滞后温度为 150℃－120℃＝30℃。

5.2.2　由 L4960 构成的单片开关电源

1. 典型应用电路

由 L4960 构成的单片开关电源电路如图 5.2.7 所示。交流 220V 电压经过 100VA 的工频变压器降压，再经过桥式整流和滤波，得到直流电压 V_I，作为 L4960 的输入电压。当输出电压直接与第 2 脚接通、形成闭环时，稳压值 $V_O=5.1V$，可近似视为 5V。当输出电压经过电阻分压器接第 2 脚而构成闭环时，V_O 值就取决于分压比。分压器由 R_3、R_4 构成，R_3 值可取 2～4.7kΩ。有关系式

$$\frac{V_O}{V_{REF}}=\frac{R_3+R_4}{R_3}$$

即

$$V_O=\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)\times 5.1V \tag{5.2.4}$$

利用式(5.2.4)不难算出，当 $R_4=0$ 时 $V_O=5.1V$；当 $R_4/R_3=6.8$(倍)时，$V_O=40V$。现取可调电阻 $R_4=33k\Omega$，固定电阻 $R_3=4.7k\Omega$，此时 $R_4/R_3=7$，调整 R_4 可使 V_O 从 5.1V 连续变化到 40V。此外，亦可取 $R_4=15k\Omega$，$R_3=2.2k\Omega$。该电路在交流输入电压 $u=220V\pm 33V$(187～253V)、$V_O=5.1V$、$I_O=1A$ 时，输出纹波电压的峰值 $V_{ORP}\approx 15mV$。当 u 不变，$V_O=5.1V$、$I_O=1$～2A 时，$V_{ORP}\approx 10mV$。C_7 是高频补偿电容，在固定输出 5.1V 时可以不加。

储能电感 L 的电感量与所设计的 V_I、V_O、f 及纹波电流峰值 I_{ORP} 有关，有公式

$$L=\frac{(V_I-V_O)V_O}{V_I f I_{ORP}} \tag{5.2.5}$$

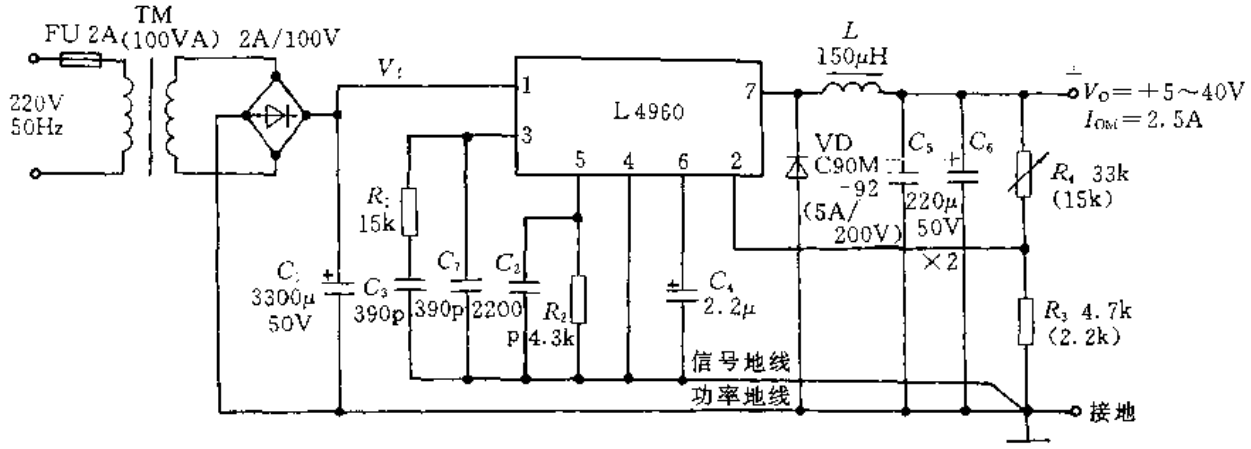


图 5.2.7 由 L4960 构成的单片开关电源电路

L 的范围大致是 50～300μH，典型值为 150μH。

滤波电容的容量由下式确定：

$$C=\frac{(V_I-V_O)V_O}{8Lf^2V_{ORP}} \tag{5.2.6}$$

例如取 V_I=16V，V_O=5.1V，f=100kHz，L=150μH，V_{ORP}=10mV，代入式(5.2.6)中算出 C=463μF。实取 440μF。考虑到 L 的电感量很小，而 440μF 电解电容器的等效电感 L_0 与 L 直接串联，会影响 L 的正常工作，实选两只 220μF 标称容量的电解电容器 C_5 和 C_6 并联成滤波电容，使其等效电感显著降低。续流二极管可选 C90M—92 型 5A/200V 的超快恢复二极管。有条件者还可采用肖特基二极管。

L4960 集中体现了开关稳压器的最简外部结构与最佳性能指标。其输出电压调节范围很宽。例如实测 V_I=30.0V 时，空载调整范围是 V_O=5.14～29.6V，接上 15.2Ω 负载后的调整范围是 5.14～28.1V。当 V_O=28.1V 时，I_O=1.85A，P_O=52W，电源效率 η=93.7%>90%。

2. 实现 0～35V 可调输出的方法

L4960 和 L4962 只能输出 5.1～40V 的可调电压。但有时要求输出电压能从 0V 起调，若按常规方法是无法实现的。现介绍一种简便实用的办法：首先设计一套线性稳压电源，由三端负压稳压器 7905 产生−5V 电压，然后与 L4960 的第 4 脚接通，使 V_{GND}=−5V，于是输出电压就降为 $V'_O=V_O-5V$。当 V_O=5.1V≈5V 时，V'_O=0V；当 V_O=40V 时，V'_O=35V，输出电压的调节范围就变成 0～35V。具体电路可参阅 5.4 节中的图 5.4.12。

3. 并联使用

将几片 L4960 作并联使用，可以扩展输出电流，提高输出功率。并联使用时要加同步信号。具体方法是把各片 L4960 的时钟端(第 5 脚)短接，合用一个振荡电路，利用同一振荡信号 f 兼作各片的同步信号，实现各片并联同步输出。此外，亦可采用外同步信号。

4. 提升输入电压

当 V_I>46V 时，须在输入端串入功率晶体管进行降压。

5. 扩展输出电流

采用外接大功率开关管的方法可以把 L4960 的输出电流扩展到 10A，电路如图 5.2.8 所示。输出电压仍由式(5.2.4)确定。VT_1 为外接大功率开关管。外部过流保护电路由 VT_2(PNP 管)和 VT_3(NPN 管)组成，用来保护 VT_1。R_5 是过流检测电阻。当 I_O>10A 时，R_5 上的压降就

会超过 0.5V，经 R_6 和 R_7 使 VT_2 导通，进而使 VT_3 导通，将误差放大器的输出电压钳位于 0V，迅速关闭 PWM 比较器，切断输出电流，起到保护作用。VD 需采用 15A 肖特基二极管，以满足大电流续流之需要。VT_1(2N5038)可用国产 3DK210C 型大功率管代替，主要参数为 $I_{CM}=20A$，$P_{CM}=140W$。

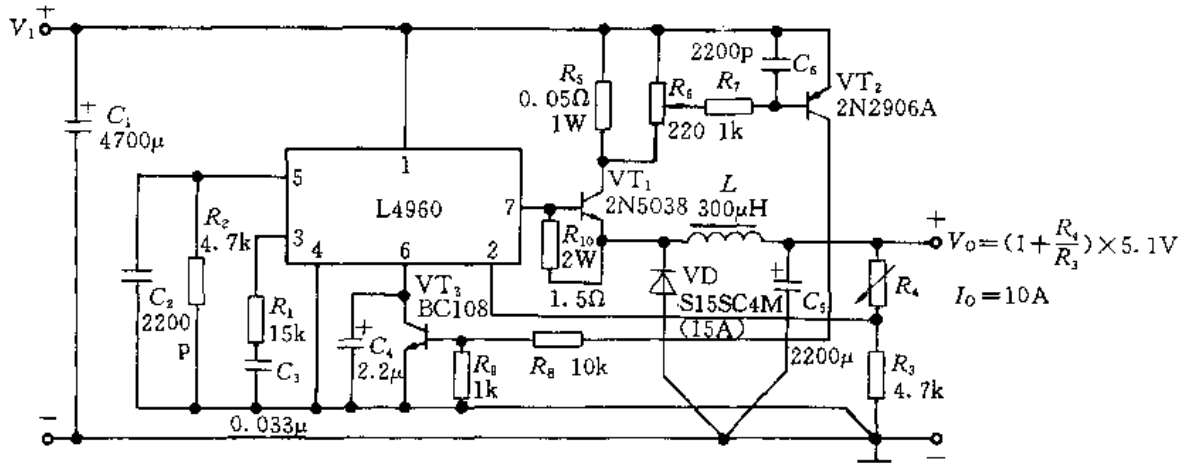


图 5.2.8　扩展输出电流的电路

6. 实现多路输出的方法

假如除主电源之外，还需要一组正、负对称的辅助电源(例如±15V、200mA)输出，则可在储能电感上加绕两个极性相反的线圈，并接各自的整流滤波电路。这时电感 L 就改成了高频变压器 T，辅助线圈作为次级线圈。但需注意，辅助电源的输出功率 P'_O 不得超过主电源输出功率的 20%，即 $P'_O<20\%P_O$。

5.2.3　使用注意事项

使用 L4960 时应注意下列事项：

(1) 输入端必须接容量为 2200～4700μF 的滤波电容 C_1，以滤除输入电压中的纹波，否则芯片可能不正常工作，使稳压器无输出。C_1 的容量可按下列经验公式进行估算：

$$C_1 = I_{OM} \times 1000\mu F/A \tag{5.2.7}$$

即每输出 1A 的电流就对应于 1000μF 的电容量。当 $I_{OM}=2.5A$ 时，$C_1=2500\mu F$，可取 3300μF 标称容量的电解电容器，耐压为 63V 即可。C_1 的容量稍大些，滤波效果会更好。

(2) 储能电感 L 工作在高频大电流状态，为了防止发生磁饱和现象而导致功率开关管损坏，必须采用特制的高频电感。这种电感可选直径为 22mm 的高频坡莫合金磁环，用直径 1.0mm 的高强度漆包线沿磁环圆周方向均匀地绕 45 圈左右，见图 5.2.9。考虑到储能电感的散热情况较好，实际线径可比计算值略小些，即导线的电流密度(单位是 A/cm^2)可取稍大些。例如取 $J=3\sim6A/cm^2$。当然，也可采用易于绕制的 EE 型磁芯。若能选用漏感小、温度系数低、便于固定的 MXD—2000 型罐形磁芯(即磁罐)，则效果更佳。对于后面两种磁芯，每边应留出大约 1mm 的空气隙，以防止发生磁饱和现象。

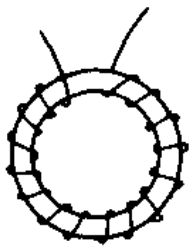


图 5.2.9　储能电感的绕制方法

(3) 尽管芯片内部有较完善的保护电路，但任何保护电路都不可能做到万无一失，而只能在一定条件下起到保护作用。因此在使用中应避免输出端短路，尤其当输出电压较高、输出电

流较大(例如 15V、1A 以上)时,短路持续时间一旦过长,有可能造成开关稳压器的永久性损坏,比如把 L4960 的输入端对地之间击穿短路。

(4) 使用 L4960 时必须加合适的散热器。可选 TO-220 成品散热器,亦可自制 100mm×80mm×2mm 的铝板散热器。有关散热器的设计方法详见 5.6 节。

(5) 在设计与安装电路时,必须把信号地线与功率地线分开布置,然后在输出端汇合(参见图 5.2.7)。这是因为功率地线上有大电流通过,它在印制导线上形成的压降若被引入信号端,就会经过 L4960 反映到输出端,势必影响稳压性能,使之达不到设计指标。

(6) 要防止电路出现虚焊、漏焊故障。例如第 2 脚一旦发生虚焊,就不能调整输出电压。

5.3 由 L296 构成的大电流单片开关电源

L296 是采用先进的离子植入技术,在脉宽调制器与功率开关管之间形成隔离层而制成的单片大电流开关式稳压器。下面介绍其原理与应用。

5.3.1 L296 的性能特点

与 L4960、L4962 相比,L296 主要有以下特点:

(1) 保护功能更趋完善,使用也更加灵活。除软启动、过流保护、过热保护电路之外,它还增加了过压保护电路,并且设置了重置电路引出端、禁止输入端、撬棍输入端及输出端。

(2) 最大输出电流为 4A,经外部电路还可扩展到 10A。最大输出功率达 160W。

(3) L296 的稳压性能指标如下:

电压调整率:$S_V=0.29\%$ ($V_I=10\sim40V$, $V_O=5.1V$, $I_O=2A$)

负载调整率:$S_I=0.2\%$ ($V_O=5.1V$, $I_O=2\sim4A$)

基准电压温度系数:$\alpha_T=\Delta V_{REF}/\Delta T=78\times10^{-6}/℃$

开关频率的电压稳定度:$\Delta f/\Delta V_I=0.5\%$ ($V_I=9\sim46V$)

开关频率的温度稳定度:$\Delta f/\Delta T_j=1\%$ ($T_j=0\sim125℃$)

L296 的同类产品还有 L4964,后者最大输出电流也是 4A,但输出电压范围仅 5.1～28V,二者的管脚排列亦不同。

5.3.2 L296 的工作原理

1. L296 的管脚功能

L296 的管脚排列如图 5.3.1 所示,短引线为前排弯脚,长引线是后排直脚。各管脚的功能如下:

1 脚:撬棍输入端,即过压保护电路的输入端。此处的"撬棍"(crowbar)为动作术语,表示用电压的微小增量即可使保护电路动作。通常是把第 1 脚接至反馈输入端,当输出电压超过规定值 20%时,触发外部晶闸管(SCR)。若不用 SCR,第 1 脚应接地。

2 脚:稳压器输出端 V_O。

3 脚:直流电压输入端 V_I。

4 脚:限流端。此端开路时过载保护电流设定为 5A,若对地接 33kΩ 电阻,就变成 2.5A。

5 脚:软启动端,需外接软启动电容。

6 脚:禁止输入端,接高电平时 L296 停止工作。

7 脚：同步输入端，使用时与第 11 脚短接。采用几片 L296 作多路输出时为避免互相干扰，可将各片的第 7 脚短接，公用其中一路的锯齿波振荡器，实现同步输出。

8 脚：公共地（与小散热片在内部连通）。

9 脚：频率补偿端，外接阻容网络，补偿误差放大器的频率特性。

10 脚：反馈输入端，接取样电路。

11 脚：振荡器引出端，需外接阻容元件以决定振荡频率。

12 脚：重置输入端。

13 脚：重置延迟端，外接延时电容。

14 脚：重置输出端（集电极开路输出），在稳压器正常工作时此端输出高电平。

15 脚：撬棍输出端，需接外部晶闸管的门极。

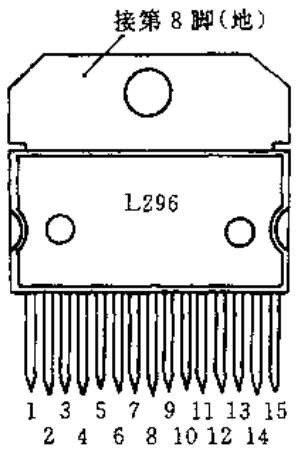


图 5.3.1 L296 的管脚排列

2. 工作原理

L296 的电路框图如图 5.3.2 所示。整个调整环路包括 5.1V 基准电压源，误差放大器，PWM 调制器（含锯齿波振荡器和 PWM 比较器），功率输出级，由 L、VD 和 C_5 构成的降压式输出电路，取样电阻分压器 R_3、R_4。C_1 是输入端滤波电容，R_1 为限流设定电阻。R_1、C_3 是误差放大器的频率补偿元件。R_2、C_2 为锯齿波发生器的振荡电阻与振荡电容，二者与振荡频率 f 的关系曲线如图 5.3.3 所示。C_4、C_6 分别是软启动电容和重置延时电容。L 是储能电感，C_5 是输出端滤波电容，VD 为续流二极管。功率脉冲调制信号从第 2 脚输出。

下面重点介绍重置电路及撬棍过压保护电路的功能，其余电路的功能与 L4960 相同。

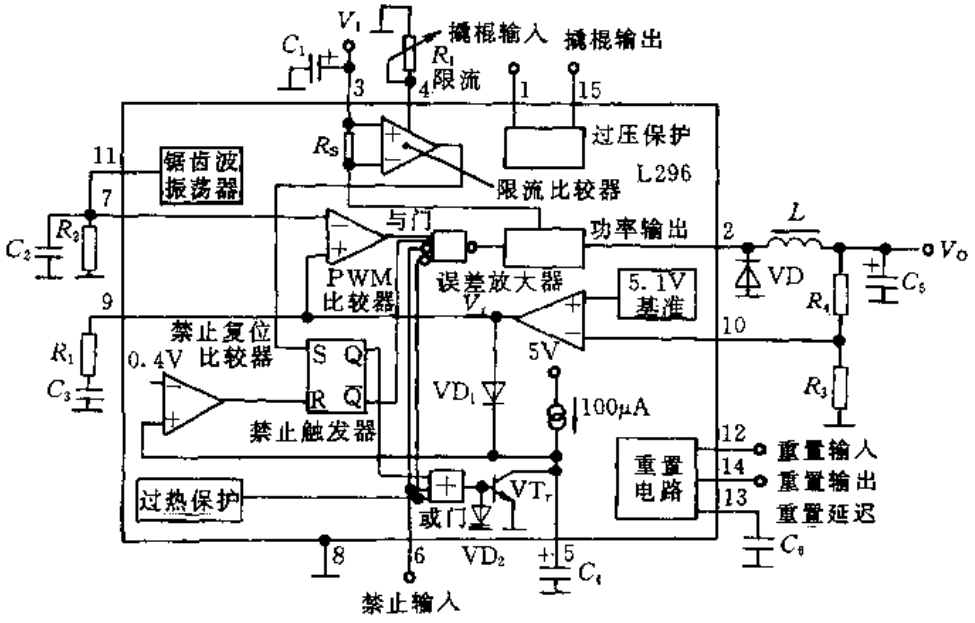


图 5.3.2 L296 的电路框图

（1）重置电路。该电路共有三个引出端。重置输入端（第 12 脚）可以接反馈输入端（第 10 脚），也可以经过电阻分压器接输入电压 V_I。正常供电时重置输出端（第 14 脚）输出高电平；当 V_O 低于正常值时该端输出低电平；当 V_O 高于正常值时，需经过大约 100ms 的延迟才变成高

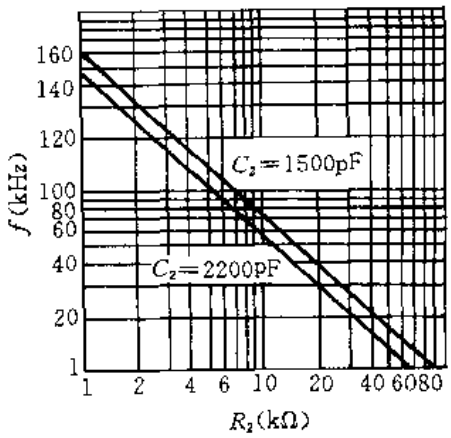


图 5.3.3 R_2、C_2 与 f 的关系曲线

电平。重置输出波形如图 5.3.4 所示。重置功能是专为特殊用途而设置的。例如在向微处理器供电时，重置输出不仅可作为电源监测信号，还能作微机读操作的保护信号，避免发生误操作。

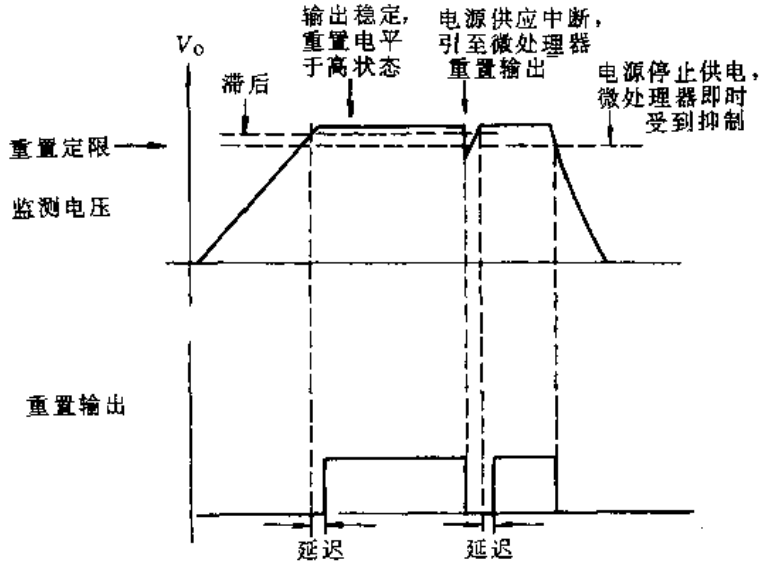


图 5.3.4 重置输出波形

(2) 撬棍过压保护电路。该电路的输入信号来自取样电路。当取样电压比 5.1V 基准电压高 20%时，第 15 脚输出 100mA 的驱动电流，触发晶闸管导通，C_5 进行放电，使 V_O 迅速下降，起到过压保护作用。这里将过压保护点定为 $120\%V_O$。

L296 的软启动、输出限流保护和过热保护电路与 L4960 相同，不再赘述。储能电感、滤波电容的计算公式参见式(5.2.5)、式(5.2.6)。举例说明：设 V_I=35V，V_O=5.1V，f=100kHz，I_{ORP}=150mA，V_{ORP}=3mV 时，由上述二式可分别计算出 L=300μH，C_5=200μF。

5.3.3 L296 的应用技巧

1. 典型应用

L296 的典型应用电路如图 5.3.5 所示。R_7 和 R_8 是分压器的取样电阻，输出电压由下式确定：

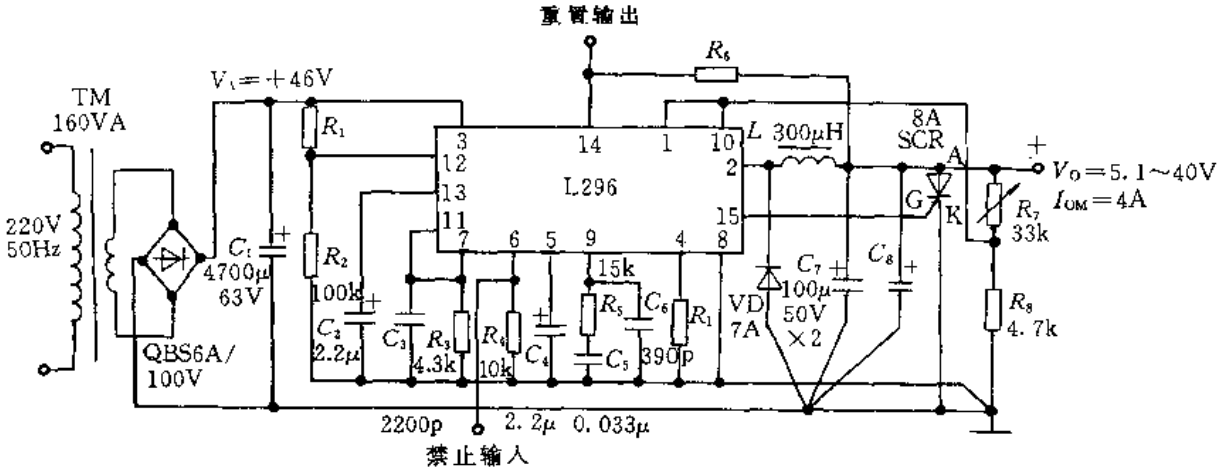


图 5.3.5 L296 的典型应用电路

$$V_O = \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) \times 5.1\text{V} \tag{5.3.1}$$

调整 R_7 可使 V_O 从 5.1V 连续变化到 40V。滤波电容 C_7、C_8 并联使用，以减小等效电感，总容量为 200μF。所选用的晶闸管必须能承受 C_7 与 C_8 的峰值放电电流及器件的输出短路电流。由 R_1、R_2 构成重置输入端分压器，二者电阻比依下式而定：

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{\text{Imin}}}{V_{\text{REF}} - 0.1} - 1 \tag{5.3.2}$$

式中，V_{Imin}为输入电压的最小值。$V_{\text{REF}}-0.1=5\text{V}$，这是重置电路内部的限定值。$R_2 \leqslant 200\text{k}\Omega$。$R_4$ 为下拉电阻，使禁止输入端在常态下呈低电平。

L296 作典型应用时可按表 5.3 选取外围元器件。在布线时仍需注意将信号地线与功率地线分开，最后再汇合。

表 5.3 外围元器件选择

元器件序号	推荐值	用途	允许范围	
			最小值	最大值
R_1	——	决定重置电路的输入电压定限	——	——
R_2	100kΩ		——	220kΩ
R_3	4.3kΩ	决定开关频率	1kΩ	100kΩ
R_4	10kΩ	下拉电阻	——	22kΩ
R_5	15kΩ	频率补偿电阻	——	——
R_6	——	重置输出集电极负载	V_O/0.05A	∞
R_7	33kΩ	决定输出电压值的电阻分压器	0	——
R_8	4.7kΩ		——	10kΩ
R_I	——	决定限流值	33kΩ	∞
C_1	——	输入滤波电容	1000μF/A	——
C_2	2.2μF	决定重置延迟时间*	——	——
C_3	2200pF	决定开关频率	1000pF	3300pF

续表

元器件序号	推荐值	用途	允许范围	
			最小值	最大值
C_4	2.2μF	软启动电容	1μF	—
C_5	0.033μF	频率补偿电容	—	—
C_6	390pF	高频补偿电容	—	—
C_7、C_8	100μF	输出滤波	—	—
L	300μH		—	—
SCR	8A 晶闸管	撬棍保护用晶闸管	—	—
VD	7A 肖特基二极管	续流二极管	—	—

* 亦可不用 C_2。

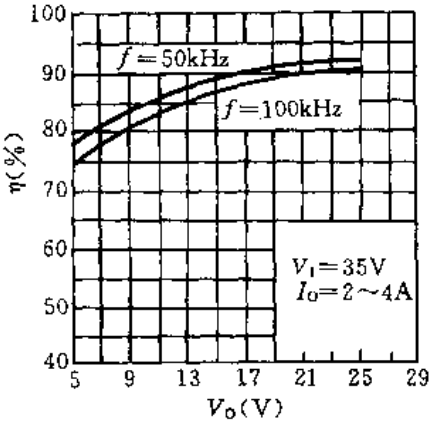


图 5.3.6 电源效率与输出电压的关系

L296 的电源效率与输出电压的关系如图 5.3.6 所示。由图可见，当 $V_O>20V$ 时，$\eta\geqslant90\%$。此外，η 值还与开关频率 f 有关，频率升高后效率会降低些。L296 作大电流输出时应加装合适的散热器，并且用螺钉和垫圈紧固在器件的小散热片上，如图 5.3.7 所示。L296 本身最大功耗为 15W，可自制 150mm×120mm×2mm 的铝板散热器，亦可选购成品散热器。为减小热阻，应在接触面上涂一层导热硅脂。图5.3.8给出 L296 配不同散热器时的最大功耗，可供设计时参考。图中，P_D 为 L296 本身的功耗，R_{th}为所用散热器的热阻，T_A 为环境温度。图 5.3.9 示出该开关电源的印制电路板图。

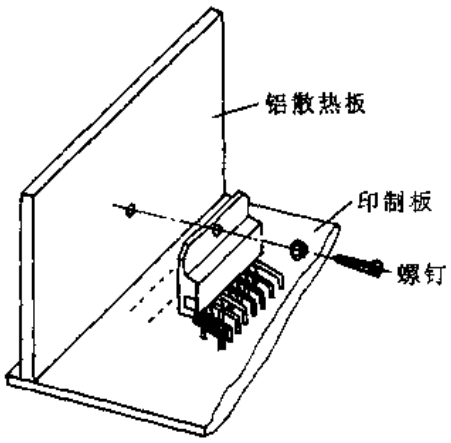


图 5.3.7 铝散热器的装配方法

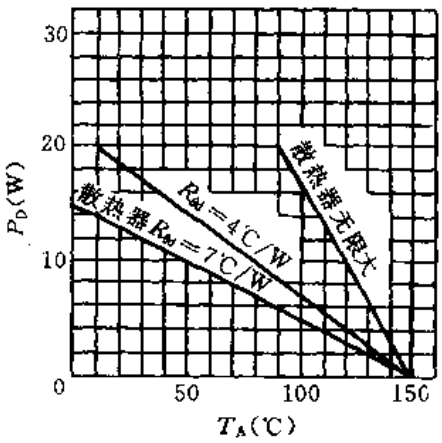


图 5.3.8 配不同散热器时的最大功耗

2. 两种开关电源电路

由 L296 构成的+5~15V、4A 可调式开关电源的电路如图 5.3.10 所示。

若需提供更大的输出电流，可利用外接大功率开关管(例如 2N5038)进行扩流。12V、10A 开关电源的电路如图 5.3.11 所示。此外，将几片 L296 作同步输出，还可制成多路可调式开关电源。

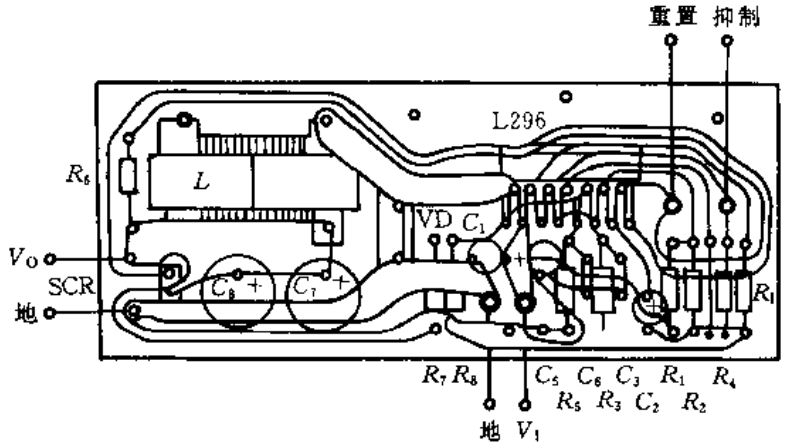


图 5.3.9 印制电路板

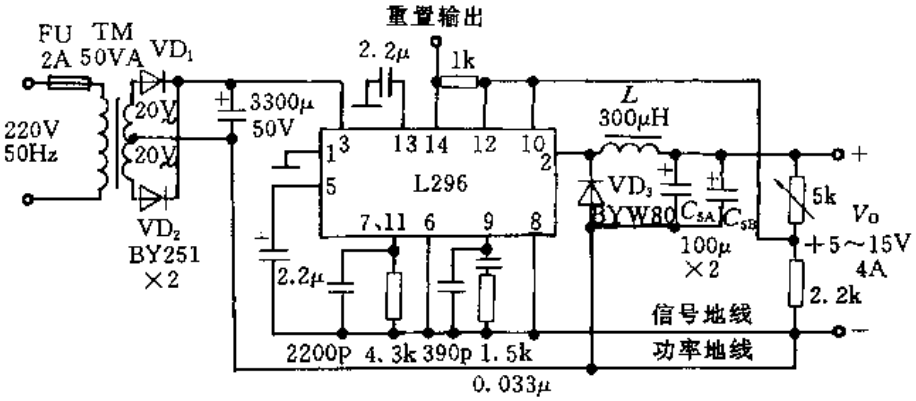


图 5.3.10 5～15V、4A 可调式开关电源电路

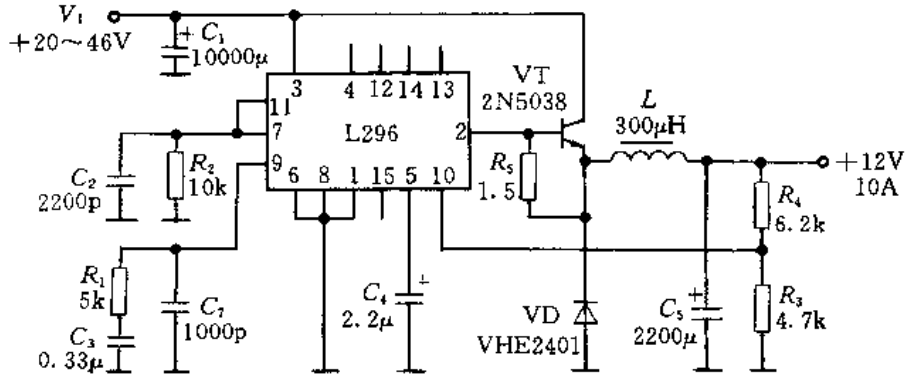


图 5.3.11 12V、10A 单片开关电源电路

5.4 由 L4970A 系列构成的大功率单片开关电源

L4970A 系列是 SGS-Thomson 公司继 L4960 系列之后推出的第二代单片开关式稳压器。该系列包括 6 种型号：L4970A、L4972A、L4972AD、L4974A、L4975A、L4977A。下面重点介绍 L4970A 的原理与应用。

5.4.1 L4970A 系列的性能特点

(1) 它们均是采用 DMOS 功率开关管、混合式 CMOS/双极型晶体管等集成电路制造新工艺研制而成的。

(2) 输出电流大。L4970A、L4977A、L4975A 的最大输出电流分别达到 10A、7A、5A，适宜制作 400～200W 的大功率单片开关电源。L4974A、L4972A 和 L4972AD 的 I_{OM}依次为 3.5A、2A、2A，可构成中功率单片开关电源。

(3) 输入电压范围宽(15～50V，极限值为 11～55V)。输出电压可在 5.1～40V 范围内连续调整。由于对锯齿波电压进行了前馈调整，使得在很宽的输入电压范围内，输出电压保持良好的电压调整率。在典型应用时，L4970A 的 $S_V=0.098\%$，$S_I=0.29\%$，输出纹波电压是 30mV，电源电压的纹波抑制比为 60dB。最大限流值由内部电路限定。

(4) 开关频率高。最高开关频率 $f_{max}=500kHz$，通常选 200kHz(允许有±20kHz 的偏差)，比 L4960 系列提高了一倍。这不仅有助于提高电源效率，还能减小储能电感的体积。开关频率的稳定度为 2%，温度稳定度为 1%。

(5) 通过自举电容来提升驱动级的工作电源，增加驱动 DMOS 功率开关管的能力，获得大电流输出。

(6) 电源效率高，本身功耗低，能在低压差下正常工作。例如，L4970A 在 $V_I=35V$、$I_O=10A$ 时，输入-输出压差可低至 1.1V 左右。L4970A、L4977A、L4975A 本身的最大功耗均为 30W，而 L4974A 和 L4972A 仅 5W。以 L4970A 为例，当 $V_I=50V$，$V_O=40V$、$I_O=10A$ 时，电源效率 $\eta=92.5\%$。

(7) 除软启动、限流保护与过热保护电路之外，还增加了欠压锁定电路和 PWM 锁存器。欠压锁定电路具有延迟功能；PWM 锁存器则能消除外界干扰的影响，保证每个周期内只有一个信号脉冲起作用。利用过热保护电路的滞后时间，还能防止电源出现不稳定状态。

(8) 新增加了复位输入、复位输出、复位延迟这三个引出端。利用掉电复位电路能实时地向微机发出复位信号，监视系统的电源工作状态。

5.4.2 L4970A 的工作原理

1. 管脚功能

L4970A、L4977A 和 L4975A 均采用 SIP-15 封装，管脚排列如图 5.4.1 所示。图中的小散热片与第 8 脚(GND)连通。L4974A 与 L4972A 的输出电流较小，改用 DIP-20 封装，其管脚排列如图 5.4.2 所示，它们增加了地端和空脚，使用时需把 4 个 GND 端短接后作为公共地，接至敷铜散热板上。

L4970A 的管脚功能如下(括弧内为外文名称)：

1 脚 R_T(R_{OSC})：锯齿波振荡器的外部振荡电阻，由它决定振荡电容的恒流充电电流值。

2 脚 C_T(C_{OSC})：外接振荡电容，C_T 与 R_T 一同设定开关频率。

3 脚(RESET IN)：复位输入端，接内部掉电复位电路。此端电压值需设定成 5.1V。若通过电阻分压器接输入电压 V_I，即可提供掉电信号 V_{RL}；不用时须经 30kΩ 电阻接第 15 脚。

4 脚(RESET OUT)：复位输出端，集电极开路输出。常态下呈高电平，当 V_I 或 V_O 掉电时此端变成低电平。

5 脚(RESET DELAY)：复位延迟端，外接复位延迟电容 C_d，以决定复位信号的延迟时间。

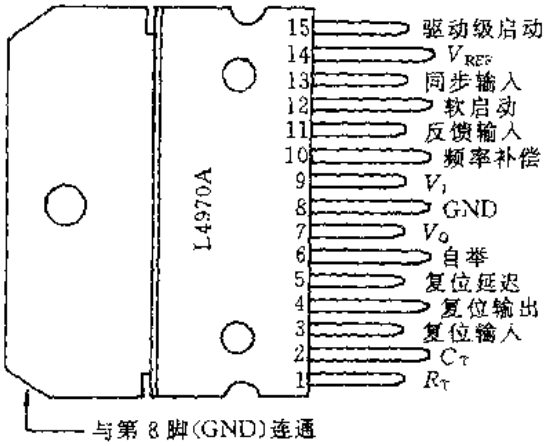


图 5.4.1 L4970A/4977A/4975A 的管脚排列

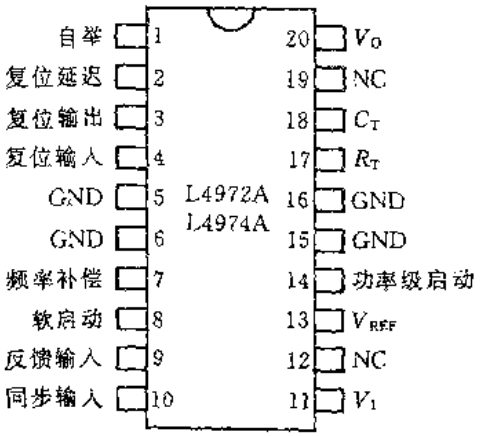


图 5.4.2 L4974A/4972A 的管脚排列

6 脚(BOOTSTRAP)：自举端，经自举电容 C_b 接至 V_O。自举工作电压值为(V_I+12V)，利用此端能够提升功率驱动级的电源，使之更好地驱动 DMOS 功率开关管，提高输出功率。

7 脚(V_O)：输出端。固定输出为 5.1V，可调输出时需外接电阻分压器。

8 脚(GND)：公共地。

9 脚(V_I)：输入端，接直流输入电压。

10 脚(FREQ COMPENSATION)：频率补偿端，外接 RC 网络，对误差放大器进行频率补偿。

11 脚(FEEDBACK INPUT)：反馈输入端，接 V_O 时输出电压为 5.1V，经电阻分压器可获得 5.1～40V 范围内的任何电压值。

12 脚(SOFT START)：软启动端，外接软启动电容 C_S，以决定软启动时间。

13 脚(SYNC)：同步输入端。将多片 L4970A 的第 13 脚连在一起，就能使它们同步工作。该端亦可接外同步信号。

14 脚(V_{REF})：内部 5.1V 基准电压的输出端。

15 脚(V_{START})：驱动级启动电路的引出端，接内部 12V 基准电压。

2. 工作原理

L4970A 系列的电路框图如图 5.4.3 所示(所标管脚序号仅适用于 L4970A/4975A/4977A)。主要包括基准电压源，锯齿波振荡器，内部 40kHz 振荡器，欠压检测与过热保护电路，误差放大器，PWM 比较器，PWM 锁存器，或非门，触发器(由两级或门构成)，驱动级，DMOS 功率开关管，限流比较器，软启动电路，掉电复位电路。需要指出，内部基准电压源能输出两路基准电压，一路是 V_{REF}=5.1V，供设定输出电压 V_O 值用；另一路为 V_{START}=12V，它与自举电路相配合，可将驱动级的电源电压提升 12V。V_{REF} 允许有±0.2V 的偏差，V_{START} 则允许有±0.6V 的偏差。L4970A 的电压调整率为 0.2%(V_I=15～50V，V_O=5.1V，I_O=5A)，负载调整率为 0.4%(V_O=5.1V，I_O=2～10A)。

L4970A 的导通阈值电压 V_{ON}=11V，并有 1V 的滞后电压。为保证芯片能可靠地工作，要求最低输入电压 V_{Imin}>11V，一般取 V_{Imin}=15V。为了给 DMOS 功率开关管提供足够大的驱动电压，需采用自举升压方式，利用内部 12V 基准电压源将自举电容 C_b 充电到 12V，然后叠加到驱动级电源上，使之提升到(V_I+12V)上。DMOS 功率管的开关时间仅为 50ns，能在 200kHz 高频下正常工作，其峰值驱动电流约 0.5A。

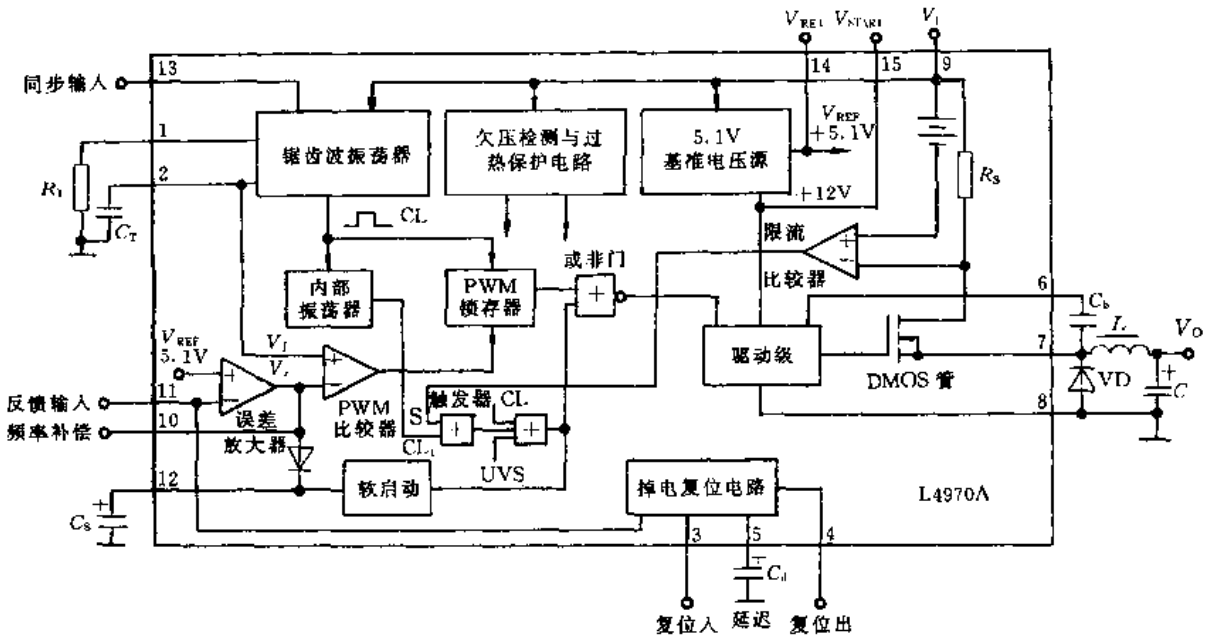


图 5.4.3　L4970A 系列的电路框图

PWM 控制环路的工作原理可概述如下：首先把取样电压与 5.1V 基准电压进行比较，产生误差电压 V_r，再将 V_r 与锯齿波电压 V_J 作比较，获得频率固定的脉宽调制信号 V_{PWM}，经驱动级驱动 DMOS 功率管，最后利用 L、VD、C 构成的降压式输出电路，得到稳定的输出电压。图 5.4.3 中，将输入电压 V_I 加到锯齿波振荡器上，目的是提供一个前馈信号，使器件在很宽的输入电压范围内具有良好的稳压性能。加上前馈电压之后的输出电压波形如图 5.4.4 所示。显见，当 V_I 从 15V 变化到 30V 时，输出电压波形不变。

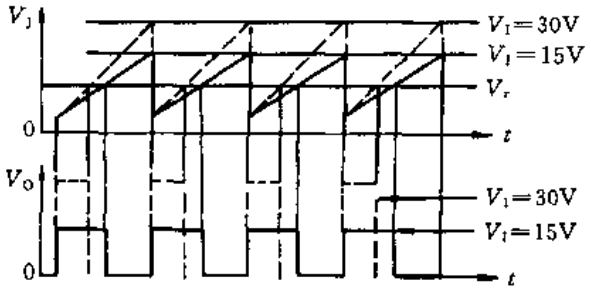


图 5.4.4　加前馈电压后的波形图

软启动电路的原理与 L4960 完全相同，参见 5.2 节。下面着重介绍限流保护电路和掉电复位电路的工作原理。

(1) 限流保护电路。它由限流检测电阻 R_S(芯片内部的金属丝电阻)、限流比较器所组成。当输出电流超过最大限流值 I_{SM}(参见表 5.4.1，通常取 $I_{SM}=(1.3\sim1.4)I_{OM}$)时，限流比较器就输出高电平，将触发器置 1，再经过或非门变成低电平，使驱动级和 DMOS 功率管截止。仅当内部 40kHz 振荡器的时钟脉冲 CL_1 来到时，才能把触发器置 0，DMOS 管重新导通。发生过载后，可使 L4970A 保持恒定的电流输出，并且把开关频率从正常的 200kHz 降至 40kHz，保护芯片不受损坏。限流保护电路的时序波形如图 5.4.5 所示。从图中不难发现下述特点：第一，V_O 与 I_O 均呈断续输出的波形；第二，在限流过程中尽管 I_O 的幅度每次都由小变大，但电流的平均值很低；第三，限流保护时的开关频率降至 40kHz，仅为正常频率值的 1/5。

表 5.4.1　最大限流值与最大输出电流的关系

L4970A 系列产品的型号	L4970A	L4977A	L4975A	L4974A	L4972A
最大限流值 I_{SM}(A)	13	9.5	6.5	4.75	2.8
最大输出电流 I_{OM}(A)	10	7	5	3.5	2

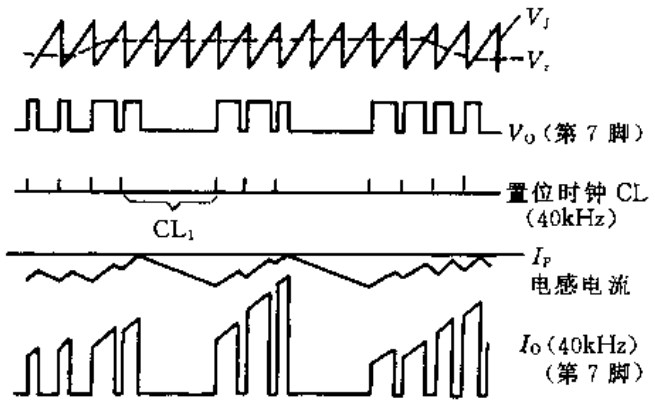


图 5.4.5　限流保护电路的时序波形

(2) 掉电复位电路。其工作波形如图 5.4.6 所示。L4970A 的导通阈值电压 $V_{ON}=11V$，这也是输入电压的最小极限值；关断阈值电压 $V_{OFF}=10V$。利用接在 V_1 端、复位输入端和 GND 之间的电阻分压器，可以设定复位输入端的阈值电压 V_{RH}，使 $V_{RH}=5V$，并由它来决定输入电压阈值 V_{IL}。由图 5.4.6 可见，上电后当 V_1 升至 V_{IL} 时，复位输出端需经过一段延迟时间才变成高电平，延迟时间由 C_d 来设定。当输入端发生掉电故障且 V_1 降至 V_{IL} 以下时，复位输出端立即变成低电平。另外，当输出端发生掉电故障，包括瞬间电压跌落故障且 $V_O<5V$(正常值为 5.1V)时，复位输出也变成低电平。因此，L4970A 系列特别适合作微机系统的电源。一旦出现 V_1 过低($V_1<V_{OFF}=10V$)或者 V_O 过低($V_O<5V$)的故障，复位输出端立即产生信号，将微处理器复位并进入掉电保护状态。这就是掉电复位电路的功能。

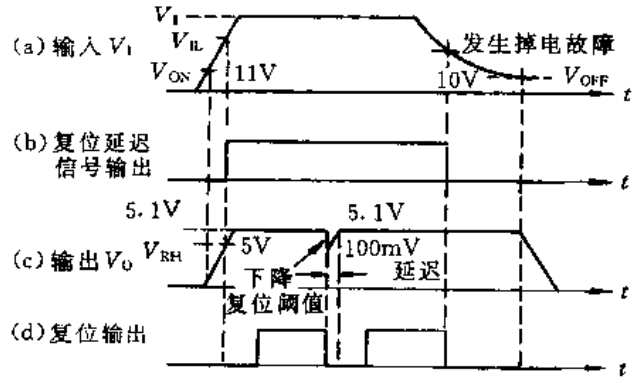


图 5.4.6　掉电复位电路的工作波形

5.4.3　由 L4970A 构成的单片开关电源

1. L4970A 的典型应用电路

L4970A 的典型应用电路如图 5.4.7 所示。该电路对于 L4977A 也适用，并可供使用 L4975A、L4974A 和 L4972A 时参考(仅个别元件值略有变动)。图中，C_1、C_2 为输入滤波电容，

并联后的总电容量为 6600μF，亦可用一只 6800μF/50V 电解电容器代替。由 R_1、R_2 构成复位输入端的电阻分压器，用以设定 V_{RL} 值。C_3、C_4 分别为驱动级启动电路引出端和 V_{REF} 端的滤波

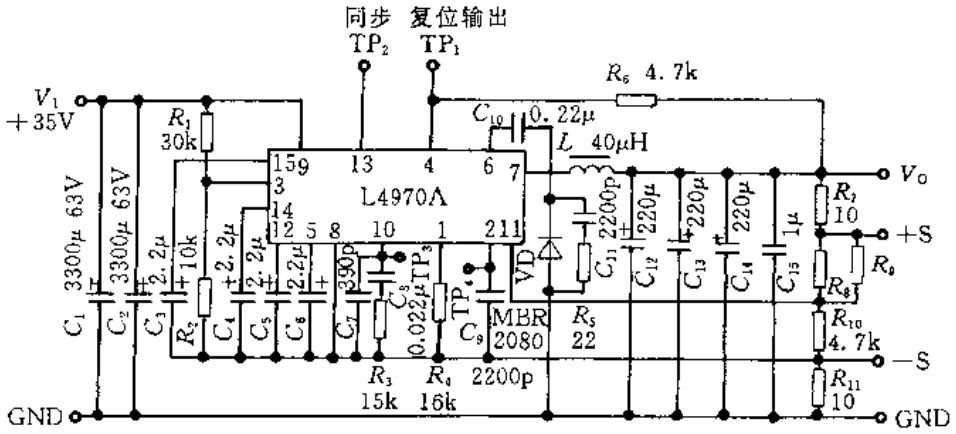


图 5.4.7　L4970A 的典型应用电路

电容。C_5 是软启动电容，C_6 为复位延迟电容。误差放大器的频率补偿网络由 C_8、R_3 组成，C_7 专用做高频补偿。R_4、C_9 依次为振荡电阻、振荡电容。C_{10}为自举电容。VD 是续流二极管，采用 MBR2080 型(20A/80V)肖特基共阴对管。由 C_{11}和 R_5 构成吸收回路，可限制 DMOS 管关断的瞬间产生的尖峰电压值及其上升速率，保护功率开关管和续流二极管不受损坏。C_{12}～C_{14}为输出端滤波电容，将三只 220μF/40V 的电解电容器相并联，能使其等效电感大为降低。R_6 是复位输出端内部晶体管的集电极电阻。若不考虑 R_9 的影响，则输出端的电阻分压器由(R_7+R_8)和(R_{10}+R_{11})构成，输出电压由下式确定：

$$V_O = \left(1 + \frac{R_7 + R_8}{R_{10} + R_{11}}\right) \times 5.1\text{V} \tag{5.4}$$

该电路设计为 V_I=35V，I_O=10A。TP_1～TP_4 为测试点，可用示波器分别观察复位输出、同步信号、误差电压、锯齿波电压的波形。+S 端接 R_7、R_8 的中点，−S 端接信号地，目的是便于做性能测试。该电路的印制板装配图如图 5.4.8 所示。实际应用时还可对电路作适当简化：去掉 R_9、R_{11}，将信号地与功率地在输出端汇合；把 R_7、R_8 合并成一只可调电阻或电位器，以便调节输出电压值。

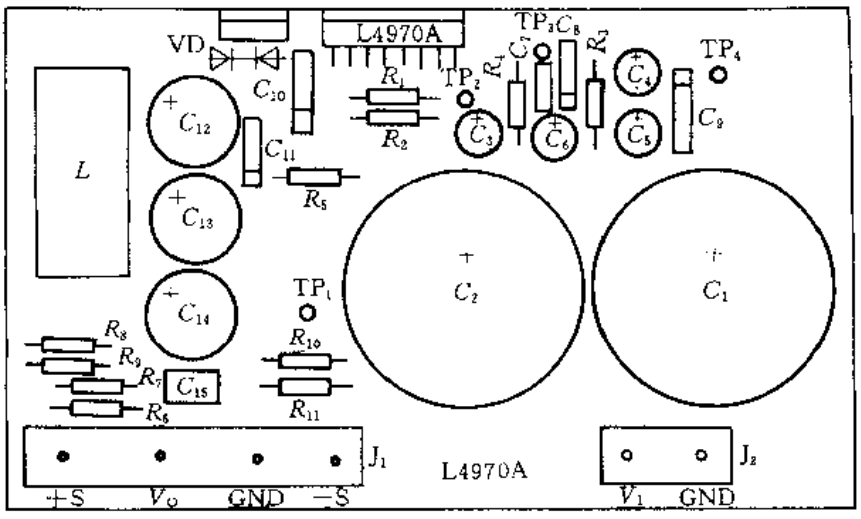


图 5.4.8　印制板装配图

开关频率 f 与振荡电阻 R_4、振荡电容 C_9 的关系曲线如图 5.4.9 所示。电源效率与输出电压的关系曲线如图 5.4.10 所示。

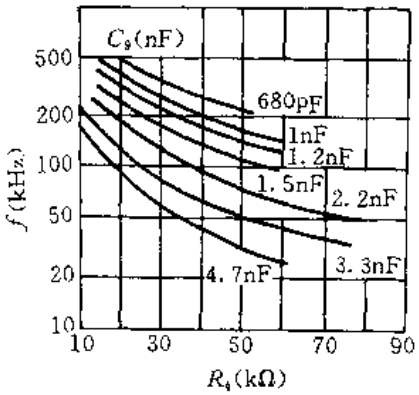


图 5.4.9 f 与 R_4、C_9 的关系曲线

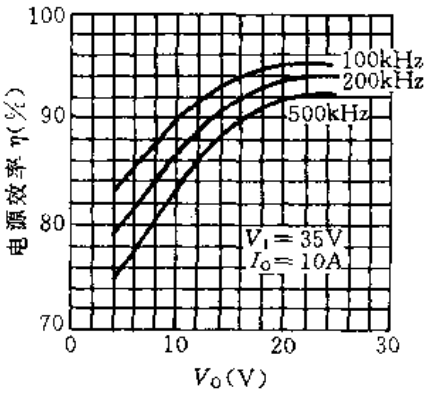


图 5.4.10 η 与 V_O 的关系曲线

2. 关键元件值的选择

对应于不同的输出电压 V_O，可按表 5.4.2 选择 R_{10}、R_8 的电阻值。表 5.4.3 则列出自举电容 C_{10} 与开关频率 f 的关系。对于 L4970A 系列的不同产品，可按表 5.4.4 选择储能电感 L。这些表格可供设计电路时参考。

表 5.4.2 V_O 与 R_{10}、R_8 的对应关系

输出电压 V_O(V)	12	15	18	24
分压电阻 R_8(kΩ)	6.2	9.1	12	18
分压电阻 R_{10}(kΩ)	4.7			

表 5.4.3 C_{10} 与 f 的关系

开关频率 f(kHz)	20	50	100	200	500
自举电容 C_{10}(μF)	≥0.68	≥0.47	≥0.33	≥0.22	≥0.1

表 5.4.4 电感量的选取

产品型号	L4970A、L4977A	L4975A	L4972A、L4974A
储能电感 L(μH)	40	80	150

3. 其他应用电路

(1) 5.1V、10A 开关电源的电路

由 L4970A 构成的 5.1V、10A 开关电源的电路如图 5.4.11 所示。

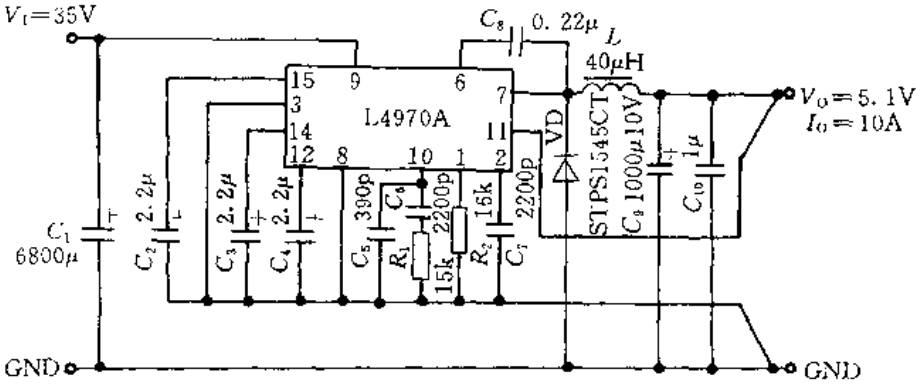


图 5.4.11 5.1V、10A 开关电源电路

(2) 0～25V、10A 开关电源的电路

能输出 0～25V、10A 的开关电源电路如图 5.4.12 所示。这里巧妙地利用一片 7905 型三端负压集成稳压器提供的－5V 电压，将 L4970A 的 GND 端电位拉成－5V，V_O 也就从原来的 5.1～30V 变成 0～25V。该电源的最大特点是输出电压能从零伏起调，这是用常规方法难于实现的。

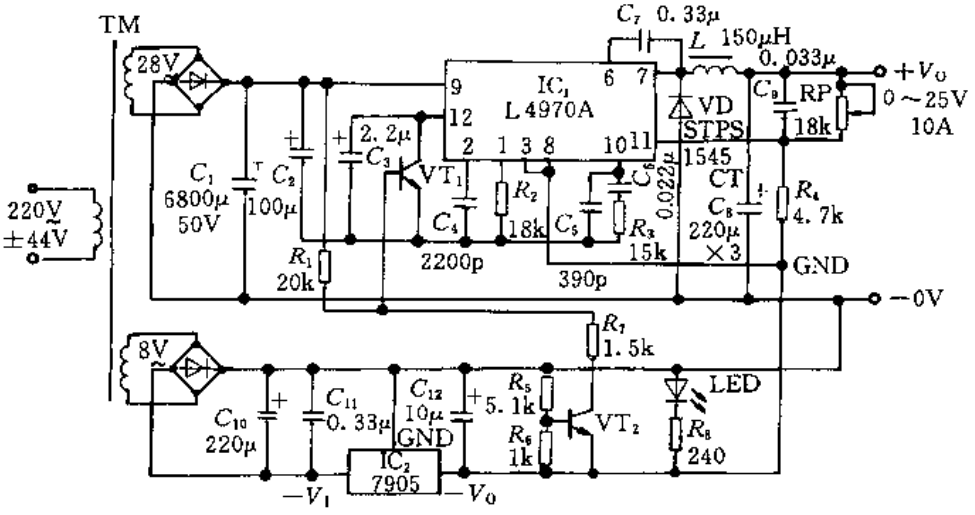


图 5.4.12　0～25V、10A 的开关电源电路

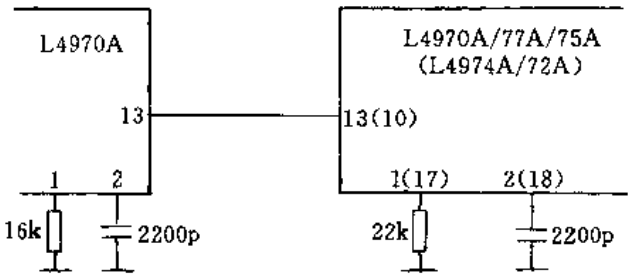


图 5.4.13　多片开关稳压器的同步电路

(3) 多片开关式稳压器的同步

实现多片开关式稳压器同步的电路如图 5.4.13 所示。利用此法，L4970A 就能与 L4970A 系列中的各种产品实现同步工作。括号中的数字是 L4974A 和 L4972A 的对应管脚序号。由 L4970A 与 L4974A 构成的 5.1V/12V 同步输出开关稳压器电路如图 5.4.14 所示。

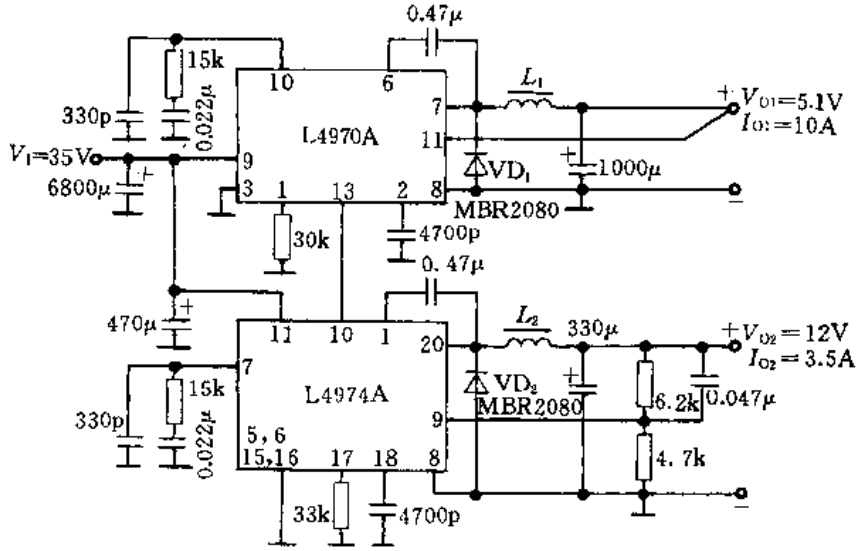


图 5.4.14　由 L4970A 与 L4974A 构成的同步输出开关稳压器电路

由 L4974A 与 L4962 构成+24V/2A、+5V/1A 同步输出的开关稳压器电路如图 5.4.15 所示。从 L4974A 第 10 脚引出的同步信号，经过 PNP 型晶体管 JE9015，加至 L4962 的振荡端（第 14 脚），强迫与之保持同步。JE9015 接成射随器形式，以提高输出能力。

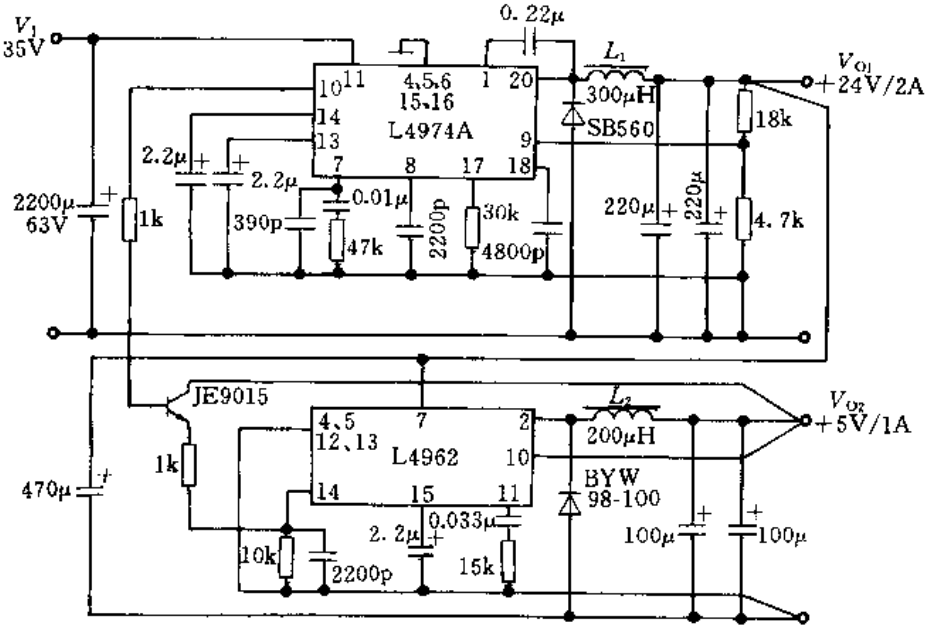


图 5.4.15　由 L4974A 与 L4962 构成的同步输出开关稳压器电路

5.5　单片开关式稳压器的检测方法

检测单片开关式稳压器的内容包括两项：一是单独检测芯片，二是对整个开关电源进行性能测试。前者可初步确定芯片的质量好坏；后者能对开关电源作技术评价，并对可能出现的故障原因及范围进行分析。

5.5.1　检测单片开关式稳压器

下面介绍利用模拟万用表 R×1k 挡判定单片开关式稳压器质量好坏的方法。用 500 型万用表 R×1k 挡分别测量 L4960、L4962、L296、L4970A 各管脚（空脚除外）对地电阻值，数据见表 5.5.1～表 5.5.3，可供参考。

表 5.5.1　测量 L4960、L4962 的电阻值

黑表笔位置	红表笔位置	正常电阻值(kΩ)	不正常电阻值
V_I	地(4 脚)	80～110	0 或∞
V_O	地	200～300	
反馈	地	7	
补偿	地	20	
软启动	地	9～10	
R_T/C_T	地	∞	0

表 5.5.2　测量 L296 的电阻值

黑表笔位置	红表笔位置	正常电阻值(kΩ)	不正常电阻值
1 脚	地(8 脚)	50～70	0 或∞
2 脚(V_O)	地	250	
3 脚(V_I)	地	100	
4～6,9,10,12 脚	地	6～7.5	
11,14 脚	地	∞	0
13 脚	地	5.4	0 或∞
15 脚	地	180	

表 5.5.3　测量 L4970A 的电阻值

黑表笔位置	1,4,6,12 脚	2	3	5	7	9	10	11	13	14	15
红表笔位置	8 脚	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8
电阻值(kΩ)	∞	30	40	50	51	32	11	16.5	7.5	4.7	21.7

5.5.2　单片开关电源的性能测试

下面以 L4960 为例，介绍用数字万用表测试单片开关电源的方法，电路参见图 5.2.7。

1. 测量开关频率

L4960 的最高振荡频率 $f_{max}=200kHz$，通常开关频率取 $f=100kHz$。选用 DT930F 或 DT980、DT970 型数字万用表的 200kHz(或 400kHz)频率挡，可直接测量第 5 脚上的锯齿波频率。若明显偏离 100kHz，可适当调整振荡电阻 R_2 的阻值：R_2↑→f↓，R_2↓→f↑，二者成反比。

2. 测量占空比

给单片开关电源加上额定负载，采用如图 5.5 所示占空比测量仪，可以准确测量占空比。具体方法是将 R_4 从 0Ω 调整到 33kΩ 时，分别测量 L4960 第 7 脚输出脉冲占空比，D 应能在 0～100%范围内连续变化。测量时必须给开关电源加上额定负载，否则难以观察占空比变化规律。这是因为在空载时，滤波电容 C_5 与 C_6 会将第 7 脚输出的脉宽调制信号平滑掉，即使接上示波器也难于观察到调节 R_4 时占空比的变化情况。

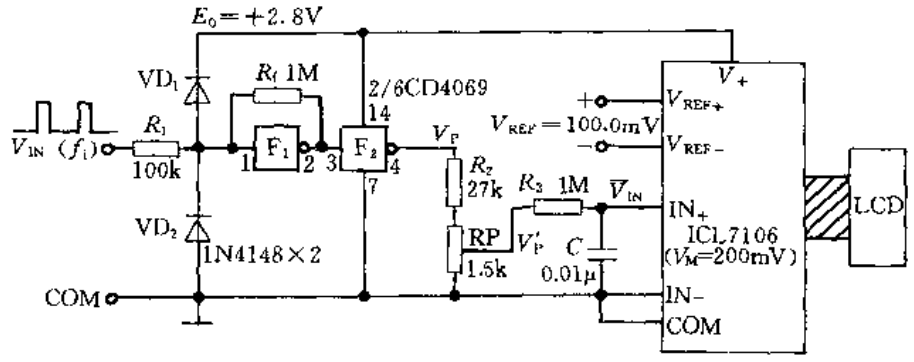


图 5.5　占空比测量仪的电路

图 5.5 所示占空比测量仪是由占空比检测电路配以数字电压表而构成的，其测量迅速准

确，测量范围是 $D=0\sim100\%$，准确度可达±0.2%～±2%。输入脉冲幅度范围是 0.6～10V，频率范围是 20Hz～1MHz。当被测脉冲幅度超过 10V 时，应在输入端再加一级电阻分压器。

占空比测量仪的检测电路由输入保护电路、电压放大器、电阻分压器及校准电路组成，配上由 ICL7106 构成的 200mV 数字电压表。输入脉冲信号用 $V_{IN}(f_i)$ 表示，其占空比允许为 0～100%。R_1 是限流电阻，VD_1 和 VD_2 均采用硅开关二极管 1N4148，构成双向限幅过压保护电路。F_1、F_2 合用一片 CD4069 型六反相器（现仅用其中两级反相器）。电源电压取自 ICL7106 内部＋2.8V 基准电压源 E_0。R_f 可将 F_1 偏置在线性放大区。脉宽调制信号经 F_1、F_2 放大后，幅度 $V_P\approx2.8$V。再经过 R_2 和 RP 分压，幅度降成 V'_P，其平均值为 $\overline{V}_{IN}$。RP 是占空比校准电位器，调整 RP 可使 $V'_P=100$mV。V_P、V'_P 的幅值可用示波器或峰值电压表监测。R_3 与 C 构成模拟输入端的高频滤波器。由于 DVM 输入的是脉冲电压，它所反映的就是脉冲平均值电压 $\overline{V}_{IN}$，而 $\overline{V}_{IN}$ 与占空比 D 有如下关系：

$$\overline{V}_{IN}=DV'_P \tag{5.5.1}$$

根据 ICL7106 的测量原理，显示值应为

$$N=\frac{1000}{V_{REF}}\cdot\overline{V}_{IN}=\frac{1000}{100.0}\cdot\overline{V}_{IN}=10\overline{V}_{IN}$$

即

$$\overline{V}_{IN}=0.1N \tag{5.5.2}$$

将式(5.5.2)代入式(5.5.1)中，考虑到 $V'_P=100$mV，故 $\overline{V}_{IN}=DV'_P=D\times100\text{mV}=100D(\text{mV})=0.1N$，即

$$D=0.001N=0.1N(\%) \tag{5.5.3}$$

使用 200mV 数字电压表或者数字万用表的 200mV(DC)挡，即可直读脉冲占空比。

3. 测量输出电压调节范围

用数字万用表的 200V(DC)挡分别测量 L4960 在空载和带额定负载两种情况下的输出电压。在 $V_I=46$V 时大幅度调整 R_4 的阻值，V_O 应能在 5.1～40V 范围内变化。

4. 测量纹波电压

将数字万用表拨至 200mV(AC)挡，测量输出端纹波电压的大小，应在 20mV 以下。若纹波电压过大，可适当改变储能电感 L、滤波电容 C_5 和 C_6。适当增大 C_5、C_6 的容量有助于减小纹波电压，但容量增加过多会影响其他性能。L 的范围是 50～300μH，典型值为 150μH。当信号地线与功率地线未分开布置或设计不合理时，也会导致输出端的纹波电压增大。有条件者，最好能用示波器测出纹波电压的幅度。

5. 观察软启动过程

将数字万用表拨至 DCV 挡，分别测量 L4960 第 6 脚、第 3 脚对地的电压。在刚开机时均可看到电压从 0V 逐渐升高的现象，此即软启动过程，通过控制输出电压的缓慢建立，对芯片起到保护作用。由于此过程持续时间很短，建议选用测量速率较高的数字万用表（最好带模拟条图显示功能），或者利用示波器来观察电压逐渐升高的过程。

5.6 集成稳压器的散热器设计

正确设计散热器是使用单片开关式稳压器的前提条件。此外，在设计复合式开关电源时还要用到三端集成线性稳压器或低压差稳压器（电路详见 7.1 节），同样需掌握其散热器设计方法。下面首先阐述散热器的设计原理与方法步骤，然后介绍各种集成稳压器的散热器设计实例

及注意事项，最后还讲述了成品散热器的选择方法。

5.6.1 散热器的设计原理

使用集成稳压器作功率输出时必须加合适的散热器，使其内部热量沿着管芯→小散热片(或管壳)→散热器→周围空气的途径散发掉。若因散热不良致使管芯温度超过最高允许结温，内部保护电路就进行过热保护，将输出电流迅速拉下来，此时稳压器已无法正常工作。严重过热时还会造成稳压器的永久性破坏。因此，掌握散热器的设计方法对于使用各种集成稳压器至关重要。

为使稳压器正常工作并达到设计指标，必须把它在工作时产生的热量及时散发掉。稳压器的最大允许功耗取决于芯片的最高结温 T_{jM}，仅当 $T<T_{jM}$ 时稳压器才能正常工作。因此，稳压器的散热能力愈强，实际结温就愈低，它能承受的功耗愈大，输出功率也愈大。稳压器的散热能力取决于它的热阻。热阻是用来表征各种材料热传导性能的物理量，以每单位功耗下材料的温升来表示，单位是℃/W。温升愈低，说明材料的散热能力愈强，即热阻小；温升高则表示散热能力差，热阻大。

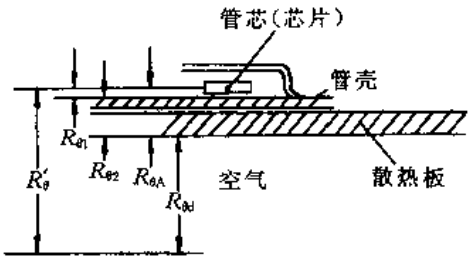


图 5.6.1 半导体器件加散热器后的热阻示意图

给半导体器件加散热器后可减小总热阻，器件的热阻分布情况如图 5.6.1 所示。$R_{\theta 1}$ 表示从结到外壳的热阻，$R_{\theta 2}$ 是从外壳到器件表面的热阻。若令 $R_{\theta A}$ 表示从结到器件表面的热阻，即 $R_{\theta A}=R_{\theta 1}+R_{\theta 2}$。$R_{\theta d}$ 为散热板到周围空气的热阻。假定未加散热板时的总热阻为 R_{θ}，加散热板后的总热阻为 R'_{θ}，有关系式 $R'_{\theta}=R_{\theta A}+R_{\theta d}\ll R_{\theta}$。设集成稳压器的最高允许结温为 T_{jM}，最高环境温度为 T_{AM}，加散热板后器件的实际功耗为 P_D，有关系式

$$P_D=\frac{\Delta T}{R'_{\theta}}=\frac{T_{jM}-T_{AM}}{R_{\theta A}+R_{\theta d}} \tag{5.6.1}$$

再令 P'_D 表示设计功耗，P_{DM} 为最大允许功耗，须满足下述条件：

$$P_D\leqslant P'_D\leqslant P_{DM} \tag{5.6.2}$$

用 P'_D 代替式(5.6.1)中的 P_D，不难解出

$$R_{\theta d}=\frac{T_{jM}-T_{AM}}{P'_D}-R_{\theta A} \tag{5.6.3}$$

在确定散热板面积时将用到 $R_{\theta d}$ 值。

5.6.2 散热器的设计方法

散热器的种类很多，大致分两种，一种是平板式散热器，简称散热板，其结构简单，成本低廉，容易自制，但所占用面积较大。另一种是成品散热器，例如筋片式、叉指式散热器，其散热效果好、体积小，但成本较高。下面介绍散热板的设计方法，可供读者参考。

表 5.6.1 列出几种常见封装形式的热学参数及所对应的稳压器型号。图 5.6.2 则示出散热板在自然冷却条件下的热阻 $R_{\theta d}$ 与表面积 S 关系曲线。图中分别给出铝板和铁板的曲线，板厚均为 2mm，使用条件为自然冷却，散热板垂直放置，稳压器装在散热板中心位置。由图可见，散热板的面积愈大，热阻愈小，二者近似成反比，并且在表面积与厚度相同的情况下，铝板的热

表 5.6.1 几种封装形式的热学参数

封装形式*	国外	TO-220	TO-3	TO-66	TO-39
	国产	S-7	F-2	F-1	B 4
最大允许功耗 P_{DM}(W)		10	20	10	0.7
不加散热器时结到周围空气的总热阻 R_θ (℃/W)		62.5	40	50	210
加散热器后结到器件表面的热阻 $R_{\theta A}$ (℃/W)	直接与散热板接触	7	6	6.5	26
	涂导热硅脂	1	1	1	
	加 0.05mm 厚的云母绝缘衬垫	1.8	1.8	1.8	
集成稳压器典型系列产品**		L4960 L4970A 7800 7900 78M00 78T00	7800 7900 78T00 78H00 78P00	78M00 79M00	78L00 79L00

* 某些产品可有多种封装形式。

* * L4960 和 L4970A 可近似看成 TO-220 封装。

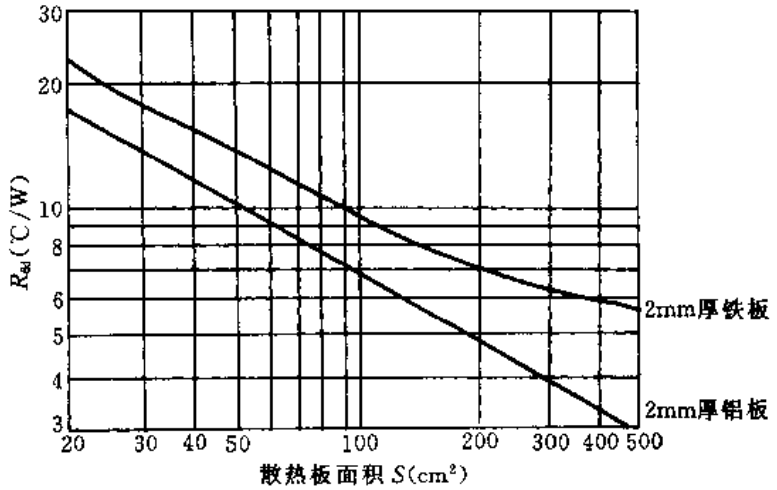


图 5.6.2 铝板和铁板的 $R_{\theta A}$-S 关系曲线

阻较小，散热性能优于铁板，且其密度仅为铁板的 1/3(2.7/7.8)，又不易生锈。紫铜板的散热性更好，但因密度大(8.9g/cm³)、价格高，故很少采用。

设计散热板时应遵循以下步骤：

(1) 确定已知条件。已知条件包括：① 稳压器的封装形式；② 稳压器的实际功耗 P_D、设计功耗 P'_D、最大允许功耗 P_{DM}，要求 $P_D \leqslant P'_D \leqslant P_{DM}$，$P_D$ 可以估算，对于串联调整型线性稳压器亦可按公式 $P_D=(V_I-V_O)\cdot I_O$ 计算；③ 允许最高结温 T_{JM}，亦即稳压器工作结温的上限值，单片开关式稳压器为 150℃，三端线性稳压器是 125℃(民品)或 150℃(军品)，TOPSwitch—Ⅰ系列三端单片开关电源为 135℃；④ 最高环境温度 T_{AM}，视当地年最高气温或工作现场温度而定；⑤ 所选板材及厚度。

(2) 根据封装形式和散热板接触方式，从表 5.6.1 中查出器件的 $R_{\theta A}$值。

(3) 利用式(5.6.3)求出散热板对空气的热阻 $R_{\theta d}$。

(4) 根据 $R_{\theta d}$值查图 5.6.2 所示曲线，确定散热板之表面积 S，进而求出散热板外形尺寸(长、宽尺寸)。为提高散热可靠性，散热板实际面积应留出大约 1/3 的余量。

(5) 计算稳压器效率。若不考虑工频变压器和整流器件的损耗，电源总功率 P 就等于稳压器功耗 P_D(无用功率)与输出功率 P_O(有用功率，即负载功率)之和，有公式

$$P = P_D + P_O \tag{5.6.4}$$

对于串联调整式集成稳压器，$I_I = I_O$，因此其电源效率

$$\eta = \frac{P_O}{P} = \frac{I_O V_O}{I_I V_I} \approx \frac{V_O}{V_I} \cdot 100\% \tag{5.6.5}$$

假如已知 η，也可以求出 P_D 值，有公式

$$P_D = \frac{1-\eta}{\eta} \cdot P_O \tag{5.6.6}$$

对于单片开关式稳压器，电源效率

$$\eta = \frac{V_O}{DV_I} \tag{5.6.7}$$

5.6.3 散热器的设计实例

例 1：利用 L4960 构成单片开关电源。因其 $P_{DM}=7W$，可选 $P'_D = P_{DM}$，再与 $T_{jM}=150℃$、$R_{\theta A}=7℃/W$(其封装与 TO-220 相似)、$T_{AM}=40℃$一并代入式(5.6.3)中算出 $R_{\theta d}=8.7℃/W$。查图 5.6.2 可知 $S\approx 65cm^2$，实取 $80cm^2$，可选 100mm×80mm×2mm 的铝散热板。若涂以导热硅脂，则散热效果会更好。

例 2：已知 TO-220 封装的三端线性稳压器的 $T_{jM}=125℃$(民品)，$T_{AM}=45℃$，试求不加散热器时的最大允许功耗。

TO-220 封装的总热阻 $R_\theta=62.5℃/W$。由式(5.6.1)求出

$$P_{DM} = \frac{T_{jM} - T_{AM}}{R_\theta} = \frac{125-45}{62.5} = 1.28W$$

此时式(5.6.1)中的 P_D 换成 P_{DM}，$(R_{\theta A}+R_{\theta d})$则用 R_θ 表示。因实际最大功耗应低于 P_{DM}，故最大允许功耗约为 1W，仅为加合适散热器后最大允许功耗($P_{DM}=10W$)的 1/10。

例 3：已知 TO-3 封装的三端线性稳压器 $T_{jM}=125℃$，$T_{AM}=40℃$，试确定在不加散热器时的最大允许功耗。

TO-3 封装的总热阻 $R_\theta=40℃/W$，同理可求出 $P_{DM}=2.125W$。使用时一般不超过 2W，也仅相当于加合适散热器后最大允许功耗(20W)的 1/10。

例 2 和例 3 的实际意义在于，它们给出了使用三端线性稳压器时是否需加散热器的界限。

例 4：利用 TO-3 封装的 7809 构成线性稳压电源。已知 $V_I=20V$，$I_O=1A$，$P_{DM}=20W$，$T_{jM}=150℃$(军品)，$T_{AM}=40℃$。拟采用 2mm 厚铝板，试确定在不涂导热硅脂与涂导热硅脂这两种情况下，铝散热板的外形尺寸，并计算该稳压器的效率。

首先计算实际功耗

$$P_D = (V_I - V_O)I_O = (20-9)\times 1 = 11W$$

取设计功耗 $P'_D=11W$ 时，可满足 $P_D \leqslant P'_D < P_{DM}$之条件。查表 5.6.1，在不涂导热硅脂时 $R_{\theta A}=6℃/W$，代入式(5.6.3)算出

$$R_{\theta d}=\frac{T_{JM}-T_{AM}}{P'_D}-R_{\theta A}=\frac{150-40}{11}-6=4\,℃/W$$

查图 5.6.2 得到 $S=300cm^2$。留出 1/3 余量后实际铝散热板的表面积为 $400cm^2$，外形尺寸可取 20cm×20cm。

若在稳压器与散热板的接触面上涂一层导热硅脂，则 $R_{\theta A}=1\,℃/W$。同理可求出 $R_{\theta d}=9\,℃/W$，$S=62cm^2$，实取 $S'=84cm^2$，外形尺寸可设计成边长为 9.1cm 的正方形，或 10cm×8.4cm 的长方形。不难看出，涂导热硅脂后散热器与稳压器能够紧密贴合，使接触面的热阻降至最低，不仅大大改善了散热条件，而且使散热板面积也显著减小，仅为原来面积的 1/4 左右。

稳压器效率计算如下：

$$\eta=\frac{V_O}{V_I}\cdot 100\%=\frac{9}{20}\times 100\%=45\%$$

不难算出，在 $P_O=I_OV_O=9W$ 保持不变的条件下，若将 V_I 降至 15V，则 η 提高到 60%，而散热板面积还能进一步减小。这表明设计的 V_I 值不宜过高，以 $(V_I-V_O)=4\sim6V$ 为宜。

例 5：使用 LM2940C—12 型三端低压差线性稳压器构成稳压电源。设计 $V_O=12V$，$I_O=1A$，$P_O=12W$。该稳压器在输出 1A 额定电流时，输入-输出压差的典型值仅为 0.5V，最大也不超过 0.8V。现取 $V_I=12.8V$，则

$$P_D=(V_I-V_O)I_O=(12.8-12)\times 1=0.8W<1W$$

由例 2 可知，采用 TO-220 封装的稳压器，在不加散热器时的最大允许功耗约为 1W。这表明，LM2940C—12 在不加散热器的条件下已能输出 12W 的功率。稳压器效率

$$\eta=\frac{V_O}{V_I}\times 100\%=\frac{12}{12.8}\times 100\%=93.8\%$$

远远高于普通三端稳压器，这也充分体现了低压差稳压器的优良特性。

需要指出，当 V_I 随交流电源电压变化较大时，应适当提高 V_I 值，以确保 LM2940C—12 正常稳压，必要时可给其加一小散热片。但在构成复合式开关电源时，因前级已经稳压了，故不需提升 V_I，亦可省去散热片。

设计散热板时应注意以下事项：

(1) 设管壳温度为 T_C，有关系式：$T_j>T_C>T_A$。显然，环境温度 T_A 愈低，温差 (T_j-T_A) 就愈大，散热效果愈好。图 5.6.2 给出的曲线是指自然冷却。若利用风扇强迫风冷，散热条件可大为改善，$R_{\theta d}$-S 曲线就向左下方位移。

(2) 从散热效果看，散热板制成圆形或正方形比较理想。若受加工或安装条件的限制而必须制成长方形时，长、宽之比不得超过 2∶1。

(3) 散热板表面应光洁、平直，无翘曲或锈蚀，并紧固在器件上。器件尽量装在散热板中心处。若要求二者保持绝缘，需加云母衬垫和绝缘套筒，亦可选聚酯薄膜作绝缘衬垫。

(4) 散热板应尽量远离工频变压器、功率管等热源。鉴于稳压器管壳温度低于 100℃，不必考虑热辐射问题，仅需分析热传导。

5.6.4 成品散热器的选择方法

常见的成品散热器有筋片式、叉指式两种，外形分别如图 5.6.3(a)、(b)所示。成品散热器的基本计算公式为

$$R_{\theta d}=\frac{T_{JM}-T_A}{P_D}-R_{\theta L}\qquad(5.6.8)$$



(a)　　(b)

(a) 筋片式；(b) 叉指式

图 5.6.3　成品散热器的外形

$$\Delta T_{fa} = T_{jM} - T_A - P_D R_{\theta l} \tag{5.6.9}$$

式中，ΔT_{fa}表示管壳与周围空气的温差。

每种型号的散热器都有与之对应的特性曲线。SRZ105 型叉指式散热器的 $R_{\theta d}$-P_D 和 ΔT_{fa}-P_D 特性曲线如图 5.6.4 所示，由生产厂家向用户提供。选取成品散热器时可根据器件功耗 P_D 查出 $R_{\theta d}$(或 ΔT_{fa})之值，若查得之值略小于或等于按公式计算出来的数值，则该散热器符合要求。否则另选其他规格的散热器。几种封装形式的 $R_{\theta l}$值见表 5.6.2。

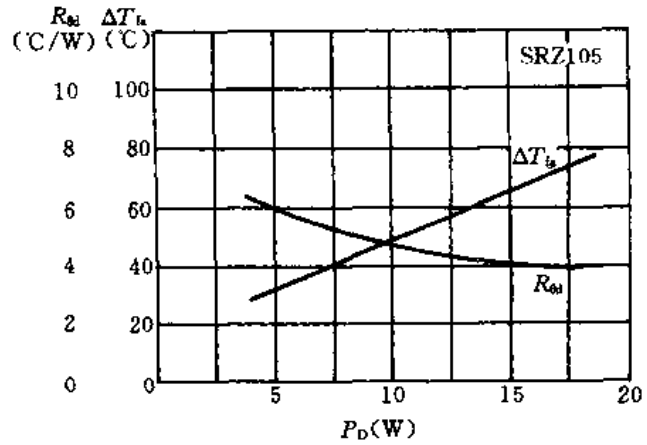


图 5.6.4　$R_{\theta d}$-P_D 和 ΔT_{fa}-P_D 特性曲线

表 5.6.2　几种封装形式的 $R_{\theta l}$值

封 装 形 式	TO-220	TO-3	TO-66	TO-39
结到外壳的热阻 $R_{\theta l}$(℃/W)	3	3	3	11

设计举例：采用 TO-3 封装的稳压器，T_{jM}=125℃，$R_{\theta l}$=3℃/W，T_A=35℃，取 P_D=12.5W $<P_{DM}$。

$$R_{\theta d} = \frac{T_{jM} - T_A}{P_D} - R_{\theta l} = \frac{125 - 35}{12.5} - 3 = 4.2℃/W$$

$$\Delta T_{fa} = T_{jM} - T_A - P_D R_{\theta l} = 125 - 35 - 12.5 \times 3 = 52.5℃$$

查散热器手册给出的特性曲线(图 5.6.4)，选中 SRZ105 型叉指式散热器。

第 6 章　单片开关电源模块的设计

目前，开关电源正向集成化、标准化、系列化、智能化、模块化的方向发展。本章首先介绍开关电源模块的性能特点及产品分类，然后重点阐述 16 种新型单片开关电源模块的电路设计。

6.1　开关电源模块的特点及产品分类

新型开关电源模块是采用微电子技术和先进的制造工艺，把开关电源专用集成电路（例如 PWM 控制器、PFM 控制器、单片开关式稳压器、单片开关电源）与微型电子元器件（如表面安装元器件 SMD）组装成一体，能完成 AC/DC 电源变换功能的商品化部件。

6.1.1　开关电源模块的特点

众所周知，采用集成工艺是无法将大容量的电容器、电位器、磁芯电感器、高频变压器、整流器等集成在芯片中的。因此，自行研制开关电源时不仅要选择芯片，还必须考虑芯片之间、芯片与外围电路之间的接线并设计好印制电路，最后完成安装调试工作。这就给用户带来诸多不便。若采用开关电源模块，则上述问题可迎刃而解。

早在 20 世纪 70 年代，美国英特西尔（Intersil）公司首先推出模块这一产品形式。日本、荷兰、瑞士等国的厂家也在 80 年代初开始生产模块。我国是从 80 年代中期开始建立专业生产厂家并形成了批量生产能力的。目前国内外许多半导体厂家正积极开发开关电源模块的系列化产品，不仅有普通模块、精密开关电源模块，还有智能模块、各种专用模块（如用于功率因数校正的 PFC 模块、PC 机待机电源、手机电池充电器模块）。英国 Powerex 公司就研制出输出功率高达 360kW（600V、600A）的智能化 PWM 开关电源模块，它不仅具有过压断电、过流保护、短路保护、过热保护等功能，还增加了故障自检与故障显示等先进功能，且能与绝缘栅-双极型功率晶体管（IGBT）相匹配。

开关电源模块具有以下显著特点：

（1）其结构特征是将全部集成电路和元器件密集安装在印制板上，因此有人称之为“二次集成”，即第一次集成是由 IC 厂家完成的，第二次集成则由模块厂家实现。模块的外形大致分 3 种：①全密封式，模块内部用环氧树脂灌死，不可以拆卸；②半密封式，用户可打开外壳；③敞开式，用户根据需要自配外壳，亦可不配。小功率开关电源模块可采用塑料外壳，大、中功率开关电源模块普遍采用带散热孔或散热窗的金属外壳，有些还制成筋片式外壳，兼作散热器。

（2）模块的设计、制造、调试和使用都具有独立性，可单独完成。用户无须了解模块的内部电路结构，只要掌握其外特性即可正确使用。在设计系统时，完全可将它当作具有特定功能的“黑匣子”来使用。由于模块属于正式商品，用户即买即用，对于有插座的模块还能“即插即用”（Plug & Play），因此简化了电源设计，能缩短系统的研制周期。

（3）国内外许多著名模块厂商的产品都通过了 IEC950 国际安全性认证，或 UL1950（美国）、GS（德国）、CE（欧共体）认证，其质量可靠、安全性好、抗干扰性强，符合电磁兼容性（EMC）标准，上机合格率可达 100%，能提高系统的可靠性。

(4) 互换性强。不仅相同型号的模块可以直接代换，而且外特性一致的模块也能互相代用。这就给日常维修工作带来极大方便，也为日后产品升级换代提供了便利条件。

(5) 采用全密封式的模块不仅能抗震动、防潮湿，还可防止伪造，维护模块厂商的信誉和正当权益。

(6) 采用开关电源模块能大大减小体积与重量。

目前，表面安装技术(SMT)和表面安装元器件(SMD)被愈来愈多的模块生产厂家所采用，使开关电源模块的性能与可靠性得到进一步提高，而体积和重量大为减小。SMT 被誉为世界电子制造工艺的一项重大突破。所谓表面安装是将 SMD 封装的微型化表面安装集成电路和表面安装元件，用粘贴工艺直接贴在印制板上，再用波峰焊机焊接，由此取代传统的打孔焊接工艺，使印制板安装密度大为增加，可靠性得到明显提高。目前，全世界生产的电子元件中已有 50%属于表面安装元件或组件，SMT 正在仪器仪表、通信设备、计算机和家电产品、开关电源模块等领域迅速推广应用。预计到 21 世纪初，各类电子元器件将以实现 SMD 化为目标，向小型化、复合化、高准确度、高可靠性的方向发展。1608(1.6mm×0.8mm)片状电阻将成为主流产品，而 0804(0.8mm×0.4mm)超小型片状电阻即将问世。片状金属箔电阻的准确度和电阻温度系数将分别达到±0.005%、$\pm 1\times10^{-6}$/℃。薄膜电容将向小型化、高频化、低噪声方向发展。印制板向超薄型、多层化、高电路密度方向发展，印制导线宽度和间距最小可达 50～150μm。片状阻容网络、LC 滤波器、带 LED 的电源开关等复合式产品将进一步被推广应用。预计到 2010 年，开关电源模块的片状化率可达 90%。

6.1.2 开关电源模块的产品分类

目前国内外生产的开关电源模块种类繁多，型号各异，大致有以下几种分类方法：

按照外形尺寸划分，有超小型(微型)、小型、中型、大型四种。

根据输出方式来划分，有单路输出、多路输出(含两路、三路、四路等输出，以及对称输出、不对称输出、悬浮输出、隔离式输出、非隔离输出等)。

按输出功率划分，有微功率(1～2W 以下)、小功率(几十瓦以下)、中功率(几百瓦以下)、大功率(1kW 以下)、特大功率(1kW 以上)，共五种。

根据用途划分，有小功率 AC/DC 电源适配器、通用开关电源模块、专用开关电源模块、精密开关电源模块。从输入方式来看，又有固定电压输入、宽范围电压输入(适用于世界上任何一种交流输入电压)、110/220V 可供选择的开关电源模块(内部装有跳线器)、DC/DC 开关电源模块(直流输入)。

目前国内外生产的开关电源模块大多具有过压保护、欠压保护、过流保护、短路保护、过热保护功能，有的还增加了缓启动、软启动功能。一些新产品则具有电源故障检测 PFD(Power Fail Detect)、功率因数校正 PFC(Power Factor Correction)、谐波校正 HC(Harmonic Correction)、热拔插 HP(Hot Pluggable)、电流均流 CS(Current Share)等先进功能。

6.2 PS 系列 5W、3.44W 开关电源模块

国产小型化开关电源模块的典型产品有 PS 系列、WE 系列、WH 系列单片开关电源模块，SV 系列超小型开关电源模块。下面介绍 PS 系列 5W、3.44W 两种单片开关电源模块的主要技术指标和内部电路原理。

6.2.1 PS 系列单片开关电源模块的性能指标

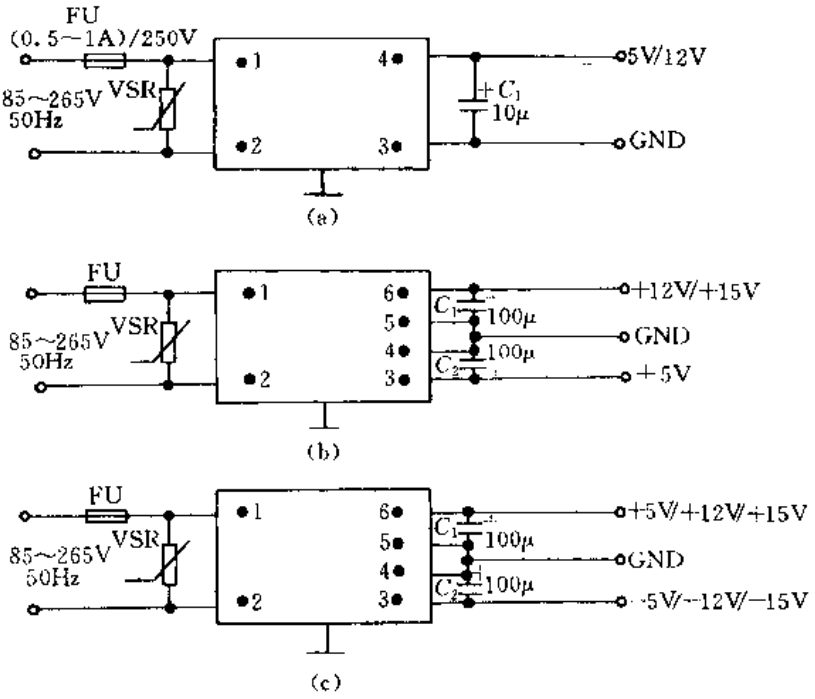
PS 系列属于小型化高效率开关电源模块，它是由 TOPSwitch 三端单片开关电源构成的。

PS 系列单片开关电源模块的性能指标见表 6.2。其输入电压调整率 $S_V=\pm1\%$（$u=220V\pm44V$），负载调整率 $S_I\leqslant\pm3\%$（负载变化率为 20%～100%），电源效率 $\eta=70\%\sim76\%$，开关频率为 100kHz，输出纹波电压≤50mV（峰-峰值）。这类模块只有 4～5 个引出端，其中有两个为交流输入端，其余为直流稳压输出端。外形尺寸是 68mm×45mm×18mm，模块质量为 100g±20g，均采用铝合金外壳。

表 6.2 PS 系列模块的性能指标

模块型号	交流输入电压 u(V)	输出电压 V_O(V)	输出电流最大值 I_{OM}(mA)	最大输出功率 P_{OM}(W)	电源效率 η(%)	开关频率 f(kHz)
PS1000AC5S-IAA	120～265	+5	1000	5	70～76	100
PS0400AC5D12-IAA	85～265	+5	400	3.44	70～76	100
		+12	120			
PS0250AC5D5IAA	85～265	+5	250	2.5	70～76	100
		-5	250			

PS 系列开关电源模块的应用电路如图 6.2.1 所示。外围电路中，FU 为保险管。VSR 是压敏电阻器，能抑制从电网引入的浪涌电压，起到过压保护作用（根据实际情况亦可省去）。C_1、C_2 均为输出端滤波电容，能进一步滤除纹波。



(a) 单路输出；(b) 双路输出；(c) 对称输出

图 6.2.1 PS 系列电源模块的应用电路

6.2.2 PS 系列开关电源模块内部电路原理

1. PS1000AC5S－1AA 型开关电源模块的原理

由作者实际测绘出的 PS1000AC5S－1AA 型开关电源模块内部电路，如图 6.2.2 所示。它采用一片 TOP210P 型单片开关电源 IC，构成改进型基本反馈电路，能输出 5W(+5V、1A)的功率。在宽范围电压输入时，85～265V 交流电依次经过 EMI 滤波器(C_1、L_1)、高压整流桥(VD_1～VD_4)、输入滤波电容 C_2 和高频滤波电容 C_3 之后，获得 90～375V 的直流高压 V_1。漏极钳位保护电路由瞬态电压抑制器 VD_{Z1}(P6KE200A)和超快恢复二极管 VD_5(UF4005)组成，能抑制漏感引起的尖峰电压。输出整流管(VD_7)采用 1N5822 型 3A、40V 的肖特基二极管，C_6 为输出级滤波电容。为进一步滤除纹波电压，利用 L_2 与 C_7、C_8 组成后级 LC 滤波器。稳压管 VD_{Z3} 用于改善空载电压的稳定性，R_2 是其限流电阻。

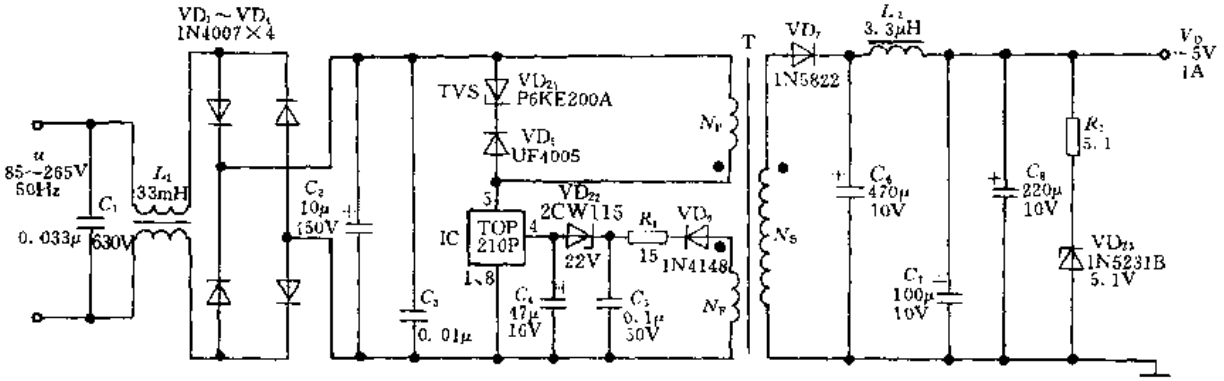


图 6.2.2 PS1000AC5S－1AA 型模块的内部电路

该电源的反馈电路具有两大特点，第一，大幅度增加了反馈绕组 N_F 的匝数，使整流滤波后的反馈电压 $V_{FB}\approx 27V$，远高于正常值(12V)；第二，在反馈电路中串联一只稳压管 VD_{Z2}，还增加了高频滤波电容 C_5。VD_{Z2}须采用稳定电压 V_Z 的准确度达到±1%的 22V 稳压管，型号可选国产 2CW115 或国外生产的 1N5251B 型，其动态电阻 R_Z 约为 30Ω。R_1 与 C_4 构成控制环路的补偿电路。因此，它属于改进型基本反馈电路，其负载调整率可达±2.5%，而基本反馈电路只能达到±4%～±5%。这里之所以选用高准确度、高稳压值的稳压管，有两个原因。原因之一是高稳压值能减小 TOP210P 控制端 5.7V 电压的变化，而高准确度能进一步减小输出电压 V_O 的绝对误差。原因之二是 V_Z 值较高的稳压管，其反向击穿特性要比低压稳压管更陡，可使 TOP210P 控制端电流产生更大的变化，调节占空比更迅速，能避免在轻载或空载时 V_O 的升高。

2. PS0400AC5D12－1AA 型开关电源模块的原理

PS0400AC5D12－1AA 型开关电源模块能同时输出两路电压：+5V(400mA)，+12V(120mA)，总输出功率为 3.44W。实际测绘其内部电路如图 6.2.3 所示。它与图 6.2.2 的主要区别如下：①次级绕组分成 N_{Sa} 和 N_{Sb} 两部分，中心抽头接地；②因+12V 电源的输出电流较小，故采用 BYV2100 型超快恢复二极管作为整流管，并且在输出端并联一只 1N5242B 型 12V、20mA 的稳压管，以改善轻载及空载时的稳压特性。

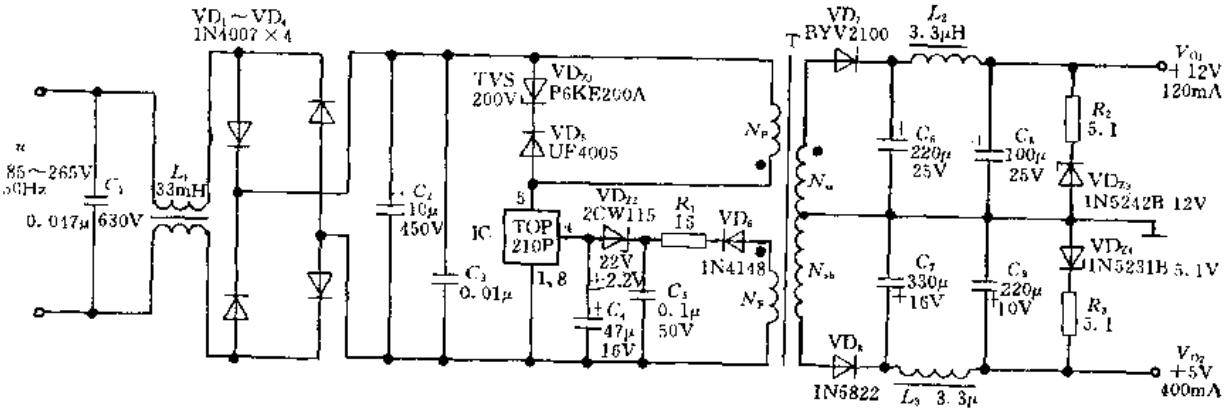


图 6.2.3　PS0400AC5D12－IAA 模块的内部电路

6.3　由 TOP200Y 构成的 5V、5W 开关电源模块

下面介绍利用一片 TOP200Y 设计成的 5V、5W 开关电源模块。它采用基本反馈电路，具有电路简单、效率高、小型化、成本低、易于制作和便于改进等优点。若采用改进型基本反馈电路，还可进一步提高稳压性能。

6.3.1　性能特点和技术指标

(1) 它属于 DC/DC 变换式开关电源模块，能将 95～370V 的直流电源电压变换成与之隔离的＋5V(5W)的直流稳压输出。

(2) 模块中采用一片 TOP200Y 型三端单片开关电源，外围电路非常简单，仅需 11 个元器件(含高频变压器)，成本低廉。

(3) 设计为单面印制板，外形尺寸可做到 65mm×42mm×25mm。全密封式，结构紧凑，体积小，重量轻。

(4) 具有漏极保护、过流保护、短路保护、过热保护功能，其安全性符合国际标准。制作时 TOP200Y 不需加散热器。

(5) 电源效率高，可达 80%。

(6) 通用性强。可用做传真机、激光打印机、终端视频监视器的电源，并能构成不间断电源(UPS)。对电路稍加改进后，即可形成系列化产品。

(7) 利用增加 22V 稳压管和 0.1μF 电容器的方法设计成改进型基本反馈电路，可使负载调整率达到±2%。

该模块的主要技术指标如下：

直流输入电压范围：V_I＝95～370V

直流输出电压(I_O＝1A)：V_O＝5V±0.5V

最大输出电流：I_{OM}＝1A

连续输出功率：P_O＝5W

电压调整率(V_I 从 95V 变化到 370V)：S_V＝±1.5%

负载调整率(I_O 从 0.1A 变化到 1A)：S_I＝±4%

电源效率(V_I＝155V，I_O＝1A)：η＝80%

输出纹波电压的最大值：≤±25mV

工作温度范围：T_A=0～70℃

安全性认证：IEC950/UL1950

6.3.2 5V、5W 开关电源模块的电路设计

该开关电源模块的内部电路如图 6.3.1 所示。印制板元件布置如图 6.3.2 所示①，印制板尺寸为 60mm×38mm。为简化电路，TOP200Y 采用基本反馈方式。C_1 用于滤除从输入端引入的高频干扰，当输入引线较短时亦可省去 C_1。漏极钳位保护电路由 VD_{Z1} 和 VD_1 构成。其中，VD_{Z1} 使用 BZT03—C120 型瞬态电压抑制器，其反向击穿电压 V_B≈120V。VD_1 采用 UF4005 型超快恢复二极管。VD_2 为反馈电路中的高频整流管，C_2 为滤波电容，兼作控制端的旁路电容。输出级整流滤波电路由 VD_3、C_3、L、C_4 构成。VD_3 采用 1N5822 型 3A、40V 的肖特基二极管。L 选用外形尺寸为 φ5.1mm×11.1mm 的 3.3μH 磁珠。高频变压器采用 EE16 型磁芯，初级绕组和反馈绕组使用 φ0.1mm 高强度漆包线分别绕 130 匝、12 匝，次级用 φ0.55mm 高强度漆包线绕 10 匝。绕制顺序为先绕初级，再绕制次级，最后绕反馈级。各绕组之间应加绕两层聚酯绝缘带，最外面绕三层聚酯绝缘带。高频变压器的初级电感量 L_P=4.2mH±0.63mH，初级漏感量 L_{P0}≤80μH。

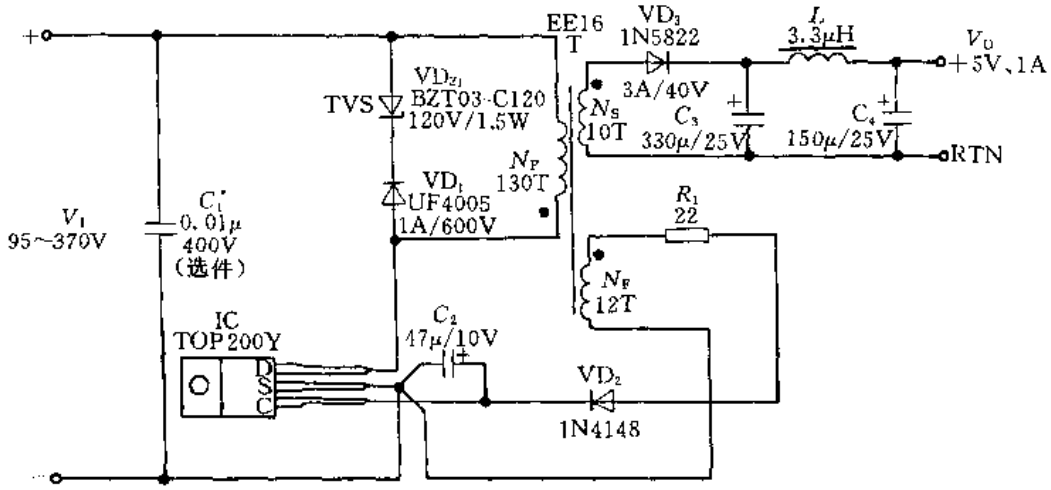


图 6.3.1 5V、5W 开关电源模块的内部电路

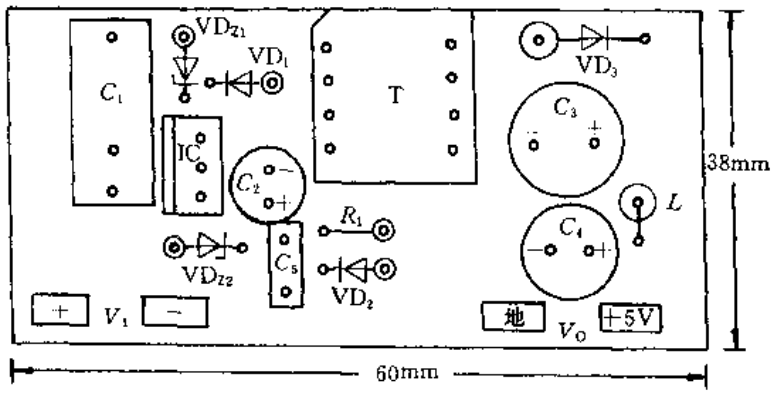


图 6.3.2 印制板元件布置图

① 印制板上的 VD_{Z2} 和 C_5 参见图 6.3.3。

6.3.3 电路改进方案

上述模块的改进电路如图 6.3.3 所示。与原电路相比，它具有下述特点：

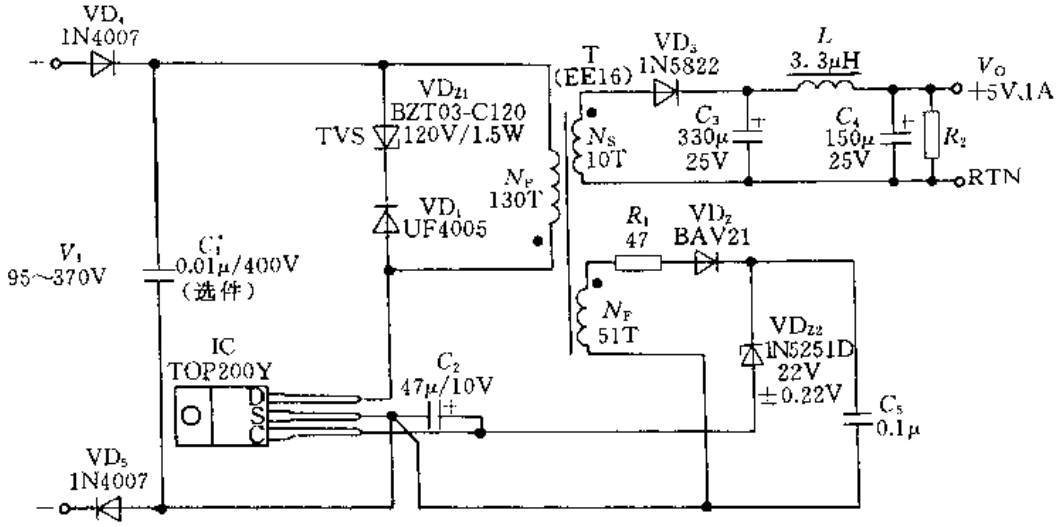


图 6.3.3 5V、5W 开关电源模块的改进电路

1. 增加 V_1 极性接反时的保护电路

原模块是专为直流输入电压而设计的，但使用时电源的正、负极性不得接反，否则会损坏 TOP200Y。为有效防止 V_1 的极性接反，可在正、负输入端串入两只 1N4007 型 1A、1000V 的硅整流管 VD_4、VD_5。其中，VD_4 的正极接 V_1 正端，VD_5 的负极接 V_1 负端。当 V_1 接线正确时，这两只管子均导通，且二者的管压降对 V_1 而言完全可忽略不计。假如把 V_1 的极性接反了，输入电路就不通，起到自动保护作用。

2. 改善负载调整率

原模块的负载调整率指标较差($S_1=\pm4\%$)，当负载电流从 0.1A 变化到 1A 时，输出电压会在 5V±0.2V 范围内变化。采取下述措施可使 S_1 达到±2%的指标：①增加一只 22V±0.22V的稳压管 VD_{Z2}(1N5251D)和电容 C_5(0.1μF)；②将 VD_2 换成耐压更高的 BAV21 型 200V、0.25A 超快恢复二极管；③将 R_1 的阻值从 22Ω 增加到 47Ω；④把反馈绕组 N_F 的匝数从 12 匝增至 51 匝。利用式(8.10.3)可计算出反馈电压

$$V_{FB}=\frac{(V_O+V_{F1})N_F}{N_S}-V_{F2}=\frac{(5+0.4)\times51}{10}-0.5=27.04\text{V}$$

这里假定 VD_4、VD_2 的正向压降分别为 0.4V、0.5V。显然，由于 V_{FB}值大幅度提升了，因此必须相应提高 VD_2 的耐压值，并且 VD_{Z2}的稳压值应取 22V。有关 VD_{Z2}、C_5 的作用，参见 6.2 节。

3. 降低空载电压

为降低空载输出电压，可在输出端并联一只电阻 R_2 作假负载，使空载电压降至 5V。但 R_2 的阻值不宜过低，以免增加功率损耗，一般取几百欧为宜。

欲设计 12V、0.5A 的开关电源，次级绕组 N_S 需用 ϕ0.4mm 漆包线绕 23 匝。

6.4 由 TOP202Y 构成的 7.5V、15W 开关电源模块

下面介绍由 TOP202Y 构成的光耦反馈式单片 AC/DC 开关电源模块。

6.4.1 性能特点和技术指标

(1) 它属于高效率 AC/DC 开关电源变换器，可将 85～265V 交流电源变换成＋7.5V、2A (15W)的直流稳压电源。

(2) 电路比较简单，易于制作。除 TOP202Y 和光耦合器之外，仅需 20 个外围元器件。设计成单面印制板时，模块的外形尺寸可做到 90mm×45mm×30mm，TOP202Y 也不需要装散热器。模块具有完善的保护功能。

(3) 采用配稳压管的光耦反馈电路，使其电压调整率、负载调整率、输出功率等项技术指标均优于图 6.3.1 所示的基本反馈式开关电源模块。电源效率为 80%，峰值输出功率可达 30W。它对 50Hz、60Hz 电网频率均适用。

(4) 在交流输入端增加了电磁干扰(EMI)滤波器，提高了抗共模干扰及串模干扰的能力。在初、次级绕组之间还并联了抑制共模干扰的电容器。该模块符合 VDE 标准中 B 类电磁兼容性的规范。

该模块的主要技术指标如下：

交流输入电压范围：u＝85～265V

输入电网频率：f_L＝47～440Hz

输出电压(I_O＝2A)：V_O＝7.5V±0.375V

最大输出电流：I_{OM}＝2A

连续输出功率：P_O＝15W

峰值输出功率：$P_{O(PK)}$＝30W

电压调整率(u 从 85V 变化到 265V)：S_V＝±0.5%

负载调整率(I_O 从 10%I_{OM}变化到 100%I_{OM})：S_I＝±1%

电源效率：η＝80%

输出纹波电压的最大值：±50mV

工作温度范围：T_A＝0～70℃

安作性认证：IEC950/UL1950

6.4.2 7.5V、15W 开关电源模块的电路设计

该开关电源模块的内部电路和印制板元件布置图，分别如图 6.4.1、图 6.4.2 所示。单面印制板的尺寸为 84mm×40.5mm，焊上元器件后的最大高度仅为 24.5mm。在 C_1 正极与 VD_{Z1} 正极之间的焊盘上，需要焊接一根短路线 JP。

该模块采用带稳压管(VD_{Z2})的光耦反馈工作方式，电路中共使用两片集成电路，IC_1 为 TOP202Y 型单片开关电源，IC_2 是日本产 NEC2501－H 型线性光耦合器。FU 为 3A/250V 保险管。C_6 与 L_2 构成交流输入端的 EMI 滤波器。C_6 能滤除由初级脉动电流产生的串模干扰，L_2 可抑制初级绕组中产生的共模干扰。C_6 可选耐压为交流 250V(或直流 630V)的电容器，这种电容的余量较大，完全可承受 265V 交流电压。C_7 和 C_8 用于滤除由初、次级绕组之间耦合电容所产生的共模干扰。BR 为 1.5A/600V 整流桥，C_1 是滤波电容。由 VD_{Z1} 和 VD_1 构成的漏极钳位保护电路，可将由高频变压器漏感产生的尖峰电压钳位到安全值以下，并能减小振铃电压。VD_{Z1} 选用 P6KE150 型瞬态电压抑制器(TVS)，其钳位电压为 150V。次级电压经 VD_2、C_2、L_1、C_3 整流滤波后产生 7.5V 的输出电压。R_2 和 VD_{Z2} 与输出端并联，构成一个假负载，可改善轻载

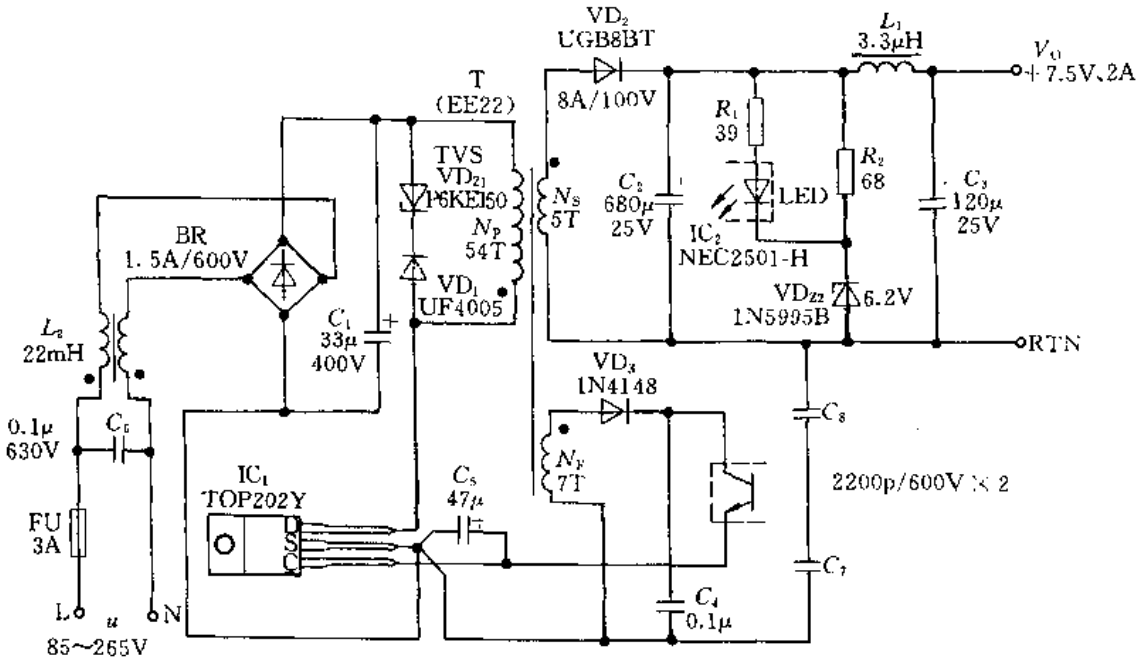


图 6.4.1　7.5V、15W 开关电源模块的内部电路

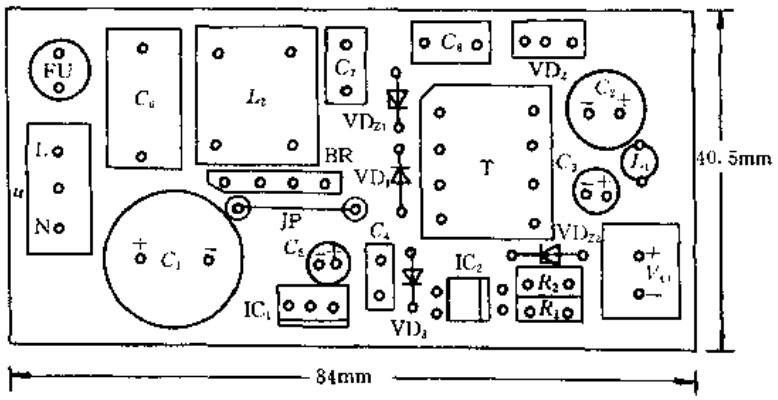
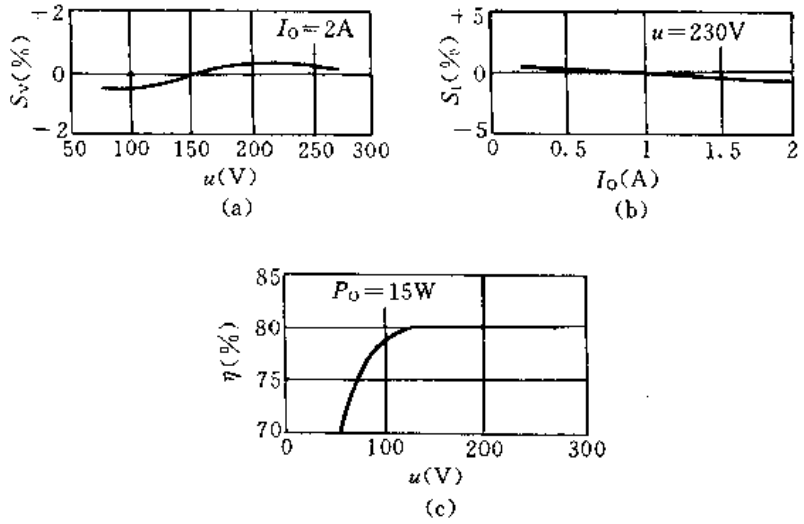


图 6.4.2　印制板元件布置图

时的负载调整率。反馈绕组电压经 VD_3 整流、C_1 滤波后，再经过光敏三极管给 TOP202Y 提供一个偏置电压。当 V_O 发生波动时，由于 VD_{Z2} 具有稳压作用，就使光耦合器中 LED 的工作电流发生变化，进而改变 TOP202Y 的控制端电流 I_C，再通过调节输出占空比，使 V_O 保持稳定，这就是其稳压原理。C_3 是控制端旁路电容，它与 R_1 一起对控制环路进行补偿。C_3 还能滤除控制端的尖峰电压。

该模块的电压调整率 S_V、负载调整率 S_I、电源效率 η 的变化曲线，分别如图 6.4.3(a)、(b)、(c)所示。(a)图示出当 $I_O=2A$ 时，S_V 与交流输入电压 u 的关系曲线。(b)图给出 $u=230V$ 时，S_I 与输出电流 I_O 的关系曲线。

高频变压器选用 EE22 型磁芯。初级绕组用 ϕ0.2mm 漆包线绕 54 匝，次级用 ϕ0.32mm 漆包线双股并绕 5 匝。反馈绕组则用 ϕ0.2mm 漆包线双股并绕 7 匝。初级电感量 $L_P=620\mu H\pm 62\mu H$，漏感量 $L_{P0}\leqslant 11\mu H$。



(a) 电压调整率；(b) 负载调整率；(c) 电源效率

图 6.4.3 S_V、S_I、η 的变化曲线

6.5 由 TOP204Y 构成的 15V、30W 精密开关电源模块

下面介绍一种带 TL431 的光耦反馈式精密开关电源模块，其电压调整率和负载调整率已接近于线性集成稳压电源的指标，适用于精密仪器仪表等领域。

6.5.1 性能特点和技术指标

(1) 该模块使用一片 TOP204Y 型三端单片开关电源，配 TL431 型可调式精密并联稳压器和 NEC2501 型光耦合器，构成带外部误差放大器的光耦反馈电路，使其电压调整率和负载调整率均为±0.2%，这是前面几种开关电源模块所无法达到的指标。

(2) 当交流输入电压为 85～265V 时，能获得 15V、2A 的直流稳压输出。连续输出功率为 30W，而峰值输出功率可达 60W。

(3) 外围电路中共使用 22 个元器件。由于输出功率较大，必须给 TOP204Y 加装铝散热板，散热板的表面积为 18mm(长)×28mm(高)。在 TOP204Y 的小散热片与外部散热板的接触面上，应涂一层导热硅脂，以降低热阻。模块外形尺寸为 110mm×55mm×35mm。

(4) 电源效率达 84%。只需对电路稍加改动，改变匝数比并且增大初级电感量和占空比，即可输出 12V(或 24V)电压，将电源效率进一步提高到 88%～90%。

该模块的主要技术指标如下：

交流输入电压范围：u=85～265V

输入电网频率：f_L=47～440Hz

输出电压(I_O=2A)：V_O=15V±0.3V

最大输出电流：I_{OM}=2A

连续输出功率：P_O=30W

峰值输出功率：$P_{O(PK)}$=60W

电压调整率：(u=85～265V)：S_V=±0.2%

负载调整率：(I_O=0.2～2A)：S_I=±0.2%

电源效率：$\eta=84\%$

输出纹波电压的最大值：±150mV[①]

工作温度范围：$T_A=0\sim70$ C

安全性认证：IEC950/UL1950

6.5.2 15V、30W 精密开关电源模块的电路设计

15V、30W 精密开关电源模块的内部电路和印制板元件布置图，分别如图 6.5.1、图 6.5.2 所示。单面印制板的尺寸为 102mm×48mm，装好元器件后的最大高度为 30mm。与 6.4 节所介绍的模块相比，它在电路上主要作了两处改进：第一，为获得 30W 的连续输出功率，将 TOP202Y 换成 TOP204Y，后者在宽范围交流输入电压下的最大输出功率为 45W，完全可满足需要；第二，给 TOP204Y 增加了外部误差放大器——TL431 型可调式精密并联稳压器。TL431 内部包含 2.50V 带隙基准电压源、误差放大器和开关式晶体管驱动器，能直接检测输出电压的变化量并进行精确的调整。

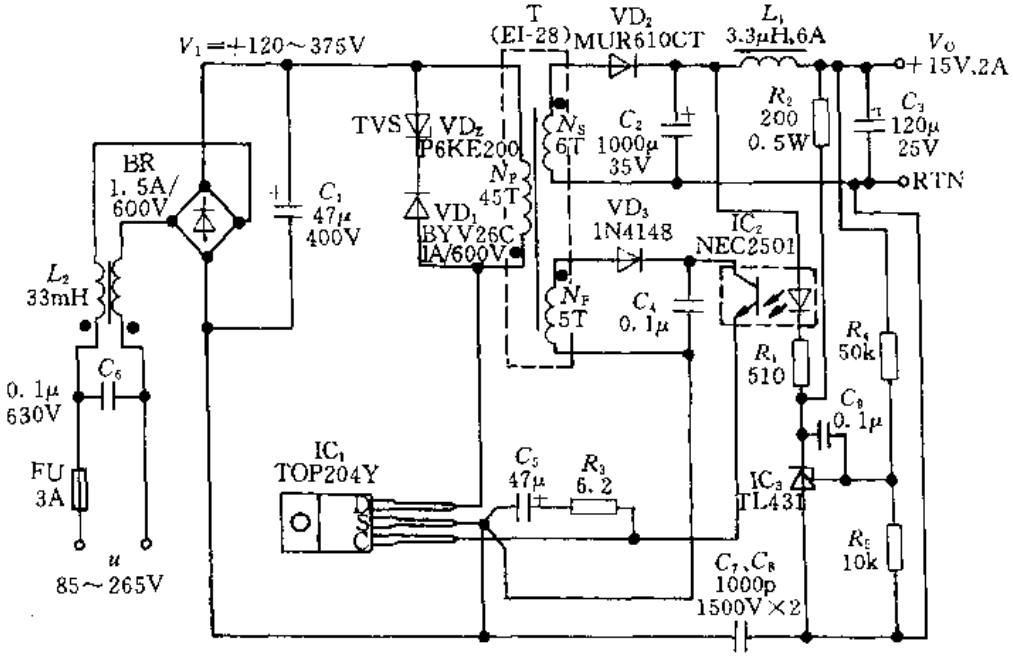


图 6.5.1 15V、30W 精密开关电源模块的内部电路

85～265V 交流输入电压经过整流滤波后产生 120～375V 的直流高压。由 VD_Z 和 VD_1 组成漏极钳位保护电路，能抑制漏感产生的尖峰电压以及漏极上出现的振铃电压。次级输出电压经过 VD_2 整流和 C_2 滤波，变成直流电压，再通过 L_1 和 C_3 滤掉高频纹波电压。R_2 能改善轻载时的负载调整率。反馈绕组电压经 VD_3 整流、C_4 滤波后，产生 TOP204Y 的偏置电压。输出电压 V_O 经 R_4、R_5 分压后获得的取样电压，与 TL431 内部 2.50V 基准电压源进行比较后，输出误差电压信号，再通过 NEC2501 型光耦合器流入 TOP204Y 的控制端，直接控制输出占空比，获得稳定电压输出。改变电阻 R_4 与 R_5 的分压比，可以调整输出电压的标称值。控制环路的频率响应由 R_3、C_5 和 TOP204Y 控制端的动态阻抗 Z_C 所决定，Z_C 中还应包含 R_3(6.2Ω)，典型值为 15Ω。

① 减小纹波电压的改进电路参见图 8.1.3。

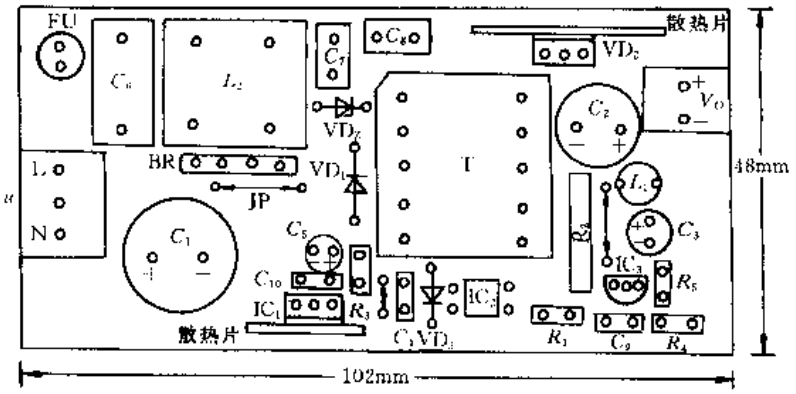
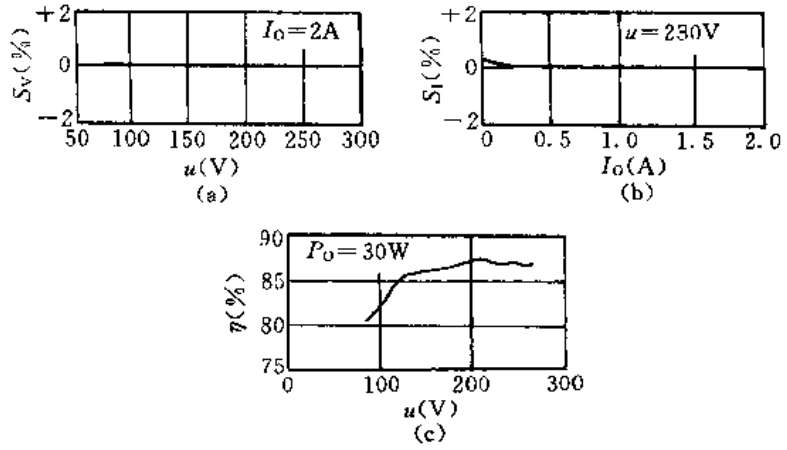


图 6.5.2　印制板元件布置图

该开关电源模块的电压调整率、负载调整率、电源效率的变化曲线，分别如图 6.5.3(a)、(b)、(c)所示。由图可见，S_V 与 S_I 曲线接近于水平直线，证明该模块的电压调整率与负载调整率都非常低，而 η 最高已超过 85%。



(a) 电压调整率；(b) 负载调整率；(c) 电源效率

图 6.5.3　S_V、S_I 和 η 的变化曲线

高频变压器选用 E128 型磁芯，均采用 ϕ0.32mm 的高强度漆包线绕制。初级绕组为 45 匝，次级绕组需双股并绕 6 匝，反馈绕组需双股并绕 5 匝。C_7、C_8 为安全电容，二者串联后能滤除由初、次级耦合电容产生的共模干扰，其容量应为 1000～2200pF，耐压 1500V。初级电感量 L_P =627μH±62.7μH，漏感量 L_{P0}≤11μH。

6.6　由 TOP209P 构成的三种开关电源模块

下面介绍由 TOP209P 构成的三种小功率开关电源模块的电路设计，其中还包括 12V 非隔离式辅助电源的设计。

6.6.1　性能特点

(1) 这些模块均属于 DC/DC 开关电源变换器，输入直流电压 V_I=90～375V，输出电压 V_O=+5V，输出功率分 2W、0.5W、0.1W 三种，具有过流保护、短路保护和过热保护功能。其

电路简单，成本低，重量轻，可作为 PC 机、电视机、摄录像机的备用电源。

(2) 除+5V 隔离式主输出之外，还可从反馈绕组上获得+12V、60mA 的非隔离式辅助稳压输出，供其他电子设备中的 IC、继电器使用。

(3) 只需增加几只元器件，即可设计成直流欠压保护电路。其特点是在控制端与地之间并联一只晶体管 VT，当 $V_I<70V$ 时令 VT 导通，使 $V_C\approx0V$，将 TOP209P 关断，起到保护作用(参见图 7.1.1)。

(4) 这种模块在作为 PC 机的备用电源时，还可增加交流电源掉电保护功能。当 $u<70V$ 时，PC 机的主电源停止工作，而备用电源开始工作，且备用电源的工作时间可预先设定好。其工作原理是掉电时通过交流检测电路和达林顿管使控制端电压 $V_C\approx0V$，将 TOP209P 关断(参见图 7.1.2)。

(5) 次级输出电路既可配 7805 型三端线性集成稳压器，又可接上由分立元件构成的串联型稳压电路，构成复合式开关电源。采用二次稳压的设计方案，能使改进型基本反馈电路实现精密开关电源的指标，使其稳压性能达到 $S_V\leqslant\pm0.2\%$，$S_I=\pm0.2\%\sim\pm0.4\%$。

6.6.2 5V、2W 开关电源模块的设计

该模块的技术指标如下：$V_I=90\sim375V$，主输出 $V_{O1}=+5V\pm0.25V$，$I_{O1}=0.4A$，$P_O=2W$。电压调整率 $S_V<\pm0.2\%$，负载调整率 $S_I=\pm0.4\%$。输出纹波电压与噪声电压之和的最大值为 $\pm50mV$，工作温度范围是 0～70℃。辅助输出为 $V_{O2}=\pm12V$，$I_O=60mA$(非隔离式)。

由 TOP209P 构成的 5V、2W 开关电源模块的内部电路如图 6.6.1 所示，印制板元件布置见图 6.6.2。印制板的外形尺寸为 65mm×34mm，安装元件后最大高度为 22mm。印制板右边专门留出位置，以便于增加欠压保护及掉电保护电路。该模块中使用了两片 IC，IC_1 为 TOP209P 型三端单片开关电源，IC_2 则是 7805 型三端线性集成稳压器。直流输入电压 V_I 一般由 85～265V 交流电源整流滤波后获得(图中未画)。C_1 用于滤除高频干扰，当 V_I 的引线很短时亦可省去 C_1。漏极钳位保护电路由 R_2、C_6、VD_1 组成，VD_1 采用 1N4937 型(1A、600V)快恢复二极管。次级绕组的输出电压经 VD_2、C_2 整流滤波后，得到+7.5V 直流电压 V_{II}，作为 IC_2 的输入电压。VD_2 采用 1N5819 型 1A、40V 的肖特基二极管，IC_2 选用 7805 型三端稳压器。7805 可对 V_{II} 进行二次稳压，使 $V_{O1}=+5V$。7805 本身的电压调整率为 $\pm0.1\%$，最大可输出 1.5A 的电流，实际输出电流额定值仅为 0.4A。C_3 是输出端滤波电容。根据需要，亦可选用其他型号的三端稳压器(例如三端低压差稳压器 LM2937，三端可调式稳压器 LM317)，甚至用分立元件构成的串联型稳压器(参见下文)来代替 7805。必要时还可提升 V_{II} 值，以获得其他标称输出电压。但应指出，V_{II} 是由反馈级与次级的匝数比、VD_2 和 VD_3 的正向压降、TOP209P 的控制端电压 V_C 等多种参数所决定的。反馈绕组的输出电压首先通过 VD_3、R_1、C_4 进行整流滤波，再经过稳压管 VD_Z 后，给 TOP209P 提供控制端电压 V_C。因此，该电路属于改进型基本反馈电路。R_3 和 C_5 是 TOP209P 的频率补偿元件，C_5 还能滤除由内部功率开关管加到控制端的尖峰电流，并且决定自动重启动频率。

图 6.6.1 中还示出辅助输出 V_{O2}(+12V、60mA)的电路，该路输出可作为其他电子设备中 PWM 控制器或小功率继电器的电源。反馈绕组的输出电压直接经过 BAV210 型 0.25A/200V 超快恢复二极管 VD_3 和 C_7(*表示选用件，下同)整流滤波，即可获得 V_{O2}。但该路输出未与初级隔离。这里需要说明两点：①尽管 V_{O2} 未经过 TOP209P，但也是从反馈绕组获得的，仍具有稳压性能，其电压调整率与 V_{O1} 相同，也是 $\pm0.2\%$，负载调整率则为 $\pm4\%$(I_{O2} 从 6mA 变化到

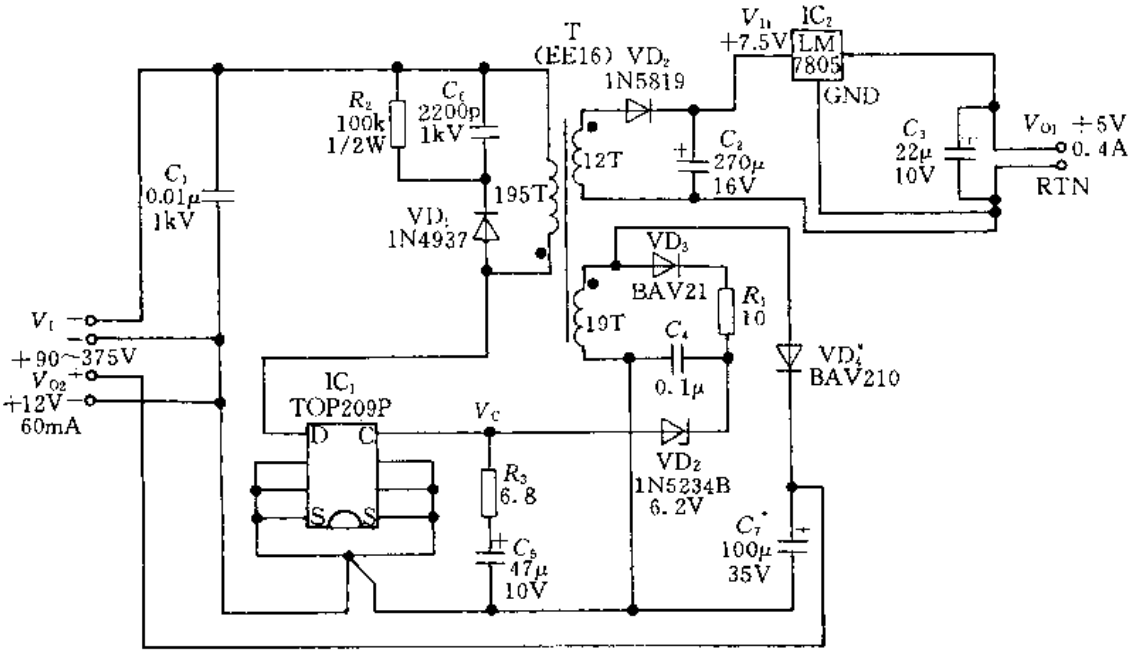


图 6.6.1　5V、2W 开关电源模块的内部电路

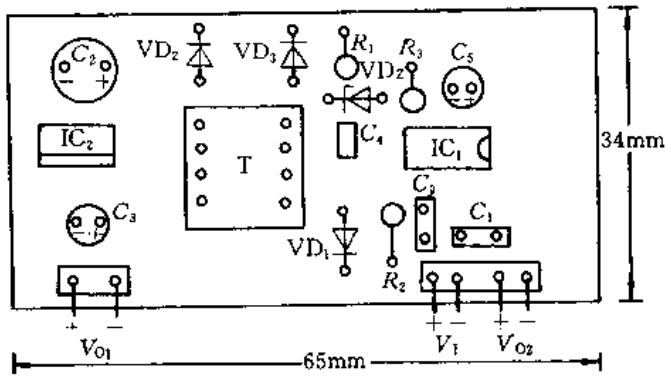


图 6.6.2　印制板元件布置图

60mA 时)；②使用 IC_2(7805)会降低电源效率，在仅输出＋5V 时，$\eta=51\%\sim55\%$，原因在于 7805 上有 2.5V 的压降，会造成较大的功耗。若同时输出＋5V、＋12V 两路电压，则总电源效率可提高到 59%～60.5%，这是由于＋12V 输出电路损耗很低的缘故。

6.6.3　5V、500mW 及 5V、100mW 开关电源模块的电路设计

1.　5V、500mW 开关电源模块

由 TOP209P 构成的 5V、500mW 开关电源模块的内部电路如图 6.6.3 所示。其主要技术指标为 $V_I=90\sim375V$，$V_{O1}=+5V\pm0.25V$，$I_{O1}=100mA$，$P_{O1}=500mW$，$S_V<\pm0.2\%$，$S_I=\pm0.4\%$，输出纹波电压的最大值为±25mV。该电路的特点是由分立元件 VT、R_4 和 VD_{Z2}构成串联型稳压器，进行二次稳压。VT 采用 MPSW01 型 1A、40V 的 NPN 晶体管。R_4 为基极固定偏置电阻，可将 VT 偏置在放大区。VD_{Z2}为 1N5232C 型 5.6V、0.5W 稳压管，要求稳压值 V_{Z2}的偏差不得超过±2%。其稳压原理如下：当 V_{O1}因某种原因而发生变化时，V_{O1}和 V_{Z2}进行比较后，在 VT 的基极上就形成误差电压，再通过调节 VT 的管压降来维持 V_{O1}不变。VT 亦称调整管。R_5 是假负载。C_3 可进一步滤除输出端的交流纹波电压。该模块的反馈电路与图 6.6.1 相

同，不再赘述。

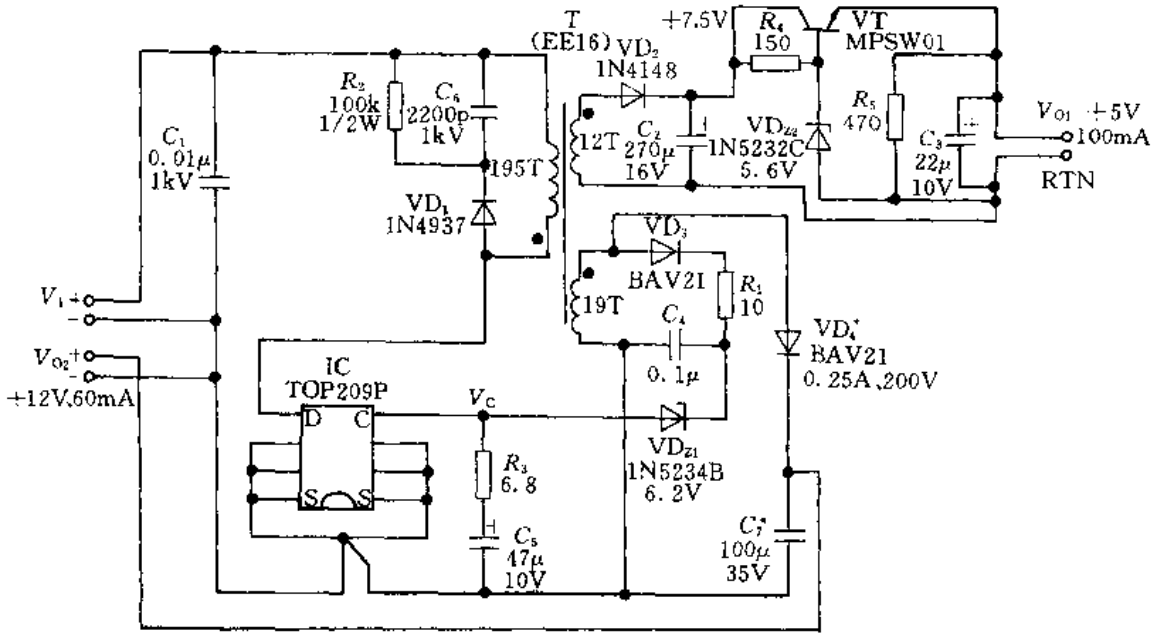


图 6.6.3　5V、500mW 开关电源模块的内部电路

2.　5V、100mW 开关电源模块

其内部电路如图 6.6.4 所示，主要特点是利用稳压管(VD_{Z2})进行二次稳压，并且输出电流很小(仅 20mA)，但调节能力强。由 VD_2、C_2 输出的+7.5V 电压经 R_4 加至 5.1V 稳压管上，并且省去了假负载 R_5。

上述三种开关电源模块所用高频变压器完全相同，均采用 EE16 型磁芯。初级用 ϕ0.08mm 漆包线绕 195 匝，次级和反馈级绕组则使用 ϕ0.33mm 漆包线，分别绕 12 匝、19 匝。绕制顺序为初级→反馈级→次级。初级电感量 L_P=10mH±1.5mH，漏感量 L_{P0}≤225μH。

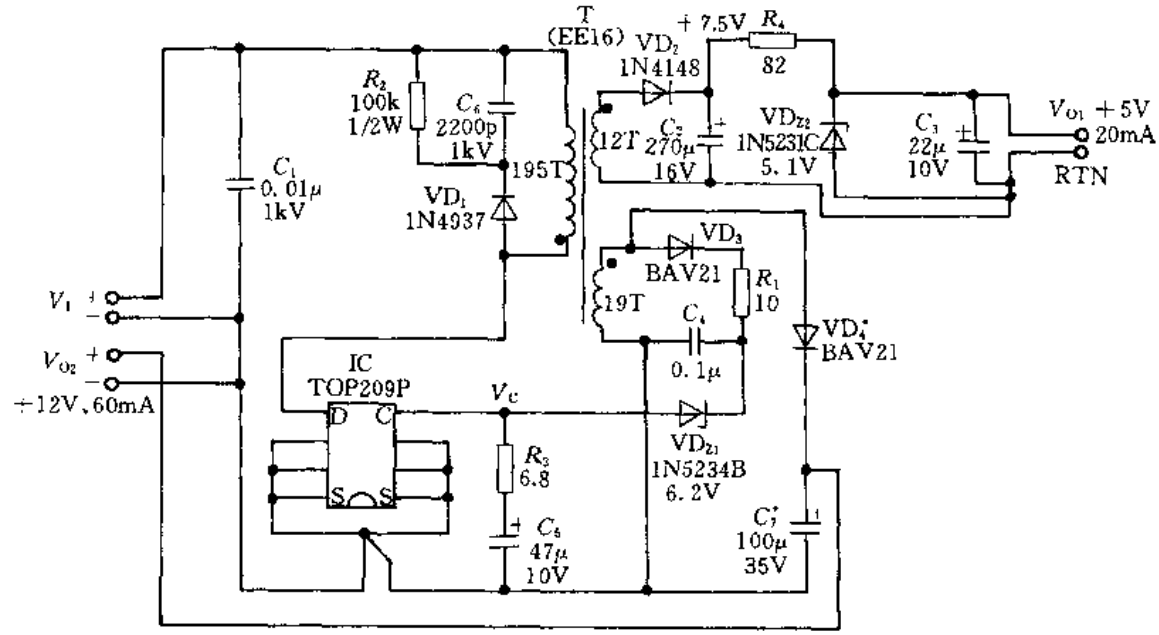


图 6.6.4　5V、100mV 开关电源模块的内部电路

6.7 由 TOP210P 构成的 5V、4W 开关电源模块

TOP210P 属于高效、低功率单片开关电源，在宽范围电压输入时的最大输出功率为 5W。下面介绍由 TOP210P 构成的 5V(或 12V)、4W 开关电源模块，可作为 PC 机、监视器、彩电、激光器、控制器的备用电源或辅助电源，还可构成小功率不间断电源。它也是 4W 线性稳压电源理想的替代产品。

6.7.1 性能特点和技术指标

(1) 它属于高效、低功率 DC/DC 变换式开关电源模块，可将 104～375V 直流输入电压 V_I 变换成+5V、0.8A(4W)输出。V_I 可由 85～265V 交流电源进行整流滤波后获得。

(2) 内部电路非常简单，仅需 12 个元器件(含 TOP210P 和高频变压器)，成本低廉，体积小，重量轻。其电源效率 $\eta \geqslant 80\%$。TOP210P 不需要加散热器。

(3) 便于改进，形成系列化产品。模块既可采用基本反馈电路，亦可选改进型基本反馈电路，后者能进一步改善稳压性能。输出电压可设计成 5V，还可为 12V 等电压值。

(4) 采用单面印制板结构。内部具有限流保护、短路保护和过热保护功能。

该模块的主要技术指标如下：

直流输入电压范围：V_I=104～375V

输出电压：V_O=5V±0.5V(或 12V±0.6V)

最大输出电流：I_{OM}=0.8A(或 0.3A)

连续输出功率：P_O=4W

电压调整率(V_I 从 104V 变化到 375V)：S_V=±1.5%

负载调整率(I_O=10%I_{OM}～100%I_{OM})：S_I=±5%(改进后为±2.5%)

电源效率：η=80%(或 82%)

输出纹波电压的最大值：±25mV

6.7.2 5V、4W 开关电源模块的电路设计及改进电路

1. 基本电路设计

由 TOP210P 构成 5V、4W 开关电源模块的内部电路如图 6.7.1 所示，印制板元件布置见图 6.7.2。所用单面印制板的外形尺寸为 60mm×38mm，安装元器件后最大高度约 25mm。

该模块采用基本反馈工作方式。85～265V 交流电经整流滤波后，得到 104～375V(DC)，作为模块的直流输入电压。当 V_I 与模块相距较远时，需加电容 C_1 滤除高频干扰。漏极钳位保护电路由 VD_{Z1} 和 VD_1 组成，可滤除高频变压器漏感所产生的尖峰电压。其中，VD_{Z1} 采用 BZY97－C120 型 120V、1.5W 的高压稳压管，亦可用 1N5951B 或者 2DW57 型稳压管代替之。VD_1 需用 UF4005 型 1A、600V 的超快恢复二极管。次级整流滤波电路由 VD_2、C_2、L、C_3 构成。VD_2 为 3A、40V 的肖特基二极管。反馈绕组的输出电压经 VD_3、C_4 整流滤波后，接 TOP210P 的控制端。C_4、R_1 兼作控制环路的补偿元件。高频变压器采用 EE16 型磁芯，初级用 ϕ0.08mm 漆包线绕 170 匝，次级用 ϕ0.35mm 漆包线绕 10 匝，反馈绕组则用 ϕ0.25mm 漆包线双股并绕 12 匝。两个 E 形磁芯之间应留 3mm 的气隙。初级电感量 L_P=8mH±1.2mH，漏感量 $L_{lk} \leqslant$ 100μH。

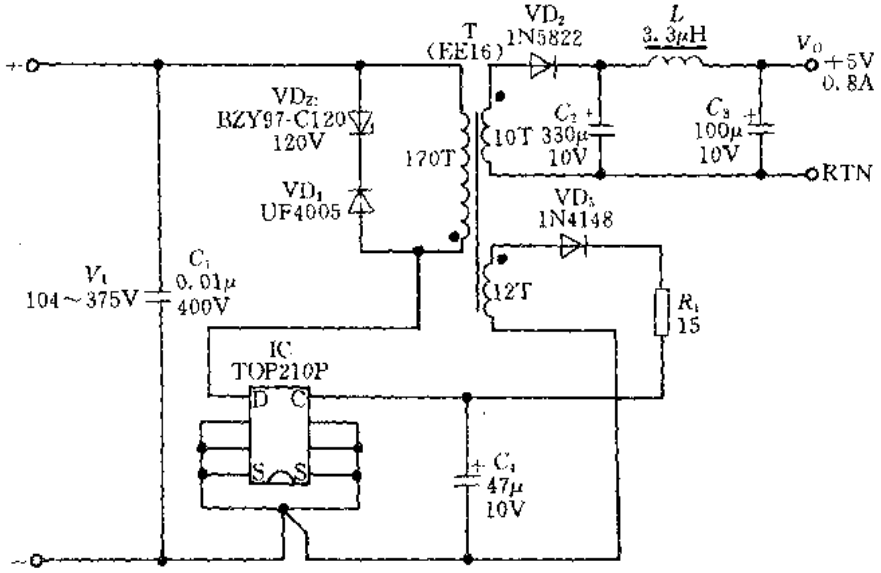


图 6.7.1　5V、4W 开关电源模块的内部电路

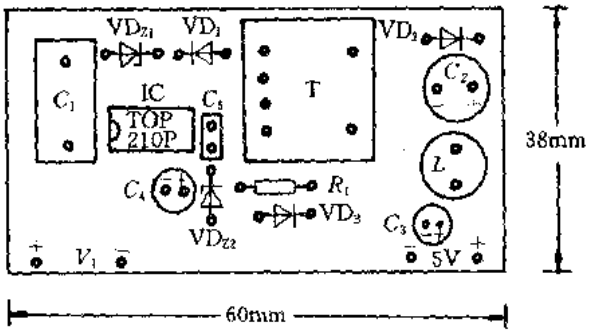


图 6.7.2　印制板元件布置图

2. 改进电路

5V、4W 开关电源模块的改进电路如图 6.7.3 所示。与图 6.7.1 所示电路相比，有以下三

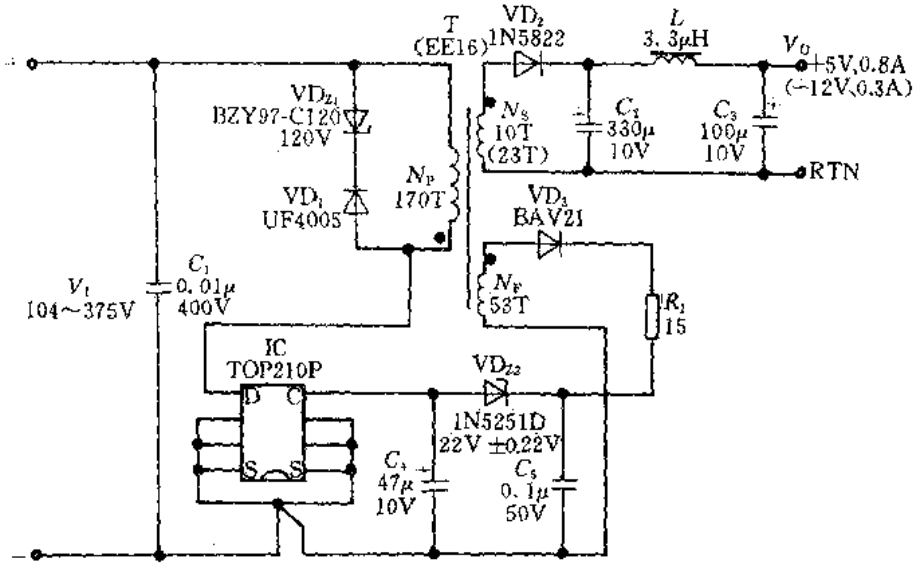


图 6.7.3　改进电路

处改动：①将反馈绕组的匝数从 12 匝增加到 53 匝，且改用 ϕ0.08mm 漆包线单股绕制；②VD_3 采用耐压更高的 BAV21 型(200V、0.25A)超快恢复二极管作整流用；③增加一只 22V±0.22V 、0.5W 的稳压管 VD_{Z2}和一只 0.1μF 电容 C_5，构成改进型反馈电路。作上述改动后，开关电源的负载调整率可达±2.5%。为改善空载时的稳压特性，还可在输出端并联一只几百欧姆的电阻，作为假负载。

欲获得 12V 输出电压，应将次级匝数改为 23 匝(参见图 6.7.3 中括号内数字)，此时最大输出电流变成 0.3A。

6.8 由 TOP210P 构成的 12V、8W 开关电源模块

下面介绍利用 TOP210P 设计而成的 12V、8W 小功率开关电源模块，可作为小型化数字仪表、小家电的稳压电源。

6.8.1 性能特点和技术指标

(1) 它采用一片 8 脚双列直插式封装的 TOP210P 型三端单片开关电源，该芯片在交流 110V 倍压输入或 230V 输入时的最大输出功率为 8W，可用基本反馈电路获得 12V、0.67A 的稳压输出。

(2) 交流输入电压可选 110V，允许变化范围是 85～132V；或 220V，允许变化范围是 170～265V。选择 110V 输入时须通过倍压整流电路提升直流电压。

(3) 外围电路中仅用 20 个元器件，结构简单，体积小巧，模块外形尺寸可以做到 70mm×40mm×25mm。

(4) 在 u=115V、230V 时，电源效率分别可达到 75%、77%。

该模块的主要技术指标如下：

交流输入电压范围：u=85～132V，或者 170～265V

输入电网频率：f_L=47～440Hz

输出电压(I_O=0.67A)：V_O=12V±1.2V

最大输出电流：I_{OM}=0.67A

连续输出功率：P_O=8W

峰值输出功率：$P_{O(PK)}$=10W

电压调整率(u=85～132V，或 170～265V)：S_V=±0.7%

负载调整率(I_O=10% I_{OM}～100% I_{OM})：S_I=±5%

电源效率(u=230V)：η=77%

输出纹波电压的最大值：±50mV

工作温度范围：T_A=0～70℃

6.8.2 12V、8W 开关电源模块的电路设计

其内部电路和印制板元件布置，分别如图 6.8.1、图 6.8.2 所示。单面印制板的尺寸为 66mm×35.5mm，安装元器件后的最大高度仅为 20.3mm。电路中使用一片 DIP-8 封装的 TOP210P，现将芯片上的源极 S 短接到印制板地线区域上，利用敷铜箔代替散热器。由 L_2 和 C_6 构成 EMI 滤波器，BR 为 1A/600V 的整流桥。JP(JUMPER)为跳线器，短接时选择 110V

(AC)，利用倍压整流电路获得额定直流高压，其工作原理参见 2.3 节；当 JP 开路时选择 220V (AC)。C_1、C_4 为输入滤波电容。R_1、R_2 是均压电阻，能对 C_1 与 C_4 上的漏电阻以及压降起到平衡作用，使 $V_{C_1}=V_{C_4}$。VD_Z 为 BZY97－C200 型高压稳压管，稳定电压 $V_Z=200V$，它与 VD_1 组成钳位保护电路，将漏极尖峰电压钳位到安全值。输出电路的高频整流管 VD_2 采用 MBR360 型 3A、60V 的肖特基二极管。由 C_2、L_1、C_3 构成输出滤波器。R_4 为假负载，用于改善轻载时的负载调整率。反馈绕组电压通过 VD_3、R_3 和 C_5 整流滤波后，产生偏置电压，加至 TOP210P 的控制端。

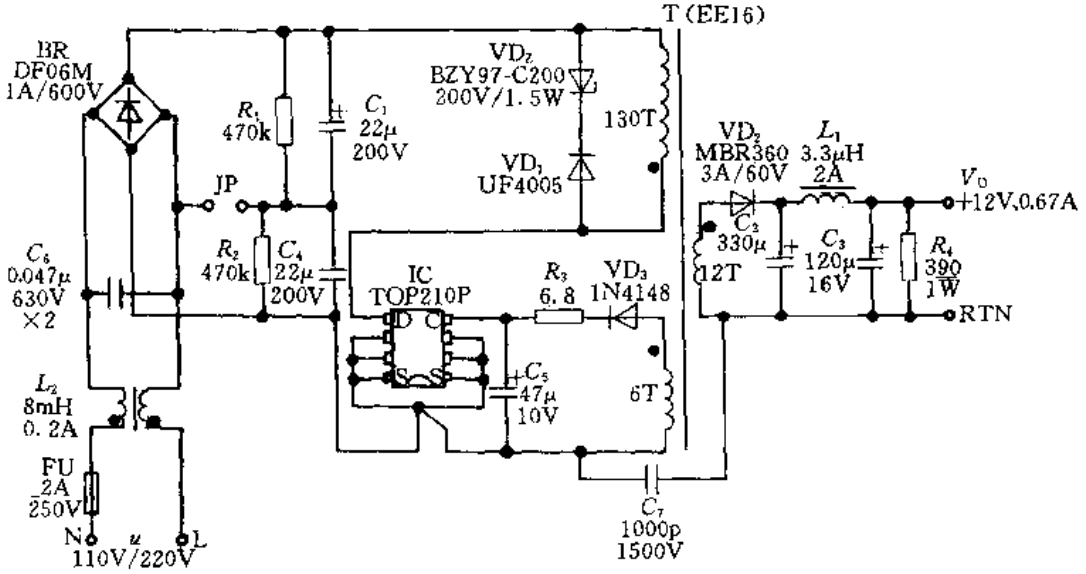


图 6.8.1　12V、8W 开关电源模块的内部电路

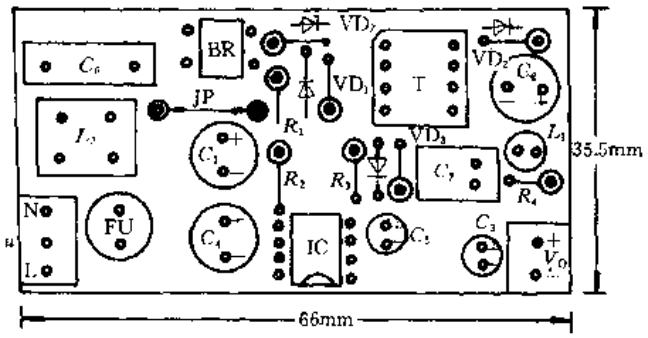
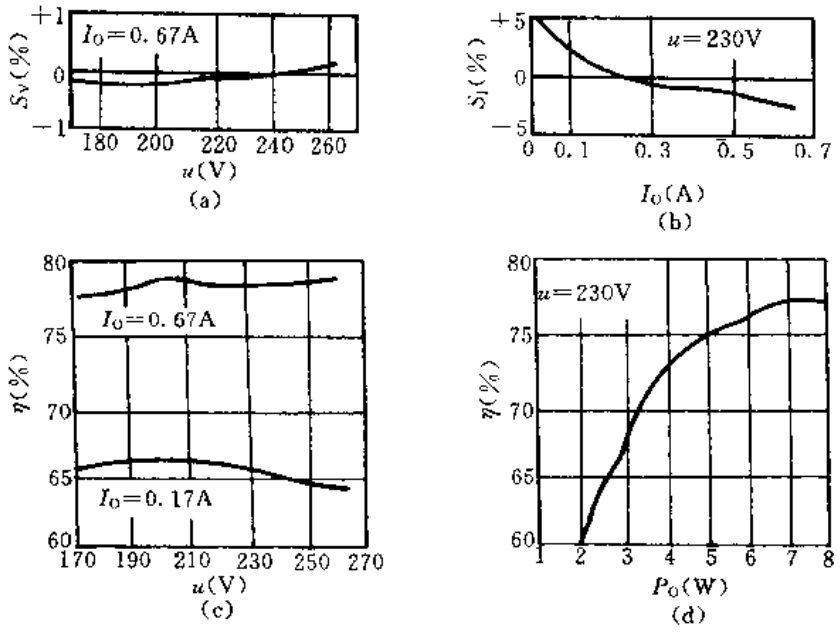


图 6.8.2　印制板元件布置图

刚上电时，TOP210P 内部的开关 S 闭合，加到漏极上的直流高压通过高压电流源，给控制端提供初始偏置电流，并将 C_5 充电到 5.7V，再经过 150ms 的延迟时间，即可将电源开启。此后 S 被关断，改由反馈电路提供控制端电流 I_C，功率开关管开始工作。

该开关电源模块的电压调整率与交流输入电压(S_V-u)、负载调整率与输出电流(S_I-I_O)、电源效率与交流输入电压(η-u)、电源效率与输出功率(η-P_O)的关系曲线，分别见图 6.8.3(a)～(d)。由(c)、(d)图可见，当交流输入电压一定时，电源效率随着输出电流、输出功率的增大而升高。

高频变压器采用 EE16 型磁芯，初级用 ϕ0.1mm 漆包线双股并绕 130 匝，次级用 ϕ0.4mm 漆包线双股并绕 12 匝，反馈绕组用 ϕ0.32mm 漆包线双股并绕 6 匝。初级电感量 $L_P=4.3mH$



(a) S_V-u 曲线；(b) S-I_O 曲线；(c) η-u 曲线；(d) η P_O 曲线

图 6.8.3　四种特性曲线

±0.43mH，漏感量≤50μH。

6.9　由 TOP221P 构成的 5V、3.5W 精密开关电源模块

TOP221P 属于 TOPSwitch－Ⅱ系列单片开关电源。它采用双列直插式 8 脚封装，在宽范围电压输入时的最大输出功率为 6W。下面介绍由 TOP221P 构成 5V、3.5W 开关电源模块的设计原理及其改进电路。

6.9.1　性能特点和技术指标

(1) 它采用带稳压管的光耦反馈式电路来完成 DC/DC 电源变换，可将 90～375V 直流输入电压变换成＋5V、0.7A 的稳压输出。

(2) 稳压性能好，可作为精密开关电源模块，用做台式计算机、彩电、DVD 的备用电源。

(3) 其主要技术指标如下：V_I＝90～375V，V_O＝＋5V±0.25V，I_O＝0.7A，P_O＝3.5W，S_V＝±1.0%，S_I＝±1.0%，η＝72%，输出纹波电压最大值为±50mV，环境温度范围是 0～50℃。

(4) 对电路稍作改进，利用 TL431 来代替光耦反馈电路中的普通稳压管，即可使电压调整率与负载调整率均达到±0.2%的技术指标。

(5) 只需焊两根引线，即可增加＋12V、50mA 的非隔离式简易稳压输出，构成两路输出的开关电源模块。

(6) 在输入端接入一只熔断电阻器，使保护功能更趋完善。模块具有输入短路保护、安全电流限制、输出过流保护、过热保护功能。

6.9.2　5V、3.5W 开关电源的设计原理与改进电路

1.　5V、3.5W 开关电源模块

由 TOP221P 构成 5V、3.5W 开关电源模块的内部电路如图 6.9.1 所示。该电路在直流输

入端串联一只熔断电阻器 FR，其标称阻值为 1Ω。当输入端发生短路故障时，FR 迅速被熔断，起到了保护作用。C_1 用于滤除从输入端引入的高频干扰。为抑制由高频变压器漏感产生的尖峰电压，利用 R_1、C_2 和 VD_1 组成了钳位保护电路，可将 TOP221P 的漏极电压限定在安全范围内。VD_1 需用 UF4005 型(1A/600V)超快恢复二极管。输出整流管 VD_2 采用 1N5822 型 3A/40V 的肖特基二极管，C_3 为输出滤波电容。后置滤波器 L、C_4 可进一步滤除交流纹波，L 采用 3.3μH 磁珠形电感。

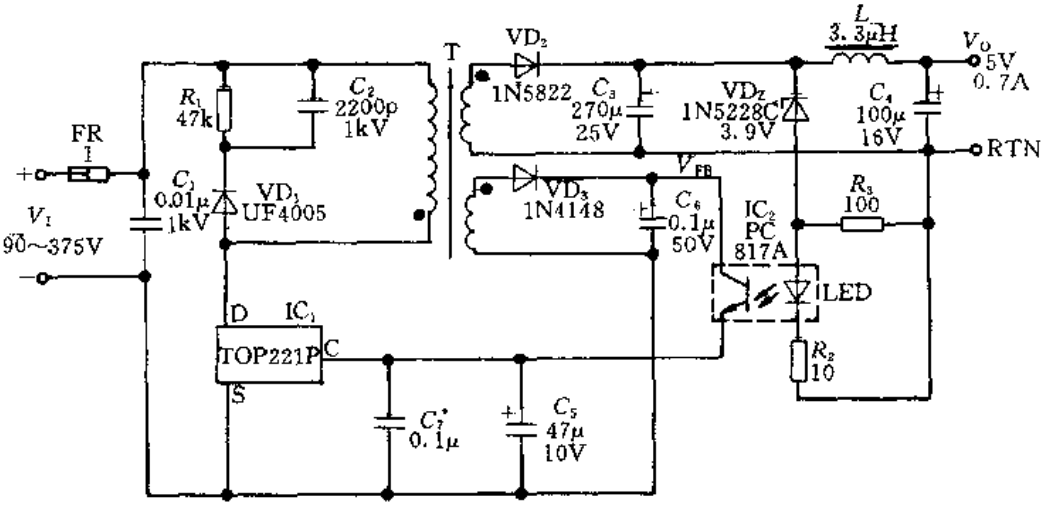


图 6.9.1　5V、3.5W 开关电源模块的内部电路

光耦反馈电路由光耦合器 IC_2 和稳压管 VD_Z 构成。IC_2 选用日本夏普公司生产的 PC817A 型光耦合器，它属于线性光耦合器，电流传输比 CTR=80%～160%，内部接收管 C-E 极间的耐压值为 35V。VD_Z 使用 1N5228C 型稳压管，其稳定电压 V_Z=3.9V，稳定电流的典型值 I_Z=20mA。VD_Z 与 R_3 还构成假负载，能改善空载及轻载时的稳压性能。取 R_3=100Ω 时，VD_Z 的稳定电流为 11mA。输出电压 V_O 等于 V_Z 与 V_F 之和(V_F 是 LED 的正向压降，约为 1V)，即 $V_O=V_Z+V_F\approx3.9V+1V\approx5V$。$R_2$ 是 LED 的限流电阻，并能影响反馈环路的增益。反馈绕组的输出电压经过 VD_3、C_6 整流滤波后，获得反馈电压 V_{FB}，再经过光敏三极管给 TOP221P 提供偏压。当 V_O 发生变化时，因 VD_Z 具有稳压作用，故 LED 上的电流 I_F 随之改变，再经过光耦合器去调节控制端电流 I_C，通过改变占空比使 V_O 趋于稳定。C_5 为控制端旁路电容。根据实际需要，还可在 C_5 上并联一只 0.1μF 的电容 C_7，滤除控制端上的尖峰电压和高频干扰信号。

2. 改进电路

上述模块为单路输出且 S_V、S_I 的指标还不够高。为此，可按如图 6.9.2 所示电路进行改进。该电路主要作了以下三处改进：①增加了+12V、50mA 输出 V_{O2}，直接取自反馈电压 V_{FB}。该路输出功率仅为 0.6W，与+5V 同时输出时总功率可达 3.6W。②利用 TL431 型可调式精密并联稳压器来代替稳压管 VD_Z，构成 TOP221P 的外部误差放大器。改进后的电压调整率和负载调整率均可达到±0.2%，可满足精密开关电源之需要。③在 TL431 的阳极(A)与阴极(K)之间，还可并联一只软启动电容 C_8(即 C_{SS})，消除上电瞬间对电路的冲击，使 V_O 能平滑地升高。C_8 可选 4.7～47μF 的电解电容器。

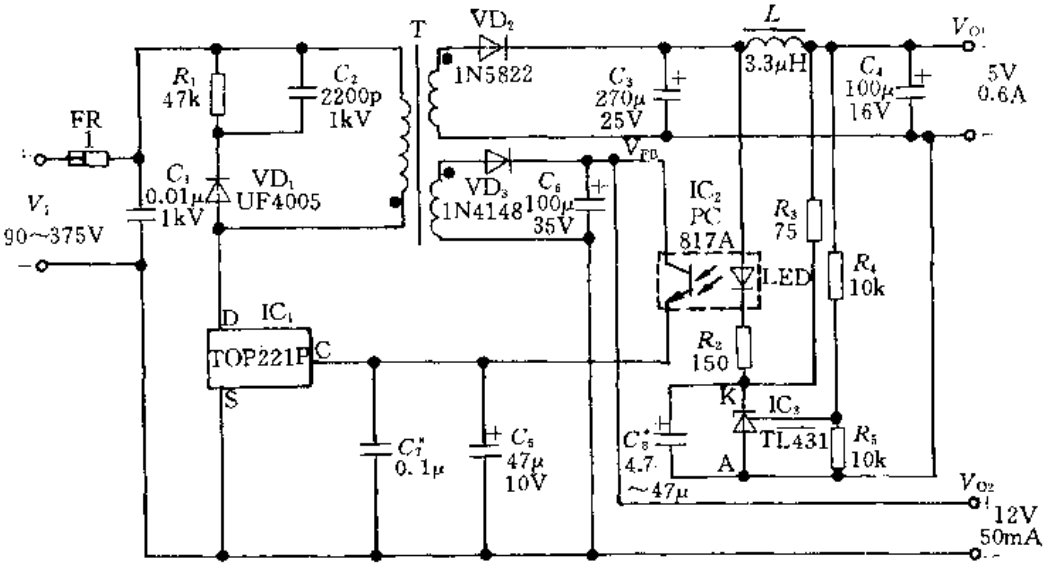


图 6.9.2　改进电路

6.10　由 TOP223Y 构成的 5V、3.3V 两路输出的开关电源模块

TOP223Y 是采用 TO-220 封装的 TOPSwitch—Ⅱ系列单片开关电源，在宽范围电压输入时的最大输出功率为 30W。由它可构成 5V、3.3V 两路输出、隔离式 15.3W 开关电源模块。

6.10.1　性能特点和技术指标

(1) 它属于宽范围交流输入(85～265V)、两路隔离式输出的开关电源模块。主输出 V_{O1} 为 +5V(3A)、辅输出 V_{O2} 为 +3.3V(0.1A)，总输出功率为 15.3W。可作为激光打印机、监视器的电源。若将 +3.3V 设计成主输出，即可作为笔记本电脑的开关电源。

(2) 为提高 3.3V 输出电压的稳定度，在输出端增加一片可调式精密并联稳压器 IC_3 (TL431)。但 TL431 未与光耦合器直接发生联系，这是它同光耦反馈式精密开关电源典型电路的重要区别。

(3) 在输出整流管 VD_2 的两端并联了 RC 吸收回路，能消除次级电路中的高频自激振荡，减小射频干扰(RFI)，使 VD_2 工作更可靠。

(4) 其电压调整率和负载调整率分别可达 ±0.7%、±1.1%，电源效率 $\eta \geqslant 70\%$。

(5) 采用单面印制板结构，体积小巧，重量轻。内部具有漏极限流保护、输出短路保护和过热保护功能。

该模块的主要技术指标如下：

交流输入电压范围：u = 85～265V

输入电网频率：f_L = 47～440Hz

直流输出电压：V_{O1} = 5V ± 0.2V，V_{O2} = 3.3V ± 0.1V

最大输出电流：I_{O1} = 3A，I_{O2} = 0.1A

连续输出功率：P_O = 15.3W

峰值输出功率：$P_{O(PK)}$ = 30W

电压调整率($u=85\sim265V$)：$S_V=\pm0.7\%$

负载调整率($I_O=0\sim I_{OM}$)：$S_I=\pm1.1\%$

电源效率：$\eta\geqslant70\%$

输出纹波电压的最大值：5V 输出为±40mV，3.3V 输出为±25mV

工作温度范围：$T_A=0\sim70℃$

6.10.2 15.3W 两路输出开关电源模块的电路设计

15.3W 两路输出开关电源模块的内部电路如图 6.10.1 所示，印制板元件布置见图 6.10.2。单面印制板的外形尺寸为 109mm×54mm，焊接元器件后的最大高度为 27mm。85～265V 交流电依次经过电磁干扰滤波器(C_6、L_2)、整流桥(BR)和滤波电容(C_1)，产生直流高压 V_1，加至初级绕组 N_P 的一端。N_P 的另一端由 TOP223Y 内部功率开关管来驱动。漏极钳位保护电路由瞬态电压抑制器 VD_{Z1}(P6KE200)、超快恢复二极管 VD_1(UF4005)构成。次级电压经 VD_2、C_2、C_{10}、L_1 和 C_3 整流滤波后，输出+5V 电压。VD_2 采用 45V、10A 的肖特基二极管。C_{11}与 R_T 并联在 VD_2 两端，能抑制 15～20MHz 的射频干扰。光耦合器 IC_2(PC817A)中的 LED 和稳压管 VD_{Z2}(1N5228C)用于设定 V_{O1}的电压，使 $V_{O1}=V_F+V_{Z2}\approx5V$。$R_4$ 和 R_5 用来设定 V_{O2}的输出电压，有公式

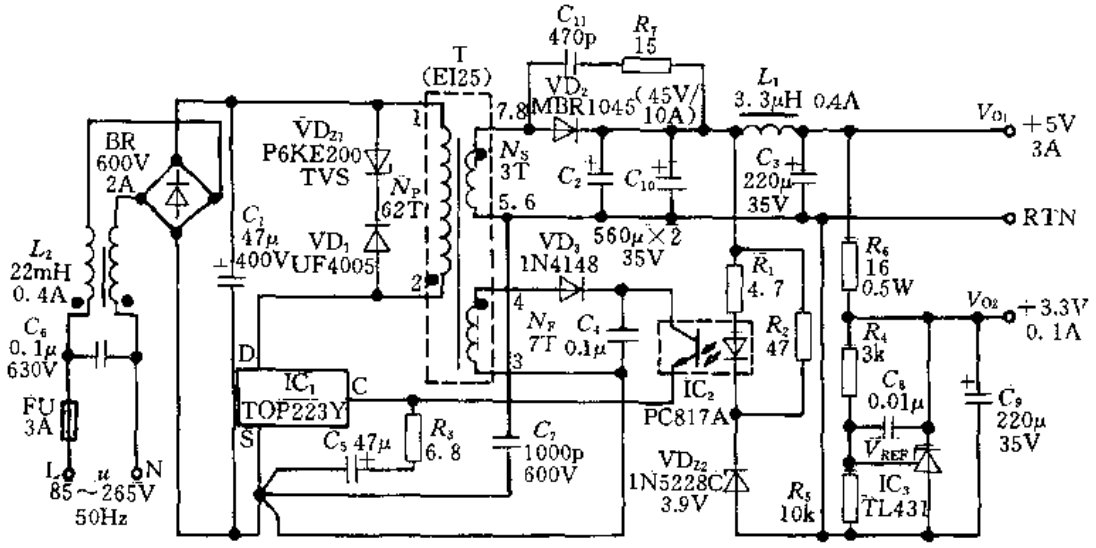


图 6.10.1 15.3W 两路输出开关电源模块的内部电路

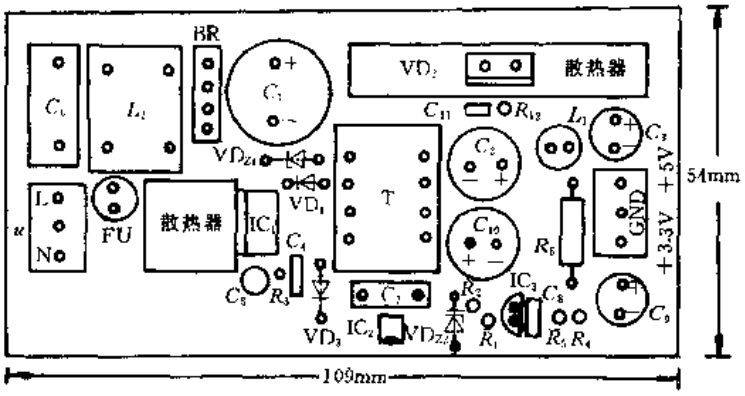


图 6.10.2 印制板元件布置图

$$V_{O2}=\left(1+\frac{R_4}{R_5}\right)\cdot V_{REF}=\left(1+\frac{R_4}{R_5}\right)\times 2.5\text{V} \tag{6.10}$$

将 $R_4=3\text{k}\Omega$、$R_5=10\text{k}\Omega$ 代入式(6.10)中得到 $V_{O2}=3.25\text{V}\approx 3.3\text{V}$，符合设计要求。$C_8$ 为控制环路的补偿电容。C_9 是+3.3V 电源的滤波电容。反馈绕组的输出电压经 VD_3、C_4 整流滤波后得到反馈电压，再通过光敏三极管接 TOP223Y 的控制端。当 V_{O1} 发生变化时，经光耦合器使控制端电流改变，调节占空比使 V_{O1} 维持恒定。R_6 和 TL431 还为+5V 输出提供一个约 50Ω、100mA 的假负载，能显著提高 V_{O1} 在轻载或空载时的稳定性。取 $R_6=16\Omega$ 时，负载电流 $I_L=(V_{O1}-V_{O2})/R_6=(5-3.3)/16\approx 100\text{mA}$。显然，$V_{O1}$ 的稳压性能与 V_{O2} 是否加载无关。C_7 为安全电容。

高频变压器采用 EI25 型或 EE22 型磁芯。初级用 ϕ0.25mm 漆包线绕 62 匝，次级用 ϕ0.56mm漆包线 4 股并绕 3 匝。反馈绕组用 ϕ0.25mm 漆包线双股并绕 7 匝。初级电感量应为 980μH±98μH，漏感低于 40μH。

6.11 由 TOP224P 构成的 12V、20W 开关电源模块

下面介绍由 TOP224P 构成的开关电源模块。该模块可用做仪器仪表、手机电池充电器、卫星通信解码器的电源。

6.11.1 性能特点和技术指标

(1) 采用一片 TOP224P 型三端单片开关电源，配 PC817A 型光耦合器，构成带稳压管的光耦反馈电路，能将 85～265V 交流电源变换成 12V、1.67A 的直流稳压输出。

(2) 电路简单，稳压性能好，成本低。外围电路仅需 19 个元器件。其电压调整率和负载调整率均为±1%，电源效率可达 78%。在 25℃的环境温度下，可连续输出 20W 的功率。峰值输出功率为 30W。

(3) 体积小，重量轻。TOP224P 利用印制板上的敷铜箔散热，不需外接散热器。

(4) 便于对电路进行改进。只需重新设计高频变压器，改变匝数比和增加少量元件，即可实现多路稳压输出或恒流输出。

该模块的主要技术指标如下：

交流输入电压范围：$u=85\sim 265\text{V}$

输入电网频率：$f_L=47\sim 440\text{Hz}$

输出电压($I_O=1.67\text{A}$)：$V_O=12\text{V}\pm 0.6\text{V}$

最大输出电流：$I_{OM}=1.67\text{A}$

连续输出功率：$P_O=20\text{W}$($T_A=25℃$)，或 15W($T_A=50℃$)

电压调整率($u=85\sim 265\text{V}$)：$S_V=\pm 1\%$

负载调整率($I_O=0.167\sim 1.67\text{A}$)：$S_I=\pm 1\%$

电源效率：$\eta=78\%$

输出纹波电压的最大值：±60mV

工作温度范围：$T_A=0\sim 50℃$

6.11.2 12V、20W 开关电源模块的电路设计

该模块的内部电路和印制板元件布置，分别如图 6.11.1、图 6.11.2 所示。单面印制板的

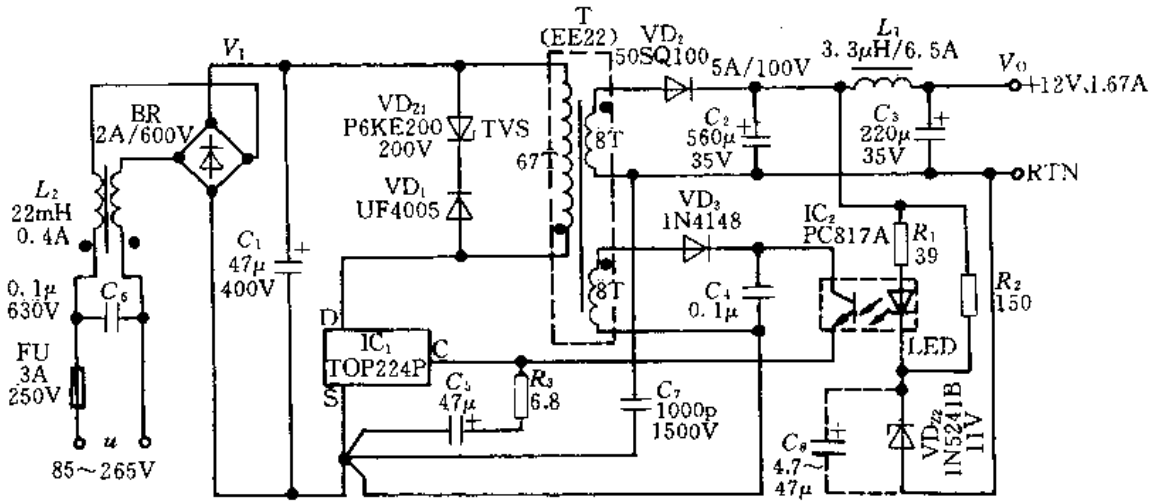


图 6.11.1　12V、20W 开关电源模块的内部电路

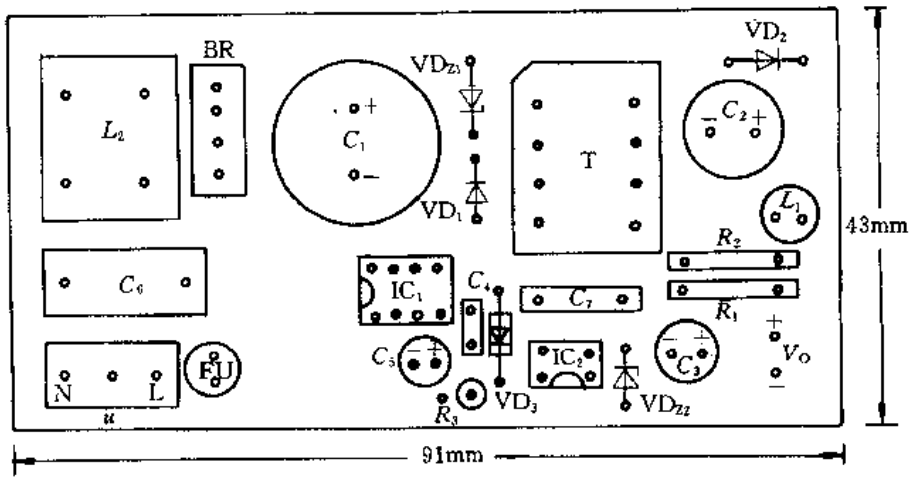
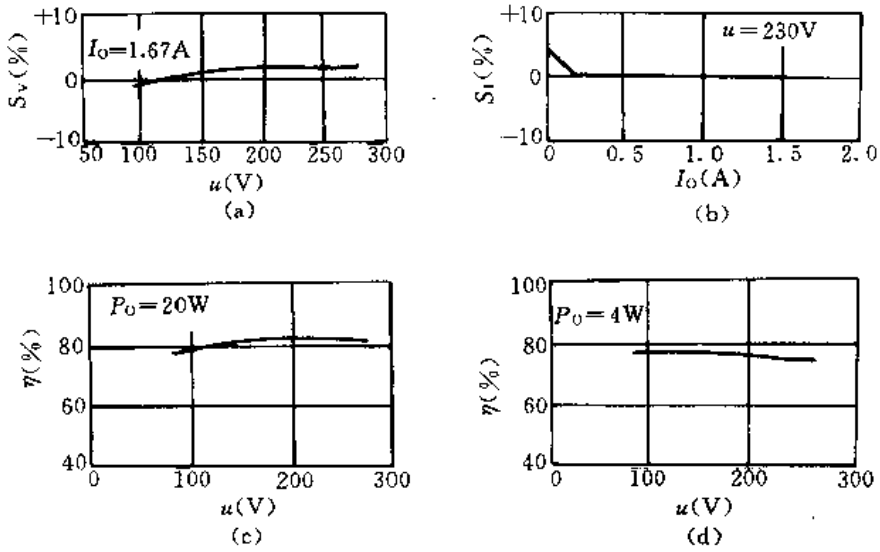


图 6.11.2　印制板元件布置图

尺寸为 91mm×43mm，安装元器件后的最大高度为 27mm。电路中使用两片集成电路：三端单片开关电源 TOP224P(IC_1)，光耦合器 PC817A(IC_2)。交流电源经过 BR 和 C_1 整流滤波后产生直流高压 V_1，给高频变压器的初级绕组供电。VD_{Z1}和 VD_1 能将漏感产生的尖峰电压钳位到安全值以下，并能衰减振铃电压。VD_{Z1}采用反向击穿电压为 200V 的瞬态电压抑制器 P6KE200，VD_1 选用 1A/600V 的超快恢复二极管 UF4005。次级绕组电压通过 VD_2、C_2、L_1 和 C_3 整流滤波，获得 12V 输出电压 V_O。V_O 值是由 VD_{Z2}的稳定电压 V_{Z2}、光耦合器中 LED 的正向压降 V_F、R_1 上的压降这三者之和来设定的。改变高频变压器的匝数比和 VD_{Z2}的稳压值，还可获得其他输出电压值。R_2 和 VD_{Z2}还为 12V 输出提供一个假负载，用以改善轻载时的稳压性能。反馈绕组电压经 VD_3 和 C_4 整流滤波后，供给 TOP224P 所需偏压。由 R_2 和 VD_{Z2}来调节控制端电流，通过改变输出占空比达到稳压目的。共模扼流圈 L_2 能减小由初级绕组接 D 端的高压开关波形所产生的共模泄漏电流。C_7 为安全电容，用于滤掉由初、次级耦合电容引起的干扰。C_6 可减小由初级电流的基波与谐波所产生的串模泄漏电流。C_5 不仅能滤除加在控制端上的尖峰电流，而且决定了自动重启动的频率，它还与 R_1、R_3 一起对控制回路进行补偿。

该开关电源模块的 S_V-u、S_I-I_O、η-u 的关系曲线如图 6.11.3 所示。(a)图示出当 I_O=1.67A

时，电压调整率 S_V 与交流输入电压 u 的关系。(b)图绘出在 $u=230V$ 时负载调整率 S_I 与输出电流 I_O 的关系。(c)、(d)图分别示出当 $P_O=20W$、4W 时电源效率与交流输入电压 u 的关系曲线。



(a) S_V-u；(b) S_I-I_O；(c) η-u(P_O=20W)；(d)η-u(P_O=4W)

图 6.11.3 模块的外特性

在上电过程中，直流高压 V_I 建立之后需经过 160ms(典型值)的延迟时间，输出电压 V_O 才达到 12V 的稳定值。V_O 与 V_I 的时序波形如图 6.11.4 所示 。延迟时间 $t_1=180-20=160ms$。图中假定 $u=212V$，$V_I=\sqrt{2}u=300V$。若需增加软启动功能以限制开启电源时的占空比，使 V_O 平滑地升高，应在 VD_{Z2}的两端并联一只软启动电容 C_8(如图 6.11.1 中虚线所示)。C_8 的容量范围是 4.7～47μF。当 C_8=4.7μF、10μF、22μF、47μF 时，所对应的软启动波形如图 6.11.5 所示。上述 4 种情况下，软启动时间依次为 2.5ms、2.5ms、4ms、和 8ms。在软启动过程中 V_O 是按照一定的斜率升高的，能对 TOP224P 起到保护作用。断电时 C_8 可通过 R_2 进行放电。

设计印制板时需专门留出一块敷铜区，作为 TOP224P 的散热板。当 $P_O=20W$ 时，敷铜面积 $S=8cm^2$；$P_O=15W$ 时 $S=3.6cm^2$。

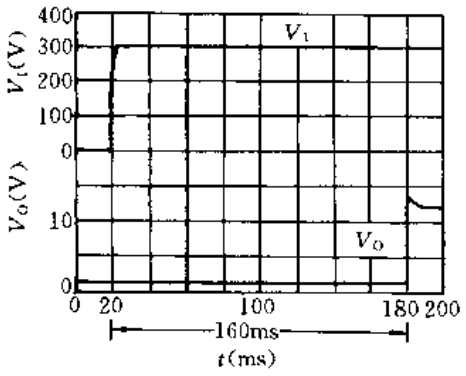


图 6.11.4 V_O 与 V_I 的时序波形

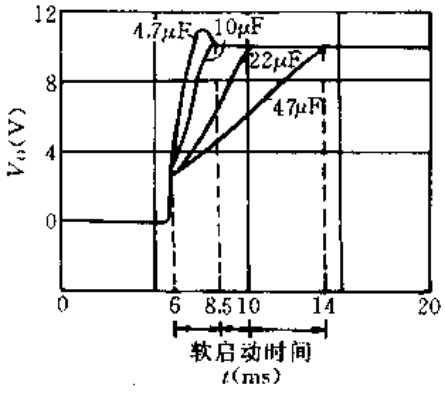


图 6.11.5 软启动波形

6.11.3 高频变压器的绕制方法及性能测试

高频变压器的结构如图 6.11.6 所示。N_P、N_S、N_F 分别代表初级、次级和反馈级的绕组，1～8 为引出端。其中，1 端接 V_1，2 端接 TOP224P 的漏极，3 端接源极（即初级与反馈级的公共地），4 端接反馈绕组电压，第 5、6 两端接返回端 RTN（即输出级的公共地），7、8 端接次级电路。高频变压器采用 EE22 型磁芯。

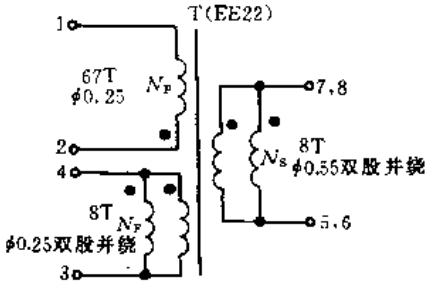


图 6.11.6 高频变压器的结构

绕制高频变压器的顺序及方法如下：

1. 绕制初级绕组 N_P

首先用 3mm 宽的聚酯绝缘胶带在骨架上缠一层。然后把 φ0.25mm 漆包线的始端焊在第 2 端，绕完第一层（40 匝）后加一层 12.2mm 宽的绝缘胶带，再绕第二层（27 匝），合计 67 匝。末端接第 1 端。焊接前，始端与末端各套一小段 φ0.5mm 的绝缘套管（下同）。最后在初级绕组外面缠一层 12.2mm 宽的绝缘胶带，作为初级与反馈级的绝缘层。

2. 绕制反馈绕组 N_F

首先把双股 φ0.25mm 漆包线的始端焊在第 4 端上，然后用双股并绕的方法绕 8 匝。因匝数少，要求均匀绕制，占满骨架，以增加磁场耦合程度、减小漏感。最后把末端焊在第 3 端上。为提高绝缘性，在反馈绕组外面再缠三层 18.2mm 宽的绝缘胶带，作为反馈级与次级的绝缘层。

3. 绕制次级绕组 N_S

首先用 3mm 宽的绝缘胶带缠好安全边距，然后以第 7、8 端为始端，用 φ0.55 漆包线双股并绕 8 匝（均匀绕制并占满骨架），终止于第 5、6 端。最后缠上三层 18.2mm 宽的绝缘胶带，作为最外层的绝缘材料。

4. 装配与浸漆

将两个 E 形磁芯插入已绕好线的骨架，再浸入清漆，经烘干后即可使用。

5. 电气性能测试

（1）耐压性能测试。在高频变压器的 1-8 端、4-5 端之间分别加上 3000V(AC)、50Hz 的高压电，持续时间为 1 分钟，不得发生击穿现象。

（2）测量初级电感量。将次级绕组和反馈绕组开路，用数字电感表测量 1-2 端之间的电感量 L_P 应为 650μH±65μH。

（3）测量初级漏感量。将次级绕组短路，用数字电感表测量 1-2 端之间的漏感量 L_{P0} 应不大于 35μH。

6.12 由 TNY254P 构成的 9V、3W 开关电源模块

TNY254P 属于 TinySwitch 系列四端单片开关电源。它采用 DIP-8 封装，在宽范围电压输入时最大输出功率为 4W。下面介绍由 TNY254P 构成的 9V、3W 开关电源模块的电路设计。该模块具有效率高、成本低、稳压性能好等优点，可取代线性稳压电源，用做小功率 AC/DC 电源适配器。

6.12.1 性能特点和技术指标

(1) 它属于高效率、小功率、反激式开关电源，能将 85～265V 交流电变换成＋9V、0.33A 的直流稳压输出。其线性调整率和负载调整率分别达到±0.5%、±1%，电源效率高于 72%。

(2) 电路简单，高频变压器只有初、次级绕组，不需要反馈绕组。其成本低廉，在价格上能与 3W 线性稳压电源竞争。

(3) 采用不连续工作模式，利用 TNY254P 内部的开/关控制器来调节电压。

(4) 空载功率损耗极低。当 u=115V 或 230V 时，空载功耗依次是 30mW、70mW，仅为线性稳压电源的 1/10～1/5，节能效果明显。

(5) 模块所产生的电磁干扰很低，使 EMI 滤波器和漏极钳位保护电路大为简化。

(6) 体积小巧，外形尺寸可做到 50mm×38mm×25mm。

该模块的主要技术指标如下：

交流输入电压范围：u=85～265V

输入电网频率：f_L=47～440Hz

直流输出电压(I_O=0.33A)：V_O=9V±0.45V

最大输出电流：I_{OM}=0.33A

连续输出功率：P_O=3W

电压调整率(u=85～265V)：S_V=±0.5%

负载调整率(I_O=0～0.33A)：S_I=±1%

电源效率：$\eta \geqslant 72\%$

空载功率损耗：P_O=30mW(u=115V)，或 70mW(u=230V)

输出纹波电压最大值：±75mV

工作温度范围：T_A=0～50℃

6.12.2 9V、3W 开关电源模块的电路设计

由 TNY254P 构成 9V、3W 开关电源模块的内部电路如图 6.12.1 所示，印制板元件布置见图 6.12.2。单面印制板的外形尺寸为 45mm×33mm，安装元器件后的最大高度为 20mm。电路中的 FR 是 2.2Ω、1W 的熔断电阻器，当输入电路出现短路故障时能起到保护作用。整流桥由 4 只 1N4005 型(1A、600V)硅整流管构成。85～265V 交流电经过 VD_1～VD_4 整流，再经过 C_1、C_2 滤波，产生直流高压 V_I，加至高频变压器的初级上。该模块的电磁干扰滤波电路由 C_1、C_2、L_1、R_1 和 C_3 组成。为降低成本，初级滤波电感 L_1 亦可用一只 200Ω 左右的电阻来代替，但电源效率会略有降低。

TNY254P 工作在不连续模式。当内部的功率 MOSFET 关断时，在初级上会形成尖峰电

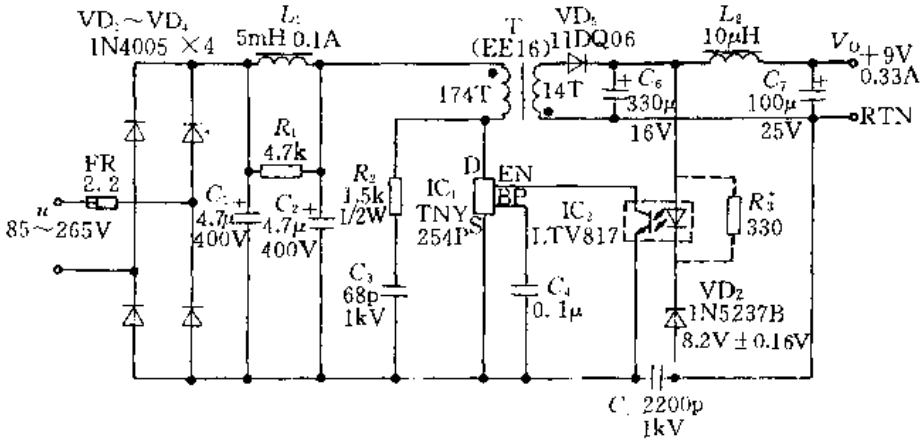


图 6.12.1　9V、3W 开关电源模块的内部电路

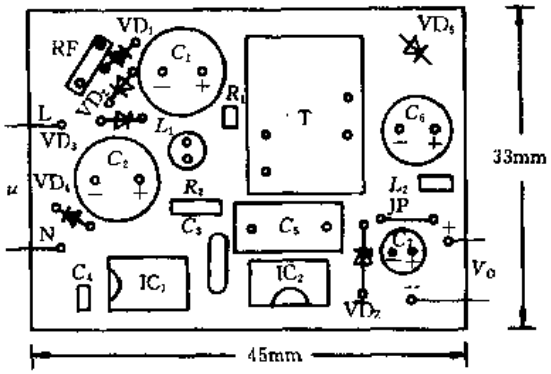


图 6.12.2　印制板元件布置图

流，但该电流要受到内部过流保护电路的限制。因此，在漏极与源极之间只需接一个简单的由 R_2、C_3 组成的吸收回路，即可吸收尖峰脉冲。这与传统的 TVS、VD_Z 钳位电路或 R、C、VD 型钳位电路相比，能显著降低成本。TNY254P 是采用开/关控制器来代替 PWM 调制器的，使之调节速度快，抑制纹波的能力更强。次级输出电压经 VD_5、C_6、L_2 和 C_7 整流滤波后，产生+9V 输出电压。VD_5 采用 11DQ06 型(1A/60V)的肖特基二极管，亦可用 MBR160 型代替，二者的技术参数相同。稳压管 VD_Z 和光耦合器 IC_2 用于检测输出电压 V_O，并且给使能端(EN)提供一个反馈信号，以便对 V_O 进行调节。V_O 值由 VD_Z 的稳定电压 V_Z 与 IC_2 中 LED 正向压降 V_F 之和来决定。VD_Z 选用 1N5237B 型 8.2V、20mA 的稳压管，当 V_Z 的准确度为±2%时，V_O=9V±0.45V；准确度为±5%时，V_O=9V±0.63V。IC_2 采用 LTV817 型线性光耦合器，亦可用 PC817A 代替。通过改变高频变压器的匝数比和 V_Z 值，还可获得其他输出电压值。为了改善开关电源的调整率及输出电压的准确度，可按图 6.12.1 中虚线所示，在 LED 两端并联一只几十欧至几百欧的电阻 R_3^*，给 VD_Z 提供 1～5mA 的偏置电流 I_Z。现取 R_3=330Ω，$I_Z=(V_O-V_Z)/R_3=(9-8.2)/330=2.4$mA。

高频变压器采用 EE16 型磁芯，初级用 ϕ6mm 漆包线绕 174 匝，次级用 ϕ0.40mm 漆包线绕 14 匝。初级电感量 L_P=3.4mH±0.34mH，初级漏感量 $L_{P0}\leqslant$120μH。

第 7 章　单片开关电源的特殊应用

本章专门介绍单片开关电源的特殊应用技术。主要内容包括由它和线性集成稳压器构成的复合式开关电源，低成本、非隔离式开关电源，恒压/恒流输出式开关电源，DC/DC 电源变换器，以及截流输出式开关电源和恒功率输出式开关电源。

7.1　复合式开关电源

线性稳压器的输出电压稳定度很高，纹波电压很小，其缺点是电源效率低，需使用笨重的工频变压器。而单片开关电源的效率很高，能省去工频变压器，但电压稳定度较低，纹波电压较高。若将二者巧妙地结合起来，把单片开关电源当作前级稳压器，给线性集成稳压器提供直流输入电压，即可扬长避短，实现优势互补，构成理想的高效、精密稳压电源。这种电源兼有开关电源和线性电源之优点。所配线性集成稳压器大致有以下三种选择方案：①配 7805 系列三端固定式稳压器，其电路简单，成本低廉；②配 LM317 等型号的三端可调式稳压器，使输出电压连续可调，并且能进一步提高稳压性能；③配 LM2937（固定输出）、LM2991（可调输出）等型号的低压差稳压器，可使复合式开关电源的效率得到显著提高。

下面首先介绍单路输出并具有直流欠压保护、交流掉电保护功能的复合式开关电源的电路设计，然后阐述多路输出复合式开关电源的工作原理。

7.1.1　单路输出复合式开关电源

1. 有直流欠压保护功能的复合式开关电源

欠压保护型复合式开关电源的电路如图 7.1.1 所示。该电路使用一片 TOP209P 型单片开关电源，输出能力为 5V、400mA（2W）。欠压保护电路由反馈绕组和外部元器件 R_4～R_6、VD_4 和 VT 构成。其中，VD_4 采用 1N4148 型开关二极管。VT 使用 2N4403 型 600mA、40V 的 PNP 晶体管。考虑到正常工作时 V_1 的最小值为 90V，现将欠压阈值设定为 70V。当 $V_1<70V$ 时，V_1 经过 R_4、R_5 分压后加至 VD_4 的负极上，VD_4 就因负极接低电平而导通，进而使 VT 导通，令控制端电压 V_C 呈低电平，将 TOP209P 关断。一旦 V_1 恢复正常，VD_4 和 VT 就截止，使保护电路不起作用。该电路与图 8.4.6 有相似之处。

该电路的另一特点是由 TOP209P（IC_1）和 LM7805（IC_2）构成复合式开关电源。次级绕组的输出电压先经 VD_2 整流，再通过 C_2 滤波，产生＋7.5V 电压，接 LM7805 的输入端，经后者作二次稳压后输出＋5V 电压。LM7805 的电压调整率 $S_V=\pm0.1\%$，最大输出电流 $I_O=1A>400mA$。

2. 具有交流掉电保护功能的复合式开关电源

这种开关电源适合作为节能型计算机（亦称“绿色”PC 机）的辅助电源。倘若把图 6.6.1 所示开关电源作为辅助电源，那么当微机掉电后，其输入端的储能电容仍可使辅助电源继续供电 20～30s。然而在某些情况下，要求交流掉电后辅助电源的工作时间更短些。显然，如果在输入端的储能电容上并联一只泄放电阻，必然使电源效率降低。解决办法是给开关电源增加掉电检

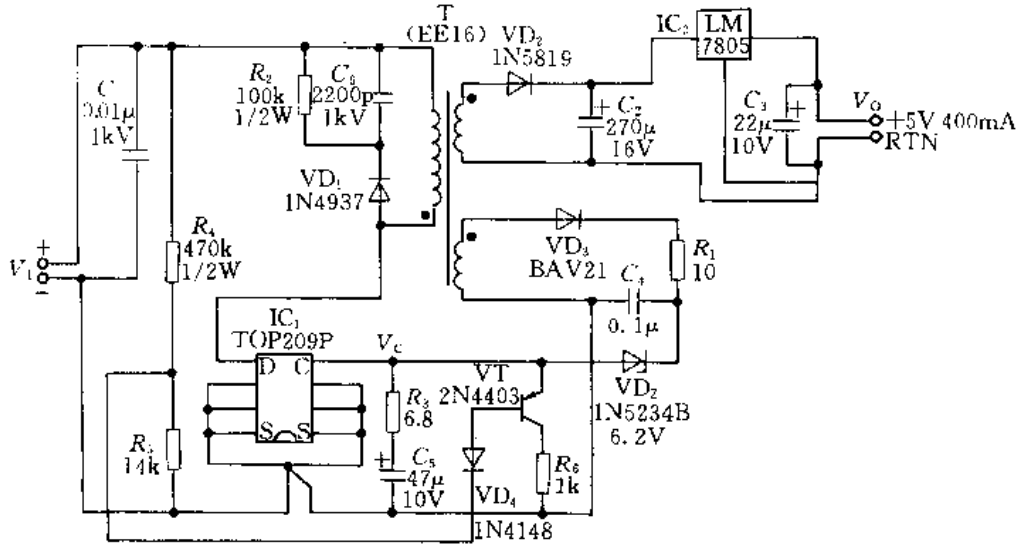


图 7.1.1 欠压保护型复合式开关电源电路

测与控制电路，只要掉电时间超过设定值，就自动切断辅助电源。这样既可把微机中的数据存储下来，又不至于等待较长时间。

一种能实现上述功能的复合式开关电源电路如图 7.1.2 所示。该电路共使用两片 IC，由 TOP209P(IC_1)进行前级稳压，LM2937(IC_2)作后级稳压。LM2937 为三端低压差稳压器，其额定负载下的输入-输出压差(V_I-V_O)≤0.6V，仅为 LM7805 的 1/6～1/3，能显著降低稳压器功耗，提高电源效率。LM2937 的输出电压为 5V，最大输出电流是 0.5A。

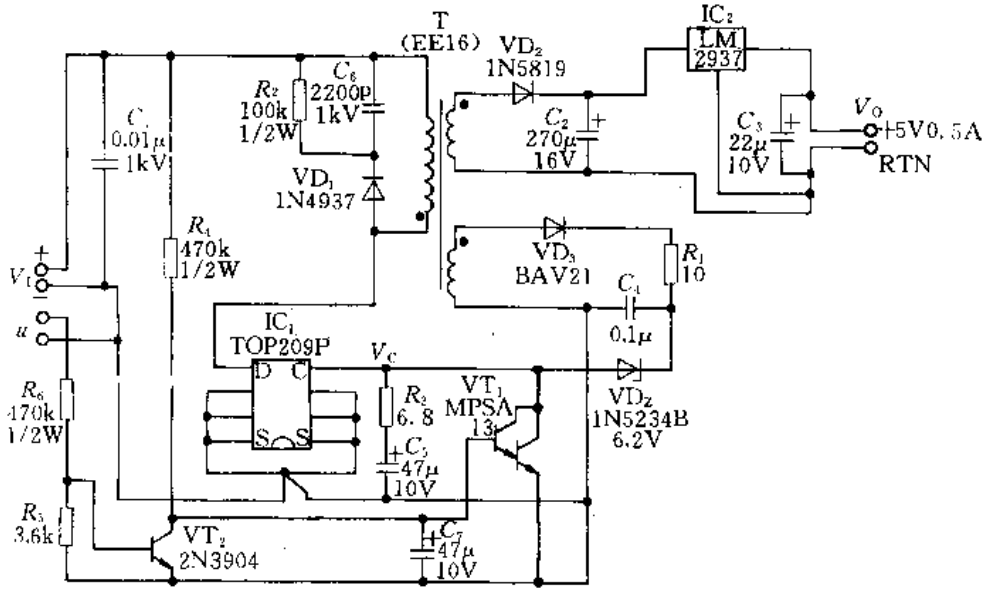


图 7.1.2 掉电保护型复合式开关电源电路

交流掉电保护电路由 VT_1、VT_2、C_7、R_4～R_6 组成。其中，R_5、R_6 和 VT_2 用来检测交流电压，所设定的阈值电压须低于 85V，现取 70V。一旦 $u<70V$，VT_2 立即截止，直流高压就通过 R_4 给 C_7 充电。当 C_7 两端电压高于达林顿管 VT_1 的发射结总压降时，VT_1 就导通，使 TOP209P 的控制端电压变成低电平。与此同时 C_5 放电，将开关电源关断。正常情况下，$u>70V$，因 VT_2 导通，C_7 两端电压始终为 0V，故该电路不起作用。不难看出，掉电后辅助电源的供电时间与时间常

数 $\tau=R_4\cdot C_7$ 成正比。改变 τ 值即可设定供电时间。

7.1.2 多路输出复合式开关电源

能同时输出 12V、0.83A(10W)和 5V、1A(5W)的复合式开关电源的电路如图 7.1.3 所示。该电路具有以下特点:①采用 TOP200Y 和 LM7805 各一片,并以 12V 为主输出,5V 为辅输出;②它采用非隔离式的改进型反馈电路,反馈电压直接取自主输出,经过开关二极管 1N4148 和稳压管 1N5994B 之后接 TOP200Y 的控制端,这样可省去反馈绕组,简化高频变压器的设计;③为减小 LM7805 上的功耗,需降低其直流输入电压 V_I',因此 V_I'不接 12V 电压,而是从 12V 绕组的中间抽头上取出 7.2～7.5V 电压,再经过 VD_4、C_4 整流滤波后,得到 $V_I'\approx$ 8V。此时 LM7805 的输入-输出压差约为 3V。若采用低压差稳压器,还可将中间抽头电压降低到 6～6.5V;④为防止 12V 主输出在轻载或空载时电压升高,在 12V 输出端之间并联一只 680Ω～1kΩ 的假负载。

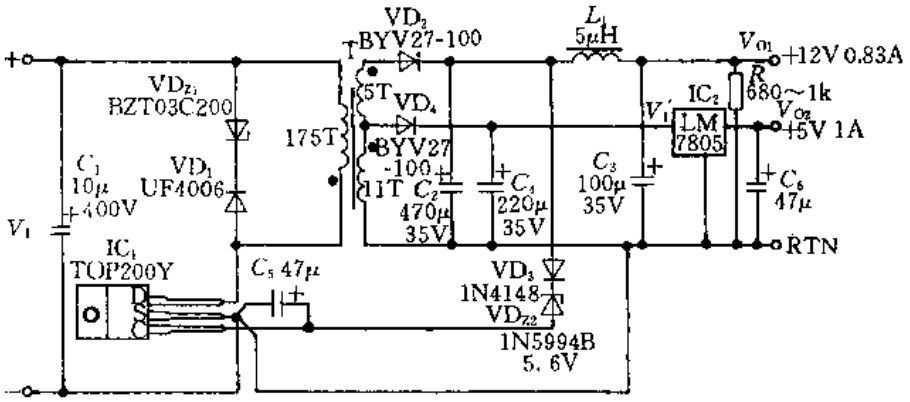


图 7.1.3 12V、5V 两路输出复合式开关电源的电路

高频变压器只有初级和次级两个绕组。其中,初级用 ϕ0.11mm 漆包线绕 175 匝,初级电感量为 3.9mH。次级绕组用 ϕ0.75mm 漆包线先绕 11 匝,引出中间抽头后,再绕 5 匝。VD_2 和 VD_4 均采用 BYV27—100 型 100V、2A 的超快恢复二极管,其反向恢复时间 $t_{rr}=35$ns。

7.2 非隔离式开关电源

有些电子设备和家用电器并不需要使用输入与输出完全隔离的开关电源。例如,直流电机的驱动电源,空调、无霜冰箱和微波炉中的稳压电源,它们本身就属于隔离系统,因此可由非隔离式开关电源供电。这种开关电源的电路简单,不需要反馈绕组,电源效率高,交流输入电压一般为 220V±33V 或 110V±17V。

专供 10W 直流电机使用的两种非隔离式开关电源的电路,分别如图 7.2.1、图 7.2.2 所示。二者输出电压均为 12V,额定输出电流为 0.83A。图 7.2.1 中采用一片 TOP200Y 型三端单片开关电源,在 220V±33V 的交流输入时最大输出功率可达 25W。EMI 滤波器由 L_2 和 C_4 构成。BR 为整流桥,C_1 为输入滤波电容。C_1 上的脉动电压峰-峰值为 10～40V。若采用半桥整流器,C_1 的容量需扩大一倍。钳位保护电路由 VD_{Z1}和 VD_1 组成。其中,VD_{Z1}采用 BZT03C200 型专用钳位稳压管,其反向击穿电压 $V_{Z1}=200$V,稳定电流 $I_Z=5$mA。次级电压经过 VD_2、C_2 整流滤波后得到+12V 输出电压。VD_2 采用 BYV27—100 型 100V/2A 超快恢复二极管,其反

向恢复时间 t_{rr}≈25ns。因驱动直流电机时允许有较高的纹波电压，故可省去输出级的 LC 滤波器，此时输出纹波电压为 450mV(峰-峰值)。

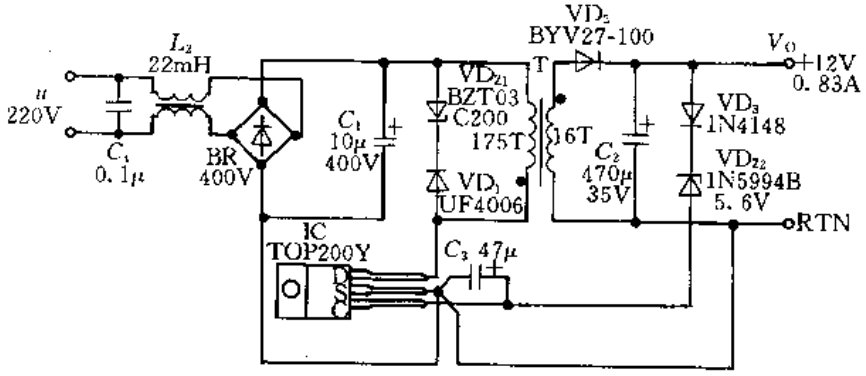


图 7.2.1　12V 非隔离式开关电源电路之一

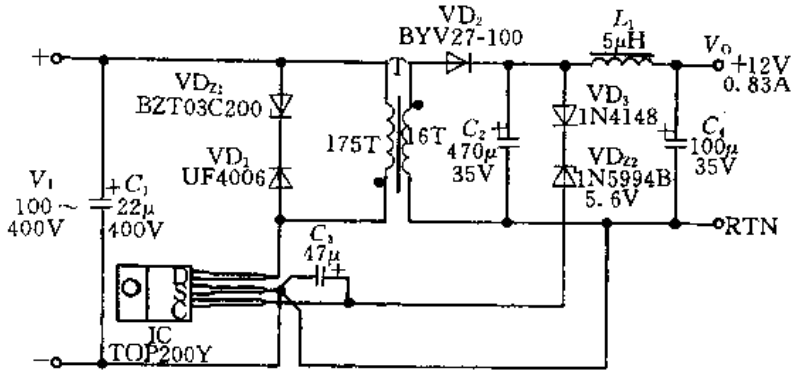


图 7.2.2　12V 非隔离式开关电源电路之二

输出电压 V_O 值取决于下列参数值：TOP200Y 的控制端电压 V_C(典型值为 5.7V)，控制端电流 I_C、控制端动态阻抗 Z_C(典型值是 15Ω)、稳压管 VD_{Z2}的稳定电压 V_{Z2}(5.6V)、二极管 VD_3 的正向压降 V_{F3}、稳压管的动态阻抗 R_Z。有公式

$$V_O = I_C \cdot (Z_C + R_Z) + V_C + V_{Z2} + V_{F3} \tag{7.2}$$

V_{Z2}允许有±2%～±5%的偏差。当占空比从最大值变化到最小值时，I_C 的动态范围是 4mA，即从 2.5mA 变化到 6.5mA。反馈电压直接取自 V_O 端。VD_3 为 1N4148 型高速开关二极管，VD_{Z2}采用 1N5994B 型 5.6V 稳压管，由此构成改进型基本反馈电路。VD_3 起温度补偿作用。鉴于 VD_{Z2}的电压温度系数为正值，当 I_{Z2}=2.5～6.5mA 时，α_{T2}=+(1.5～2.0)mV/℃，而硅二极管 VD_3 具有负的电压温度系数 $\alpha_{T3}\approx-2.1$mV/℃，因此将 VD_3 与 VD_{Z2}串联后可抵消稳压管的正温度系数，使输出电压基本不受环境温度的影响。反馈电路的增益由 Z_C 和 R_Z 确定，为进一步改善稳压性能，还可在控制端串联一只 15～200Ω 的电阻，典型值为 47Ω。C_3 为旁路电容。

图 7.2.2 所示电路仅作以下改动：①去掉了 EMI 滤波器和整流桥，输入电压改为直流 100～400V；②将 C_1 的容量增加到 22μF；③在输出端增加了由 L_1、C_4 构成的 LC 型后置滤波器，可将输出纹波电压降至 30mV(峰-峰值)。

高频变压器采用 EE20 型磁芯。初级绕组用 ϕ0.11mm 漆包线绕 175 匝，初级电感量为 3.9mH。次级绕组用 ϕ0.75mm 漆包线绕 16 匝。欲改成 5V 输出，次级应绕 7 匝。

7.3 恒压/恒流输出式开关电源

恒压/恒流输出式开关电源可简称为恒压/恒流源。其特点是具有两个控制环路，一个是电压控制环，另一个为电流控制环。当输出电流较小时，电压控制环起作用，具有稳压特性，它相当于恒压源；当输出电流接近或达到额定值时，通过电流控制环使 I_O 维持恒定，它又变成恒流源。这种电源特别适用于电池充电器和特种电机驱动器。下面介绍一种低成本恒压/恒流输出式开关电源，其电流控制环是由晶体管构成的，电路简单，成本低，易于制作。

7.3.1 恒压/恒流输出式开关电源的工作原理

7.5V、1A 恒压/恒流输出式开关电源的电路如图 7.3.1 所示。它采用一片 TOP200Y 型单片开关电源(IC_1)、配 PC817A 型线性光耦合器(IC_2)。85～265V 交流输入电压 u 经过 EMI 滤波器(L_2、C_6)、整流桥(BR)和输入滤波电容(C_1)，得到大约为 95～375V 的直流高压 V_I，再通过初级绕组接 TOP200Y 的漏极。由 VD_{Z1}和 VD_1 构成的漏极钳位保护电路，能将高频变压器漏感形成的尖峰电压限定在安全范围之内。VD_{Z1}采用 BZY97—C200 型瞬态电压抑制器，其钳位电压 V_B=200V。VD_1 选用 UF4005 型超快恢复二极管。次级电压经过 VD_2、C_2 整流滤波后，再通过 L_1、C_3 滤波，获得+7.5V 输出。VD_2 采用 3A/60V 的肖特基二极管。反馈绕组的输出电压经过 VD_3、C_4 整流滤波后，得到反馈电压 V_{FB}=26V，经光敏三极管后给控制端提供偏压。C_5 为旁路电容，兼作频率补偿电容并决定自动重启动频率。R_2 为反馈绕组的假负载，空载时能限制反馈电压 V_{FB}不致升高。

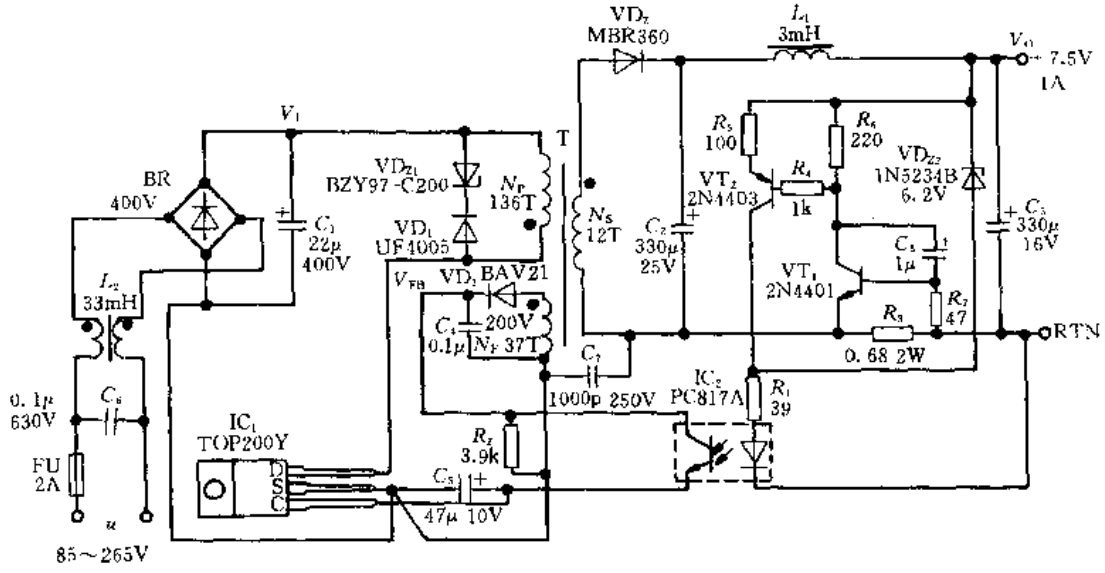


图 7.3.1 7.5V、1A 恒压/恒流输出式开关电源的电路

该电源有两个控制环路。电压控制环是由 1N5234B 型 6.2V 稳压管(VD_{Z2})和光耦合器 PC 由 817A(IC_2)构成的。其作用是当输出电流较小时令开关电源工作在恒压输出模式，此时 VT_1 和 VT_2 截止，电流控制环不起作用，而 VD_{Z2}上有电流通过，输出电压由 VD_{Z2}的稳压值(V_{Z2})和光耦合器中 LED 的正向压降(V_F)所确定。电流控制环则由晶体管 VT_1 和 VT_2、电流检测电阻 R_3、光耦合器 IC_2、电阻 R_4～R_7、电容 C_8 构成。其中，R_3 专用于检测输出电流值。VT_1 采用 2N4401 型 NPN 硅管，国产代用型号为 3DK4C；VT_2 则选 2N4403 型 PNP 硅管，可用国

产 3CK9C 代换。R_6、R_5 分别用来设定 VT_1、VT_2 的集电极电流值 I_{C_1}、I_{C_2}。R_5 还决定电流控制环的直流增益。C_8 为频率补偿电容，防止环路产生自激振荡。在刚通电或自动重启动时，瞬态峰值电压可使 VT_1 导通，现利用 R_7 对其发射结电流进行限制；R_4 的作用是限制 VT_1 的基极电流。电流控制环的启动过程如下：随着 I_O 的增大，当 I_O 接近于 1A 时，V_{R_3} ↑→VT_1 导通→V_{R_6} ↑→VT_2 导通，由 VT_2 的集电极给光耦合器提供电流，迫使 V_O ↓。由于 V_O 降低，VD_{Z2}不能被反向击穿，其上也不再有电流通过，因此电压控制环开路，开关电源就自动转入恒流模式。C_7 为安全电容，能滤除由初、次级耦合电容产生的共模干扰。

该电源既可工作在 7.5V 稳压输出状态，又能在 1A 的受控电流下工作。当环境温度范围是 0～50℃时，恒流输出的准确度约为±8%。其不足之处是电流检测电阻 R_3 的阻值较大(0.68Ω)，功耗较高(约 0.68W)，另外恒流准确度也较低。为降低 R_3 上的功耗并提高恒流输出的准确度、扩大输出电流，建议采用带运算放大器的精密恒压/恒流输出式开关电源，参见 7.4 节。

该电源的输出电压-输出电流(V_O-I_O)特性如图 7.3.2 所示。由图可见，它具有以下显著特点：①当 u=85V 或 265V 时，特性曲线变化很小，这表明输出特性基本不受交流输入电压变化的影响；②当 I_O<0.90A 时处于恒压区，I_O=0.98A±0.078A 时位于恒流区，且 V_O 随着 I_O 的略微增加而迅速降低；③当 V_O≤2V 时，VT_1 和 VT_2 已无法给光耦合器继续提供足够的工作电流，此时电流控制环不起作用，但初级电流仍受 TOP200Y 的最大极限电流 $I_{LIMIT(max)}$的限制。这时，V_{R_6} ↑，通过 VT_1 和 VT_2 使光耦合器工作电流迅速减小，强迫 TOP200Y 进入自动重启动状态。这表明，一旦电流控制环失控，就立即从恒流模式转入自动重启动状态，将 I_O 拉下来，对芯片起到保护作用。

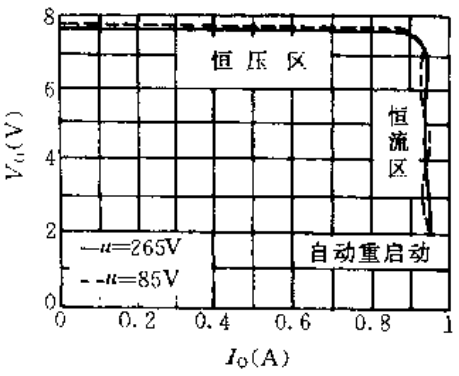


图 7.3.2 恒压/恒流源的输出特性

7.3.2 恒压/恒流输出式开关电源的电路设计

电压及电流控制环的单元电路如图 7.3.3 所示。

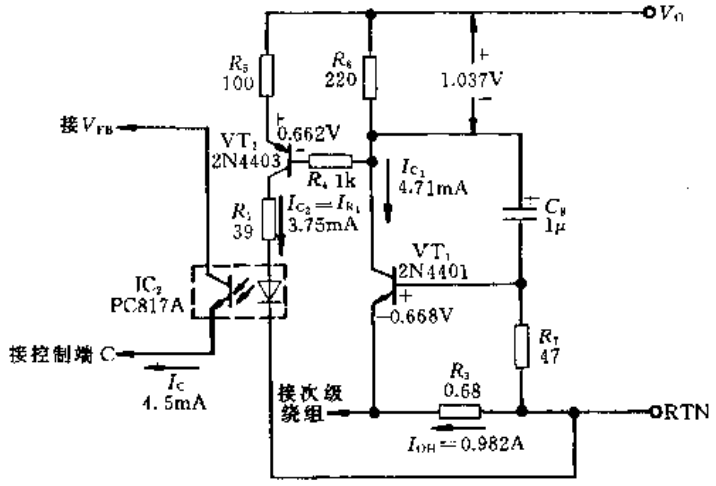


图 7.3.3 电压及电流控制环的单元电路

1. 电压控制环的设计

恒压源的输出电压由下式确定：

$$V_O = V_{Z2} + V_F + V_{R_1} = V_{Z2} + V_F + I_{R_1} \cdot R_1 \tag{7.3.1}$$

式中，$V_{Z2}=6.2V$，$V_F=1.2V$（典型值），需要确定的只是 R_1 上的压降 V_{R_1}。令 R_1 上的电流为 I_{R_1}，VT_2 的集电极电流为 I_{C_2}，光耦合器输入电流（即 LED 工作电流）为 I_F，显然 $I_{R_1}=I_{C_2}=I_F$，并且它们随 u、I_O 和光耦合器的电流传输比 CTR 值而变化。TOP200Y 的控制端电流 I_C 变化范围是 2.5mA（对应于最大占空比 D_{max}）～6.5mA（对应于最小占空比 D_{min}），现取中间值 $I_C=4.5mA$。因 I_C 是从光敏三极管的发射极流入控制端的，故有关系式

$$I_{R_1} = \frac{I_C}{CTR} \tag{7.3.2}$$

在 I_C 和 CTR 值确定之后，很容易求出 I_{R_1}。单片开关电源须采用线性光耦合器，要求 CTR=80%～160%，可取中间值 120%。将 $I_C=4.5mA$，CTR=120%代入式(7.3.2)中得到，$I_{R_1}=3.75mA$。令 $R_1=39\Omega$ 时，$V_{R_1}=0.146V$。最后代入式(7.3.1)中计算出

$$V_O = V_{Z2} + V_F + V_{R_1} = 6.2V + 1.2V + 0.146V = 7.546V \approx 7.5V$$

2. 电流控制环的设计

电流控制环由 VT_1、VT_2、R_1、R_3～R_7、C_8 和 PC817A 等构成。下面要最终算出恒定输出电流 I_{OH}的期望值。图 7.3.3 中，R_7 为 VT_1 的基极偏置电阻，因基极电流很小，而 R_3 上的电流很大，故可认为 VT_1 的发射结压降 V_{BE1}全部降落在 R_3 上。有公式

$$I_{OH} = \frac{V_{BE1}}{R_3} \tag{7.3.3}$$

利用下面二式可以估算出 VT_1、VT_2 的发射结压降：

$$V_{BE1} = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_{C_1}}{I_S}\right) \tag{7.3.4}$$

$$V_{BE2} = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_{C_2}}{I_S}\right) \tag{7.3.5}$$

式中，k 为玻耳兹曼常数，T 为环境温度（用热力学温度表示），q 是电子电量。当 $T_A=25℃$ 时，$T=298K$，$kT/q=0.0262V$。I_{C_1}、I_{C_2}分别为 VT_1、VT_2 的集电极电流。I_S 为晶体管的反向饱和电流，对于小功率管，$I_S=4\times10^{-14}A$。

因为前面已求出 $I_{R_1}=I_F=I_{C_2}=3.75mA$，所以

$$V_{BE2} = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_{C_2}}{I_S}\right) = 0.0262\ln\left(\frac{3.75mA}{4\times10^{-14}A}\right) = 0.662V$$

又因 $I_{E_2}\approx I_{C_2}$，故 $V_{R_5}=I_{C_2}\cdot R_5=3.75mA\times100\Omega=0.375V$，由此推导出 $V_{R_6}=V_{R_5}+V_{BE2}=0.375V+0.662V=1.037V$。取 $R_6=220\Omega$ 时，$I_{R_6}=I_{C_1}=V_{R_6}/R_6=4.71mA$。下面就用此值来估算 V_{BE1}，进而确定电流检测电阻 R_3 的阻值：

$$V_{BE1} = 0.0262\ln\left(\frac{4.71mA}{4\times10^{-14}A}\right) = 0.668V$$

$$R_3 = \frac{V_{BE1}}{I_{OH}} = \frac{0.668V}{1.0A} = 0.668\Omega$$

与之最接近的标称阻值为 0.68Ω。代入式(7.3.3)中可求得

$$I_{OH}=\frac{0.668\text{V}}{0.68\Omega}=0.982\text{A}$$

考虑到 VT_1 的发射结电压 V_{BE1} 的温度系数 $\alpha_T\approx-2.1\text{mV/℃}$，当环境温度升高 25℃时，$I_{OH}$ 值降为

$$I'_{OH}=\frac{V_{BE1}-\alpha_T\cdot\Delta T}{R_3}=\frac{0.668\text{V}-(2.1\text{mV/℃})\times 25℃}{0.68\Omega}=0.905\text{A}$$

恒流准确度为

$$\gamma=\frac{I'_{OH}-I_{OH}}{I_{OH}}\cdot 100\%=\frac{0.905-0.982}{0.982}\times 100\%=-7.8\%\approx-8\%$$

与设计指标相吻合。

3. 反馈电源的设计

反馈电源的设计主要包括两项内容：①在恒流模式下计算反馈绕组的匝数 N_F。之所以按恒流模式计算 N_F 值，是因为此时 V_O 和 V_{FB} 都迅速降低($V_O=V_{Omin}=2\text{V}$)，只有 V_{FB} 足够高，才能确保恒流源正常工作。②在恒压模式下计算出反馈电压额定值 V_{FB}。此时 $V_O=7.5\text{V}$，V_{FB} 也将达到最大值，由此求得 V_{FB} 值，能为选择光耦合器的耐压值提供依据。

反馈电压 V_{FB} 由下式确定：

$$V_{FB}=(V_O+V_{F2}+I_OR_3)\cdot\frac{N_F}{N_S}-V_{F3}\tag{7.3.6}$$

式中，V_{F2} 和 V_{F3} 分别为 VD_2、VD_3 的正向导通压降。N_S 为次级匝数。从式(7.3.6)中可解出

$$N_F=\frac{V_{FB}+V_{F3}}{V_O+V_{F2}+I_OR_3}\cdot N_S\tag{7.3.7}$$

在恒流模式下当负载加重(即负载电阻减小)时，V_O 和 V_{FB} 会自动降低，以维持恒流输出。为使开关电源从恒流模式转换到自动重启动状态时仍能给 TOP200Y 提供合适的偏压，要求 V_{FB} 至少比恒流模式下控制端电压的最大值 V_{Cmax} 高出 3V。这里假定 $V_{Cmax}=6\text{V}$，故取 $V_{FB}=9\text{V}$。将 $V_{FB}=9\text{V}$、$V_O=V_{Omin}=2\text{V}$、$V_{F2}=0.6\text{V}$、$V_{F3}=1\text{V}$、$I_O=I_{OH}=0.982\text{A}$、$R_3=0.68\Omega$、$N_S=12$ 匝一并代入式(7.3.7)中，计算出 $N_F=36.7$ 匝≈37 匝。

在恒压模式下，$V_O=7.5\text{V}$，最大输出电流 $I_O=0.95\text{A}$，再代入式(7.3.6)中求得，$V_{FB}=26\text{V}$，此即反馈电压的额定值。选择光耦合器时，光敏三极管的反向击穿电压必须大于此值，即 $V_{(BR)CEO}>26\text{V}$。常用线性光耦合器的 $V_{(BR)CEO}=30\sim90\text{V}$，参见表 10.7.2。计算光敏三极管反向工作电压 V_{IC_2} 的公式为

$$V_{IC_2}=V_{FB}-V_{Cmin}\tag{7.3.8}$$

式中，V_{Cmin} 为控制端电压的最小值(5.5V)。不难算出 $V_{IC_2}=20.5\text{V}$。这里采用 PC817A 型光耦合器，其 $V_{(BR)CEO}=35\text{V}>20.5\text{V}$，完全能满足要求。但在设计高压电池充电器时，必须选择耐压更高的光耦合器。

7.4 精密恒压/恒流输出式开关电源

下面介绍的精密恒压/恒流输出式开关电源，是采用 TOP214Y 型单片开关电源，配上低功耗双运放和可调式精密并联稳压器，组成电压控制环和电流控制环的。与晶体管构成的控制环相比，它具有恒压与恒流准确度高、外围电路简单、电流检测电阻的阻值很小、功耗低、能提

高电源效率等优点，其电源效率可达 80%。这种电源适宜作为笔记本电脑中的电池快速充电器。

7.4.1 精密恒压/恒流输出式开关电源的工作原理

15V、2A 精密恒压/恒流输出式开关电源的电路如图 7.4.1 所示。电路中共使用了 4 片集成电路：TOP214Y 型单片开关电源(IC_1)，PC816A 型线性光耦合器(IC_2)，可调式精密并联稳压器 TL431C(IC_3)，低功耗双运放 LM358(IC_4，内部包括 IC_{4a}和 IC_{4b}两个运放)。与图 7.3.1 所示普通恒压/恒流源相比，它有以下重要区别：①利用运放 IC_{4b}、IC_{4a}分别代替晶体管 VT_1 和 VT_2。现由 IC_{4b}、取样电阻 R_3 和 R_4、IC_3 构成电压控制环，IC_{4a}则组成电流控制环；②电压控制环与电流控制环按照“逻辑或门”的原理工作，即在任一时刻，输出为高电平的环路起控制作用；③增加了次级偏压绕组 N_{SB}给控制环路供电，次级偏压 V_{SB}能自动跟随直流输入电压 V_I 的变化，使电源在 V_O 大幅度降低时仍具有恒流特性，仅当 $V_O \leqslant 0.8V$ 时才进入自动重启动状态；④用 TOP214Y 来代替 TOP200Y，以便将输出功率从 7.5W 提高到 30W。TOP214Y 在宽范围电压输入时，$P_{OM}=42W$；⑤采用由运放构成的电流控制环时，能将电流检测电阻 R_6 的阻值减至 0.1Ω，其额定压降 $V_{R_6}=0.1\Omega\times 2A=0.2V$，功耗降至 0.4W，其功率损耗与输出功率的百分比仅为(0.4W/30W)×100%=1.3%。相比之下，图 7.3.1 所示由晶体管构成的电流控制环，$R_3=0.68\Omega$，$V_{R_3}=0.68\Omega\times 1A=0.68V$，功耗升至 0.68W，而功率损耗比可达(0.68W/7.5W)×100%=9.1%。显然，精密恒压/恒流源中 R_6 的功耗更低，能使电源效率得到提高；⑥对电路中的部分元器件作了改动。例如，VD_{Z1}采用 P6KE200 型瞬态电压抑制器，VD_1 选 BYV26C 型 2.3A/600V 的超快恢复二极管，VD_2 换成 BYW29－200 型 8A/200V 超快恢复二极管。考虑到 VD_4 的工作电流很小，可选 1N4148 型高速开关二极管。将反馈电压 V_{FB}的最大值提升到 46V，光耦合器工作电压亦升到 40V，因此这里用 PC816A 来代替 PC817A，其 $V_{(BR)CEO}=70V>40V$，而 PC817A 只能承受 35V 电压。

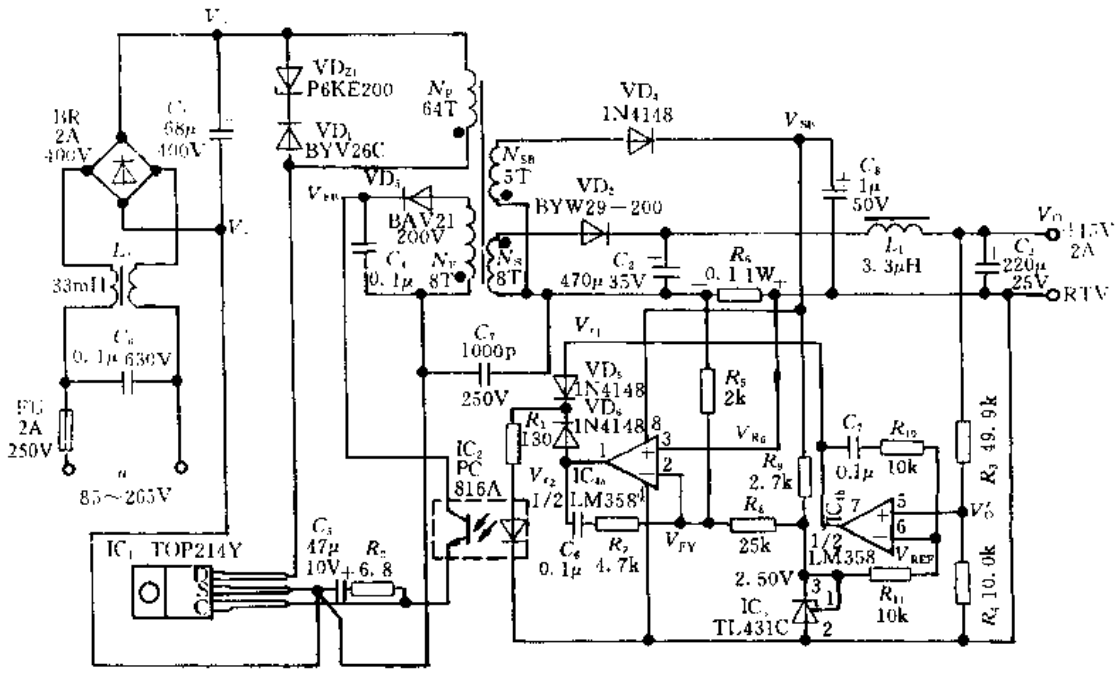


图 7.4.1 15V、2A 精密恒压/恒流输出式开关电源的电路

图 7.4.1 中，次级电压经过 VD_2、C_2、L_1 和 C_3 整流滤波后，得到+15V 输出。R_3、R_4 为取样电阻。V_O 经 R_3、R_4 分压后得到取样电压 V_O'，接至 IC_{4b}的同相输入端。由 TL431C 产生的基准电压 $V_{REF}=2.50V$(精确值为 2.495V)，接 IC_{4b}的反相输入端。IC_{4b}将 V_O'与 V_{REF}进行比较后，输出误差信号 V_{c_1}，再通过 VD_5 和 R_1 转换成电流信号，流入光耦合器中的 LED，进而去控制 TOP214Y 的占空比，使 V_O 在恒压区内保持不变。电压控制环的频率补偿网络由 C_7、R_{10}和 R_{11}组成。将 TL431C 的阴极(第 3 脚)与输出电压设定端(第 1 脚)短接后，其输出电压 $V_{REF}=2.50V$。R_9 是限流电阻，可将 TL431C 的工作电流限定为 4.75mA，恰在 1～10mA 规定范围内。

IC_{4a}是电流控制环中的电压比较器，其同相输入端接电流检测信号 V_{R_6}，反相输入端接分压器电压 V_{FY}。分压器是由 R_5、R_8 和 TL431C 构成的。IC_{4a}在将 V_{R_6}与 V_{FY}进行比较之后，输出误差信号 V_{c_2}，再通过 VD_6 和 R_1 变成电流信号，流入光耦合器中的 LED，进而控制 TOP214Y 的占空比，使电源输出的 I_{OH}在恒流区内维持恒定。显然，VD_5 和 VD_6 就相当于一个“或门”。若电流控制环输出为高电平，电压控制环输出低电平，则电源工作在恒流输出状态；反之，电压控制环输出为高电平，电源就工作在恒压输出状态。

次级偏压绕组 N_{SB}上的电压，经过 VD_4、C_8 整流滤波后，获得偏置电压 V_{SB}。当交流输入电压 u 从 85V 变化到 265V 时，$V_{SB}=5\sim28.3V$。V_{SB}专门给 LM358 和 TL431C 提供电源。VD_4 的正向导通压降 $V_{F4}=1V$。

精密恒压/恒流源的输出特性如图 7.4.2 所示。图中的实线和虚线分别对应于 $u=u_{min}=85V$、$u=u_{max}=265V$ 这两种情况。由图可见，这两条曲线在恒压区内完全重合，在恒流区内略有差异。

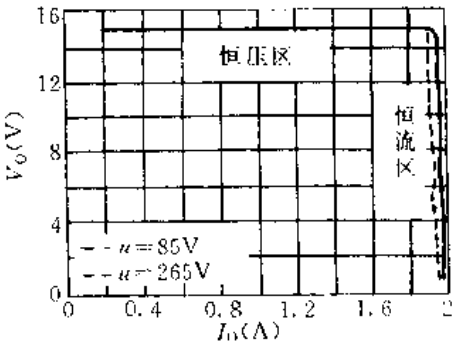


图 7.4.2 精密恒压/恒流源的输出特性

7.4.2 精密恒压/恒流输出式开关电源的电路设计

1. 电压控制环的设计

该电源在恒压区内的输出电压依下式而定：

$$V_O=V_{REF}\cdot\left(\frac{R_3+R_4}{R_4}\right)=2.50V\times\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right) \tag{7.4.1}$$

R_3 与 R_4 的串联总阻值应取的合适，阻值过大易产生噪声干扰，阻值过小会增加电路损耗。通常可取 $R_4=10.0k\Omega$，代入式(7.4.1)中求出 $R_3=50.1k\Omega$。与之最接近的 E196 系列标称阻值为 $49.9k\Omega$。

2. 电流控制环的设计

该电源恒流输出的期望值 I_{OH}由下式而定：

$$I_{OH}=\frac{V_{REF}\cdot R_5}{R_6\cdot R_8} \tag{7.4.2}$$

选择 R_5 的阻值时，应当考虑负载对 TL431C 的影响以及 LM358 输入偏流所产生的误差。一般取 $R_5=2k\Omega$。当 $R_6=0.1\Omega$、$I_{OH}=2A$ 时，电流检测信号 $V_{R_6}=0.2V$。将 $V_{REF}=2.50V$ 和 R_5、R_6 值一并代入式(7.4.2)中可计算出，$R_8=25k\Omega$。

3. 次级偏置电源的设计

由图 7.4.1 可见，次级偏压绕组 N_{SB}与初级绕组 N_P 的电压极性相同，二者的同名端位置

互相对应，因此 VD_4 与 TOP214Y 可同时导通。这意味着 V_{SB}能跟随直流输入电压 V_I 的变化，而与输出电压 V_O 无关。这一点至关重要。惟此，在 V_O 非常低时，才能确保电流控制环仍能对输出电流进行控制。否则，若 V_{SB}与 V_O 有关，一旦 V_O 降低时就可能导致电流控制环无法正常工作。该电源的次级偏压最小值是 $V_{SB(min)}=5V$。V_{SB}的表达式为

$$V_{SB}=V_I\cdot\frac{N_{SB}}{N_P}-V_{F1} \tag{7.4.3}$$

为了计算 N_{SB}的匝数，首先应确定直流输入电压的最小值 V_{Imin}。把 $u_{min}=85V$、$P_O=30W$、$f_L=50Hz$、$t_c=3ms$、$\eta=80\%$、$C_{IN}=C_I=68\mu F$ 代入式(8.8.2)中，可计算出 $V_{Imin}=82V$。再将 $V_I=V_{Imin}=82V$、$V_{SB}=V_{SB(min)}=5V$、$V_{F4}=1V$、$N_P=64$ 匝，代入式(7.4.3)求得 $N_{SB}=4.7$ 匝，实取 5 匝。

直流输入电压的最大值 $V_{Imax}=\sqrt{2}\,u_{max}=\sqrt{2}\times265V=375V$，此时 V_{SB}达到最大值，$V_{SB(max)}=28.3V$，并未超过 LM358 的电源电压极限值(32V)。

4. 反馈绕组的设计

当 V_O 降低时为了维持 I_{OH}不变，反馈绕组 N_F 的极性也与初级绕组相同。其输出电压经 VD_3、C_4 整流滤波后，得到反馈电压 V_{FB}，要求 $V_{FB}\geqslant9V$。计算 N_F 匝数的公式为

$$N_F=\frac{N_P\cdot(V_{FB}+V_{F3})}{V_{Imin}} \tag{7.4.4}$$

将 $N_P=64$ 匝、$V_{FB}=V_{FB(min)}=9V$、$V_{F3}=1V$、$V_{Imin}=82V$ 一并代入式(7.4.4)中求出，$N_F=7.8$ 匝，实取 8 匝。若将式中的 V_{Imin}换成 $V_{Imax}=375V$，即可计算出 V_{FB}的最大值：$V_{FB(max)}=45.9V$。因 TOP214Y 控制端电压的最小值为 5.5V，故光耦合器实际工作电压为 45.9V－5.5V＝40.4V。

5. 光耦合器串联电阻 R_1 的取值

R_1 不仅是 LED 的限流电阻，还决定控制环路的增益。其估算公式为

$$R_1=\frac{(V_{SAT}-V_{F6}-V_F)\cdot CTR_{min}}{I_{Cmax}} \tag{7.4.5}$$

式中，LM358 的正向饱和电压 $V_{SAT}=3.5V$，VD_6 的正向压降 $V_{F6}=0.65V$，光耦合器中 LED 的正向压降 $V_F=1.2V$，PC816A 的电流传输比最小值 $CTR_{min}=80\%$，TOP214Y 的控制端电流最大值 $I_{Cmax}=10mA$。不难算出，$R_1=132\Omega$，实取标称阻值 130Ω。R_1 的阻值过大，会使控制灵敏度降低；阻值过小，易导致控制环工作不稳定，甚至产生自激振荡。

7.5 用于通信设备中的 DC/DC 电源变换器

DC/DC 电源变换器是能把一种直流电压变换成另外一种或几种直流电压的供电装置。TOP100 系列单片开关电源特别适用于 16～200V 低压输入的 DC/DC 电源变换器，其内部功率 MOSFET 的漏-源击穿电压为 350V。作低压输入时可用一只电容滤除尖峰电压，来代替钳位保护电路，构成低成本、高可靠性、高效 DC/DC 电源变换器，供无线通信、振铃发生器和通信电缆设备使用。

7.5.1 输出功率范围与直流输入电压的关系

TOP100 系列包括 TOP100Y～TOP104Y 共 5 种型号。作低压 DC/DC 电源变换器时，它

们的输出功率 P_O 的范围与直流输入电压 V_I 的对应关系，详见表 7.5。需要指出，当初级感应电压 V_{OR}（亦称次级到初级的反射电压）超过 100V 时，仍需由瞬态电压抑制器（TVS）和超快恢复二极管（SRD）构成初级钳位保护电路，来吸收由高频变压器漏感产生的尖峰电压，将漏极电压限制在 350V 以内，保护 TOPSwitch 芯片不受损坏。表中的电源效率期望值约为 80%，且芯片功耗占总功耗的一半，最大占空比约为 64%。

表 7.5 TOP100 系列 P_O 与 V_I 的对应关系

最小直流输入电压 V_{Imin}(V)	感应电压 V_{OR}(V)	η=80%时的输出功率范围 P_O(W)				
		TOP100Y	TOP101Y	TOP102Y	TOP103Y	TOP104Y
18	30	0～0.9	0.8～1.6	1.2～2.3	1.5～2.9	1.7～3.4
24	40	0～1.6	1.3～2.7	1.9～3.8	2.5～5.0	2.8～5.7
36	60	0～3.7	3.3～6.5	4.6～9.2	6.0～12	7.0～14
48	80	0～6.8	6.0～12	8.5～17	11～22	12～25
60	100	0～10	9.0～18	12～25	16～33	19～38
72	120	0～14	12～25	17～35	23～46	26～52
90	150	0～21	18～37	26～52	33～67	39～78

7.5.2 供通信设备用的三种 DC/DC 电源变换器

1. 远程通信用－48V/3.3V 电源变换器

一种供远程通信设备使用的－48V/＋3.3V 电源变换器电路如图 7.5.1 所示。其主要技术指标如下：直流输入电压 V_I＝－48V（允许范围是－36～－70V）。输出为＋3.3V、4.55A（15W）。电压调整率 S_V＝±0.6%，负载调整率 S_I＝±0.4%，电源效率 η≈70%。电路中采用 3 片集成电路：TOP104Y 型单片开关电源（IC_1）、CNY17－2 型光耦合器（IC_2）、LM3411－3.3 型精密电压调节器（IC_3）。查表 7.5 可知，当 $|V_{Imin}|$＝48V（取绝对值）时，TOP104Y 的输出功率范围是 12～25W，可满足实际输出 15W 功率的要求。因初级感应电压 V_{OR} 较低，仅为 80V，故可用电容器 C_8 来滤除尖峰电压，不必使用成本较高的漏极钳位保护电路。

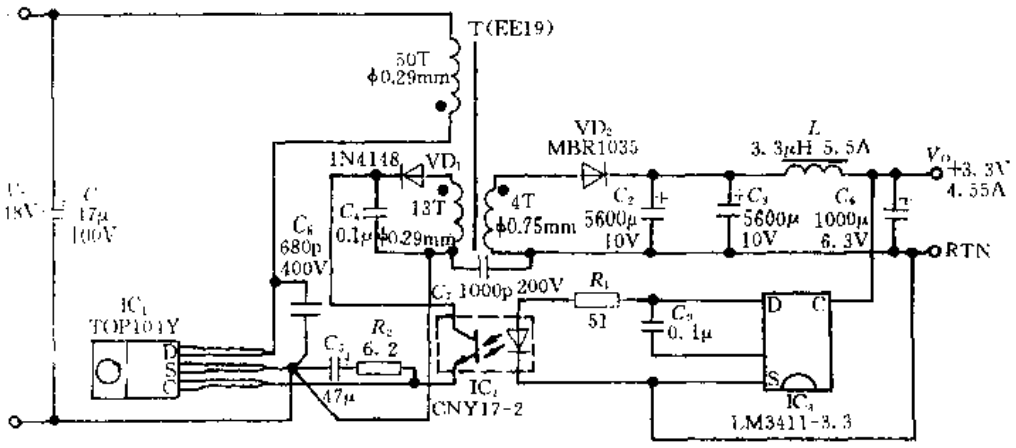


图 7.5.1 －48V/＋3.3V 电源变换器电路

C_1 为输入滤波电容。次级绕组电压经过 VD_2、C_2、C_3、L 和 C_5 整流滤波后，获得＋3.3V 输出。VD_2 采用 MBR1035 型 35V/10A 的肖特基二极管。LM3411－3.3 对输出电压 V_O 采样后，

通过调节光耦合器 IC_2 中 LED 的电流，进而改变 TOP104Y 的占空比，使 V_O 保持稳定。R_1 为光耦合器的限流电阻，并且决定控制环路的增益。C_9 为消振电容，可使 IC_3 工作稳定。反馈绕组电压通过 VD_1、C_4 整流滤波，得到大约 11V 的反馈电压，接至光敏三极管的集电极，发射极电流送到 TOP104Y 的控制端。C_5 与 R_2 为控制环路的频率补偿元件。C_7 为安全电容。高频变压器采用 EE19 型磁芯，各绕组的匝数及线径均标明在电路图上(下同)，以便于读者制作。

2. 通信电缆用的多路输出式 DC/DC 电源变换器

能输出+5V 和±15V 的 DC/DC 电源变换器电路如图 7.5.2 所示，该电源可作为通信电缆设备的电源。其输入电压为 36～90V 的准方波电压。三路输出分别为：V_{O1}=+5V(2A)，V_{O2}=+15V(0.17A)，V_{O3}=−15V(0.17A)。现将 V_{O1}定为主输出，其 S_V=±0.4%；V_{O2}和 V_{O3}为辅输出。总电源效率可达 75%～80%。主输出绕组电压经过 VD_2、C_2、L_1 和 C_3 整流滤波后，得到+5V 电压。VD_2 采用 MBR735 型 35V/7.5A 肖特基二极管。两个辅输出绕组及输出电路完全呈对称结构。因±15V 输出电流较小，故整流管 VD_4 和 VD_5 均采用 UF4002 型 100V/1A 的超快恢复二极管。由 TL431C、CNY17－2 和 TOP104Y 构成光耦反馈式精密开关电源，可对+5V 电压进行精密调整。反馈绕组电压通过 VD_3、C_4 整流滤波后，得到 12V 的反馈电压。

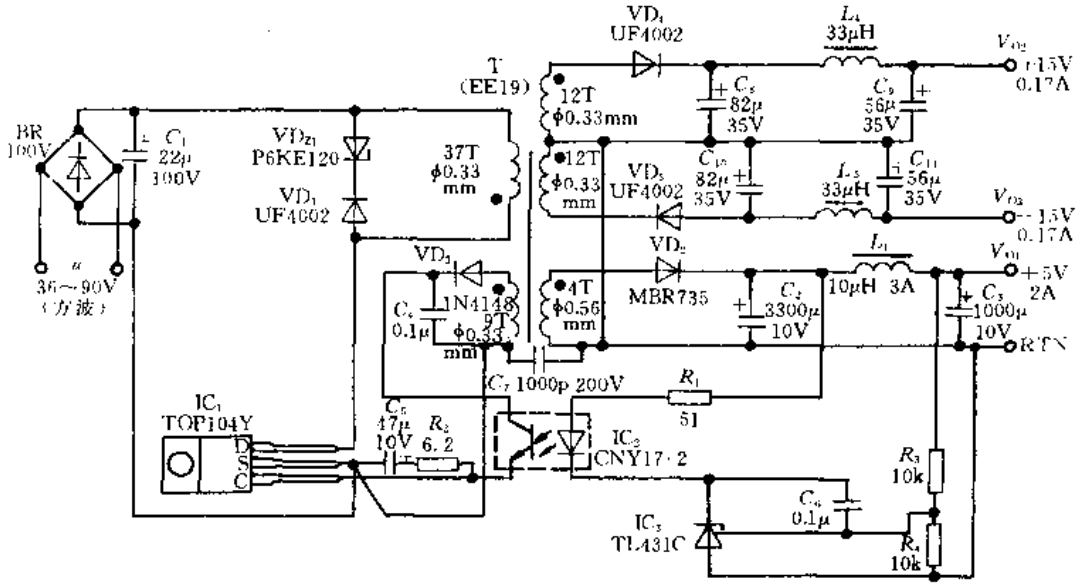


图 7.5.2　多路输出式 DC/DC 电源变换器电路

鉴于规定电缆线中要能承受 187V 的准方波电压，因此在电路中使用了由 P6KE120 型瞬态电压抑制器和 UF4002 型超快恢复二极管构成的钳位保护电路。

3. 供振铃发生器使用的－48V/－55V 电源变换器

专供电信设备中振铃发生器使用的－48V/－55V 电源变换器电路如图 7.5.3 所示。该电路仅用一片 TOP104Y 并采用基本反馈电路，整机电路非常简单。主要技术指标为：V_I=－48V(允许范围是－36～－60V)，V_O=－55V，I_{OM}=0.3A，P_{OM}=16.5W，S_V<±2%，S_I≤±2.5%，η>82%。

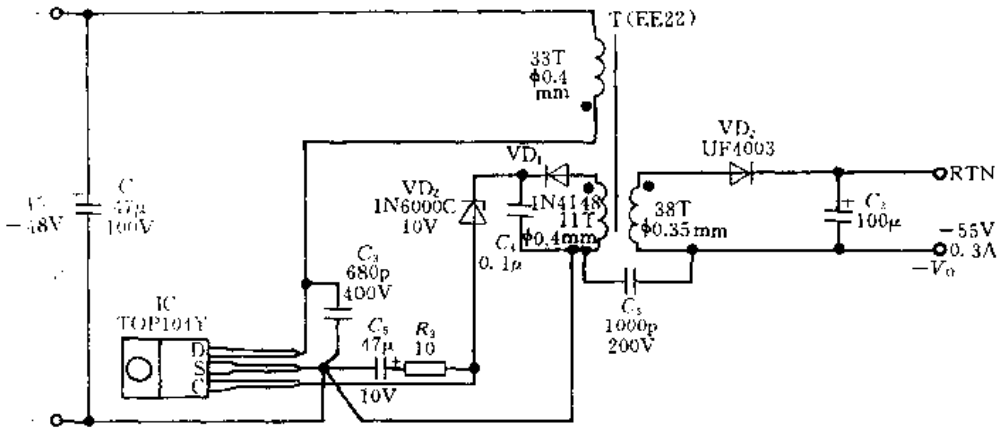


图 7.5.3 −48V/−55V 电源变换器电路

7.6 截流输出式开关电源

截流输出式开关电源亦称截流型开关电源，其特点是一旦发生过载，输出电流 I_O 能随着输出电压 V_O 的降低而迅速减小，即 $V_O \downarrow \rightarrow I_O \downarrow$，可对电机等负载起到保护作用。相比之下，恒流输出式开关电源在 $V_O \downarrow$ 时，I_O 却维持恒定，二者的输出特性有着明显区别。利用晶体管构成的正反馈式截流控制环，可实现上述功能，过载时将 I_O 衰减到安全区域内。

7.6.1 截流输出式开关电源

1. 工作原理

12V 截流输出式开关电源的电路如图 7.6.1 所示。该电路采用一片 TOP202Y 型单片开关电源。截流控制环由晶体管 VT_1、VT_2、$R_1 \sim R_4$、IC_2 所构成，其电路简单，成本低廉。VT_1 和 VT_2 可采用国产 3DK3D 型开关管(或国外 2N2222 型晶体管)，要求这两只管子的参数具有良好的一致性，能构成镜像电流源。截流型开关电源的输出特性如图 7.6.2 所示。由图可见，V_O-I_O特性曲线可划分成 3 个工作区：恒压区、截流区、自动重启动区。令输出极限电流为 I_{LM}，下

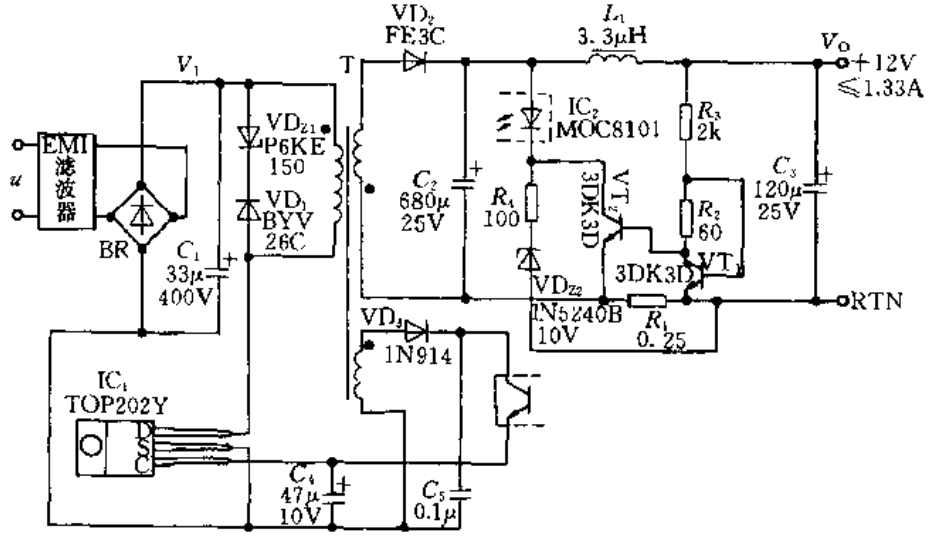


图 7.6.1 12V 截流输出式开关电源的电路

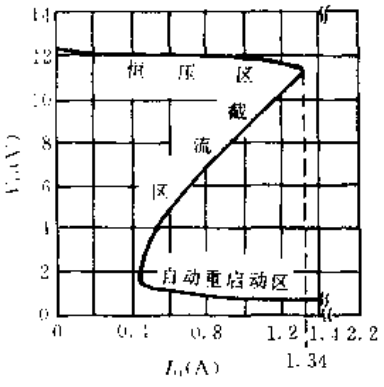


图 7.6.2 截流型开关电源的输出特性

面对其输出特性进行分析。

(1) 当 $I_O<I_{LM}$时，VT_2 截止，V_O 处于恒压区，即 $V_O=12V$ 基本不变。

此时 VT_1 工作在饱和区，VT_2 呈截止状态，截流控制环不起作用，开关电源采用典型的带稳压管的光耦反馈电路。设稳压管 VD_{Z2}的稳定电压为 V_{Z2}。当因某种原因导致输出电压 V_O 发生变化时，V_O 经取样后就与 V_{Z2}进行比较，产生误差电压，使光耦合器 IC_2 中 LED 的工作电流发生变化，再通过光耦去改变 TOP202Y 的控制端电流 I_C 的大小，通过调节占空比使 V_O 趋于稳定，达到稳压目的。电路中，R_1 为电流检测电阻。VT_1 的接法比较特殊，因 R_2 值很小，可视为集电极与基极短路，故 VT_1 始终工作在饱和区，只是饱和深度及饱和压降 V_S 值可在一定范围内变化。此时 I_O 较小，R_1 上的压降 V_{R_1}较低，使 VT_2 的发射结压降 $V_{BE2}=V_{R_1}+V_S<0.65V$，$VT_2$ 呈截止状态，相当于集电极开路，它对光耦反馈电路无分流作用。VD_{Z2}可选用 1N5240B 型 10V 稳压管。IC_2 采用 MOC8101 型光耦合器，电流传输比范围是 CTR=50%～72%，典型值为 61%。VT_1 的发射结压降 $V_{BE1}=0.67V$，集电极电流 $I_{C_1}=6mA$。

(2) 当 $I_O\approx I_{LM}$时，截流控制环开始工作，并在正反馈过程中使 I_O 随着 V_O 的降低而迅速减小。此时 $V_{R_1}\approx0.3V$，$V_S\approx0.57V$，由于 VT_2 的发射结压降 $V_{BE2}=V_{R_1}+V_S>0.7V$，使 VT_2 立即导通，而 VD_{Z2}因 V_O 的降低而退出稳压区，变成截止状态。于是，光耦合器 LED 上的电流就通过 VT_2 分流。由于 VT_2 的导通电阻很小，因此 I_F 迅速增大，令 TOP202Y 的 I_C ↑，占空比 D ↓，I_O ↓，开关电源进入截流区。进一步分析可知，R_3 上的电流是与 V_O 成正比的，随着 V_O 继续降低，I_{R_3} ↓ →V_S ↑ →V_{BE2} ↑ →I_F ↑ →I_C ↑ →D ↓ →I_O ↓，这就形成了电流正反馈，其效果是让 I_O 进一步减小，对负载起到截流保护作用。

(3) 当 $V_O\leqslant1.5V$ 时，由于 VT_2 达到饱和状态，截流控制作用失效，改由 LED 的正向压降 V_F(1.2V)进行限流。在负载短路时，短路电流 $I_{SS}\approx2.2A$。

2. 电路设计

(1) R_1、R_2 和 R_3 的取值

首先令 I_{LM}的预期值为 1.3A，$V_{R_2}=V_{R_1}=0.325V$，代入下式可计算出电流检测电阻 R_1 值：

$$R_1=\frac{V_{R_1}}{I_{LM}}=\frac{0.325}{1.3}=0.25\Omega$$

进而算出

$$R_3=\frac{V_O-V_{BE1}}{I_{C_1}}=\frac{12-0.67}{6\times10^{-3}}=1.89k\Omega\approx2k\Omega$$

最后求出

$$R_2=\frac{V_{R_1}+0.007}{\dfrac{V_O-V_{BE1}}{R_3}}=\frac{0.325+0.007}{\dfrac{12-0.67}{2k}}=58.6\Omega\approx60\Omega$$

(2)核算 I_{LM}值

$$I_{LM}=\frac{R_2\left(\frac{V_O-V_{BE1}}{R_3}\right)-0.007}{R_1}=\frac{60\times\left(\frac{12-0.67}{2k}\right)-0.007}{0.25}=1.33A$$

(3)计算短路电流 I_{SS}

$$I_{SS}=\frac{V_F}{R_1+R_{L_1}+R_{SS}}=\frac{1.2}{0.25+0.1+0.2}=2.18A$$

式中，R_{L_1}为输出滤波电感 L_1 的内阻与外部引线电阻之和，R_{SS}为短路时输出导线上的电阻。

7.6.2 恒流/截流输出式开关电源

对图 7.6.1 稍加改动，增加 1N5231B 型 5.1V 稳压管 VD_{Z3}和一只 470Ω 电阻 R_5，即可构成恒流/截流型开关电源，其控制单元电路和输出特性分别如图 7.6.3、图 7.6.4 所示。由图 7.6.4 可见，V_O-I_O 特性曲线被分成 4 个工作区域：恒压区、恒流区、截流区、自动重启动区。R_5 和 VD_{Z3}的作用就是令 VT_1 的参考电流保持恒定，直到 V_O 降低且 VD_{Z3}截止为止，然后即进入截流区，I_O 随 V_O 的降低而减小。该电源的输出极限电流为

$$I_{LM}=\frac{R_2\left(\frac{V_{Z3}-V_{BE1}}{R_3}\right)-0.007}{R_1}=\frac{60\times\left(\frac{5.1-0.67}{820}\right)-0.007}{0.25}=1.28A$$

式中的 V_{Z3}是 VD_{Z3}的稳定电压。

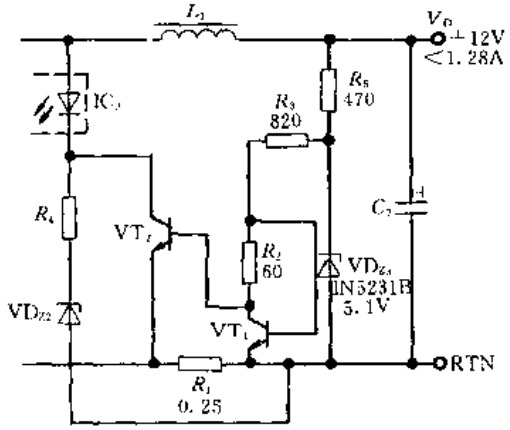


图 7.6.3 恒流/截流控制单元电路

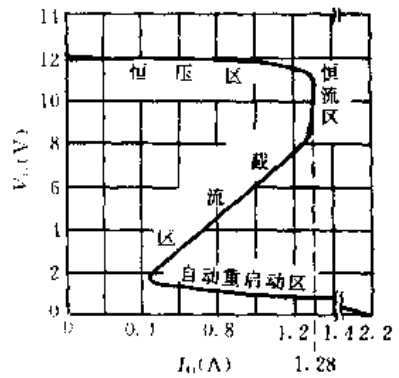


图 7.6.4 恒流/截流型开关电源的输出特性

7.7 恒功率输出式开关电源

除前面已介绍过的恒压、恒流、截流输出式开关电源之外，还有一种恒功率输出式开关电源。其特点是当输出电压 V_O 降低时，输出电流 I_O 反而会增大，使二者乘积 $I_O\cdot V_O$ 不变，输出功率 P_O 保持恒定。这种开关电源可作为高效、快速、安全的电池充电器，对笔记本电脑中的电池进行充电，由于充电功率恒定，可避免电池充满电后进行放电。恒功率输出特性近似为一条双曲线。

7.7.1 恒功率输出式开关电源的工作原理

由 TOP202Y 构成的 15V、15W 恒功率输出式开关电源，电路如图 7.7.1 所示。TOP202Y

型单片开关电源在宽范围电压输入时的最大输出功率为 30W。该电源工作在连续模式，并且是从次级来调节输出功率的，它不受初级电路的影响。当输出电压从 15V(即 100%V_O)降至 7.5V(即 50%V_O)时，恒功率准确度可达±10%。85～265V 交流电压经过 BR、C_1 整流滤波后，为初级回路提供直流高压。漏极钳位保护电路由 VD_{Z1} 和 VD_1 构成。反馈绕组电压经过 VD_3、C_4 整流滤波后，给光耦合器中的光敏三极管提供集电极电压。C_5 为控制端的旁路电容。次级电压通过 VD_2、C_2、L_1 和 C_3 整流滤波。VD_2 采用 FE3C 型 150V/4A 的超快恢复二极管。C_2 需选择等效串联电阻(ESR)很低的电解电容器。标准输出电压 V_O 值，由光耦合器中 LED 的正向压降(V_F)与稳压管 VD_{Z2} 的稳定电压(V_{Z2})来设定。R_5 起限流作用并能决定控制环路的增益。

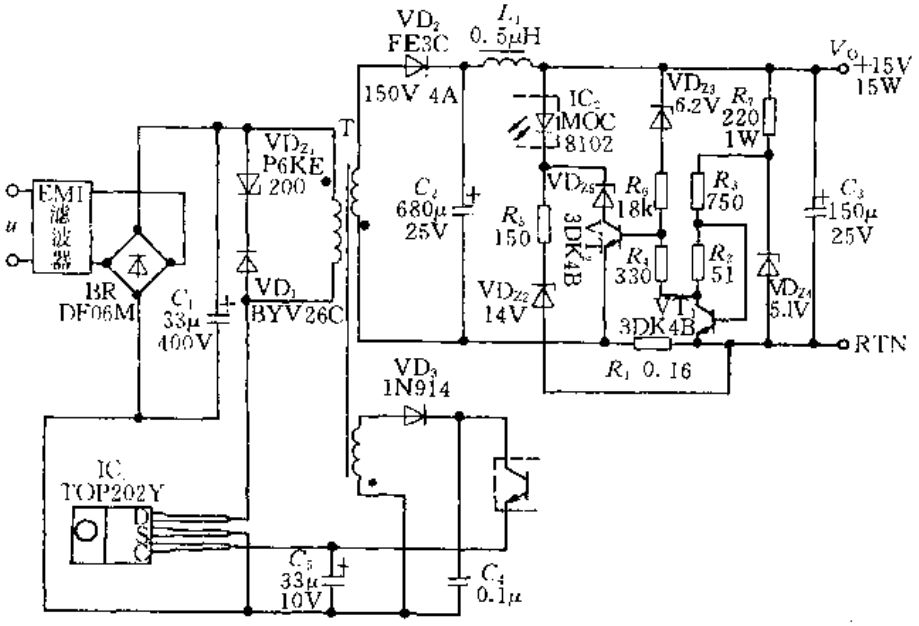


图 7.7.1　15W 恒功率输出式开关电源的电路

恒功率控制电路由 VT_1、VT_2、VD_{Z3}～VD_{Z5}、R_1～R_7 构成。VT_1 仍工作在饱和区。VT_1 和 VT_2 应选参数一致性很好的 3DK4B 型开关管，亦可用国外 2N4401 型小功率硅晶体管代替。VD_{Z3}、VD_{Z4}的型号分别为 2CW242、2CW340。R_1 为电流检测电阻，VT_2 用来监视 R_1 上的压降。该电路具有温度补偿特性，能对 VT_1、VT_2 的偏压以及输出电压进行温度补偿。恒功率控制电路由 5 部分组成：①恒流源电路(VD_{Z4}、R_7、R_8)，给偏压电路提供恒定的集电极电流 I_{C_1}；②带温度补偿的偏压电路(VT_1、R_2)，其用途是给 VT_2 提供偏置电压 V_{B_1}，它的发射结压降 V_{BE1} 与 V_{BE2} 相等且具有相同的温度系数；③电流检测电阻(R_1)；④电压温度系数补偿电路(VD_{Z3}、R_6、R_4)，利用稳压管(VD_{Z3})反向击穿电压的正温度系数($\beta_t\approx+3.5\text{mV/℃}$)，可对 VT_2 的发射结电压 V_{BE2}的负温度系数($\alpha_t\approx-2.1\text{mV/℃}$)进行补偿，以减小 V_{BE2}的温漂；⑤电压调节电路(IC_2、VD_{Z2}、R_5)，利用带稳压管的光耦反馈电路使 V_O 在恒压区内保持恒定。

当 I_O 较小时 VT_2 截止，而 VD_{Z2}工作在稳压区，开关电源工作在恒压输出方式下，$V_O=15\text{V}$；此时恒功率控制电路不工作。设 R_1 两端压降为 V_{R_1}，因 $V_{R_1}=I_OR_1$，故当 $I_O\geqslant1\text{A}$ 时，V_{R_1}显著升高，迫使 VT_2 开始导通，又令 VD_{Z2}截止，电路就从恒压控制模式迅速转入恒功率控制模式，并按下述正反馈过程 $V_O\downarrow\rightarrow I_O\uparrow\rightarrow V_{R_1}\uparrow\rightarrow I_F\downarrow\rightarrow I_C\downarrow\rightarrow D\uparrow\rightarrow I_O\uparrow$，使 P_O 保持不变。需要指出，由于在电路中采取了多种温度补偿措施，因此 P_O 基本不受环境温度变化的影响，这对于改善恒功率型开关电源的性能至关重要。

需要指出，该电路与图 7.6.1 的重要区别是在 VT_2 的集电极串入一只稳压管 VD_{Z5}，它能使恒功率输出时 $I_F\downarrow$，最终导致 $I_O\uparrow$。

恒功率型开关电源的输出特性如图 7.7.2 所示，它近似于一条双曲线。从图中不难查出，当 $V_O=15V$ 时 $I_O=1.02A$，$P_{O1}=15V\times1.02A=15.3W$；$V_O=7.5V$ 时 $I_O=2.07A$，$P_{O2}=15.5W$。显然，$P_{O1}\approx P_{O2}$，这就是恒功率输出的特点。实际情况下 V_O-I_O 的特性曲线，允许有±10%的偏差。

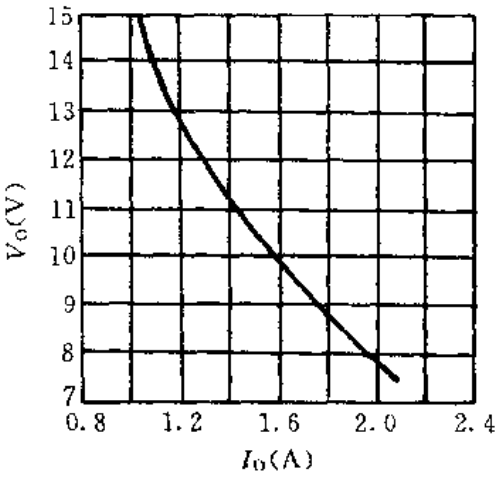


图 7.7.2 恒功率型开关电源的输出特性

7.7.2 恒功率输出式开关电源的设计要点

1. 集电极电流 I_{C_1}

VT_1 和 VT_2 的参数应相同，二者的位置要尽量靠近，置于相同的温度环境中。由 VD_{Z4} 和 R_3 给 VT_1 提供恒定的集电极电流 I_{C_1}。若忽略小电阻 R_2(51Ω)的影响，在恒压模式下，为保证 VT_1 工作在放大区，其集电极电流 I_{C_1} 应由下式确定：

$$I_{C_1}=\frac{V_{Z4}-V_{BE1}}{R_3} \tag{7.7.1}$$

将 $V_{Z4}=5.1V$、$V_{BE1}=0.67V$、$R_3=750\Omega$ 代入上式得，$I_{C_1}=5.9mA$。近似取 6mA。温度补偿偏压经过 VT_1 和 R_1 加到 VT_2 上，且设计的 I_{C_2} 应等于 I_{C_1}。

2. 饱和压降 V_S

VT_1 的饱和压降计算公式为

$$V_S=V_{BE1}-I_{C_1}\cdot R_2 \tag{7.7.2}$$

将 $V_{BE1}=0.67V$、$I_{C_1}=6mA$、$R_2=51\Omega$ 代入式(7.7.2)中求出，$V_S=0.36V$。

3. 输出功率

输出的恒定功率值由下式确定：

$$P_O=V_O\cdot\left[\frac{V_{BE2}-V_S-\dfrac{R_4}{R_4+R_6}\cdot(V_O-V_{Z3}-V_S)}{R_1}\right] \tag{7.7.3}$$

不难算出，当 $V_O=12V$、$V_{BE2}=0.67V$、$V_S=0.36V$、$V_{Z3}=6.2V$、$R_4=330\Omega$、$R_6=18k\Omega$、$R_1=0.16\Omega$时，额定输出功率 $P_O=15.2W$。

第 8 章　单片开关电源设计指南

本章专门介绍单片开关电源的优化设计，主要包括设计方法与设计要点，这是单片开关电源的关键技术。

与传统的由分立元件或 PWM 调制器构成的开关电源相比，单片开关电源有许多新颖、独特之处。首先，单片开关电源实现了高度集成化，很多设计问题（例如功率开关管的设计、过流保护电路的设计）已在芯片内部得到解决，只有部分技术问题留给用户处理。其次，尽管单片开关电源的整机电路可以千变万化，但基本电路结构只有 4 种类型，具有一定的规律性，这就使得开关电源的标准化与规范化设计成为可能。第三，目前利用计算机设计单片开关电源正在成为国际上的一项新技术，这不仅能充分发挥高科技的优势，极大地减轻了设计人员的负担，而且为优化设计提供了保证。第四，单片开关电源的许多特点不同于普通开关电源，在设计时务必注意其特殊性。例如，单片开关电源属系列化产品，型号繁多，性能各异，只有选择合适的芯片，才能物尽其用，既满足需要，又不造成资源浪费。再如，其反馈类型、钳位保护电路、控制环路及印制板电路的设计，工作模式的设定，特殊应用电路（例如实现恒流、恒功率输出的方法，功率因数校正电路的设计），都具有鲜明的技术特色。

本章首先介绍三端单片开关电源的总体设计，内容包括设计要点、工作模式的设定、反馈电路及保护电路的设计、三端单片开关电源的快速设计方法；然后重点阐述利用计算机设计三端单片开关电源的程序流程图、方法与步骤、几种典型的电子数据表格；最后分别介绍多路输出开关电源的设计、提高电源效率的方法、印制板设计，以及 TinySwitch 系列四端单片开关电源的设计、TOPSwitch—FX 系列五端单片开关电源的设计。

本章内容系全书的重点和难点，但它对于读者自行研制、开发单片开关电源新产品，具有十分重要的参考价值。

8.1　单片开关电源的设计要点

下面将要从 12 个方面阐述 TOPSwitch 系列单片开关电源的设计要点。有关工作模式的选定、反馈电路及保护电路的设计，详见 8.2～8.4 节。其外围电路中关键元器件的选择，将在第 10 章作专门介绍。

1. 高频变压器

（1）初级电感量与输出功率的关系

在用 TOPSwitch 系列产品设计单片开关电源时，高频变压器的初级电感量 L_P 是一个重要参数。因为 L_P 的大小不仅决定着工作模式，而且会直接影响到电源效率的高低。初级电感量 L_P 与输出功率 P_O 之间的对应关系详见表 8.1。其中，u=100V/115V（允许范围是 85～132V）、50Hz/60Hz 固定输入、V_{OR}=60V 的情况，适用于北美、日本和我国台湾地区。u=85～265V、50Hz/60Hz，为国际通用的宽范围输入电压，此时 V_{OR}=135V。而 u=230V（允许范围是 195～265V）、50Hz/60Hz 固定输入，适用于我国及欧洲地区，此时 V_{OR}=135V。表中的 K_{RP} 代表初级的脉动电流与峰值电流的比例系数。当 u=110V 或 u=85～265V 时，K_{RP}=0.4，仅对 u

表 8.1　初级电感量与输出功率的对应关系

工作条件	TOPSwitch 型号	初级电感量 L_P(μH)		输出功率 P_O(W)			
		最小值 $L_{P(min)}$	最大值 $L_{P(max)}$	最小值 $P_{O(min)}$	典型值 $P_{O(typ)}$	最大值 $P_{O(max)}$	峰值 $P_{O(PEAK)}$
u=100V/115V 固定输入 V_{OR}=60V K_{RP}=0.4	TOP100	504	1128	0	10	19	19
	TOP101	357	649	15	24	33	33
	TOP102	268	446	20	33	45	48
	TOP103	214	340	25	40	55	63
	TOP104	179	293	30	45	60	73
u=85～265V 宽范围输入 V_{OR}=135V K_{RP}=0.4	TOP200	1963	3537	0	6	12	13
	TOP201	1150	1703	10	16	22	27
	TOP202	766	1150	15	23	30	40
	TOP203	575	958	20	28	35	48
	TOP214	460	754	25	34	42	61
	TOP204	383	630	30	40	50	73
u=230V 固定输入 V_{OR}=135V K_{RP}=0.6	TOP200	2594	3677	0	9	18	18
	TOP201	1418	1789	20	29	37	37
	TOP202	946	1203	30	43	55	55
	TOP203	709	988	40	54	67	67
	TOP214	567	788	50	68	84	84
	TOP204	473	662	60	80	100	100

=230V 而言，K_{RP}=0.6。表中的峰值功率 $P_{O(PEAK)}$是指在 90%的极限电流(90%I_{LIMIT})和 u=90%u_{min}条件下，TOPSwitch 可输出的最小峰值功率。$P_{O(min)}$为不连续模式下的最小输出功率值(经验值，下同)，$P_{O(max)}$则为连续模式下的最大输出功率。

需要说明两点：第一，表中给出的各种 L_P、P_O 值仅供初始选择元件或者开始设计时参考；第二，使用 TOPSwitch－Ⅱ系列产品时，L_P 与 P_O 的对应关系将在 8.5 节中详细介绍。

下面介绍关于表 8.1 的两种典型用法。

使用方法之一：欲设计高效率、低功耗的开关电源，应首先从表 8.1 中的 $P_{O(max)}$栏目选出合适的 TOPSwitch 芯片，再从 $L_{P(max)}$栏目中选定高频变压器的初级电感量。举例说明，在 u=85～265V、$P_{O(max)}$=22W 时，查表可知，应选 TOP201 型单片开关电源，所对应的 $L_{P(max)}$=1703μH。

使用方法之二：为了设计一个体积小的高频变压器，需根据 $P_{O(min)}$值来选择芯片，进而查出所对应的 $L_{P(min)}$值。例如，已知 u=115V，$P_{O(min)}$=20W。先从表 8.1 的 100V/115V 栏目中查出 $P_{O(min)}$值所对应的单片开关电源型号为 TOP102，再从 $L_{P(min)}$栏目中找到初级电感量为 268μH。

开关电源某些负载的功耗具有峰值特性，称之为峰值负载。例如磁盘驱动器、喷墨打印机或激光打印机、音频功率放大器的功耗均是可变的，且呈现峰值特性，其峰值功耗就与表 8.1 中的 $P_{O(PEAK)}$值相适应。此时应重点考虑开关电源输出峰值功率的时间长短，以及元器件的温升及散热情况。

(2) 高频变压器的匝数比与输出电压的关系

匝数比(n)定义为初级绕组匝数(N_P)与次级绕组匝数(N_S)的比值。匝数比取决于下列参数：最小直流输入电压V_{Imin}、输出电压V_O、初级感应电压V_{OR}、输出整流管的正向压降V_{FI}。其中的V_{Imin}又与储存在输入滤波电容C_1上的能量有关。

在选取C_1的电容量时，应遵循下述原则：

①对于宽范围交流输入(亦称通用输入)或100V/115V固定输入的情况，C_1/P_O的比例系数取3μF/W，即每输出1W的功率，就对应于3μF的电容量；②在230V交流固定输入时，C_1/P_O=1μF/W；③若采用100V/115V交流倍压输入方式，需将两只容量相同的滤波电容串联使用，此时每个电容量与输出功率的比例系数就变成2μF/W。实际电容量可略大于计算值，并且要符合标称值。举例说明，某开关电源采用110V交流倍压整流方式时，P_O=10W。两只滤波电容的容量均应为(2μF/W)×10W=20μF。实际可取耐压为200V的20μF或22μF电解电容器。

TOP200系列工作在交流230V固定输入或100V/115V倍压输入情况下，所设计的高频变压器应当使初级感应电压V_{OR}≤135V。对于TOP100系列，则要求V_{OR}≤60V。适当降低V_{OR}，能够减小输出电压的变化量。

在V_{Imin}值和TOPSwitch型号确定之后，高频变压器的匝数比n仅与V_{OR}、V_O和V_{FI}有关。图8.1.1示出匝数比与输出电压的对应关系。图中的实线对应于V_{OR}=135V的情况，虚线则对应于V_{OR}=60V。

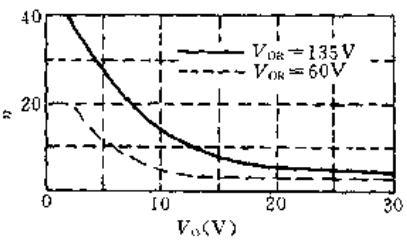


图8.1.1 匝数比与输出电压的关系曲线

有关高频变压器的设计方法与注意事项，参见8.10节和8.11节。

2. 最佳电源效率

利用TOPSwitch设计而成的10W以上开关电源，其电源效率可达80%。欲进一步提高电源效率，使之接近于90%，必须采取以下措施：

(1) 尽量提高输出电压。例如，实际需要12～15V的输出电压时，可按V_O=15V来设计，以获得更高的效率。这是因为把V_O的标称值定得高一些，就能选较高的直流输入电压，使V_{Imin}值增大，这将有助于提高电源效率。

(2) 采用低压降的肖特基整流二极管。在u=85～265V时，由次级反射到初级的感应电压V_{OR}应达到135V，次级绕组电压应低于肖特基整流管的击穿电压。

(3) 提高初级电感量，使开关电源工作在连续模式，可降低电流有效值以及导线上的损耗。输出滤波电容的外形尺寸要尽量小。

(4) 多路输出开关电源中的高频变压器应采用堆叠式绕法，以减小漏感(参见8.12节)。

(5) 初级保护电路尽量不要采用由R、C、VD构成的吸收电路，而应使用由TVS、SRD组成的钳位保护电路。通过改进EMI滤波器的设计，能避免在初级电路中使用损耗较高的R、C吸收电路。

(6) 适当增大输入级整流桥、输出级整流管的电流容量，并增加滤波电感(扼流圈)的线径，以降低功耗。

(7) 在条件允许的情况下，去掉最小负载电路。

(8) 选用P_{OM}较大、$R_{DS(ON)}$值较低的TOPSwitch芯片。给芯片和输出整流管加装散热器。

有关提高单片开关电源效率的方法，还将在8.16节详细讨论。

3. 散热器的设计

采用 TO-220 封装的芯片，本身带小散热片，可通过螺钉固定外部散热器。采用 DIP-8 或 SMD-8 封装的芯片，需利用印制板上的专用铜箔区作散热器，再通过绝缘垫片接金属机壳，借助机壳进一步改善散热条件。在有电风扇的机箱内，可将 TOPSwitch 固定在通风路径中的非隔离式散热器上。

钳位二极管和输出整流管的管脚引线要尽量剪短，而焊盘与印制导线要足够宽，以利于减小焊接点的热阻。减小高频变压器的漏感，能够降低钳位二极管上的功耗。通常情况下，输出整流管的散热器面积应大于 TOPSwitch 自身小散热片面积。例如 TOP204Y 的小散热片面积约为 0.85cm²，厚度是 1.3mm。由它构成 15V、30W 开关电源时，TOP204Y 靠本身的小散热片散热即可，而输出整流管 VD_2（参见图 6.5.1）需采用外形尺寸为 35.6mm×25.4mm×1mm 的散热板，其表面积为 9cm²。

4. 自动重启动

控制端的旁路电容 C_5 亦称自动重启动电容，由它决定开关电源重启动所需时间。在首次接通电源、TOPSwitch 中的功率开关管导通之前，C_5 被充电到 5.7V。开关电源在工作时一旦出现调节失控，C_5 上的电压就从 5.7V 放电到大约 4.7V，功率开关管即进入自动重启动状态。此时 C_5 必须经过 8 次充放电过程，功率开关管才转入正常工作。

选择较低的直流输入电压 V_I，能延长自动重启动的间隔时间，使自动重启动频率降低（正常值为 1.2Hz）。V_I 的最小值 $V_{Imin}=85V$。在交流输入电压出现暂态或电压降低期间，输入滤波电容 C_1 就放电到 40V，导致控制端电流 I_C 减小，C_5 的充电时间延长，进而使自动重启动频率降低。假如在 C_1 未放完电而 V_{C_5} 又未降至自动重启动阈值以下时，一旦出现短暂的交流干扰信号，就会造成自动重启动电路的误动作。

5. 控制端电流对占空比的影响

TOPSwitch 属于电流控制型器件，其占空比 D 与控制端电流 I_C 成反比。当 I_C 逐渐增大时，D 就按线性规律减小，一直减到最小占空比 D_{min}。此时若继续增大 I_C，占空比就不再变化，而是维持在 D_{min} 值上不变（参见图 2.2.6）。

6. 最小占空比的作用

利用最小占空比 D_{min}，可使 TOPSwitch 内部的电源电流保持恒定，而不随占空比变化。在某些情况下，由于 D_{min} 的作用，仅用一个很小的假负载（亦称预负载），即可在轻载或空载时使输出电压保持在规定范围内。在输出端并联一只阻值合适的电阻，或者在电路中用一只稳压管，均能提供最小负载电流。例如，在由 TOP202Y 构成的 7.5V、15W 开关电源模块中（电路参见图 6.4.1），是由 R_2 和 VD_{Z2} 构成假负载的。其中，R_2 采用 68Ω、1/8W 的小电阻；VD_{Z2} 选用 0.5W、6.2V 的稳压管 1N5995B。

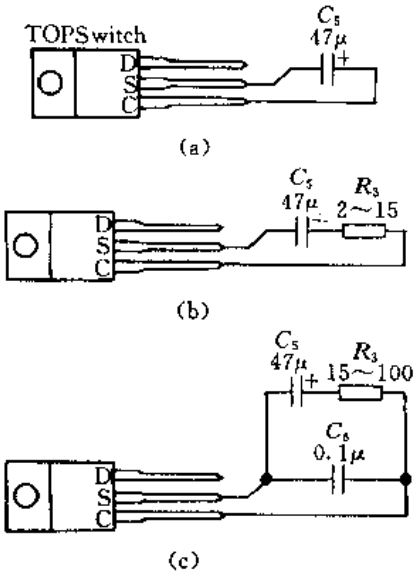
某些开关电源的最小负载是可变的，由 TOP204Y 构成的 15V、30W 精密开关电源模块（电路参见图 6.5.1）即是一例。当负载较轻或 TL431（IC_3）的输出电压降低，使 TOP204Y 的占空比减小时，R_2（200Ω、0.5W）上将消耗大部分功率。但是当开关电源为额定输出，占空比增大时，控制端电流就会减小，而 TL431 的输出电压升高，此时 R_2 上的压降及功耗明显降低。采用可变的最小负载，能提高开关电源在额定输出时的效率。

7. 控制环路的基本特点

TOPSwitch 的控制函数具有两个极点。第一个极点的频率为 7kHz，它是由内部阻容元件 R_A、C_A 组成的低通滤波器所决定的，其截止频率为 7kHz。该滤波器能滤掉开关噪声电压，而对

误差电压仅产生很小的相移。第二个极点的频率为 1.7kHz，是由自动重启动电容 C_5(47μF)和控制端动态阻抗 Z_C 而产生的。该极点适用于开关电源工作在不连续模式且占空比 $D\leqslant 50\%$ 的情况下。图 6.4.1 所示 15W 开关电源模块即属于这种类型。

控制端的三种补偿电路如图 8.1.2 所示。(a)图中仅用一只 47μF 补偿电容 C_5。(b)图中，在 C_5 上串联一只 2～15Ω 的低阻值电阻 R_3，以降低极点的频率值，这种补偿方法适合连续模式。(c)图中将 R_3 的阻值增加到 15～100Ω，目的是消除自动重启动电容 C_5 对控制环路的影响。但此时须再增加旁路电容 C_6，且 R_3 不得超过 100Ω，否则自动重启动频率会显著升高。(c)图适用于不需要由 C_5 产生 1.7kHz 极点的情况。



(a) 电容补偿电路；
(b) 阻容补偿电路之一；
(c) 阻容补偿电路之二

图 8.1.2 控制端的三种补偿电路

在光耦反馈电路中，电阻 R_1 决定着环路的增益。选取 R_1 的阻值应遵循下述原则：当开关电源工作在满负荷输出时，R_1 上的压降应近似等于 $5\%\cdot V_O$。在使用稳压管的光耦反馈电路中(参见图 6.4.1)，可适当降低 R_1 的阻值，使 $V_{R_1}<5\%\cdot V_O$。有时为了提高控制环路的补偿性能，应适当增加 R_1 的阻值，使 $V_{R_1}>5\%\cdot V_O$，以降低环路的增益。

输出电路的稳定性可通过给电源输出端施加阶跃负载来进行测量。该负载应从 $75\%I_{OM}$ 跳变到 $100\%I_{OM}$，用示波器可观察到稳定时间。对于反馈电路，需加 25%的阶跃负载后单独测量。

在输出滤波电容后面接一级 LC 型滤波器，能有效地减小纹波和高频噪声电压，但也会造成相移及滞后时间。为此，光耦反馈电路应接在 LC 滤波器前边，而不要接稳压输出端，以免调节过程要滞后一段时间。

8. 提高控制环路带宽并减小纹波电压的方法

在 6.5 中曾介绍过由 TOP204Y 构成的 15V、30W 开关电源模块的电路设计(参见图 6.5.1)。对该电路进行简单地改进，能进一步提高控制环路的增益和带宽，改善电路的瞬态响应，并且降低输出纹波电压。改进电路如图 8.1.3 所示。与图 6.5.1 相比，主要做了以下三处改动：①将频率补偿电容 C_9 的容量从 0.1μF 减小到 0.01μF；②在 C_9 上串入 100kΩ 的电阻 R_6，以提高控制环路的增益；③将 R_3 的阻值从 6.2Ω 增加到 13Ω。经改进后，输出纹波电压的最大值就从原先的±150mV 减小到±50mV。

9. 抑制电磁干扰

与分立元件构成的开关电源相比，单片开关电源所产生的电磁干扰要低得多。为进一步降低电磁干扰，需采取以下措施：在交流输入端增加 EMI 滤波器；在初、次级绕组之间并联一只安全电容，以减小级间耦合；漏极引线要尽量短，最大限度地减小射频干扰。

有关开关电源的电磁兼容性及测量技术，详见第 9 章。

10. TOPSwitch 的性能测试

对 TOPSwitch 作性能测试的电路参见图 2.5.1。但需注意，该电路可用来测试 TOPSwitch 的主要参数，却无法测量极限电流值(I_{LIMIT})和输出特性。另外，在测试过程中，不得把 TOPSwitch 插入带电的 IC 插座，以免损坏芯片。

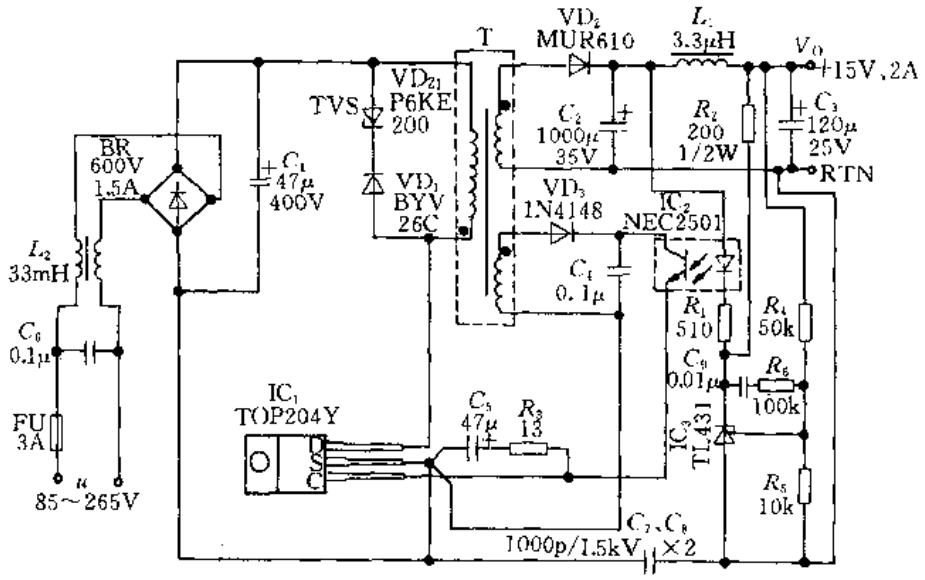


图 8.1.3　15V、30W 开关电源模块的改进电路

11. 利用倍压整流电路来提高输出功率

对于 110V 交流输入电压，可采用倍压整流电路来提升直流输入电压 V_1，进而使输出功率得到提高，电路如图 8.1.4 所示。图中的 JP 为跳线器。当 JP 短接时进行倍压整流；JP 断开时则改成全波整流方式，适配 220V 交流电源。图中 C_1、C_2 的耐压值应为 200～250V。由于电解电容器存在漏电阻，需在电容上各并联一只均压电阻，使二者的压降相等。如果仅工作在 100V/110V 下，亦可去掉 VD_b、VD_d、R_A 和 R_B。

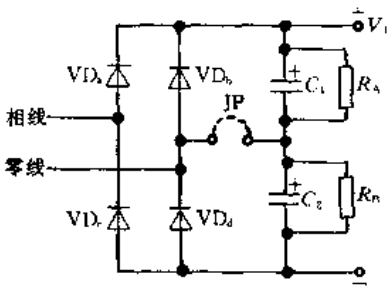


图 8.1.4　倍压整流电路

12. 功率因数校正电路

TOPSwitch 在构成功率因数校正(PFC)电路时的输出功率范围，见表 2.6.1 和表 2.6.3。典型的功率校正电路如图 8.1.5 所示。该电路的交流输入电压为 230V，功率因数可达 0.985，总谐波失真 THD(Total Harmonic Distortion)为 8%。当输出直流电压为 410V 时，输出功率是 65W。图中，由 L_1、VD_1、C_4 和 TOP202Y 构成驱动电路。考虑到漏极一旦出现负压，将使 MOSFET 关断，内部的关断电路也无法正常工作，因此在电路中增加了二极管 VD_2，其作用是阻止反向电流通过 TOP202Y 中的功率开关管。VD_2 需采用耐压为 200～400V 的快恢复二极管。利用 R_1 可产生一个预补偿电流，对瞬间整流的交流输入电压进行补偿，R_1 还能直接影响到占空比。C_1 能滤掉预补偿电流中的高频噪声。需要指出，增加 R_1 之后，也会影响自动重启动电路的正常工作。这是因为预补偿电流比较大(约 2mA)，对控制端的放电电流有抑制作用。假如第一次未能启动 PFC 电路且出现输入端短路或输出端过载故障，TOP202Y 就无法自动重启动。为使自动重启动电路正常工作，可在 C_3 上并联一只电阻 R_4，为控制端提供一条放电回路。R_4 的阻值范围是 2.7～6.8kΩ。

一旦大容量电容器 C_3 对线路的功率预补偿电路失去滤波效果时，通过 C_5 仍能抑制高频开关电流。当输出电压发生变化时，利用 VD_{Z1} 和 VD_{Z2} 的稳压作用，可改变控制端电流，调节占空比，达到稳压目的。由 R_3 和 C_3 构成的低频滤波器，可将反馈信号中的脉动电压滤掉，以免影响到占空比的正常调节。

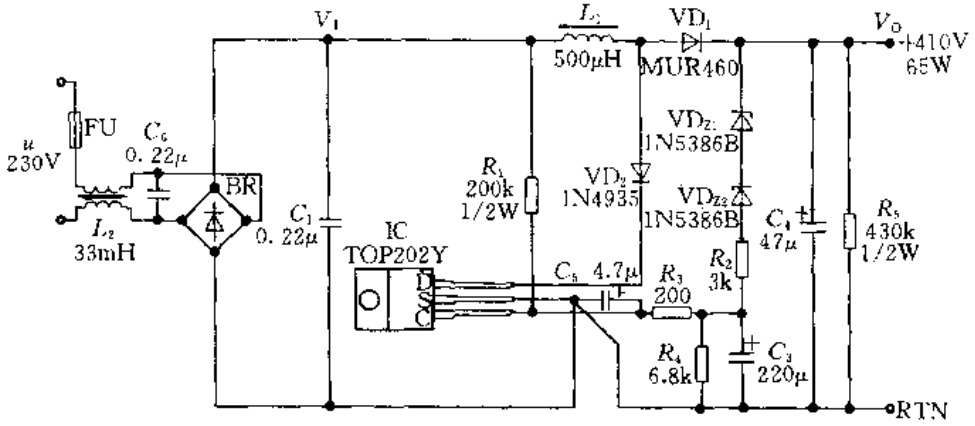


图 8.1.5　典型的功率因数校正电路

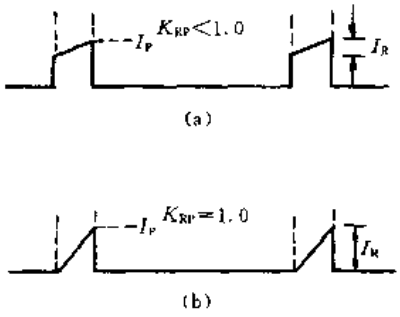
8.2　单片开关电源工作模式的设定

单片开关电源有两种基本工作模式。一种是连续传输模式，简称连续模式；另一种为不连续传输模式，简称不连续模式。下面首先介绍工作模式的设定方法，然后对这两种工作模式下 TOPSwitch 的功率损耗加以比较并从中得出结论。

8.2.1　连续模式与不连续模式的设定

1. 连续模式及不连续模式的特点

连续模式的特点是高频变压器在每个开关周期，都是从非零的能量储存状态开始的。不连续模式的特点是，储存在高频变压器中的能量在每个开关周期内都要完全释放掉。由图 8.2 所示开关电流波形上可以看出二者的区别。连续模式的开关电流是从一定幅度开始，沿斜坡上升到峰值，然后又迅速回零。此时，初级脉动电流(I_R)与峰值电流(I_P)的比例系数 $K_{RP}<1.0$，即



(a) 连续模式；(b) 不连续模式

图 8.2　开关电流的波形

$$I_R = K_{RP} \cdot I_P < I_P \tag{8.2.1}$$

不连续模式的开关电流则是从零开始上升到峰值 I_P，再迅速降到零。此时 $K_{RP}=1.0$，即

$$I_R = I_P \tag{8.2.2}$$

2. 工作模式的设定

利用 I_R 与 I_P 的比例关系，亦即 K_{RP}的数值，可以定量地描述开关电源的工作模式。K_{RP}的取值范围是 0～1.0。若取 $I_R=I_P$，即 $K_{RP}=1.0$，就将开关电源设定在不连续模式。当 $I_R<I_P$，即 $K_{RP}<1.0$ 时，开关电源就被设定为连续模式。具体讲，这又分两种情况：①当 $0<I_R<I_P$，即 $0<K_{RP}<1.0$ 时，处于连续模式；②理想情况下，$I_R=0$，$K_{RP}=0$，表示处于绝对连续模式，或称作极端连续模式，此时初级电感量 $L_P\to\infty$，而初级开关电流呈矩形波。

实际上在连续模式与不连续模式之间并无严格界限，而是存在一个过渡过程。对于给定的交流输入范围，K_{RP}值较小，就意味着更为连续的工作模式和相对较大的初级电感量，并且初

级的 I_P 和 I_{RMS} 值较小，此时可选用较小功率的 TOPSwitch 和较大尺寸的高频变压器来实现优化设计。反之，K_{RP} 值较大，就表示连续程度较差，初级电感量较小，而 I_P 与初级有效值电流 I_{RMS} 较大，此时须采用较大功率的 TOPSwitch 配尺寸较小的高频变压器。

综上所述，选择 K_{RP} 值就能设定开关电源的工作模式。设定过程为：L_P ↑ →I_R < I_P →K_{RP} < 1.0→连续模式。

对于 100V/115V 交流电源，K_{RP} = 0.4～1.0 为宜。对于宽范围输入或 230V 固定输入的交流电源，K_{RP} = 0.6～1.0 比较合适。

8.2.2 两种工作模式的功耗比较

下面给出两个设计实例，能够说明在宽范围输入(85～265V)时，K_{RP} = 1.0(不连续模式)、K_{RP} = 0.4(连续模式)所对应的 I_P 与 I_{RMS} 值的变化情况。由此可对两种工作模式下的 TOPSwitch 功率损耗加以比较。

1. 不连续模式的设计实例

已知工作参数：K_{RP} = 1.0，V_{Imin} = 90V，D_{max} = 60%，P_O = 30W，电源效率 η = 80%。

初级峰值电流 I_P 即可表示为 I_R 和 K_{RP} 的函数，又可表示为基本参数(P_O、V_{Imin}、D_{max}、η)和 I_R 的函数。有关系式

$$I_P = \frac{I_R}{K_{RP}} \tag{8.2.3}$$

$$I_P = \frac{P_O}{V_{Imin} \cdot D_{max} \cdot \eta} + \frac{I_R}{2} \tag{8.2.4}$$

将式(8.2.3)整理成 $I_R = K_{RP} \cdot I_P$，再代入式(8.2.4)，从中可解出 I_P 来。最后得到

$$I_P = \frac{2P_O}{V_{Imin} \cdot D_{max} \cdot \eta(2 - K_{RP})} \tag{8.2.5}$$

把 V_{Imin} = 90V，D_{max} = 60%，η = 80%，P_O = 30W，K_{RP} = 1.0 代入式(8.2.5)中计算出 I_P = 1.39A。进而求出初级有效值电流

$$I_{RMS} = I_P \sqrt{D_{max}\left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1\right)} = 1.39\sqrt{0.6 \times \left(\frac{1}{3} - 1 + 1\right)} = 0.62\text{A}$$

2. 连续模式的设计实例

已知工作参数：K_{RP} = 0.4，V_{Imin} = 90V，D_{max} = 40%，P_O = 30W，η = 80%。与上例的区别仅是 K_{RP} 变成 0.4，D_{max} 降至 40%，这就表示工作在更为连续的模式。

同理可计算出 I'_P = 0.87A，I'_{RMS} = 0.54A。

不难求出，连续模式的峰值电流仅为不连续模式峰值电流的 63%($I'_P/I_P \cdot 100\% = 0.87/1.39 \times 100\%$)，而有效值电流是不连续模式的 87%($I'_{RMS}/I_{RMS} \cdot 100\% = 0.54/0.62 \times 100\%$)。由此可见，对于给定的 TOPSwitch 芯片，两种工作模式下的功耗之比为

$$\frac{P'_O}{P_O} = \frac{(I'_{RMS})^2 R_L}{(I_{RMS})^2 R_L} = (87\%)^2 = 75.7\%$$

这表明在同样条件下，采用连续模式可比不连续模式减小功耗 24.3%。换言之，对于同样的输出功率，采用连续模式可使用功率较小的 TOPSwitch，或者允许 TOPSwitch 工作在较低的损耗下。此外，设计成连续模式时，初级电路中的交流成分要比不连续模式少，并能减小趋肤效应

以及高频变压器的损耗。

8.3 两种工作模式的反馈理论分析

下面以 TOPSwitch 的基本反馈电路为例，对不连续模式和连续模式的反馈理论作深入分析。需要说明，这里讲的反馈理论仅讨论初级绕组与次级绕组及输出电路之间的相互作用。这与由反馈绕组及其外围电路构成的控制电路是两个概念，后者是专用来调节占空比的，因此下述讨论不涉及反馈绕组。

8.3.1 基本反馈过程

TOPSwitch 系列单片开关电源可视为单片组合器件，它将高压功率开关管(MOSFET)以及所需全部模拟与数字电路组合在一起，完成隔离输出、脉宽调制及多种保护功能。TOPSwitch 的基本反馈电路如图 8.3.1 所示。对该电路稍加改动，即可实现单路或多路输出、升压或降压输出、正压或负压输出。

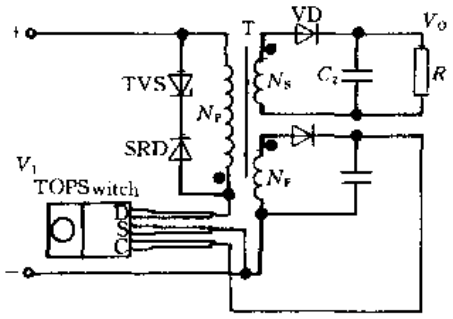


图 8.3.1 TOPSwitch 的基本反馈电路

在 TOPSwitch 的基本反馈电路中，高频变压器具有能量存储、隔离输出和电压变换这三大功能。图中的 N_P、N_S、N_F 分别代表初级绕组、次级绕组、反馈绕组以及各自的匝数。瞬态电压抑制器(TVS)和超快恢复二极管(SRD)构成了钳位保护电路，能吸收初级漏感所产生的尖峰电压。VD 为输出整流管，C_2 是输出滤波电容，R_L 为负载电阻。V_O 为输出电压。图 8.3.1 中省略了交流输入及整流滤波电路。交流电经过整流桥(BR)和滤波电容(C_1)，产生直流输入高压 V_I，加至高频变压器的初级。当 TOPSwitch 导通时 VD 处于截止状态，而初级电流沿斜线上升。有公式

$$I_{PRI} = I_I + \frac{(V_I - V_{DS(ON)})t_{ON}}{L_P} \tag{8.3.1}$$

式中，I_{PRI}为初级(PRIMARY)电流，它包含着峰值电流 I_P 和脉动电流 I_R。I_I 是初级电流的初始值。$V_{DS(ON)}$是 MOSFET 的漏-源导通电压，t_{ON}为导通时间。L_P 是高频变压器的初级电感量。由于 VD 截止，初级与输出负载隔离，因此原来储存在 C_2 上的电能就给负载供电，维持输出电压不变。此时电能以磁场能量的形式储存在高频变压器内。

在 TOPSwitch 关断期间，高频变压器中的磁通量开始减小，并且次级绕组的感应电压极性发生变化，使得 VD 因正向偏置而导通。储存在高频变压器中的能量就传输到输出电路，一方面给 R_L 供电，另一方面还给 C_2 重新充电。次级电流就从初始值按下式衰减：

$$I_S = \frac{I_P N_P}{N_S} - \frac{(V_O + V_{F1})t_{OFF}}{L_P} \cdot \frac{N_P}{N_S} \geqslant 0 \tag{8.3.2}$$

式中，I_S 为次级(SECONDARY)电流，$I_P N_P / N_S$ 为次级电流的初始值。I_P 为初级电流在 TOPSwitch 导通结束前的峰值。V_{F1}为输出整流管 VD 的正向导通压降。t_{OFF}是 TOPSwitch 的关断时间。在 TOPSwitch 关断期间，如次级电流 I_S 衰减到零，输出电流就由 C_2 来提供。

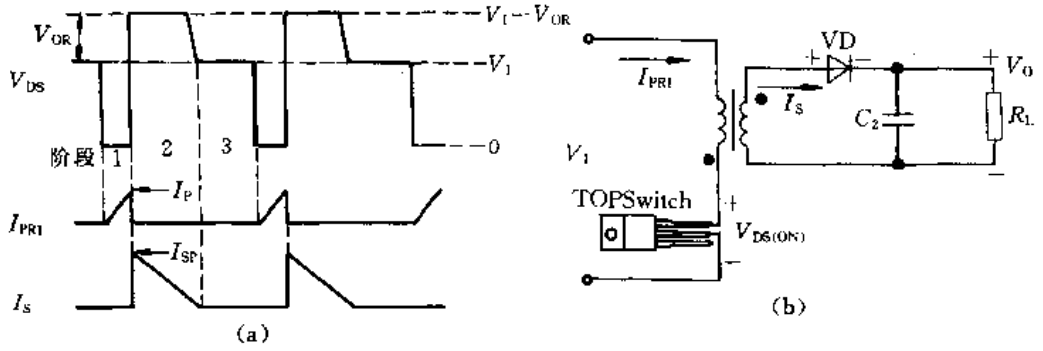
TOPSwitch 有两种工作模式，这取决于关断期间最后的 I_S 值。若在关断期间 I_S 衰减到零，就工作在不连续模式。若 I_S 的衰减结果仍大于零，则工作在连续模式。

8.3.2 理想情况下两种工作模式的反馈原理

所谓理想情况是指不考虑反馈电路中的寄生元件(分布电容、泄漏电感)的影响,因此在工作波形中不存在尖峰电压和尖峰电流。

1. 理想的不连续模式反馈原理

理想的不连续模式工作波形及简化电路原理如图 8.3.2 所示。(a)图中,V_{DS}代表漏-源极电压波形。每个开关周期可划分成 3 个阶段。



(a) 工作波形;(b) 电路原理

图 8.3.2 理想的不连续模式反馈原理图

阶段 1 对应于 TOPSwitch 导通期间。此时初级绕组上的电流 I_{PRI}沿斜线上升到峰值电流 I_P,并且将能量储存在高频变压器中。在此阶段内,在理想情况下,$V_{DS}=V_{DS(ON)}=0$。受绕组极性的限定,此时 VD 截止,次级绕组的电流为零,改由 C_2 向负载继续供电。

阶段 2 对应于 TOPSwitch 的关断期间。由于初、次级电压极性均改变,因此刚开始时初级电流突然降到零,而次级电流先跳变到 I_{SP},再依照式(8.3.2)的规律逐渐衰减到零。由于 VD 导通,次级绕组的端电压就等于(V_O+V_{F1})。次级电压又经高频变压器感应到初级绕组,感应电压 $V_{OR}=n(V_O+V_{F1})$,n 为初级绕组对次级绕组的匝数比,即 $n=N_P/N_S$。这使得由初级来控制输出电压成为可能。在阶段 2,$V_{DS}=V_I+V_{OR}$。与此同时,上一阶段储存于初级上的能量,就在此阶段传输给次级,除给负载供电之外,还对 C_2 重新充电。

阶段 3 对应于高频变压器的磁场能量衰减到零并且 $I_S=0$ 的期间。此时 $V_{DS}=V_I$,初级和次级绕组上均无电流通过,这就是非连续模式的特点。因高频变压器上储存的能量已释放完毕,故再次由输出滤波电容 C_2 给负载提供电流。

设开关电源效率为 η,开关频率为 f。在每个开关周期内高频变压器分配给负载的能量由下式确定:

$$E=\frac{1}{2}I_P^2L_P\eta \tag{8.3.3}$$

开关电源的输出功率为

$$P_O=\frac{1}{2}I_P^2L_P\eta f \tag{8.3.4}$$

当 $I_1=0$,$V_{DS(ON)}=0$ 时,因 $t_{ON}=D/f$,故式(8.3.1)可简化成

$$I_{PRI}=I_P=\frac{V_I}{L_P}\cdot t_{ON}=\frac{V_I}{L_P}\cdot\frac{D}{f} \tag{8.3.5}$$

将式(8.3.5)代入式(8.3.4)得到

$$P_O = \frac{V_I^2 D^2 \eta}{2 L_P f} \tag{8.3.6}$$

在不连续模式下，TOPSwitch 通过调节占空比可给负载分配足够的功率，以维持输出电压不变。显然，从本质上讲，占空比 D 应为输入电压和输出负载的函数。

2. 理想的连续模式反馈原理

理想的连续模式工作波形如图 8.3.3 所示。其电路原理与图 8.3.2(b)相同。它与不连续模式的显著区别有以下四点：①在阶段 2，次级电流 I_S 并不衰减到零，因此开关周期只有两个阶段，没有阶段 3；②由图 8.3.3 可见，初级电流 I_{PRI}起始于一个电流阶跃，它等于次级电流的最终值通过高频变压器的匝数比而感应来的电流值；③在阶段 2，TOPSwitch 的漏-源电压 V_{DS}始终等于$(V_I + V_{OR})$；④为保持输出电压的稳定性，在 TOPSwitch 导通期间沿斜线上升的初级电流与关断期间沿斜线下降的次级电流必须保持平衡，即二者的变化量(取绝对值)要相等。有关系式

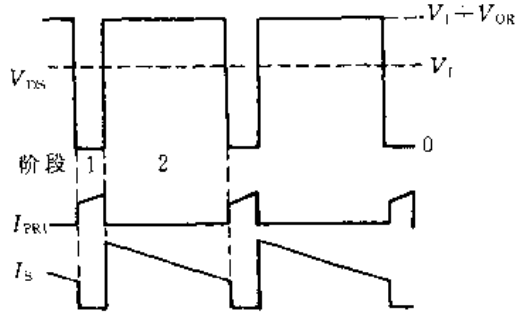


图 8.3.3 理想的连续模式工作波形

$$\Delta I_{PRI} = |\Delta I_S| \tag{8.3.7}$$

因为计算电流变化量时不必考虑 I_{PRI}和 I_S 表达式中的初始值，并考虑到 $t_{ON} = D/f$、$t_{OFF} = (1-D)/f$ 和 $n = N_P/N_S$(n 为匝数比)，所以式(8.3.1)和式(8.3.2)分别变成

$$\Delta I_{PRI} = \frac{(V_I - V_{DS(ON)}) t_{ON}}{L_P} = \frac{(V_I - V_{DS(ON)}) D}{L_P f} \tag{8.3.8}$$

$$|\Delta I_S| = \frac{(V_O + V_{F1}) t_{OFF} N_P}{L_P N_S} = \frac{n(V_O + V_{F1}) \cdot (1 - D)}{L_P f} \tag{8.3.9}$$

将式(8.3.8)和式(8.3.9)代入式(8.3.7)中得到

$$\frac{(V_I - V_{DS(ON)}) \cdot D}{L_P f} = \frac{n(V_O + V_{F1}) \cdot (1 - D)}{L_P f} \tag{8.3.10}$$

从中解出输出电压

$$V_O = \left[(V_I - V_{DS(ON)}) \cdot \frac{D}{1 - D} \cdot \frac{1}{n} \right] - V_{F1} \tag{8.3.11}$$

分析式(8.3.11)可知，输出电压 V_O 与负载 R_L 之间并无直接关系。这是因为当负载变化较小时，开关电源的占空比可保持恒定，只需改变初级电流波形的初始值，即可维持 V_O 不变。

3. 连续模式与不连续模式的分界限电流

TOPSwitch 究竟工作在连续模式还是不连续模式，取决于其初级电感量(L_P)、关断时间(t_{OFF})和输出负载。公式(8.3.2)就反映出这种依赖关系。连续模式与不连续模式的分界限输出电流 I_{OB}由下式确定：

$$I_{OB} = \frac{V_I^2 V_O}{2 L_P f \left(\frac{V_I}{n} + V_O \right)^2} \tag{8.3.12}$$

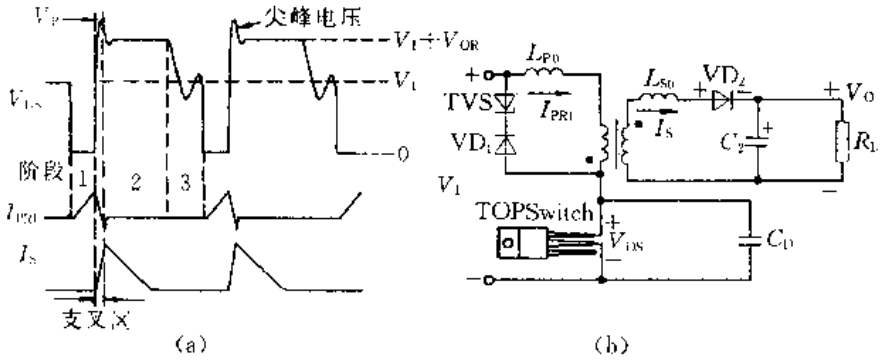
该公式是这样推导出来的，假定在整个开关周期内，对输出电流的积分等于关断期间对高频变压器次级输出电流的积分，即在关断期间高频变压器释放的能量恰好等于在整个开关周期内释放给负载的能量，而无剩余能量，且在关断结束时正好释放完毕。若有剩余能量，即为连续模

式，否则就是不连续模式。

8.3.3 实际情况下两种工作模式的反馈原理

1. 实际不连续模式的反馈原理

实际不连续模式的工作波形及简化电路原理如图 8.3.4 所示。由(b)图可见，在实际电路中还存在着 3 个寄生元件：初级绕组的漏感 L_{P0}，次级绕组的漏感 L_{S0}，分布电容 C_D。其中，C_D 是 TOPSwitch 的输出电容 C_{OSS} 与高频变压器初级绕组的分布电容 C_{XT} 之和，即 $C_D=C_{OSS}+C_{XT}$。这些寄生元件存在于任何三端单片开关电源中，并且会显著影响开关电源的性能。



(a) 工作波形；(b) 电路原理

图 8.3.4 实际不连续模式的反馈原理图

如前所述，在不连续模式下，每个开关周期被划分成 3 个阶段(参见图 8.3.2)。下面专门讨论这些寄生元件对电路的影响。

在阶段 1，随着 TOPSwitch 导通，C_D 就放电。上一周期结束时储存在 C_D 上的能量 E_D 在初始就被消耗掉。因为 E_D 与 $V_{C_D}^2$ 成正比，所以当 C_D 的容量较大时，电源效率会明显降低，这在 V_I 很高时更是如此。需要说明，在阶段 1 因高频变压器正在储存能量且次级绕组的电流为零，故漏感的影响可不予考虑。

在阶段 2，TOPSwitch 关断。上一阶段中高频变压器储存的能量传输给次级绕组。此时漏感 L_{P0} 和 L_{S0} 都试图阻碍电流的变化。具体讲，L_{P0} 是要阻碍初级电流 I_{PRI} 的减小，而 L_{S0} 试图阻止次级电流 I_S 的增大。于是在 I_{PRI} 减小和 I_S 增大的过程中，就形成一个“交叉区”。最终结果是 I_{PRI} 沿斜线降为零，其斜率由漏感 L_{P0} 和初级电压所决定；I_S 则沿斜线上升到峰值 I_{SP}，斜率由漏感 L_{S0} 和次级电压决定。关键问题是在交叉区内初级电流必须保持连续。当被衰减的初级电流流过 C_D 时，就将 C_D 充电到 V_P。这个由漏感 L_{P0} 产生的峰值电压就叠加在 V_{DS} 的波形上，形成漏感尖峰电压，亦称作漏-源峰值脉冲。有关系式

$$V_{DS}=V_I+V_{OR}+V_P \tag{8.3.13}$$

在实际电路中利用钳位保护电路，可将 V_{DS} 钳制在 TOPSwitch 的漏-源击穿电压额定值(700V 或 350V，视芯片而定)以下，避免因 V_P 使 V_{DS} 升高而损坏芯片。

在阶段 3，感应电压 V_{OR} 降为零。高频变压器已将在阶段 1 储存的能量全部释放掉，使漏-源电压从阶段 2 结束时的 $V_{DS}=V_I+V_{OR}$，降至 $V_{DS}\approx V_I$。但由于该电压变化又通过激励由杂散电容和初级电感构成的谐振电路，产生衰减振荡波形，并叠加到 V_{DS} 波形上，直到 TOPSwitch 再次导通时才停振，因此在阶段 3 的 V_{DS} 波形出现了波谷与波峰。显然，这个衰减振荡波形对 C_D 上的电压和能量，起到了“调制”作用，并在下一个开关周期开始时，决定转换的功率损耗。

2. 实际连续模式的反馈原理

实际连续模式的反馈电路中也存在着与不连续模式相同的寄生元件。另外还需考虑输出电路的实际特性。理想的整流管应当没有正向压降且开关频率可任意高。然而，实际的二极管却存在正向导通压降和反向恢复时间(t_{rr})。结型整流管的反向恢复时间是由少数载流子通过二极管结点而产生的，肖特基二极管则是由结电容引起的。对于单片开关电源，推荐使用反向恢复时间极短的肖特基二极管，或者超快恢复二极管作输出整流管。不得使用普通低速整流管，因为后者不仅使得高频损耗增大、效率降低，还会造成整流管的热击穿。

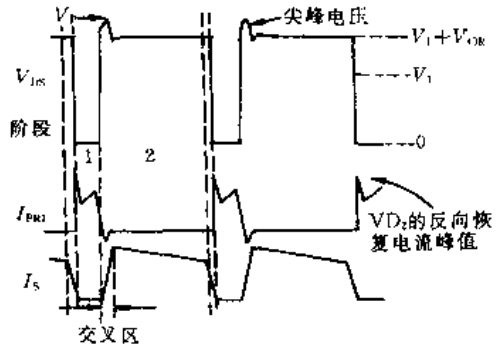


图 8.3.5 实际连续模式的工作波形

实际连续模式的工作波形如图 8.3.5 所示。在阶段 1，TOPSwitch 开始导通时次级仍有电流通过。这说明在导通瞬间，$V_{DS}=V_I+V_{OR}$，而不是 $V_{DS}=0$。其结果是 TOPSwitch 的导通功耗比不连续模式要高一些。这是由于在分布电容 C_D 上还储存额外能量的缘故。此外，在次级绕组输出关断之前，还必须对次级漏感 L_{S0} 充电，致使在 I_S 增大、I_{PRI} 减小过程中，又产生了电流交叉现象。一旦 L_{S0} 被充好电，输出整流管就被反向偏置而截止，使次级电流 I_S 变为零，而 I_S 的这一变化又感应到初级绕组，导致初级电流波形的前沿出现了一个反向恢复电流峰值(尖峰电流)。该尖峰电流使初级电流瞬间突然增大，很容易造成内部过流保护电路产生误动作。为此，TOPSwitch 内部专门设计了前沿闭锁电路。其作用就是在 TOPSwitch 刚导通时将过流比较器输出的上升沿封锁 180ns 的时间，以便能躲过尖峰电流，防止造成误触发。

在 TOPSwitch 的关断期间，也不存在阶段 3，只有阶段 2。在关断的瞬间，受漏感 L_{P0} 和 L_{S0} 的影响，初级电流和次级电流也会形成一个交叉区，这使得 V_{DS} 上升到(V_I+V_{OR})。但与不连续模式所不同的是，感应电压 V_{OR} 将一直存在到 TOPSwitch 再次导通为止，所以不存在 V_{OR} 降到零后形成的时间间隔(即阶段 3)。

8.4 单片开关电源保护电路的设计

为使单片开关电源能够长期稳定、安全可靠地工作，必须设计各种类型的保护电路，避免因电路出现故障、使用不当或环境条件发生变化而损坏开关电源。

8.4.1 保护电路的分类

单片开关电源的保护电路可分成两大类。第一类是芯片内部的保护电路，例如 TOPSwitch 系列中的过流保护电路、过热保护电路、关断/自动重启动电路、前沿闭锁电路。此外，MC33370 系列还增加了欠压锁定电路、外部关断电路；TOPSwitch－FX 系列增加了欠压保护、过压保护、软启动等保护电路。第二类是外部保护电路，主要包括过流保护装置(保险管、自恢复保险丝、熔断电阻器)、电磁干扰(EMI)滤波器、启动限流保护电路、漏极钳位保护电路(或 R、C、VD 吸收电路)、输出过压保护电路、输入欠压保护电路、软启动电路、散热装置。单片开关电源保护电路的分类及保护功能，详见表 8.4。其中，内部保护电路是由芯片厂家设计的，外部保护电路则由用户自行设计。本书已在有关章节分别介绍了自恢复保险丝(10.8 节)、熔断电阻器(10.9 节)、电磁干扰滤波器(10.2 节)、启动限流保护电路(10.10 节)、漏极钳位保护

电路(2.4 节)、散热器的原理与设计(5.6 节和 8.1 节)。下面仅介绍输出过压保护电路、输入欠压保护电路和软启动电路的设计。

表 8.4 保护电路的分类及保护功能

类型	保护电路名称	保护功能
内部保护电路	过流保护电路	限定功率开关管的极限电流 I_{LIMIT}
	过热保护电路	当芯片温度超过最高结温时就关断输出级
	关断/自动重启动电路	一旦调节失控，能重新启动电路，使开关电源恢复正常工作
	欠压锁定电路(仅 MC33370 系列)	在正常输出之前，使芯片做好准备工作
	可编程状态控制器(仅 MC33370 系列)	用手动控制、微控制器(MCU)操作、数字电路控制、禁止操作等方式，实现工作状态与备用状态的互相转换
外部保护电路	过流保护装置(如保险管、自恢复保险丝、熔断电阻器)	当输入电流超过规定值时切断输入电路
	EMI 滤波器	滤除开关电源所产生的以及从电网引入的电磁干扰
	启动限流保护电路	利用软启动功率元件限制输入滤波电容的瞬间充电电流
	漏极钳位保护电路	吸收由漏感产生的尖峰电压，对 V_{DS} 进行钳位，保护功率开关管
	输出过压保护电路	利用晶闸管(SCR)、双向触发二极管(DIAC)或稳压管限制输出电压
	输入欠压保护电路	利用光耦合器或反馈绕组进行反馈控制，实现在输入电压过低时的欠压保护
	软启动电路	刚上电时利用软启动电容使输出电压平滑地升高
	散热器(含散热片)	给芯片和输出整流管加装合适的散热器，防止过热损坏

8.4.2 输出过压保护电路的设计

1. 由分立式晶闸管构成的输出过压保护电路

电路如图 8.4.1 所示。这里是用两只 PNP 和 NPN 型晶体管 VT_1、VT_2，来构成分立式晶闸管(SCR)，其三个电极分别为阳极 A、阴极 K、门极(又称控制极)G。反馈电压 V_{FB} 经稳压管 VD_{Z2} 和电阻 R_1 分压后提供门极电压 V_G。正常情况下 V_G 较低，SCR 关断。当次级出现过压时，V_O ↑ →V_{FB} ↑ →V_G ↑，就触发 SCR 并使之导通，进而使控制端电压 V_C 变成低电平，将 TOPSwitch 关断，起到保护作用。稳压管 VD_{Z2} 的稳定电压与 VT_2 的发射结电压之和等于($V_{Z2}+V_{BE2}$)，当 $V_{FB}>V_{Z2}+V_{BE2}$ 时，就进行过压保护。

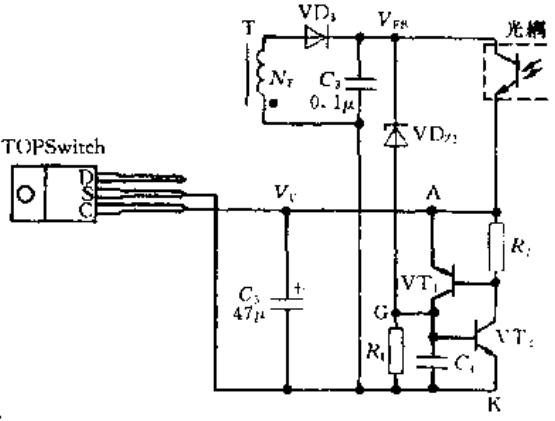
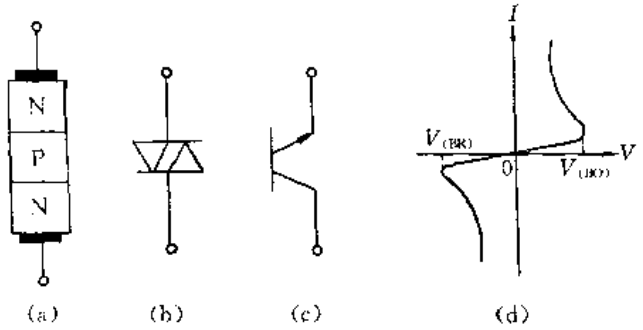


图 8.4.1 由分立式 SCR 构成的输出过压保护电路

2. 由双向触发二极管构成的输出过压保护电路

双向触发二极管亦称两端交流器件(DIAC)，其结构及特性如图 8.4.2 所示。它属于具有对称性

的两端器件，可等效于基极开路、发射极与集电极完全对称的 NPN 晶体管。由于正、反向伏安特性完全对称，当 DIAC 两端电压 V 小于正向转折电压 $V_{(BO)}$ 时，器件呈高阻态；当 $V>V_{(BO)}$ 时 DIAC 就导通。同理，当 V 超过反向转折电压 $V_{(BR)}$ 时，管子也能导通。正、反向转折电压的对称性可用 $\Delta V_{(B)}$ 表示，一般要求 $\Delta V_{(B)}=V_{(BO)}-V_{(BR)}<2V$。因为双向触发二极管的结构简单，价格低廉，所以常用来构成过压保护电路，并适合于触发双向晶闸管(TRIAC)。



(a) 结构；(b) 符号；(c) 等效电路；(d) 伏安特性

图 8.4.2　双向触发二极管的结构及特性

由双向触发二极管构成的输出过压保护电路如图 8.4.3 所示。一旦输出过压，使 V_{FB} 超过了 DIAC 的转折电压时，DIAC 就导通，对光敏三极管的 V_{CE} 电压进行钳位，使 V_C 降低，TOPSwitch 被关断。图中使用一只 MBS4991 型双向触发二极管，其正、反向转折电压均为 10V，最大导通电流为 2A，功耗为 0.5W。R 为限流电阻。

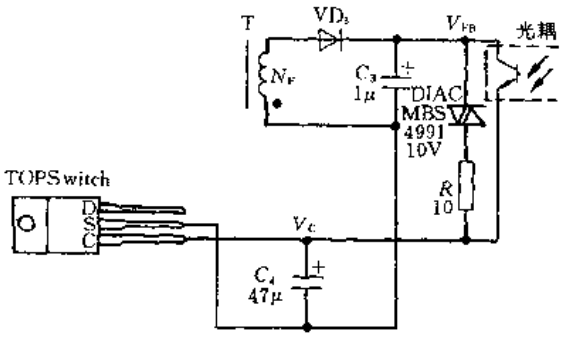


图 8.4.3　由 DIAC 构成的输出过压保护电路

3. 由稳压管构成的输出过压保护电路

电路如图 8.4.4 所示。这里使用一只 1N5231B 型 5.1V、20mA 的稳压管来限制输出电压值。当光敏三极管损坏或次级绕组开路时，也能起到保护作用。1N5231B 可用国产稳压管 2CW340 代替。

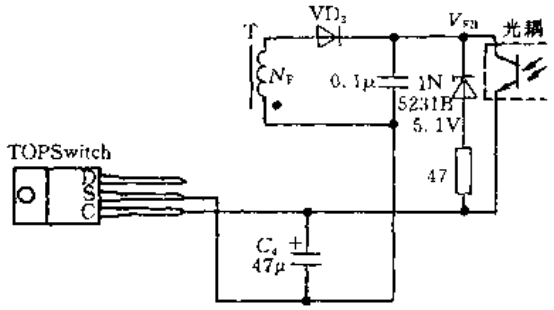


图 8.4.4　由稳压管构成的输出过压保护电路

8.4.3　输入欠压保护电路的设计

1. 专配光耦合器的输入欠压保护电路

适配光耦合器的输入欠压保护电路如图 8.4.5 所示。当直流输入电压 V_i 低于下限值时，

经 R_1、R_2 分压后使 VT 的基极对地电压 $V_B \leqslant 4.4V$，于是 VT 和 VD_4 均导通，迫使 $V_C < 5.7V$，立即将 TOPSwitch 关断。设 VT 的发射结电压 $V_{BE}=0.65V$，VD_4 的导通压降 $V_{F4}=0.65V$，芯片正常工作时 V_C 的下限电压为 5.7V。显然，当 VT 和 VD_4 导通时，基极电压 $V_B=V_C-V_{BE}-V_{F4}=5.7V-0.65V-0.65V=4.4V$，因此可将 $V_B=4.4V$ 作为 VT 的欠压阈值。有公式

$$V_B = \frac{V_I R_2}{R_1 + R_2} \tag{8.4.1}$$

$$R_2 = \frac{V_B}{V_I - V_B} \cdot R_1 \tag{8.4.2}$$

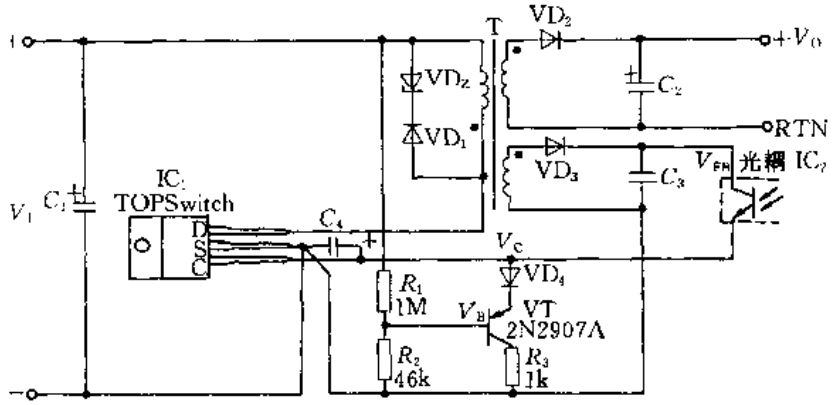


图 8.4.5　适配光耦合器的输入欠压保护电路

设欠压值 $V_I=100V$，取 $R_1=1M\Omega$，再与 $V_B=4.4V$ 一并代入式(8.4.2)中计算出 $R_2=46.0k\Omega$。为降低保护电路的功耗，应将反馈电压 V_{FB} 设计成 12V。PNP 型晶体管 2N2907A 亦可用 JE9015 代替。

若交流电压 u 突然发生掉电，V_I 就随 C_1 的放电而衰减，使 V_O 降低，一旦 V_O 降到自动稳压范围之外，C_4 开始放电，同样可将 TOPSwitch 关断。

2. 适配反馈绕组的输入欠压保护电路

电路如图 8.4.6 所示。当 V_I 欠压时，晶体管 VT 导通，V_C 呈低电平而将 TOPSwitch 关断。当 V_I 又恢复正常时，VD_4 和 VT 均截止，TOPSwitch 转入正常工作。该电路还能防止 TOPSwitch 的误启动，仅当 V_I 高于欠压值时才允许重新启动。VD_4 能限制 VT 的反向发射结电压不至于过高。同样，当交流电源突然掉电时，该电路也能起到保护作用。

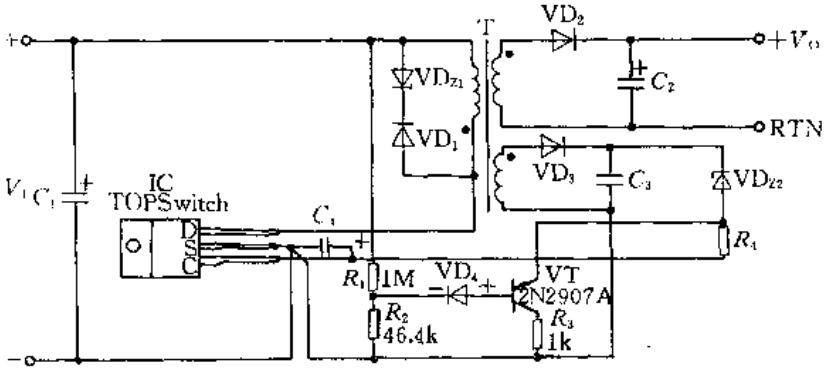
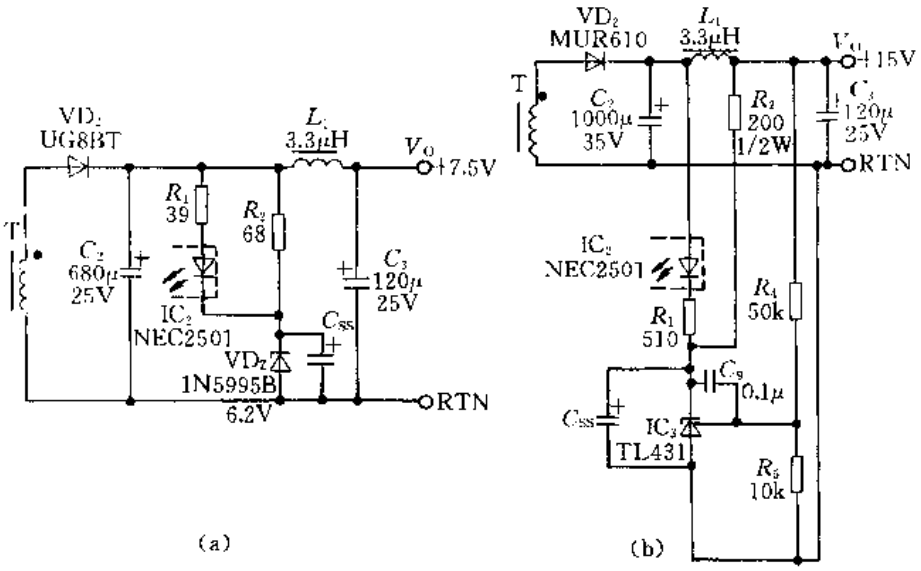


图 8.4.6　适配反馈绕组的输入欠压保护电路

8.4.4 软启动电路的设计

1. 光耦反馈式软启动电路

增加软启动电容 C_{SS} 可消除上电瞬间对电路造成的冲击，使输出电压平滑地升高。两种光耦反馈式软启动单元电路分别如图 8.4.7(a)、(b)所示。(a)图是给配稳压管的光耦反馈电路增加软启动电容。(b)图是给精密光耦反馈电路增加软启动电容。C_{SS} 可限制光耦合器中 LED 导通时的尖峰电流，进而限制了占空比。正常工作时 C_{SS} 不起作用，断电后 C_{SS} 经 R_2 放电。软启动电容可采用 4.7～47μF 的电解电容器。



(a) 普通光耦反馈电路；(b) 精密光耦反馈电路；

图 8.4.7 两种光耦反馈式软启动电路

2. 基本反馈式软启动电路

利用软启动电容可消除基本反馈式单片开关电源中的开启尖峰电压，单元电路如图 8.4.8 所示。当 TOPSwitch 瞬间导通时，软启动电容 C_{SS} 可增大控制端电流 I_C，从而限制了占空比，使输出电压趋于稳定。关闭电源时 C_{SS} 就通过电阻 R_D 放电。

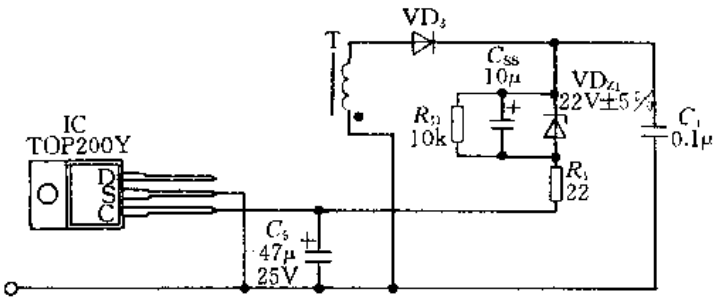


图 8.4.8 基本反馈式软启动电路

8.5 单片开关电源的快速设计法

在设计单片开关电源时，首先要选择合适的芯片，既能满足要求，又不因选型不当而造成

资源的浪费。然而，这并非易事。原因之一是单片开关电源 IC 现已形成六大系列、近 70 种型号，即使采用同一种封装的不同型号，其输出功率也各不相同。原因之二是在选择芯片时不仅要知道设计的输出功率 P_O，还需预先确定开关电源效率 η 和芯片的功耗 P_D，但后两个特征参数只有在设计并安装好开关电源时才能测出来，在设计之前它们是未知的。

下面介绍利用 TOPSwitch－Ⅰ系列单片开关电源的功率损耗(P_D)与电源效率(η)、输出功率(P_O)关系曲线，快速选择芯片的方法，可圆满解决上述技术难题。在设计前，只需根据预期的输出功率和电源效率值，即可从曲线上查出最合适的单片开关电源 IC 型号及其功率损耗值，这不仅简化了设计，而且为选择散热器提供了依据。

此外，本节还将介绍高频变压器、光耦合器、输入滤波电容等元器件主要参数的选择方法。

8.5.1 TOPSwitch－Ⅱ的 P_D 与 η、P_O 关系曲线

TOPSwitch－Ⅱ系列的交流输入电压分宽范围输入(亦称通用输入)、固定输入(也叫单一电压输入)两种情况。二者的交流输入电压允许范围分别是 85～265V、230V±35V。

1. 宽范围输入时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线

TOP221～TOP227 系列单片开关电源在宽范围输入(85～265V)的条件下，当 V_O＝＋5V 或＋12V 时，P_D 与 η、P_O 的关系曲线分别如图 8.5.1、图 8.5.2 所示。这里假定交流输入电压最小值 u_{min}＝85V，交流输入电压最大值 u_{max}＝265V。图中的横坐标代表输出功率 P_O，纵坐标表示电源效率 η。所给出的 7 条实线分别对应于 TOP221～TOP227 的电源效率，而 15 条虚线均为芯片功耗的等值线(下同)。

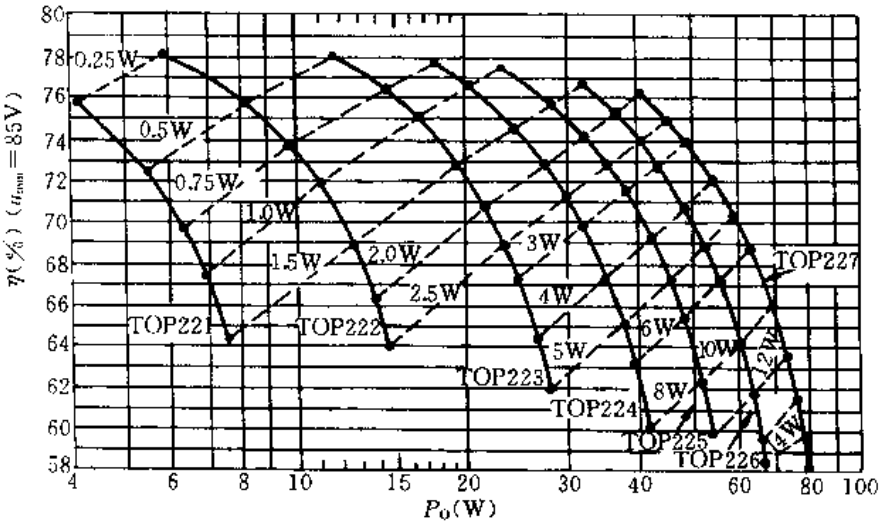


图 8.5.1 宽范围输入且输出为 5V 时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线(u_{min}＝85V)

2. 固定输入时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线

TOP221～TOP227 系列在固定输入(230V±35V)的条件下，当 V_O＝＋5V 或＋12V 时，P_D 与 η、P_O 的关系曲线分别如图 8.5.3、图 8.5.4 所示。这两个曲线族对于 208V、220V、240V 交流输入电压也同样适用。现假定 u_{min}＝195V，u_{max}＝265V。

8.5.2 正确选择 TOPSwitch－Ⅱ芯片的方法

利用上述关系曲线迅速确定 TOPSwitch－Ⅱ芯片型号的设计程序如下：

(1) 首先确定哪一幅曲线图适用。例如，当 u＝85～265V、V_O＝5V 时，应选择图 8.5.1。而

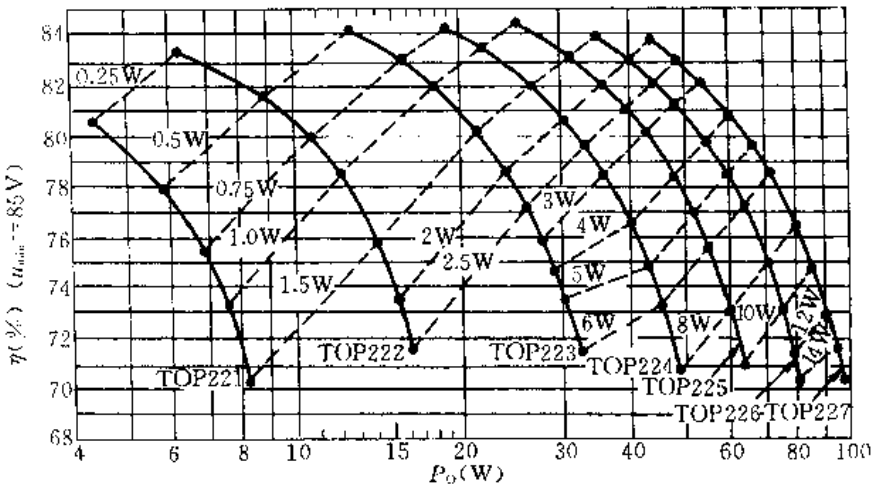


图 8.5.2　宽范围输入且输出为 12V 时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线($u_{min}=85V$)

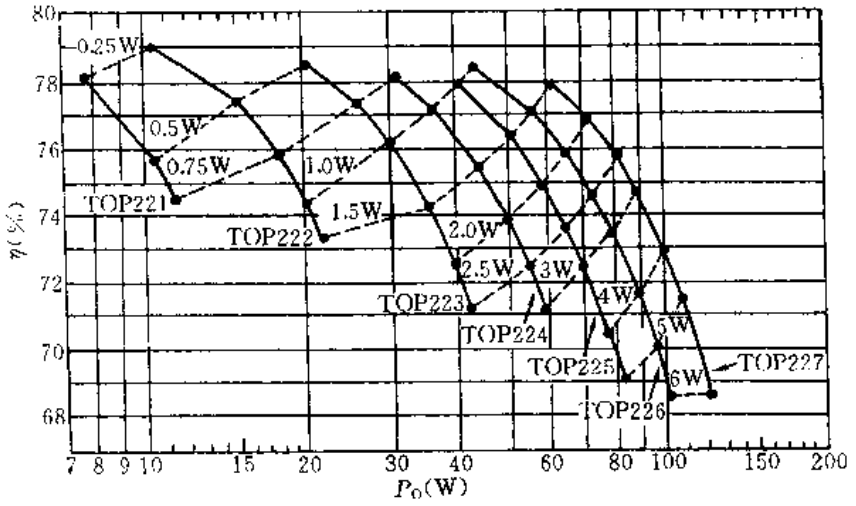


图 8.5.3　固定输入且输出为 5V 时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线($u_{min}=195V$)

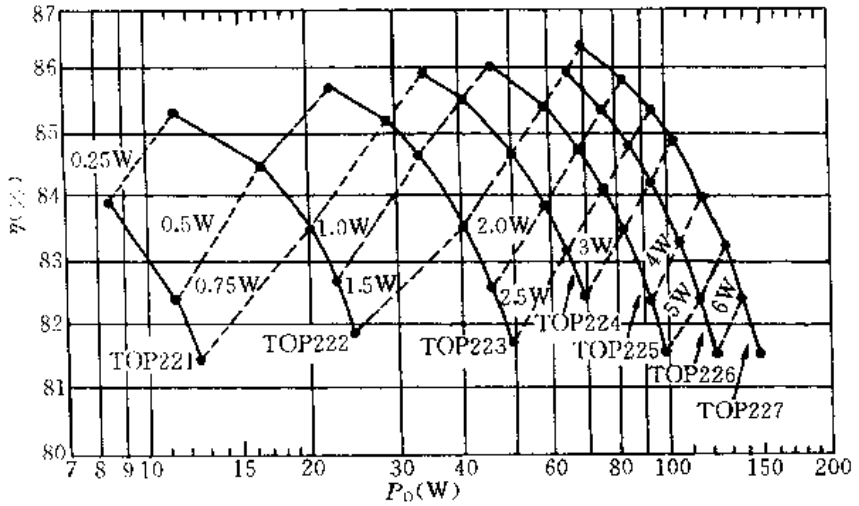


图 8.5.4　固定输入且输出为 12V 时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线($u_{min}=195V$)

当 $u=220V$(即 230V−10V)、$V_O=12V$ 时，必须选图 8.5.4。

(2) 然后在横坐标上找出欲设计的输出功率点(P_O)。

(3) 从输出功率点垂直向上移动,直到选中合适芯片所指的那条实曲线。如不适用,可继续向上查找另一条实曲线。

(4) 再从等值线(虚线)上读出芯片的功耗 P_D。进而还可求出芯片的结温 T_j,以确定散热器的大小。

(5) 最后转入电路设计阶段,包括高频变压器设计、外围元器件参数的选择等。

下面通过 3 个典型设计实例加以说明。

例 1:设计输出为 5V、30W 的通用开关电源

通用开关电源就意味着交流输入电压范围是 85～265V。又因 $V_O=5V$,故必须查图 8.5.1 所示曲线。首先从横坐标上找到 $P_O=30W$ 的输出功率点,然后垂直上移与 TOP224 的实线相交于一点,由纵坐标上查出该点的 $\eta=71.2\%$,最后从经过这点的那条等值线上查得 $P_D=2.5W$。这表明,选择 TOP224 就能输出 30W 功率,并且预期的电源效率为 71.2%,芯片功耗则为 2.5W。

若觉得 $\eta=71.2\%$的效率指标偏低,还可继续往上查找 TOP225 的实线。同理,选择 TOP225 也能输出 30W 功率,而预期的电源效率将提高到 75%,芯片功耗则降至 1.7W。

根据所得到的 P_D 值,进而可完成散热器选择。这是因为在设计之前对所用芯片功耗做出的估计是完全可信的。

例 2:设计交流 230V±35V 固定输入的 12V、30W 开关电源。

根据已知条件从图 8.5.4 中可以查出,TOP223 为最佳选择,此时 $P_O=30W$,$\eta=85.2\%$,$P_D=0.8W$。

例 3:计算 TOPSwitch－Ⅱ的结温

这时讲的结温是指管芯温度 T_j。假定已知从结到器件表面的热阻为 $R_{\theta A}$(它包括了 TOPSwitch－Ⅱ管芯到外壳的热阻 $R_{\theta 1}$和外壳到散热器的热阻 $R_{\theta 2}$)、环境温度为 T_A。从相关曲线图中查出 P_D 值,即可用下式求出芯片的结温:

$$T_j = P_D \cdot R_{\theta A} + T_A \tag{8.5.1}$$

举例说明,TOP225 的设计功耗为 1.7W,$R_{\theta A}=20℃/W$,$T_A=40℃$,代入式(8.5.1)中得到 $T_j=74℃$。设计时必须保证在最高环境温度 T_{AM}之下 $T_j<100℃$,才能使开关电源长期可靠地工作。

8.5.3 根据输出功率比来修正等效输出功率等参数

1. 修正方法

如上所述,P_D 与 η、P_O 的关系曲线均对交流输入电压最小值作了限制。图 8.5.1 和图 8.5.2 规定 $u_{min}=85V$,而图 8.5.3 与图 8.5.4 规定 $u_{min}=195V$(即 230V－35V)。若交流输入电压最小值不符合上述规定,就会直接影响芯片的正确选择。此时须将实际的交流电压最小值 u'_{min}所对应的输出功率 P'_O,折算成 u_{min}为规定值时的等效功率 P_O,才能使用图 8.5.1～图 8.5.4。折算系数亦称输出功率比(P'_O/P_O),用 K 表示。TOPSwitch－Ⅱ在宽范围输入(85～265V)、固定输入(230V±35V)两种情况下,K 与 u'_{min}的特性曲线分别如图 8.5.5、图 8.5.6 中的实线所示。需要说明几点:①图 8.5.5 和图 8.5.6 的额定交流输入电压最小值 u_{min}依次为 85V、195V,图中的横坐标仅标出 u 在低端的电压范围;②当 $u'_{min}>u_{min}$时 $K>1$,即 $P'_O>P_O$,这表明原先选中芯片此时已具有更大的可用功率,必要时可选输出功率略低的芯片。当 $u'_{min}<u_{min}$时 $K<1$,即 $P'_O<P_O$,说明原来选的芯片,此时其可用功率已降低了,视情况亦可选输出功

率略大的芯片。③设初级感应电压为 V_{OR}，其典型值为 135V。但在 $u'_{min}<85V$ 时，受 TOPSwitch－Ⅱ调节占空比能力的限制，V_{OR}会按线性规律降低到 V'_{OR}。此时折算系数 $K=V'_{OR}/V_{OR}<1$。图 8.5.5 和图 8.5.6 中的粗虚线即表示 V'_{OR}/V_{OR}与 u'_{min}的特性曲线，利用它可修正初级感应电压值。

现将对输出功率进行修正的工作程序归纳如下：

(1) 首先从图 8.5.5、图 8.5.6 中选择适用的特性曲线，然后根据已知的 u'_{min}值查出折算系数 K。

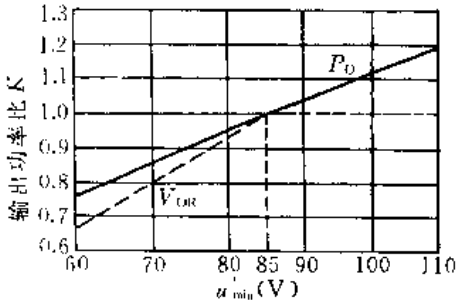


图 8.5.5 宽范围输入时 K 与 u'_{min}的关系

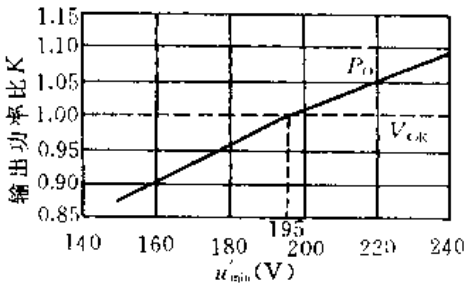


图 8.5.6 固定输入时 K 与 u'_{min}的关系

(2) 将 P'_O 折算成 u_{min}为规定值时的等效功率 P_O，有公式

$$P_O = P'_O/K \tag{8.5.2}$$

(3) 最后从图 8.5.1～图 8.5.4 中选取适用的关系曲线，并根据 P_O 值查出合适的芯片型号以及 η、P_D 参数值。

下面通过一个典型实例来说明修正方法。

例 4：设计 12V、35W 的通用开关电源

已知 $u_{min}=85V$，假定 $u'_{min}=90\%\times115V=103.5V$。从图 8.5.5 中查出 $K=1.15$。将 $P'_O=35W$，$K=1.15$ 一并代入式(8.5.2)中，计算出 $P_O=30.4W$。再根据 P_O 值，从图 8.5.2 上查出最佳选择应是 TOP224 型芯片，此时 $\eta=81.6\%$，$P_D=2W$。

若选 TOP223，则 η 降至 73.5%，P_D 增加到 5W，显然不合适。倘若选 TOP225 型，就会造成资源浪费，因为它比 TOP224 的价格要高一些，且适合输出 40～60W 的更大功率。

2. 相关参数的修正及选择

(1) 修正初级电感量

使用 TOPSwitch－Ⅱ系列设计开关电源时，高频变压器以及相关元件参数的典型值见表 8.5.1。这些数值可作为初始值供开始设计时参考，允许实际值不等于初始值。当 $u'_{min}<u_{min}$时，由于电源效率及功率损耗均发生了变化，因此还需要对初级电感量 L_P 进行修正。有公式

$$L'_P = KL_P \tag{8.5.3}$$

例如查表 8.5.1 可知，使用 TOP224 时 $L_P=1475\mu H$。当 $K=1.15$ 时，$L'_P=1.15\times1475=1696\mu H$。

(2) 对其他参数的影响

当 u_{min}的规定值发生改变时，TOPSwitch－Ⅱ的占空比亦随之改变，进而影响光耦合器中的 LED 工作电流 I_F、光敏三极管发射极电流 I_E 也产生变化。此时应根据表 8.5.2 对 I_F、I_E 重新进行调整。

表 8.5.1 高频变压器及相关元件参数

参　数	TOP221	TOP222	TOP223	TOP224	TOP225	TOP226	TOP227
高频变压器初级电感最大值 $L_P(\mu H)$	8650	4400	2200	1475	1100	880	740
高频变压器初级泄漏电感 $L_{P0}(\mu H)$	175	90	45	30	22	18	15
次级开路时高频变压器的谐振频率 f_0(kHz)	400	450	500	550	600	650	700
初级绕组直流电阻 $R_P(m\Omega)$	5000	1800	650	350	250	175	140
次级绕组直流电阻 $R_S(m\Omega)$	20	12	7	5	4	3.5	3
输出滤波电感的直流电阻 $R_{L_1}(m\Omega)$	40	32	25	20	16	13	10
共模扼流圈的直流电阻 $R_{L_2}(m\Omega)$	400	370	333	300	267	233	200

表 8.5.2 光耦合器参数随 u_{min} 的变化

交流输入电压最小值 u_{min}(V)	85	195
LED 的工作电流 I_F(mA)	3.5	5.0
光敏三极管的发射极电流 I_E(mA)	3.5	5.0

TOPSwitch－Ⅱ独立于 u、P_O 的电源参数值见表 8.5.3。这些参数一般不受 u_{min} 变化的影响。

表 8.5.3 独立于 u、P_O 的电源参数值

独立参数	典型值
开关频率 f(kHz)	100
漏极保护电路的钳位电压 V_B(V)	200
输出级肖特基整流二极管的正向压降 V_{F1}(V)	0.4
初始偏置电压 V_{FB}(V)	16

(3) 输入滤波电容的选择

输入滤波电容 C_1 的容量与电源效率、输出功率密切相关。对于宽范围输入的开关电源，C_1 的容量取 μF 作单位时，可按 3μF/W 的比例系数来选取。例如，当 P_O=30W 时，C_1=(3μF/W)×30W=90μF，以此类推。在固定输入时，比例系数变成 1μF/W，上例中的 C_1 就变成 30μF。在设计开关电源时还需注意 C_1 的容量误差要尽量小，以免影响开关电源的性能。当 C_1 的容量太小时，会降低 TOPSwitch－Ⅱ的可用功率。上例中，若将固定输入时的 C_1 容量由 30μF 改成 20μF，则输出功率会降低 15%；当 C_1<20μF 时，会使可用功率降低得更为显著。

此外，C_1 的容量大小还决定着直流高压 V_1 的数值。图 8.5.1 与图 8.5.2 实际上是在 V_1=105V 情况下绘制的，而图 8.5.3 和图 8.5.4 是在 V_1=265V 情况下获得的。这充分反映了 C_1 对 V_1 的影响。

8.5.4 注意事项

(1) 用 TOPSwitch－Ⅱ构成开关电源时，大部分功耗是由芯片、漏极钳位保护电路、高频变压器和输出整流管所造成的。至于整流桥、输出滤波电感 L_1、共模扼流圈 L_2、光耦合器上的

损耗，要低得多。

(2) 测量开关电源的输入功率时，应使用专门为测量高尖峰电流波形平均输入功率的电子瓦特表；而不能简单地去测量交流输入电压 u 和输入电流 i 的有效值，再相乘后得到输入功率。这是因为后者仅代表伏安数(VA)，并非输入功率 P_I 的瓦特数(W)。

(3) 调试开关电源时，亦可将直流输入电流加至控制端，代替控制端电流 I_C，以防止干扰电压对占空比的影响。控制端电压不得超过 15V。

(4) 测量高频变压器的泄漏电感时，还应考虑外部电路的电感，因后者可使等效泄漏电感增加 30%、甚至更高。

(5) 测量 TOPSwitch－Ⅱ的实际开关频率时，应考虑元件存在离散性，会使开关频率偏离典型值，但须在允许范围之内(100kHz±10kHz)。

(6) 确定漏极钳位电压。瞬态电压抑制器(TVS)的钳位电压 V_B 要足够高，目的是仅对漏感产生的尖峰电压进行钳位，而不影响初级与次级之间正常的能量转换。通常选 $V_B \approx 1.5V_{OR}$。对于 TOPSwitch－Ⅱ系列，因 $V_{OR}=135V$(典型值)，$V_B=202.5V$，故选择 200V 的 TVS 即可。但需注意，有的开关电源所选 TVS 的钳位电压可能高于 200V。

(7) 如果设计的标称输出电压值 $V_O \neq 5V$(或 $V_O \neq 12V$)，但相差不大，例如 $V_O=6V$(或 15V)时，在利用图 8.5.1～图 8.5.4 的关系曲线确定参数后，还需适当调整高频变压器的匝数比，使 V_O 等于设计值。

若设计值相差过大，例如 $V_O=9V$ 或 24V，则上述关系曲线不再适用。

8.6 利用计算机设计三端单片开关电源的程序流程图

设计高性价比的开关电源，所涉及的知识面很广。设计人员不仅要掌握 TOPSwitch(含 TOPSwitch－Ⅱ，下同)系列单片开关电源的工作原理与应用电路，还必须了解有关通用及特种半导体器件、模拟与数字电路、电磁特性、电磁兼容性、热力学等方面的知识。按照传统方法，开关电源要全部靠人工设计，不仅工作量大、效率低，而且因设计时的变量多，难于准确估算，使得设计结果与实际情况相差较大，还需多次反复修正。三端单片开关电源的问世，使开关电源设计能实现标准化与规范化。而利用计算机来设计开关电源，还能充分发挥高科技的优势，极大地减轻设计人员的工作量并可实现最优化设计。

开关电源的优化设计方案是由三部分组成的：①一组完整的程序流程图；②一套简化实用的设计程序；③一份正确的“电子数据表格”。表中的信息包括输入数据(已知条件)和能够保留的中间变量。全部计算过程就是由计算机进行数据处理。设计完毕时，电子数据表格也就自动生成了。上述过程可用程序流程图形象地表示出来。

由 TOPSwitch 构成开关电源的基本电路如图 8.6.1 所示。下面就以该电路为例，介绍用计算机设计开关电源时的全部程序流程图，详见图 8.6.2～图 8.6.4。现将整个设计过程分成 4 个阶段，共 35 个步骤(详见 8.7 节)：

(1) 步骤 1～步骤 2：确定总体设计方案，选择反馈电路类型。

(2) 步骤 3～步骤 11：选择 TOPSwitch 芯片。为降低成本，要求芯片既能满足输出功率的指标，又不留出过多余量。

(3) 步骤 12～步骤 24：设计高频变压器。它应符合设计要求且外形尺寸为最小。

(4) 步骤 25～步骤 35：选择外围电路中的关键元器件。

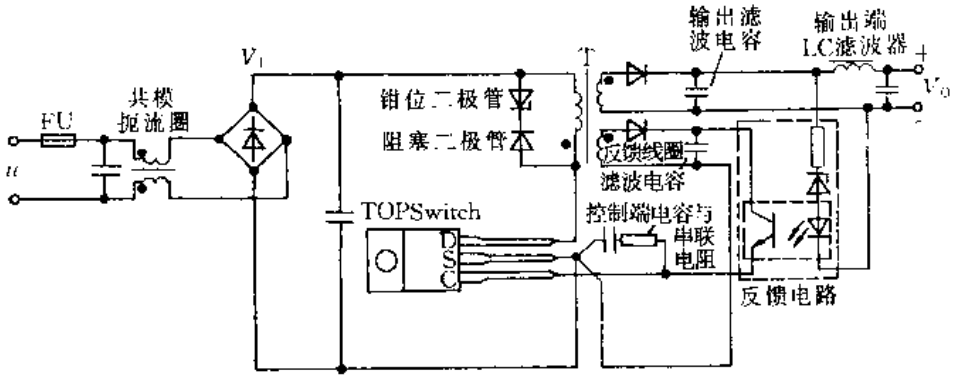


图 8.6.1　开关电源的基本电路

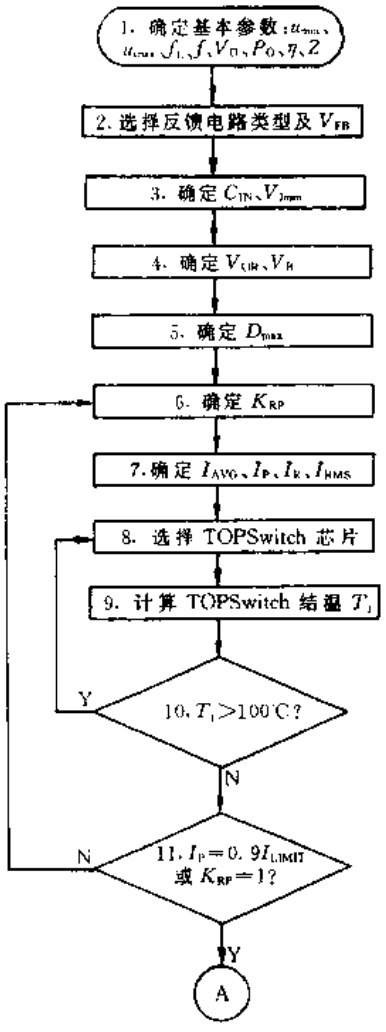


图 8.6.2　设计步骤
1～11 的程序流程图

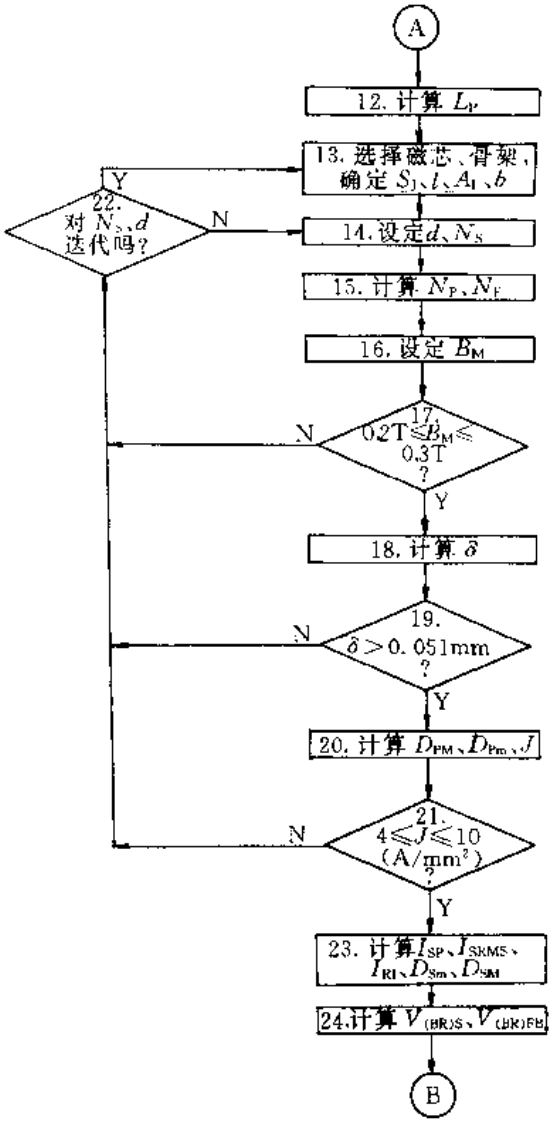


图 8.6.3　设计步骤
12～24 的程序流程图

利用计算机全部完成上述设计任务，大约仅需 10 分钟时间。

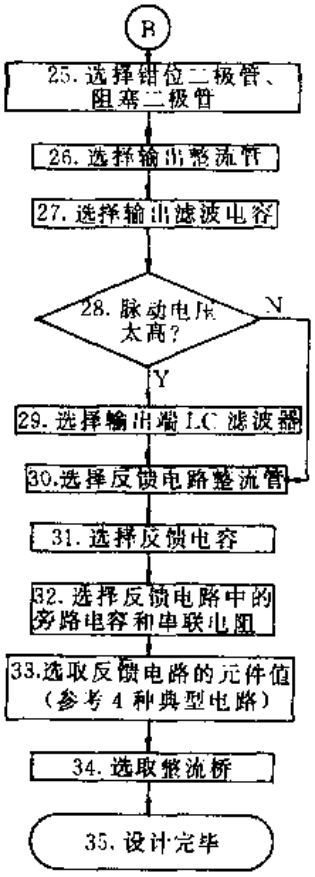


图 8.6.4　设计步骤 25～35 的程序流程图

8.7　利用计算机设计三端单片开关电源的方法与步骤

本设计过程采用的是将在 8.9 节中介绍的电子数据表格。它包含着设计 TOPSwitch 反激式开关电源所必需的全部重要公式，并能自动完成计算（数据处理）工作，使设计人员从冗繁、需多次迭代的计算工作中真正解脱出来。

电子数据表格共分 6 列，A 列代表输入和输出的参数。B 列中是用户输入的数据。C 列为设计过程中需要保留的数据，这些数据可作为中间变量，在前、后步骤中被交叉使用。D 列为计算结果。E 列中给出的是单位。F 列是参数说明。

利用计算机设计三端单片开关电源的程序，可分成 35 个步骤进行。下文中右端用黑体字标注的(**B3**)、(**D41**)等符号，均指同一行文字中所介绍的参数、数据在电子数据表格中单元格的位置（参见表 8.9）。例如(**B3**)代表 B 列、第三行的数据；(**D41**)表示 D 列、第 41 行的数据，余者类推。

下面对 35 个设计步骤作详细阐述。

[步骤 1]确定开关电源的基本参数

①交流输入电压最小值 u_{min}（见表 8.7.1）　(**B3**)

②交流输入电压最大值 u_{max}（见表 8.7.1）　(**B4**)

③电网频率 f_L：50Hz 或 60Hz　(**B5**)

④开关频率 f：100kHz　(**B6**)

⑤输出电压 V_O(V):(已知) **(B7)**

表 8.7.1 根据交流输入电压范围确定 u_{min}、u_{max}值

交流输入电压 u(V)	u_{min}(V)	u_{max}(V)
固定输入:100/115	85	132
通用输入:85～265	85	265
固定输入:230±35	195	265

⑥输出功率 P_O(W):(已知) **(B8)**

⑦电源效率 η:一般取 80%,除非有更好的数据可用。 **(B9)**

⑧损耗分配系数 Z:Z 代表次级损耗与总功耗的比值。在极端情况下,$Z=0$ 表示全部损耗发生在初级,$Z=1$ 则表示全部损耗发生在次级。若无更合适的数据,一般取 $Z=0.5$。 **(B10)**

[步骤 2]根据输出要求,选择反馈电路的类型以及反馈电压 V_{FB}

详见表 8.7.2。表中还给出可供选择的 4 种反馈电路的具体图号。

从 4 种反馈电路中选择一种合适的电路,并确定反馈电压 V_{FB}值。 **(B11)**

[步骤 3]根据 u、P_O 值来确定输入滤波电容 C_{IN}、直流输入电压最小值 V_{Imin}

表 8.7.2 反馈电路的类型及 V_{FB}的参数值

反馈电路类型	V_{FB} (V)	V_O 的准确度 (%)	S_V (%)	S_I (%)	可供参考的电路图
基本反馈电路	5.7	±10	±1.5	±5	图 6.3.1
改进型基本反馈电路	27.7	±5	±1.5	±2.5	图 6.3.3
配稳压管的光耦反馈电路	12	±5	±0.5	±1	图 6.4.1
配 TL431 的光耦反馈电路	12	±1	±0.2	±0.2	图 6.5.1

①令整流桥的响应时间 $t_c=3$ms。 **(B12)**

②根据 u,从表 8.7.3 中查出 C_{IN}值。 **(B13)**

③得到 V_{Imin}值。 **(D33)**

表 8.7.3 确定 C_{IN}、V_{Imin}值

u(V)	P_O(W)	比例系数(μF/W)	C_{IN}(μF)	V_{Imin}(V)
固定输入:100/115	已知	2～3	(2～3)·P_O 值	≥90
通用输入:85～265	已知	2～3	(2～3)·P_O 值	≥90
固定输入:230±35	已知	1	P_O 值	≥240

[步骤 4]根据 u,确定 V_{OR}、V_B 值

①根据 u 从表 8.7.4 中查出 V_{OR}、V_B 值。 **(B16)**

表 8.7.4 确定 V_{OR}、V_B 值

u(V)	初级感应电压 V_{OR}(V)	钳位二极管反向击穿电压 V_B(V)
固定输入:100/115	60	90
通用输入:85～265	135	200
固定输入:230±35	135	200

②在第 25 步骤将用到 V_B 值来选择瞬态电压抑制器(TVS)。

③当 TOPSwitch 关断且次级电路处于导通状态时,次级电压会感应到初级上。感应电压 V_{OR}就与 V_I 相叠加后,加至内部功率开关管(MOSFET)的漏极上。与此同时,初级漏感也释放能量,并在漏极上产生尖峰电压 V_L。由于上述不利情况同时出现,极易损坏芯片,因此须给初级增加钳位保护电路。利用 TVS 器件来吸收尖峰电压的瞬间能量,使上述三种电压之和($V_I+V_{OR}+V_L$)低于 MOSFET 的漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS}$值(此值与 TOPSwitch 型号有关,为 700V 或 350V)。

[步骤 5]根据 V_{Imin}和 V_{OR}来确定最大占空比 D_{max}

D_{max}的计算公式为

$$D_{max}=\frac{V_{OR}}{V_{OR}+V_{Imin}-V_{DS(ON)}}\cdot 100\% \tag{8.7.1}$$

①设定 MOSFET 的漏-源导通电压 $V_{DS(ON)}$。 **(B17)**

②应在 $u=u_{min}$时确定 D_{max}值。 **(D37)**

若将 $V_{OR}=135V$、$V_{Imin}=90V$、$V_{DS(ON)}=10V$ 一并代入式(8.7.1)中,即可求出 $D_{max}=64.3\%$,这与典型值 67%已很接近。D_{max}值随 u 的升高而减小,例如当 $u=u_{max}=265V$ 时,D_{max}就减至 34.6%。

[步骤 6]确定初级纹波电流 I_R 与初级峰值电流 I_P 的比值 K_{RP}

定义比例系数

$$K_{RP}=I_R/I_P \tag{8.7.2}$$

①当 u 确定之后,K_{RP}有一取值范围。在 110V/115V 或宽范围电压输入时,可选 $K_{RP}=0.4$,当 230V 输入时,取 $K_{RP}=0.6$。

表 8.7.5 根据 u 来确定 K_{RP}

u(V)	K_{RP}	
	最小值(连续模式)	最大值(不连续模式)
固定输入:100/115	0.4	1.0
通用输入:85~265	0.4	1.0
固定输入:230±35	0.6	1.0

②在整个迭代过程中,可适当增大 K_{RP}值,但不得超过表 8.7.5 中规定的最大值。

[步骤 7]确定初级波形的参数

计算下列参数(电流单位均取 A):

①输入电流的平均值 I_{AVG} **(D38)**

$$I_{AVG}=\frac{P_O}{\eta V_{Imin}} \tag{8.7.3}$$

②初级峰值电流 I_P **(D39)**

$$I_P=\frac{I_{AVG}}{(1-0.5K_{RP})\cdot D_{max}} \tag{8.7.4}$$

③初级脉动电流 I_R[式(8.7.2)] **(D40)**

④初级有效值电流 I_{RMS} **(D41)**

$$I_{RMS} = I_P \cdot \sqrt{D_{max}\left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1\right)} \tag{8.7.5}$$

[步骤 8]根据电子数据表格和所需 I_P 值，选择 TOPSwitch 芯片

①电子数据表格详见表 8.9。

②考虑到电流热效应会使在 25℃下定义的极限电流值降低约 10%，所选芯片的极限电流最小值 $I_{LIMIT(min)}$ 应满足下述条件：

$$0.9I_{LIMIT(min)} \geqslant I_P \tag{8.7.6}$$

③若芯片散热不良，可选功率稍大些的芯片。

[步骤 9 和步骤 10]计算芯片的结温 T_j

①按下式计算结温：

$$T_j = [I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(ON)} + \frac{1}{2}C_{XT} \cdot (V_{Imax} + V_{OR})^2 f] \cdot R_{\theta A} + 25℃ \tag{8.7.7}$$

式中，C_{XT} 是漏极电路结点的等效电容，即高频变压器初级绕组的分布电容。公式中括号内第二项 $\frac{1}{2}C_{XT} \cdot (V_{Imax}+V_{OR})^2 f$，代表当交流输入电压较高时，由于 C_{XT} 在每个开关周期开始时泄放电荷而引起的开关损耗，可用 P_{CXT} 来表示。

②计算过程中若发现 T_j>100℃，应选择功率较大的 TOPSwitch 芯片。

[步骤 11]验算 I_P

公式为

$$I_P = 0.9I_{LIMIT(min)} \tag{8.7.8}$$

①输入新的 K_{RP} 值且从最小值开始迭代，直到 K_{RP}=1.0。 **(B20)**

②检查 I_P 值是否符合要求。 **(D39)**

③迭代 K_{RP}=1.0 或 I_P=0.9$I_{LIMIT(min)}$

[步骤 12]计算高频变压器的初级电感量 L_P **(D44)**

有关高频变压器的计算公式详见 8.10 节(下同)。

[步骤 13]选择高频变压器所使用的磁芯和骨架，并从产品目录中查出下列参数：

①磁芯有效横截面积 S_J(cm²)，即有效磁通面积。 **(B24)**

②磁芯的有效磁路长度 l(cm)。 **(B25)**

③磁芯在不留间隙时与匝数相关的等效电感 A_L(μH/匝²) **(B26)**

④骨架宽度 b(mm)。 **(B27)**

国产 E 型磁芯的尺寸规格、磁芯型号与输出功率的关系详见 10.11 节。在同样情况下，采用三重绝缘线来代替普通漆包线，可减小磁芯尺寸，提高绝缘性，各绕组之间也不需要加绝缘层。

[步骤 14]为初级层数 d 和次级绕组匝数 N_S 赋值，并进行计算

①开始时取 d=2(在整个迭代过程中应使 1.0≤d≤2.0)。 **(B29)**

②开始时取 N_S=1(100V/115V 交流输入)，或 N_S=0.6(230V 或宽范围交流电压输入)。 **(B30)**

③在使用公式计算时可能需要迭代。

[步骤 15]计算初级绕组匝数 N_P 和反馈绕组匝数 N_F

首先令硅 PN 结二极管的正向压降为 0.7V，肖特基二极管为 0.4V。

①设定输出整流管的正向压降 V_{F1}。 **(B18)**

②设定反馈电路整流管的正向压降 V_{F2}。 **(B19)**

③计算 N_P。 **(D45)**

④计算 N_F。 **(D46)**

[步骤 16～步骤 22]设定最大磁通密度 B_M、初级绕组的电流密度 J、磁芯的气隙宽度 δ，进行迭代，一直到满足给定范围(必要时可改变初级层数 d 及 N_S 值或更换磁芯、骨架)

①设置安全边距 M，在 230V 交流输入或宽范围输入时取 $M=3$mm，在 110V/115V 交流输入时 $M=1.5$mm。使用三重绝缘线时 $M=0$。 **(B28)**

②最大磁通密度 $B_M=0.2\sim0.3$T。 **(D48)**

③磁芯气隙宽度 $\delta\geqslant0.051$mm。 **(D51)**

④初级绕组的电流密度 $J=(4\sim10)$A/mm^2。 **(D58)**

⑤按照表 8.7.6 所示，通过改变 d、N_S、磁芯尺寸，来调整 B_M、δ、J 值，使之符合要求。

表 8.7.6 参数调整

		B_M(T)	δ(mm)	J(A/mm^2)	备 注
层数 d	↑	——	——	↑	(B29)
次级匝数 N_S	↑	↓	↑	↓	(B30)
磁芯尺寸	↑	↓	↑	↑	(B24～B27)

⑥确定初级导线最小直径(裸线)D_{Pm}(mm)。 **(D55)**

⑦确定初级导线最大外径(带绝缘层)D_{PM}(mm)。 **(D53)**

国内外漆包线的规格详见 10.12 节。我国采用公制线规，国外线规主要有美制线规(AWG)、英制线规(SWG)。

[步骤 23]确定次级参数 I_{SP}、I_{SRMS}、I_{RI}、D_{Sm}、D_{SM}

①次级峰值电流 I_{SP}(A) **(D61)**

$$I_{SP}=I_P\cdot\frac{N_P}{N_S} \tag{8.7.9}$$

②次级有效值电流 I_{SRMS}(A) **(D62)**

$$I_{SRMS}=I_{SP}\cdot\sqrt{(1-D_{max})\cdot\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right)} \tag{8.7.10}$$

③输出滤波电容上的纹波电流 I_{RI}(A) **(D64)**

$$I_{RI}=\sqrt{I_{SRMS}^2-I_O^2} \tag{8.7.11}$$

④次级导线最小直径(裸线)D_{Sm}(mm) **(D68)**

$$D_{Sm}=1.13\sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}} \tag{8.7.12}$$

⑤次级导线最大外径(带绝缘层)D_{SM}(mm) **(D69)**

$$D_{SM}=\frac{b-2M}{N_S} \tag{8.7.13}$$

[步骤 24]确定 $V_{(BR)S}$、$V_{(BR)FB}$

①次级整流管最大反向峰值电压 $V_{(BR)S}$ **(D74)**

$$V_{(BR)S} = V_O + V_{(Imax)} \cdot N_S/N_P \tag{8.7.14}$$

②反馈级整流管最大反向峰值电压 $V_{(BR)FB}$ **(D75)**

$$V_{(BR)FB} = V_{FB} + V_{fmax} \cdot N_F/N_P \tag{8.7.15}$$

[步骤 25]选择钳位二极管和阻塞二极管

参见表 8.7.7。对于低功率的 TOP200、TOP201、TOP210 型单片开关电源，可选 V_B=180V 的瞬态电压抑制器。有关瞬态电压抑制器(TVS)和超快恢复二极管(SRD)的工作原理、选取原则和产品型号，参见 10.3 节和 10.4 节。

表 8.7.7 选择钳位二极管与阻塞二极管

u(V)	钳位电压 V_B(V)	钳位二极管(TVS)	阻塞二极管(SRD)
100/115	90	P6KE91(91V/5W)	BYV26B(400V/1A)
85～265	200	P6KE200(200V/5W)	BYV26C(600V/1A)
230±35	200	P6KE200	BYV26C

[步骤 26]选择输出整流管(参见 10.4 节、10.5 节)

[步骤 27]利用第 23 步得到的 I_{RI}，选择输出滤波电容 C_{OUT}

①滤波电容 C_{OUT}在 105 C、100kHz 时的纹波电流(Ripple Current)应≥I_{RI}。

②要选择等效串联电阻很低的电解电容器。等效串联电阻的英文缩写为 ESR(Equivalent Series Resistance)，符号为 r_0。它表示在电容器的等效电路中，与之相串联的代表电容器损耗的等效电阻，简称串联损耗电阻。输出的纹波电压 V_{RI}由下式确定：

$$V_{RI} = I_{SP} \cdot r_0 \tag{8.7.16}$$

式中的 I_{SP}由步骤 23 得到。

③为减小大电流输出时的纹波电流 I_{RI}，可将几只滤波电容并联使用，以降低电容的 r_0 值和等效电感 L_0。

④C_{OUT}的容量与最大输出电流 I_{OM}有关。例如，当 V_O=5～24V、I_{OM}=1A 时，C_{OUT}取 330μF/35V；I_{OM}=2A 时，C_{OUT}应取 1000μF/35V。

[步骤 28～步骤 29]当输出端的纹波电压超过规定值时，应再增加一级 LC 滤波器

①滤波电感 L=2.2～4.7μH。当 I_{OM}<1A 时可采用由非晶合金磁性材料制成的磁珠；大电流时应选用磁环绕制而成的扼流圈。

②为减小 L 上的压降，宜选较大些的滤波电感或增大线径。通常可取 L=3.3μH。

③滤波电容 C 取 120μF/35V，要求其 r_0 很小。

[步骤 30]选择反馈电路中的整流管，见表 8.7.8。表中的 V_{RM}为整流管最高反向工作电压，$V_{(BR)FB}$是从步骤 24 得到的，要求

表 8.7.8 选择反馈电路中的整流管

整流管类型	整流管型号	V_{RM}(V)	生产厂家
玻封高速开关硅二极管	1N4148	75	国产
超快恢复二极管	BAV21	200	Philips 公司
	UF4003	200	GI 公司

$$V_{RM} \geqslant 1.25V_{(BR)FB} \tag{8.7.17}$$

[步骤 31]选择反馈滤波电容

反馈滤波电容应取 0.1μF/50V 陶瓷电容器。

[步骤 32]选择控制端电容及串联电阻

控制端电容一般取 47μF/10V，普通电解电容器即可。与之相串联的电阻可选 6.2Ω、1/4W，在不连续模式下可省掉此电阻。

[步骤 33]按从表 8.7.2 选定的那种反馈电路，选取元件值。

[步骤 34]选择输入整流桥

①整流桥的反向击穿电压 V_{BR} 应满足下式要求：

$$V_{BR} \geqslant 1.25\sqrt{2}u_{max} \tag{8.7.18}$$

式中的 u_{max} 值可从步骤 1 得到。

举例说明，当交流输入电压范围是 85～132V 时，$u_{max}=132V$，由式(8.7.18)算出 $V_{BR}=233.3V$，可选耐压 400V 的成品整流桥。对于宽范围输入交流电压，$u_{max}=265V$，同理求得 $V_{BR}=468.4V$，应选耐压 600V 的成品整流桥。需要指出，假如用 4 只硅整流管来构成整流桥，整流管的耐压值还应进一步提高。譬如可选 1N4007(1A/1000V)、1N5408(3A/1000V)型塑封整流管。这是因为此类管子的价格低廉，且按照耐压值"宁高勿低"的原则，能提高整流桥的安全性与可靠性。

②设输入有效值电流为 I_{RMS}，整流桥额定的有效值电流为 I_{BR}，应当使 $I_{BR}\geqslant 2I_{RMS}$。计算 I_{RMS} 的公式如下：

$$I_{RMS}=\frac{P_O}{\eta u_{min}\cos\varphi} \tag{8.7.19}$$

式中，$\cos\varphi$ 为开关电源的功率因数，一般为 0.5～0.7。若无更可信的数据，可选 $\cos\varphi=0.5$。

[步骤 35]设计完毕

最后需要说明几点：

第一，有关光耦合器的产品型号及选取原则见 10.7 节。

第二，为防止高频变压器产生磁饱和现象，在将两个 E 型磁芯对接时，二者之间总共需留出大约 0.2～0.4mm 的间隙，空气隙处可垫绝缘纸(如青壳纸)。

第三，欧美国家常用"圆密耳"(Circular Mil)作为导线横截面积的单位，并以"圆密耳/A"表示导线容量 C_A 的单位。因 1 密耳=0.001 英寸=0.0254mm，故 1 圆密耳=$\pi\times0.0254mm^2/4=5.06\times10^{-4}mm^2$，即 $1mm^2=1980$ 圆密耳。

在国际单位制中，则以电流密度 J(单位是 A/mm^2)来表示导线在每平方毫米面积上所允许的电流值。电流密度 J 与电流容量 C_A 的换算公式为

$$J=\frac{1980}{C_A} \tag{8.7.20}$$

举例说明，若已知导线的电流容量 $C_A=400$ 圆密耳/A，则其电流密度 $J=1980/400\approx5A/mm^2$，以此类推。

8.8 三端单片开关电源设计方法与步骤的说明

上一节对三端单片开关电源的设计方法和步骤已作过介绍，下面再对其中一些设计要点加以说明。有关高频变压器的设计(对应于 8.7 节中的步骤 12～步骤 22)，将在 8.10 节作专门

论述。

1. 电源效率的选定

步骤 1 中提到的电源效率是指开关电源输出功率与输入功率(即总功率)的百分比。需要指出,单片开关电源的效率(η)随输出电压(V_O)的升高而增加。因此,在低压输出时($V_O=5V$ 或 3.3V),η 值可取 75%;高压输出时($V_O\geqslant12V$),η 可取 85%。在中等电压输出时($5V<V_O<12V$),可选 80%。步骤 1 中取 80%,就是指后一种情况。但这只是 η 的期望值,能否达到还取决于电路设计、安装调试等多种因素。

因电源效率 $\eta=P_O/P_I$,故开关电源的总功耗

$$P_D=P_I-P_O=\frac{P_O}{\eta}-P_O=P_O\cdot\frac{1-\eta}{\eta} \tag{8.8.1}$$

P_D 中包括次级电路功耗和初级电路功耗。重要的是应知道初、次级功耗是如何分配的。损耗分配系数(Z)即反映出这种关系。设初级功耗为 P_P,次级功耗为 P_S,则 $P_P+P_S=P_D$,$Z=P_S/P_D$,而 $1-Z=P_P/P_D$。需要注意的是,次级功耗与高频变压器传输功率的大小有关,而初级钳位二极管的功耗应归入次级功耗之中。这是因为输入功率在漏极电压被钳位之前,已被高频变压器传输到次级的缘故。钳位二极管仅对尖峰电压 V_L 进行钳位,而 V_{OR} 才与被传输能量有关。

2. 如何计算输入滤波电容的准确值

步骤 3 中给出了选取输入滤波电容 C_{IN} 容量的原则和允许范围。C_{IN} 是开关电源的一个重要参数。C_{IN} 值选得过低,会使 V_{Imin} 值大大降低,而输入脉动电压 V_R 却升高。但 C_{IN} 值取得过高,会增加电容器成本,而且对于提高 V_{Imin} 值和降低脉动电流的效果并不明显。下面介绍计算 C_{IN} 准确值的方法。

交流电压 u 经过桥式整流和 C_{IN} 滤波,在 $u=u_{min}$ 情况下的输入电压波形如图 8.8.1 所示。该图是在 $P_O=P_{OM}$、$f_L=50Hz$(或 60Hz)、整流桥的响应时间 $t_c=3ms$、$\eta=80\%$ 的情况下绘出的。由图可见,在直流高压 V_{Imin} 上还要叠加上一个幅度为 V_R 的初级脉动电压,这是 C_{IN} 在充、放电过程中形成的。

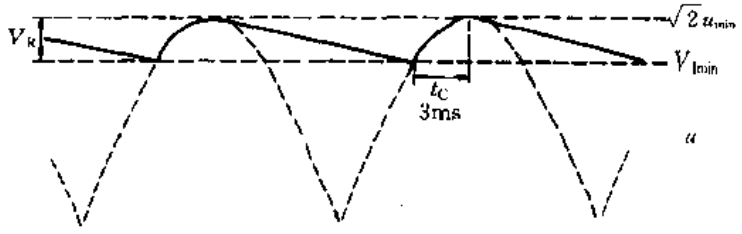


图 8.8.1 交流电压为最小值时输入电压波形

欲获得 C_{IN} 的准确值,可按下式进行计算:

$$V_{Imin}=\sqrt{2u_{min}^2-\frac{2P_O\left(\frac{1}{2f_L}-t_c\right)}{\eta C_{IN}}} \tag{8.8.2}$$

从中解出

$$C_{IN}=\frac{2P_O\left(\frac{1}{2f_L}-t_c\right)}{\eta(2u_{min}^2-V_{Imin}^2)} \tag{8.8.3}$$

举例说明,在宽范围电压输入时,$u_{min}=85V$。取 $V_{Imin}=90V$,$f_L=50Hz$,$t_c=3ms$,假定 $P_O=30W$,$\eta=80\%$。一并代入式(8.8.3)中求出 $C_{IN}=84.2\mu F$,比例系数 $C_{IN}/P_O=84.2\mu F/30W=$

2.8μF/W，这恰好在表 8.7.3 给定的(2～3)μF/W 允许范围之内。

3. 初级各电压参数的电位分布情况

下面详细介绍输入直流电压的最大值 V_{Imax}、初级感应电压 V_{OR}、钳位电压 V_B 与 V_{BM}、最大漏极电压 V_{Dmax}、漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS}$这 6 个电压参数的电位分布情况，使读者能有一个定量的概念。

对于 TOP100 系列单片开关电源，其功率开关管的漏-源击穿电压 $V_{(BR)DS}\geqslant 350V$，现取下限值 $V_{(BR)DS}=350V$。其感应电压 $V_{OR}=60V$。本来初级钳位二极管的钳位电压 V_B 只需取 60V，即可将叠加在 V_{OR}上由漏感而造成的尖峰电压吸收掉，实际却不然。手册中给出 V_B 参数值仅表示工作在常温、小电流情况下的数值。实际上钳位二极管(即瞬态电压抑制器 TVS)还具有正向温度系数，它在高温、大电流条件下的钳位电压 V_{BM}要远高于 V_B。实验表明，二者存在下述关系：

$$V_{BM}\approx 1.4V_B \tag{8.8.4}$$

这表明 V_{BM}大约比 V_B 高 40%。此外，为了防止钳位二极管对初级感应电压 V_{OR}也起到钳位作用，所选用的 TVS 钳位电压应按下式计算：

$$V_B=1.5V_{OR} \tag{8.8.5}$$

表 8.7.4 中所给出的 V_B 值即是这样计算出来的。此外，还须考虑与钳位二极管相串联的阻塞二极管 VD_1 的影响。VD_1 一般用超快恢复二极管(SRD)，其特征是反向恢复时间(t_{rr})很短。但是 VD_1 在从反向截止到正向导通过程中还存在着正向恢复时间(t_{fr})，还须留出 20V 的电压余量。正向恢复时间定义为：给二极管施加一个正向瞬态电压，使之从电流为零的反向电压偏置状态转入正向电压偏置状态，直到管子的正向压降恢复到规定值所需要的时间间隔。设二极管正向压降的典型值为 V_F，这里讲的规定值即为 $1.1V_F$。正向恢复时间的电压波形如图 8.8.2 所示。由图可见，当给二极管加上正向瞬态电压时，管子由截止状态转变成导通状态的过程如下：管子的正向电压首先要从零上升到 $0.1V_F$，然后达到峰值电压 V_{FM}，再下降到 $1.1V_F$。规定从 $0.1V_F$ 恢复到 $1.1V_F$ 所需时间，即为正向恢复时间。需要注意，正向恢复时间(t_{fr})和反向恢复时间(t_{rr})属于两个性质不同的特征参数。

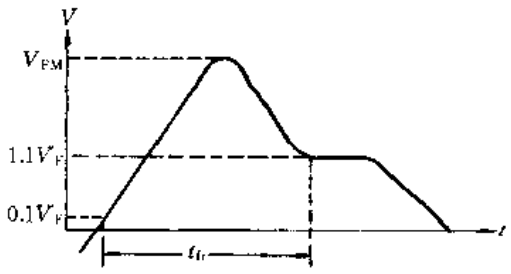


图 8.8.2　正向恢复时间的电压波形

考虑上述因素之后，TOPSwitch 的最大漏-源极电压的经验公式应为：

$$V_{Dmax}=V_{Imax}+1.4\times 1.5V_{OR}+20V \tag{8.8.6}$$

举例说明：对于 100V/115V 交流固定输入，$u_{max}=132V$(参见表 8.7.1)，$V_{Imax}=\sqrt{2}\,u_{max}=1.414\times 132V\approx 187V$，已知 $V_{OR}=60V$，由式(8.8.6)不难算出 $V_{Dmax}=333V$。最后为了增加安全系数，还须再留出 17V 的电压余量，由此算出漏-源击穿电压的保证值(下限值)应为 $V_{(BR)DS}=V_{Dmax}+17V=350V$。实际上，TOP100 系列正是这样设计 MOSFET 耐压值的。

TOP100 系列的初级各电压参数对应于开关波形的电位分布情况，如图 8.8.3 所示。图中初级开关波形的占空比 $D\approx 24\%$。

图 8.8.4 则示出 TOP200、TOP209/210、TOPSwitch－Ⅱ各系列在 230V 交流固定输入时，初级电压参数对应于开关波形的分布情况。与图 8.8.3 所不同的是，此时 $u=230V\pm 35V$，即 $u_{max}=265V$，$V_{Imax}=\sqrt{2}\,u_{max}\approx 375V$，$V_{OR}=135V$，$V_B=1.5V_{OR}\approx 200V$，$V_{BM}=1.4V_B=280V$，

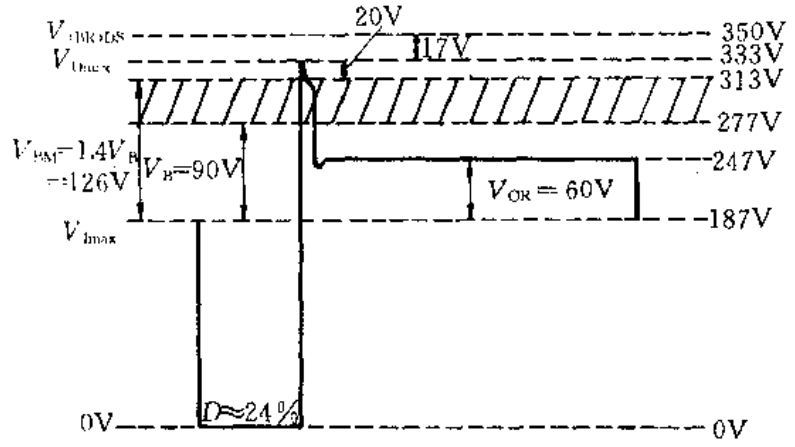


图 8.8.3 TOP100 系列在 100V/115V 交流输入时各电压参数的电位分布

V_{Dmax}=675V，最后再留出 25V 的电压余量，因此 $V_{(BR)DS}$=700V。这就是 TOP200、TOPSwitch－Ⅱ系列设计成 $V_{(BR)DS}\geqslant$700V 的原因。实际上 $V_{(BR)DS}$也具有正向温度系数，当环境温度升高时 $V_{(BR)DS}$也会升高，上述设计就为芯片耐压值提供了额外的余量。

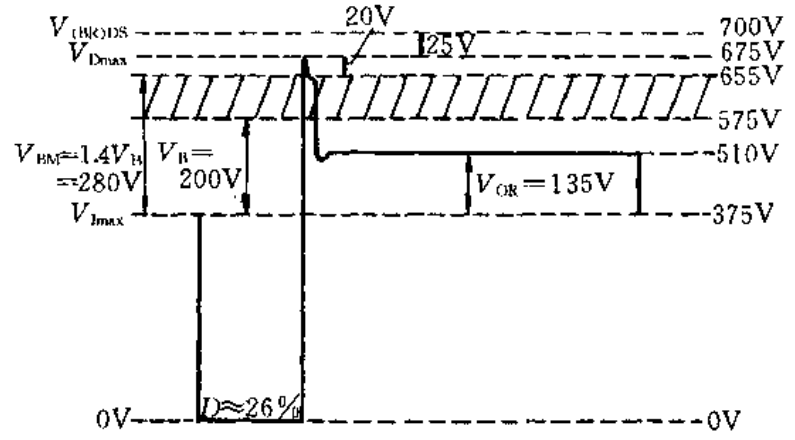


图 8.8.4 TOPSwitch－Ⅱ等系列在 230V 交流输入时各电压参数的电位分布

4. 最大占空比的确定

在步骤 5 中曾给出计算最大占空比 D_{max}的公式

$$D_{max}=\frac{V_{OR}}{V_{OR}+V_{Imin}-V_{DS(ON)}}\cdot 100\%$$

式中的漏-源导通电压 $V_{DS(ON)}$=10V。图 8.8.5 示出在固定交流输入(100V/115V 或 230V)时，所给定的最大占比 $D_{max}\approx$36%～40%。图中，括号内所标电压值适用 TOP200、TOP209/210 和 TOPSwitch－Ⅱ系列，不带括号的电压值仅适合 TOP100 系列。图 8.8.6 则给出在宽范围输入(85～265V)时，$D_{max}\approx$60%。进一步分析式(8.7.1)可知，当 V_{OR}和 $V_{DS(ON)}$确定之后，D_{max}仅与 V_{Imin}有关。因此，提高 V_{Imin}值，可减小 D_{max}；而降低 V_{Imin}能增大 D_{max}。

5. 根据 I_P 值选择芯片的方法

单片开关电源的极限电流最小值 $I_{LIMIT(min)}$，均是针对室温情况下定义的。若芯片工作在较高环境温度下，其额定值应减小 10%，因此在式(8.7.8)中取 $I_P=0.9I_{LIMIT(min)}$。这表明在选择芯片时，可先将初级峰值电流 I_P 除以 0.9，转换成 $I_{LIMIT(min)}$值，再从有关参数表中查出符合上述要求且与该数值最为接近的 TOPSwitch 芯片。

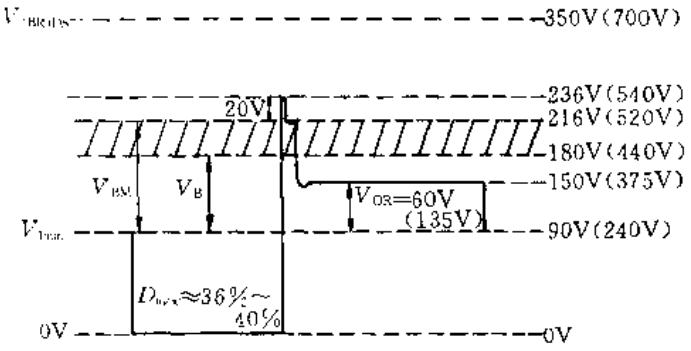


图 8.8.5 固定输入时所确定的最大占空比波形图

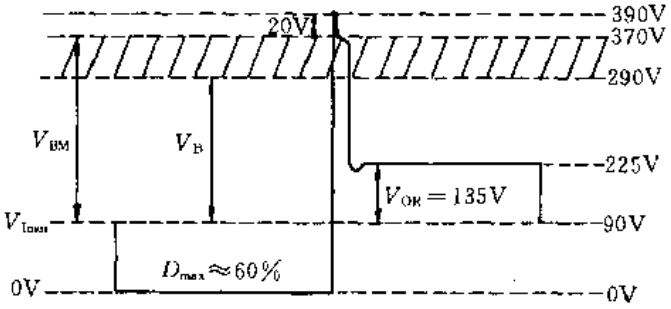


图 8.8.6 宽范围输入时所确定的最大占空比波形图

在 P_O 确定之后，采用连续模式能降低 I_P，允许使用功率较小的芯片。若要减小磁芯及高频变压器的尺寸，应适当增加初级 I_R 与 I_P 的比值 K_{RP}。K_{RP}的取值范围是 0～1.0。K_{RP}愈大，磁芯尺寸愈小，其代价是需采用输出功率较大的芯片。另外，增大 K_{RP}值还意味着开关电源要向不连续工作模式过渡，此时初级电感量 L_P↓，I_P↑，I_{RMS}↑，导致 η↓。因此，在选择 K_{RP}值时应权衡利弊，要在减小磁芯尺寸与保证尽量高的效率这二者之间，确定最优设计方案。

8.9 电子数据表格

在用计算机设计单片开关电源时，须借助于电子数据表格才能完成。这种表格的内容以高频变压器的设计为主，其他外围电路及关键元器件参数计算为辅。

在 6.4 节中曾介绍过由 TOP202Y 构成的 7.5V、15W 单片开关电源模块，其电路参见图 6.4.1。该模块的交流输入电压范围是 85～265V，电压调整率 S_V＝±0.5%(85～265V)，负载调整率 S_I＝±1%(负载电流从满载的 10%变化到 100%)，输出纹波电压最大值为±50mV。表 8.9 给出该模块所对应的电子数据表格，可供读者在设计单片开关电源时参考。该表格与 8.6 节介绍的程序流程图以及 8.7 节阐述的设计步骤中给出的 B、D 列号完全相符。有关电子数据表格的使用说明，详见 8.7 节。需要指出，在设计和使用电子数据表格时，还可根据实际电路的要求，适当增加一些参数。例如在第 16 行下面插入 TOPSwitch 的极限电流最大值参数 $I_{LIMIT(max)}$，并注明由此选定的芯片型号，作为新的 17 行，原 17 行就改成 18 行，依次顺延。表中预留出的空行也是专为插入新参数而设置的。

表 8.9　设计 7.5V、15W 开关电源用的电子数据表格

	A	B	C	D	E	F
1	输入		中间过程	输出	单位	参数说明
2	参数	数据	保留数据	计算结果		7.5V、15W 开关电源
3	u_{min}	85			V	交流输入电压最小值
4	u_{max}	265			V	交流输入电压最大值
5	f_L	50			Hz	电网频率
6	f	100			kHz	开关频率
7	V_O	7.5			V	直流输出电压
8	P_O	15			W	输出功率
9	η	80			%	电源效率
10	Z	0.5				损耗分配系数
11	V_{FB}	10.4			V	反馈电压
12	t_c	3.2			ms	整流桥响应时间
13	C_{IN}	33			μF	输入滤波电容
14						
15	输入 TOPSwitch 的变量					
16	V_{OR}	85			V	初级绕组的感应电压
17	$V_{DS(ON)}$	10			V	TOPSwitch 的漏-源导通电压
18	V_{F1}	0.4			V	次级肖特基整流管正向压降
19	V_{F2}	0.7			V	反馈电路中高速开关整流管正向压降
20	K_{RP}	0.92				初级脉动电流 I_R 与峰值电流 I_P 的比例系数
21						
22	输入高频变压器的结构参数					
23		EE22				铁氧体磁芯型号
24	S_J	0.41			cm^2	磁芯有效横截面积
25	l	3.96			cm	有效磁路长度
26	A_L	2.4			μH/匝^2	磁芯不留间隙时的等效电感
27	b	8.43			mm	骨架宽度
28	M	0			mm	安全边距(安全边界宽度)
29	d	2			层	初级绕组层数
30	N_S	5			匝	次级匝数
31						
32	直流输入电压参数					
33	V_{Imin}			93	V	直流输入电压最小值
34	V_{Imax}			375	V	直流输入电压最大值
35						
36	初级电流波形参数					
37	D_{max}			51	%	最大占空比(对应于 u_{min} 时)

续表

	A	B	C	D	E	F
	输入		中间过程	输出	单位	参数说明
	参数	数据	保留数据	计算结果		
38	I_{AVG}			0.20	A	输入电流的平均值
39	I_P			0.71	A	初级峰值电流
40	I_R			0.68	A	初级脉动电流
41	I_{RMS}			0.32	A	初级有效值电流
42						
43	变压器初级设计参数					
44	L_P			623	μH	初级电感量
45	N_P			54	匝	初级绕组匝数
46	N_F			7	匝	反馈绕组匝数
47	A_{LG}		0.215		μH/匝^2	磁芯留间隙后的等效电感
48	B_M			0.2085	T	最大磁通密度(B_M=0.2～0.3T)
49	B_{AC}		0.0959		T	磁芯损耗交流磁通密度(峰-峰值×0.5)
50	μ_r		1845			磁芯无气隙时的相对导磁率
51	δ			0.22	mm	磁芯的气隙宽度($\delta \geqslant 0.051$mm)
52	a		16.86		mm	骨架宽度
53	D_{PM}			0.31	mm	初级导线的最大外径(带绝缘层)
54	e		0.05		mm	估计的绝缘层总厚度(层厚×2)
55	D_{Pm}			0.26	mm	初级导线的裸线直径
56	公制线径			ϕ0.280	mm	初级导线规格
57	S_P		0.0516		mm^2	初级裸导线的横截面积
58	J			6.17	A/mm^2	电流密度 J=4～10A/mm^2
59						
60	变压器次级设计参数					
61	I_{SP}			7.95	A	次级峰值电流
62	I_{SRMS}			3.36	A	次级有效值电流
63	I_O			2.00	A	直流输出电流
64	I_{RI}			2.70	A	输出滤波电容上的纹波电流
65						
66	S_{Smin}		0.546		mm^2	次级裸导线最小横截面积
67	公制线径			ϕ0.900	mm	次级导线规格
68	D_{Sm}			0.91	mm	次级导线最小直径(裸线)
69	D_{SM}			1.69	mm	次级导线最大直径(带绝缘层)
70	N_{SS}		0.39		mm	次级绝缘层最大厚度
71						
72	电压极限参数					

续表

	A	B	C	D	E	F
	输入		中间过程	输出	单位	参数说明
	参数	数据	保留数据	计算结果		
73	V_{Dmax}			573	V	最高漏极电压估算值(包括漏感的作用)
74	$V_{(BR)S}$			42	V	次级整流管最高反向峰值电压
75	$V_{(BR)FB}$			59	V	反馈电路整流管的最高反向峰值电压

8.10 高频变压器的设计

高频变压器的设计是研制单片开关电源的关键技术。在 8.7 节中的[步骤 12]～[步骤 22]中曾作过简单介绍。下面将通过典型实例详细阐述高频变压器的设计方法，使读者能掌握该项技术。

1. 确定初级电感量 L_P[步骤 12]

在每个开关周期内，由初级传输给次级的磁场能量变化范围是$\frac{1}{2}\cdot L_P I_P^2 \sim \frac{1}{2}L_P(I_P-I_R)^2$。初级电感量由下式确定：

$$L_P=\frac{10^6 P_O}{I_P^2\cdot K_{RP}\left(1-\frac{K_{RP}}{2}\right)f}\cdot\frac{Z(1-\eta)+\eta}{\eta} \tag{8.10.1}$$

式中，L_P 的单位为 μH。查表 8.9 可知，开关电源的输出功率 $P_O=15$W，初级峰值电流 $I_P=0.74$A，初级脉动电流与峰值电流的比例系数 $K_{RP}=0.92$，开关频率 $f=100$kHz，损耗分配系数 $Z=0.5$，电源效率 $\eta=80\%$。将它们一并代入式(8.10.1)中得到，$L_P=620.3\mu$H。表 8.9 中(**D44**)的数据为 623μH。

2. 选择磁芯与骨架并确定相关参数[步骤 13]

从第 10 章的表 10.11.4 中可以查出，当 $P_O=15$W 时可供选择的铁氧体磁芯型号。若用常规漆包线绕制，可选 EE22 型磁芯，型号中的数字表示磁芯长度 $A=22$mm。EE 型磁芯的价格低廉，磁损耗低且适应性强。若采用三重绝缘线，则选 EE20 或 EF20 型磁芯。一旦选好磁芯，骨架的尺寸也就确定下来了。从厂家提供的磁芯产品手册中还可查出 S_J、l、A_L、b 等参数值。现选择 EE22 型磁芯，由手册中查出 $S_J=0.41$cm^2，$l=3.96$cm，$A_L=2.4\mu$H/匝^2，$b=8.43$mm。

3. 设定初级层数 d 和次级匝数的初始值 N_S[步骤 14]

设定 $d=2$ 层。当 $u=85\sim265$V 时，首先取 N_S 的初始值为 0.6 匝；然后用迭代法计算出 $N_S=5$ 匝。亦可根据次级每伏匝数和 V_{FL} 值，直接计算出 N_S 值(参见下文)。

4. 计算初级匝数 N_P 和反馈绕组匝数 N_F[步骤 15]

详见[步骤 16]～[步骤 22]。

5. 确定高频变压器的主要参数[步骤 16～步骤 22]

首先设定高频变压器的最大磁通密度 B_M，并检查电流密度 J 和磁芯的气隙宽度 δ。必要时通过改变初级层数 d 和次级匝数 N_S，对磁芯和骨架的类型进行迭代，直至符合要求。最后得到 B_M(应符合 $B_M=0.2\sim0.3$T 的要求)、J、δ、N_S、N_P、N_F 值。

在设计高频变压器时必须确定以下 9 个主要参数：初级电感量 L_P，磁芯气隙宽度 δ，初级

匝数 N_P，次级匝数 N_S，反馈绕组匝数 N_F，初级裸导线直径 D_{Pm}，初级导线外径 D_{PM}，次级裸导线直径 D_{Sm}和次级导线外径 D_{SM}。上述参数中，除 L_P 可直接用式(8.10.1)单独计算之外，其余8个参数都是相互关联的，通常是从次级匝数开始计算的。另外，由于反馈绕组上的电流很小（一般小于10mA），对其线径要求不严，因此不需要计算导线的内、外直径。

(1) 计算次级匝数 N_S

对于100V/115V交流输入，次级绕组可取1匝/V；对于230V交流或宽范围输入应取0.6匝/V。现已知 $u=85\sim265V$，$V_O=7.5V$，考虑到在次级肖特基整流二极管上还有0.4V的正向导通压降 V_{F1}，因此次级匝数为 $(V_O+V_{F1})\times 0.6$ 匝/V $=(7.5V+0.4V)\times 0.6$ 匝/V $=4.74$匝。由于次级绕组上还存在导线电阻，也会形成压降，实取 $N_S=5$ 匝。下面就以该数据作为初始值，分别计算其余7个参数。

(2) 计算初级匝数

$$N_P = N_S \cdot \frac{V_{OR}}{V_O + V_{F1}} \tag{8.10.2}$$

由表8.9中查出，$V_{OR}=85V$，$V_O=7.5V$，$V_{F1}=0.4V$，再与 $N_S=5$ 匝一同代入式(8.10.2)中计算出，$N_P=53.8$ 匝。实取54匝。

(3) 计算反馈绕组匝数 N_F

$$N_F = N_S \cdot \frac{V_{FB} + V_{F2}}{V_O + V_{F1}} \tag{8.10.3}$$

将 $N_S=5$ 匝，$V_{FB}=10.4V$，$V_{F2}=0.7V$，$V_O=7.5V$，$V_{F1}=0.4V$ 代入式(8.10.3)中计算出，$N_F=7.03$ 匝。实取7匝。

(4) 根据初级层数 d、骨架宽度 b 和安全边距 M，用下式计算有效骨架宽度 b_E(单位是mm)：

$$b_E = d(b - 2M) \tag{8.10.4}$$

将 $d=2$，$b=8.43$mm，$M=0$ 代入式(8.10.4)中求得，$b_E=16.86$mm。

再利用下式计算初级导线的外径(带绝缘层)D_{PM}：

$$D_{PM} = b_E / N_P \tag{8.10.5}$$

将 $b_E=16.86$mm，$N_P=54$ 匝代入式(8.10.5)中求出，$D_{PM}=0.31$mm。扣除漆皮后，裸导线的内径 $D_{Pm}=0.26$mm。

(5) 验证初级导线的电流密度 J 是否满足初级有效值电流 $I_{RMS}=0.32A$ 之条件。计算电流密度的公式为

$$J = \frac{1980}{\dfrac{1.27\pi D_{Pm}^2}{4I_{RMS}} \cdot \left(\dfrac{1000}{25.4}\right)^2} = \frac{1.28 I_{RMS}}{D_{Pm}^2} \tag{8.10.6}$$

将 $D_{Pm}=0.26$mm，$I_{RMS}=0.32A$ 代入式(8.10.6)中得到 $J=6.06A/mm^2$。表8.9中实取 $6.17A/mm^2$。

若 $J>10A/mm^2$，应选较粗的导线并配较大尺寸的磁芯和骨架，使 $J<10A/mm^2$。若 $J<4A/mm^2$，宜选较细的导线和较小的磁芯骨架，使 $J>4A/mm^2$；亦可适当增加 N_P 的匝数。

查第10章表10.12可知，与直径0.26mm接近的公制线规为 ϕ0.28mm，比0.26mm略粗一点，完全可满足要求。因 ϕ0.25mm 的公制线规稍细，故不宜选用。

(6) 计算磁芯中的最大磁通密度 B_M

$$B_M = \frac{100 I_P L_P}{N_P S_J} \tag{8.10.7}$$

将 $I_P = 0.74A$，$L_P = 623\mu H$，$N_P = 54$ 匝，磁芯有效横截面积 $S_J = 0.41cm^2$ 一并代入式(8.10.7)中，得到 $B_M = 0.2082T$。电子数据表格中实取 0.2085T。

需要指出，若 $B_M > 0.3T$，则需增加磁芯的横截面积或增加初级匝数 N_P，使 B_M 在 0.2～0.3T 范围之内。如 $B_M < 0.2T$，就应选择尺寸较小的磁芯或者减小 N_P 值。

(7) 计算磁芯的气隙宽度 δ

$$\delta = 40\pi S_J \left(\frac{N_P^2}{1000 L_P} - \frac{1}{1000 A_L} \right) \tag{8.10.8}$$

式中，δ 的单位是 mm。将 $S_J = 0.41cm^2$，$N_P = 54$ 匝，$L_P = 623\mu H$，磁芯不留间隙时的等效电感 $A_L = 2.4\mu H/匝^2$，一并代入式(8.10.8)中得到，$\delta = 0.22mm$。气隙 δ 应加在磁芯的磁路中心处，要求 $\delta \geqslant 0.051mm$。若 δ 小于此值，需增大磁芯尺寸或者增加 N_P 值。

(8) 计算留有气隙时磁芯的等效电感 A_{LG}

$$A_{LG} = \frac{L_P}{N_P^2} \tag{8.10.9}$$

将 $L_P = 623\mu H$，$N_P = 54$ 匝代入式(8.10.9)中得到，$A_{LG} = 0.214\mu H/匝^2$。表 8.9 中实际结果为 $0.215\mu H/匝^2$。

需要说明两点：

①A_{LG}值必须在选好 N_P 值以后才能确定。

②如上所述，高频变压器设计是一个多次迭代的过程。例如当 N_P 改变后，N_S 和 N_F 值也会按一定比例变化。此外，在改变磁芯尺寸时，需对 J、B_M、δ 等参数重新计算，以确信它们仍在给定范围之内。这表明，若计算结果与表 8.9 中所列数据略有差异，也是正常现象，因二者的迭代过程未必完全一致。

6. 确定次级参数 I_{SP}、I_{SRMS}、I_{RI}、D_{Sm}、D_{SM}

(1) 计算次级峰值电流 I_{SP}

次级峰值电流取决于初级峰值电流 I_P 和初、次级的匝数比 n，有公式

$$I_{SP} = nI_P = \frac{N_P}{N_S} \cdot I_P \tag{8.10.10}$$

已知 $I_P = 0.74A$，$N_P = 54$ 匝，$N_S = 5$ 匝，不难算出 $n = 10.8$。代入式(8.10.10)中得到 $I_{SP} = 7.99A$。表 8.9 中为 7.95A。

(2) 计算次级有效值电流 I_{SRMS}

次级纹波电流与峰值电流的比例系数 K_{RP} 与初级完全相同，区别仅是对次级而言，K_{RP} 反映的是次级电流在占空比为 $(1-D_{max})$ 时的比例系数。因此，计算次级有效值电流 I_{SRMS} 时，需将式(8.7.5)中的 I_{RMS}、I_P、D_{max} 依次换成 I_{SRMS}、I_{SP}、$(1-D_{max})$。由此得到公式

$$I_{SRMS} = I_{SP} \sqrt{(1-D_{max}) \cdot \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)} \tag{8.10.11}$$

将 $I_{SP} = 7.95A$，$D_{max} = 51\%$，$K_{RP} = 0.92$ 代入式(8.10.11)中求得，$I_{SRMS} = 3.35A$。表 8.9 中的计算结果为 3.36A。

(3) 计算输出滤波电容上的纹波电流 I_{RI}

先求出输出电流 $I_O = P_O/V_O = 15W/7.5V = 2A$，再代入下式计算 I_{RI}：

$$I_{RI}=\sqrt{I_{SRMS}^2-I_O^2} \tag{8.10.12}$$

将 $I_{SRMS}=3.36A$，$I_O=2A$ 代入式(8.10.12)中计算出，$I_{RI}=2.70A$。

最后计算次级裸导线直径，有公式

$$D_{Sm}=\sqrt{\frac{4I_{SRMS}}{1.27\pi}\cdot\frac{1980}{J}}\cdot\frac{25.4}{1000}=1.13\sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}} \tag{8.10.13}$$

将 $I_{SRMS}=3.36A$，$J=5.18A/mm^2$ 代入式(8.10.13)中求出，$D_{Sm}=0.91mm$。实选 $\phi0.90mm$ 的公制线规。

需要指出，当 $D_{Sm}>0.4mm$ 时，应采用 $\phi0.40mm$ 的两股导线双线并绕 N_S 匝。与单股粗导线绕制方法相比，双线并绕能增大次级绕组的等效横截面积，改善磁场耦合程度，减小磁场泄漏及漏感。此外，用双线并绕方式还能减小次级导线的电阻值，降低功率损耗。

若选用三重绝缘线来绕制次级绕组，则导线外径(单位是 mm)的计算公式为

$$D_{SM}=\frac{b-2M}{N_S} \tag{8.10.14}$$

将 $b=8.43mm$，$M=0$，$N_S=5$ 匝一并代入式(8.10.14)中得到，$D_{SM}=1.69mm$。可选导线直径 $D_{Sm}\geqslant0.91mm$ 而绝缘层外径 $D_{SM}\leqslant1.69mm$ 的三重绝缘线。

(4) 确定次级整流管、反馈电路整流管的最高反向峰值电压：$V_{(BR)S}$、$V_{(BR)FB}$

有公式

$$V_{(BR)S}=V_O+V_{Imax}\cdot\frac{N_S}{N_P} \tag{8.10.15}$$

$$V_{(BR)FB}=V_{FB}+V_{Imax}\cdot\frac{N_F}{N_P} \tag{8.10.16}$$

将 $V_O=7.5V$，$V_{FB}=10.4V$，$V_{Imax}=375V$，$N_S=5$ 匝，$N_P=54$ 匝，$N_F=7$ 匝，分别代入式(8.10.15)和式(8.10.16)中计算出，$V_{(BR)S}=42.2V$，$V_{(BR)FB}=59V$。这与表 8.9 中给出的结果完全相同。

8.11 高频变压器设计注意事项

下面介绍设计单片开关电源高频变压器的注意事项。

8.11.1 高频变压器的设计步骤及参数分类

1. 设计步骤

无论单片开关电源工作在连续模式还是不连续模式，其高频变压器的设计过程均可分成以下三个步骤：

第一步：根据设计要求、所用磁芯及 TOPSwitch 的型号，设定或估算 11 个独立的可直接输入计算机的参数。这些独立参数即表 8.9 中第 3 行至第 13 行所列参数：交流输入电压最大值 u_{max}、交流输入电压最小值 u_{min}、电网频率 f_L、开关频率 f、输出电压 V_O、输出功率 P_O、电源效率 η、损耗分配系数 Z、反馈电压 V_{FB}、整流桥响应时间 t_c、输入滤波电容的容量 C_{IN}。

第二步：设定或计算与输出状态有关的 10 个参数。这些参数可分成两大类：①由 TOPSwitch 决定的变量，包括初级感应电压 V_{OR}、漏-源导通电压 $V_{DS(ON)}$、初级脉动电流与峰值电流的比例系数 K_{RP}。②由高频变压器磁芯及结构所决定的参数，包含磁芯有效横截面积 S_J、有效

磁路长度 l、磁芯不留间隙时的等效电感 A_L、骨架的绕线宽度 b、用于防止漏电和进行安全隔离的安全边距 M、初级层数 d、次级匝数 N_S。这些参数大多可预先估计，只有 3 个参数会在设计过程中发生变化，它们分别是 K_{RP}、d、N_S。

第三步：确定并检查其他相关参数，应符合设计要求。

2. 相关参数的分类

设计高频变压器的相关参数可划分成以下 4 种：

(1) 直流输入电压参数：直流输入电压最小值 V_{Imin}，直流输入电压最大值 V_{Imax}。二者分别为 u_{min}、u_{max}的相关参数。

(2) 初级电流波形参数：最大占空比 D_{max}，初级的平均值电流 I_{AVG}，峰值电流 I_P，脉动电流 I_R，有效值电流 I_{RMS}。

(3) 变压器设计参数：L_P、N_F、N_P 等。

(4) 电压极限参数(亦称耐压参数)：TOPSwitch 关断时的最高漏极电压 V_{Dmax}，次级整流管最高反向峰值电压 $V_{(BR)S}$，反馈电路整流管的最高反向峰值电压 $V_{(BR)FB}$。

在所有相关参数中，只有 3 个参数需在设计过程中进行检查并核对是否在允许范围之内。它们是最大磁通密度 B_M(要求 $B_M=0.2\sim0.3T$)、磁芯的气隙宽度 δ(要求 $\delta\geqslant0.051mm$)、初级电流密度 J(规定 $J=4\sim10A/mm^2$)。这 3 个参数在设计的每一步都要检查，确保其在允许范围之内。其他相关参数可通过查手册、直接设定或用公式计算等方法加以确定。

3. 计算公式补充

下面介绍计算 L_P、B_{AC}、μ_r、δ 的 5 个补充公式。

(1) 验证初级电感量 L_P 的公式

在 8.10 节中曾介绍过 L_P 的计算公式，详见式(8.10.1)。实际上，L_P 还可表示成脉动电流 I_R、初级有效输入电压($V_{Imin}-V_{DS(ON)}$)、最大占空比 D_{max}、开关频率 f 的函数表达式：

$$L_P=\frac{10^6(V_{Imin}-V_{DS(ON)})D_{max}}{I_R f} \tag{8.11.1}$$

式中的 I_R、($V_{Imin}-V_{DS(ON)}$)、D_{max}、f 均可通过实际测量而得到，由此计算出的 L_P 值可作为验证用式(8.10.1)求得初级电感量是否正确的依据。由于所选损耗分配系数 Z、漏-源导通电压 $V_{DS(ON)}$值的不同，允许二者略有差异。

(2) 交流磁通密度 B_{AC}

表 8.9 中的交流磁通密度有两个计算公式：

$$B_{AC}=\frac{B_M K_{RP}}{Z} \tag{8.11.2}$$

$$B_{AC}=\frac{10^8(V_{Imin}-V_{DS(ON)})D_{max}}{2fS_J N_P} \tag{8.11.3}$$

式中的最大磁通密度 B_M 值可从厂家提供的磁芯产品手册给出的损耗曲线上查到。举例说明，已知 $B_M=0.2085T$(符合 0.2～0.3T 的规定范围)，$K_{RP}=0.92$，代入式(8.11.2)算出 $B_{AC}=0.9591T$。这与表 8.9 中给出的结果完全相同。式(8.11.3)可作为验证公式。

(3) 磁芯无气隙时的相对导磁率 μ_r

μ_r 与磁芯不留间隙时的等效电感 A_L、有效磁路长度 l、磁芯有效横截面积 S_J 之间，存在下述关系式：

$$\mu_r=\frac{A_L l}{4\pi S_J} \tag{8.11.4}$$

(4) 气隙宽度 δ

前面介绍过利用式(8.10.8)计算 δ 的方法。下面再补充一个公式，根据 μ_r 值亦可计算 δ：

$$\delta=\frac{0.04\pi N_P^2 S_J}{L_P}-\frac{10l}{\mu_r} \tag{8.11.5}$$

8.11.2 两种工作模式下的初、次级波形

在设计高频变压器之前，了解连续模式和不连续模式下的初、次级电压和电流波形是很有必要的。6.4 节曾给出由 TOP202Y 构成 7.5V、15W 开关电源模块的内部电路。现假定 u—110V，该电源工作在连续模式、不连续模式下典型的漏极电压 V_D、次级绕组电压 V_S、初级电流 I_P 和次级电流 I_{SEC} 的波形，分别如图 8.11.1、图 8.11.2 所示。这两种模式所对应的初级电感量是不相同的。由图 6.4.1 可见，TOPSwitch 导通时，直流高压 V_I 能加到初级绕组的两端，此时同名端(初级绕组上加黑圆点处)的电位要比不加黑圆点端低。初级电流 I_{PRI} 就沿着斜率 K_1 线性地增大。斜率 K_1 随 V_I 的升高而增大，随 L_P 的增加而减小。脉动电流 I_R 被定义为在 TOPSwitch 整个导通期间初级电流的线性增量。初级峰值电流 I_P 则是 TOPSwitch 关断时刻的电流值，如果把初级绕组视为纯电感，那么正比于 I_P^2 的磁场能量就都储存在磁芯中，在初级绕组会产生与初级匝数 N_P 成正比且和初级同名端极性相同的感应电压 V_{OR}。在 TOPSwitch 导通时，输出整流管 VD_2 和反馈电路中的整流管 VD_3 均因反向偏置而截止，次级绕组中无电流通过。当 TOPSwitch 关断时，迅速减弱的磁场就使高频变压器的所有绕组产生突变的反向感应电压，同名端电位高于不加黑圆点端，VD_2 和 VD_3 受正向偏置而导通。次级绕组中的电流 I_{SEC} 迅速增加到峰值 I_{SP}，$I_{SP}=I_P/n$。初级电流迅速降至零。TOPSwitch 的漏极电压 V_D 迅速升高到 (V_I+V_{OR}) 值。次级绕组电流则按斜率 K_3 线性地衰减。斜率 K_3 随 V_O 的升高而增大，随 L_P 的增加而减小。

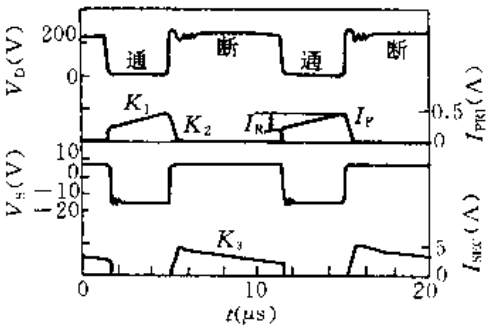


图 8.11.1 连续模式下的电压和电流波形

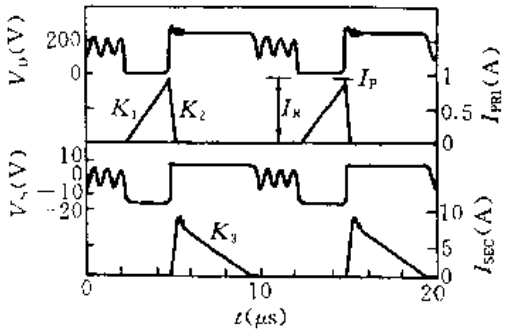


图 8.11.2 不连续模式下的电压和电流波形

图 8.11.1 示出当 L_P 较大时，I_{PRI} 呈现出梯形电流波形，该工作模式即为连续模式。其特征是在 TOPSwitch 再次导通的时刻，初级电流 I_{PRI} 具有一个初始值。这表明在上次关断期间磁场能量并未全部送给负载，当 TOPSwitch 再次导通时，剩余磁场能量仍然储存在磁芯中。

图 8.11.2 示出当初级电感量 L_P 较小时，I_{PRI} 呈现出三角形电流波形，这种工作模式称之为不连续模式。其特点是当 TOPSwitch 再次导通之前，次级电流 I_{SEC} 早已线性地减小到零。这表明所储存的能量全部送给负载。当初级无电流通过时，漏极电压就降低且出现振铃现象，然后回到直流状态。

众所周知，开关电源的初级电流和次级电流不可能同时存在，I_{PRI} 和 I_{SEC} 从来都不是连续的。因而单片开关电源的“连续”与“不连续”有一个特定的含义，它指的是在两个完整的开关周

期内，高频变压器磁芯中磁场能量的传输是否具有连续性，即上一开关周期内磁芯中有无剩余能量，以及下一开关周期是否承接此剩余能量并补充新的能量后继续给次级传输。因此，不要把二者相混淆。

每个初级电流波形都包含着峰值电流 I_P、脉动电流 I_R、平均值电流 I_{AVG}和有效值电流 I_{RMS}。这其中，I_P 决定初级绕组匝数(N_P)，并且限制最大磁通密度(B_M)和 TOPSwitch 的峰值电流所必需的磁芯尺寸。I_{AVG}是初级平均值电流或者初级直流电流(采用直流供电时)，I_{AVG}与输出功率成正比。当有效值电流 I_{RMS}通过初级绕组的直流电阻和 TOPSwitch 的漏-源导通电阻 $R_{DS(ON)}$时，就产生了初级功耗。I_R 与 I_P 的比值(K_{RP})决定了单片开关电源的工作模式，K_{RP}还与 L_P 成反比，增大 L_P，使 $1>K_{RP}>0.4$，就选择连续模式。在输入电压和输出功率相同的情况下，连续模式的初级电感量大约是不连续模式的 4 倍。采用不连续模式能减小高频变压器尺寸，改善稳压性能，但电源效率会降低。

8.11.3 其他注意事项

1. 磁芯类型

小型化、塑料盒密封式开关电源模块可选低成本的 EE 或 EI(E 形配条形)型磁芯。多路输出式开关电源宜采用 EFD 型磁芯，这类磁芯能提供较大的窗口，以便容纳多个次级绕组。大功率开关电源适配 ETD 型(圆中心柱)磁芯。单片开关电源不得使用环形磁芯、POT 磁芯或 RM 型(大槽口罐形)磁芯，因其泄漏磁场较大。

2. 高频变压器的绕制技术

(1) 初级绕组必须绕在最里层。其优点之一是能缩短每匝导线的长度，减小初级绕组的分布电容；优点之二是初级绕组能被其他绕组所屏蔽，可降低初级绕组至相邻元件的电噪声。另外，初级绕组的起始端应接到 TOPSwitch 的漏极端，利用初级绕组的其余部分和其他绕组将它屏蔽，减小从初级耦合到其他地方的电磁干扰。初级绕组须设计成两层或两层以下，才能把初级分布电容和漏感降至最低。在初级各层之间加一绝缘层，能将分布电容减小到原来的 1/4 左右；对于 TOP200、TOP210 而言，还可防止因启动芯片或因分布电容放电产生的尖峰电压而造成内部限流保护电路被误触发。

(2) 反馈绕组的最佳位置取决于开关电源采用初级调整方案还是次级调整方案。采用前者时应将反馈绕组置于初、次级绕组之间，这样能对初级回路元件上的电磁干扰起到屏蔽作用。选择次级调整方案，需把反馈绕组绕在最外层，此时反馈绕组与次级绕组的耦合最强，对输出电压的变化反应得更灵敏，能提高调整度；另外还能减小反馈绕组与初级绕组的耦合程度以及反馈输出的峰值充电效应，也有助于提高稳压性能。两种方案各具特点，应根据实际情况进行选择。若对降低 EMI 要求较高，应选第一种方案。

(3) 绕制多路输出的次级绕组时，输出功率最大的次级绕组应靠近初级，以减小漏感。如次级匝数较少，每匝之间可适当留出间隙，使绕组能充满整个骨架。更好的解决办法是采用多股并绕的方法。

(4) 屏蔽层的设计。在初、次级之间增加屏蔽层，可减小初、次级之间共模干扰的容性耦合，最经济的屏蔽法是在初、次级之间专绕一层漆包线，一端接 V_I(或 V_D)；另一端悬空并且用绝缘带绝缘，置于高频变压器内部而不引出来。对于中、小功率的高频变压器，屏蔽层的导线可选 ϕ0.35mm 线径。

为防止高频变压器泄漏磁场对相邻电路造成干扰，亦可把一铜片环绕在变压器外部，构成

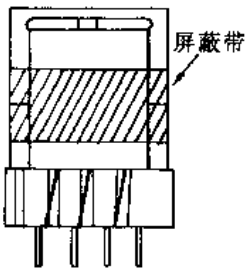


图 8.11.3 高频变压器的屏蔽带

如图 8.11.3 所示的屏蔽带。该屏蔽带相当于短路环，能对泄漏磁场起到抑制作用，屏蔽带应与 V_D 端连通。

3. 安全性

高频变压器的初、次级之间必须隔离且绝缘良好。各绕组的首、尾引出端均需加绝缘套管，套管壁厚不得小于 0.4mm。对于 110V 交流电源，初、次级之间应能承受 2000V 交流试验电压，持续时间为 60s，其漏电距离为 2.5～3mm。对于 220V 交流电源，需承受 3000V 的交流试验电压，漏电距离为 5～6mm。高频变压器的安全边距(M)应等于漏电距离的一半。对 220V 交流电源而言，可选 $M=2.5\sim3$mm，参见图 8.11.4。若次级采用三重绝缘线，就不需要留出安全边距了，见图 8.11.5。三重绝缘线中的任何两层均可承受 3000V (RMS)的安全测试电压，绕组的首、尾引线端也不必加绝缘套管。

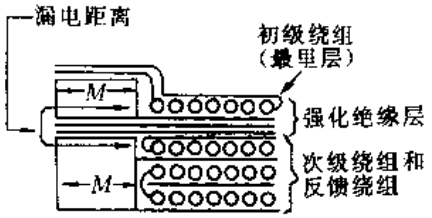


图 8.11.4 安全边距与漏电距离的关系

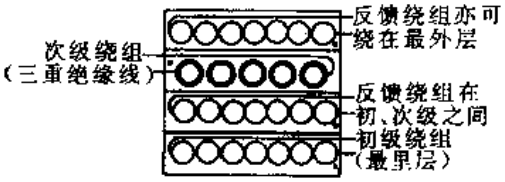


图 8.11.5 三重绝缘线变压器的剖面图

8.12 多路输出单片开关电源的设计

许多电子产品(如微型计算机、机顶盒解码器、录像机)都需要由多路稳压电源来供电。在电子仪器、自控装置中也要给各种模拟与数字电路提供多路电源。利用单片开关电源可实现多路电压输出。下面通过一个典型实例来详细介绍多路输出式开关电源的优化设计。

8.12.1 电路设计方案

1. 确定多路输出的技术指标

假定要设计的开关电源具有三路输出：主输出 V_{O1}(5V、2A、10W)，辅助输出为 V_{O2}(12V、1.2A、14.4W)和 V_{O3}(30V、20mA、0.6W)。总输出功率为 25W。其技术指标详见表 8.12.1。

表 8.12.1 多路输出的技术指标

主输出			辅助输出						总输出功率 P_O
第 1 路			第 2 路			第 3 路			
V_{O1}	I_{O1}	P_{O1}	V_{O2}	I_{O2}	P_{O2}	V_{O3}	I_{O3}	P_{O3}	
+5V (±5%)	0.4～2.0A	10W	+12V (±10%)	0.12～1.20A	14.4W	+30V (±10%)	10～20mA	0.6W	25W

各路输出的稳压性能对于电路结构和高频变压器的设计至关重要。通常，主输出的稳定性要高于辅助输出。现将+5V 作为主输出，专供 CMOS、TTL 数字电路使用，其负载调整率 $S_I\leqslant 1\%$。其余两路允许在±5%以下。

2. 确定反馈电路

多路输出的反馈电路也有 4 种类型：①基本反馈电路；②改进型基本反馈电路；③配稳压管的光耦反馈电路；④配 TL431 的光耦反馈电路。以第 4 种电路的稳压性能为最佳。利用表 8.12.2 可以选定反馈电路。需要指出，多路输出要比单路输出的 S_1 值高，并且主输出的指标要优于辅助输出。

表 8.12.2　可供多路输出选择的 4 种反馈电路

反馈电路类型	负载调整率		电路说明
	主输出	辅助输出	
基本反馈电路	±5%	>10%	在输出端并联一只稳压管，可改善轻载时的负载调整率
改进型基本反馈电路	±2.5%	>10%	需在反馈电路中增加稳压管和电容
配稳压管的光耦反馈电路	±2%	>5%	由稳压管提供外部参考电压
配 TL431 的精密光耦反馈电路	±1%	≤5%	由 TL431 提供高稳定度的参考电压；除主输出作为主要反馈信号，其余各路输出也可按一定比例反馈

(1) 基本反馈电路是利用反馈绕组来间接获取输出电压的变化信号，因此它不需要使用光耦合器。典型电路参见图 6.3.1。该方案的电路最为简单，但开关电源的稳定性不高，难于把负载调整率降至±5%以下，若仅为改善轻载时的负载调整率，亦可在输出端并联一只合适的稳压管，使其稳定电压 $V_Z=V_{O1}$，此时轻载下的 $S_1<\pm5\%$。

(2) 改进型(亦称增强型)基本反馈电路。典型电路参见图 6.3.3。其特点是在反馈电路中需串联一只 22V 的稳压管(VD_{Z1})。

(3) 配稳压管的光耦反馈电路。它是利用一只稳压管的稳定电压作为次级参考电压，电路参见图 6.4.1。由稳压管的稳定电压(V_Z)、光耦合器中 LED 的正向压降(V_F)和用来控制环路增益的串联电阻 R_1 上的压降(V_{R_1})这三者之和，来决定输出电压值。当 V_Z 的偏差为 1%时，能将主输出的负载调整率控制在±2%以内。该电路的不足之处是参考电压的稳定度不高，并且只对主输出进行反馈，其他各路辅助输出未提供反馈，因此辅助输出的电压稳定性较差。

(4) 配 TL431 的多路输出光耦反馈电路。典型电路参见图 6.5.1。其特点是：①利用 TL431 型可调式精密并联稳压器构成次级误差电压放大器，再通过光耦合器对主输出进行精确地调整；②除主输出作为主要的反馈信号之外，其他各路辅助输出也按照一定比例反馈到 TL431 的 2.50V 基准端，这对于全面提高多路输出式开关电源的总体稳压性能具有重要意义，也是单片开关电源的一项新技术。

3. 设计开关电源电路

基于上述原则设计而成的多路输出式 25W 开关电源的电路，如图 8.12.1 所示。该电路采用一片 TOP223Y 型三端单片开关电源，交流输入电压范围是 85～265V。高频变压器的次级有 3 个独立绕组，但仅在主输出端(+5V)设计了带 TL431 的光耦反馈电路。

多路输出开关电源也有两种工作模式：①连续模式(CUM)，其优点是能提高 TOPSwitch 的利用率；②不连续模式(DUM)，其优点是在输出功率相同的情况下，能采用尺寸较小的磁芯，减小高频变压器的体积。多路输出开关电源一般选择连续模式，此时关注的是次级绕组如何与印制电路实现最佳配合，而高频变压器的外形尺寸已不再是重要问题了。

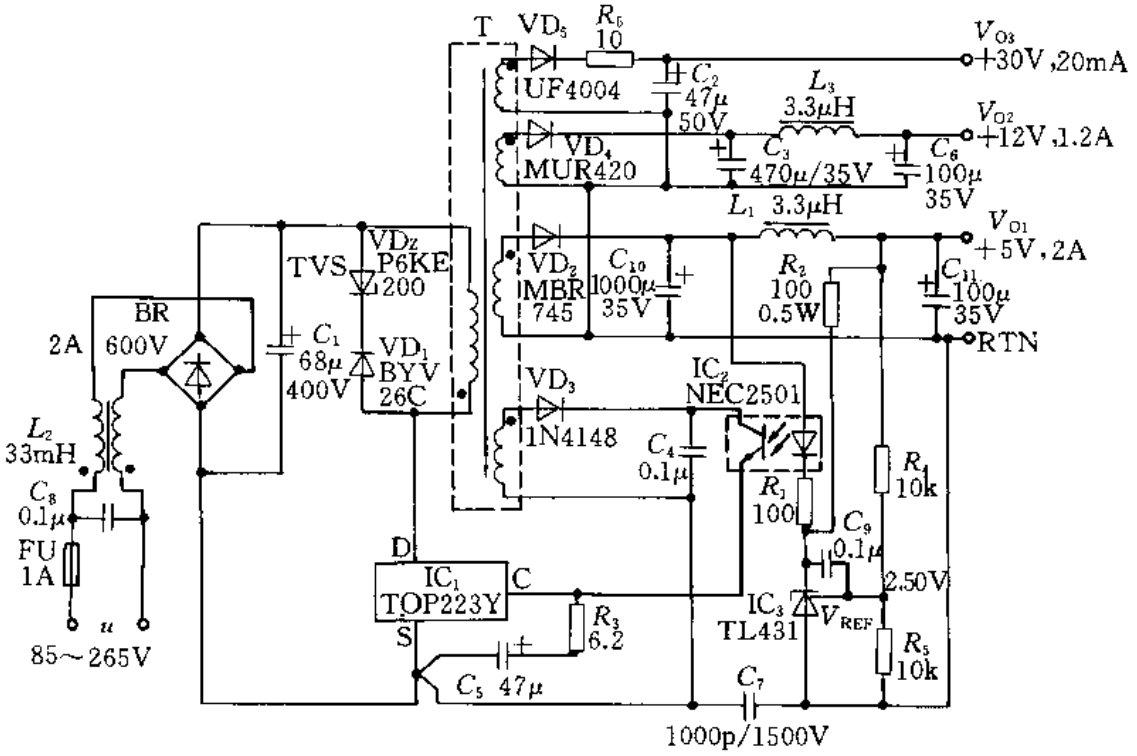


图 8.12.1　多路输出式 25W 开关电源的电路

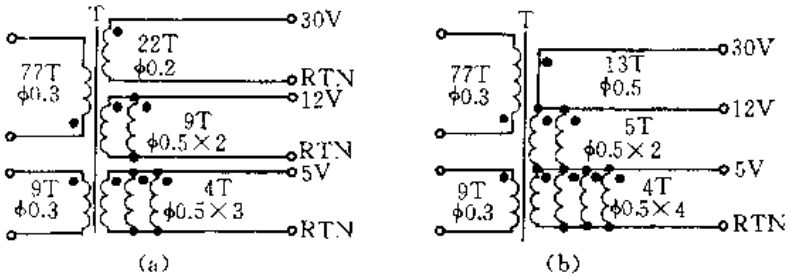
8.12.2　多路输出高频变压器的设计

高频变压器采用 EE29 型铁氧体磁芯，其有效磁通面积 $S_J=0.76cm^2$。留出的磁芯气隙宽度 $\delta=0.38mm$。骨架有效宽度为 26mm。初级绕组采用 $\phi0.3mm$ 漆包线绕 77 匝，反馈绕组用 $\phi0.3mm$ 漆包线绕 9 匝。

次级绕组有两种绕制方法，一种是分离式绕法，另一种是堆叠式绕法。表 8.12.3 列出二者的优缺点，可供参考。图 8.12.2 分别示出它们的结构。分离式的每个绕组上仅传输与该路特定负载有关的电流。因 3 个次级绕组互相独立，故在确定各绕组的排列顺序上有一定灵活性。现考虑到 5V(2A)和 12V(1.2A)绕组输出绝大部分功率，因此可将这两个绕组中的某一个靠近初级。最佳排列顺序是先绕 5V 绕组，再绕 12V 绕组，最后绕 30V 绕组，使次级各绕组之间耦合最好，漏感最小。反之，若将 30V 绕组紧靠初级，由于 5V 及 12V 绕组的漏感较大，就会降低电源效率并且增加干扰。

表 8.12.3　次级绕组两种绕法的比较

绕制方法	优　点	缺　点
分离式绕法	线组排列具有灵活性，可将输出电流较大的某一路输出靠近初级，能将漏感引起的能量损失减至最小	①因漏感较大，在输出滤波电容上会产生峰值充电效应，导致轻载时的负载调整率变差 ②制造成本较高 ③骨架上的引脚较多(共 6 个)
堆叠式绕法	①能加强磁耦合 ②能改善轻载时的稳压性能 ③骨架上的引脚少(仅 4 个) ④制造成本低	①电压最低(或最高)的绕组必须靠近初级 ②为降低大电流时的漏感缺乏灵活性



(a) 分离式绕法；(b) 堆叠式绕法

图 8.12.2　次级绕组的两种绕制方法

堆叠式绕法是变压器生产厂家经常采用的方法。其特点是由 5V 绕组给 12V 绕组提供部分匝数及接地端；而 30V 绕组中则包含 5V、12V 绕组和新增加的匝数。各绕组的线径必须满足该路输出电流与其他路输出流过它上面电流总和的要求。堆叠式绕法的技术先进，不仅能节省导线，减小线圈体积和降低成本，还可增加绕组之间的互感量，加强耦合程度。举例说明，当 5V 输出满载而 12V 和 30V 输出轻载时，由于 5V 绕组兼作 12V、30V 绕组的一部分，因此能减小这些绕组的漏感，可以避免因漏感使 12V 和 30V 输出电路中的滤波电容被尖峰电压充电到峰值(亦称峰值充电效应)，而引起输出电压不稳定。堆叠式绕法的不足之处是在确定哪个次级绕组靠近初级时的灵活性较差。这里是将 5V 绕组作为次级的始端。

在绕制时特别推荐将多股导线并联后平行绕在骨架上。这样能保证良好的覆盖性，增加初级与次级之间的耦合程度。

在计算各绕组的匝数时，可取相同的“每伏匝数”。每伏匝数 n_0 由下式确定：

$$n_0=\frac{N_S}{V_{O1}+V_{F1}} \tag{8.12}$$

其单位是“匝数/V”。将 $N_S=4$ 匝，$V_{O1}=5V$，$V_{F1}=0.4V$(肖特基整流管导通压降)代入上式得到，$n_0=0.74$ 匝/V。由此可计算出其他各绕组的匝数。

对于 12V 输出，已知 $V_{O2}=12V$，$V_{F2}=0.7V$(快恢复整流管压降)，因此 $N_{12}=0.74$ 匝/V×(12V+0.7V)=9.4 匝，实取 9 匝。

对于 30V 输出，因 $V_{O3}=30V$，$V_{F3}=0.7V$，故 $N_{30}=0.74$ 匝/V×(30V+0.7V)=22.7 匝，实取 22 匝。

在选择输出级整流管的参数时，应遵循以下原则：管子的额定工作电流(I_F)至少为该路最大输出电流的 3 倍，管子的最高反向工作电压(V_{RM})必须高于规定的最低耐压值(V_R)。根据上述原则所选定的输出整流管型号及参数，见表 8.12.4。由表可见，所选整流管的技术指标均留有一定的余量。

表 8.12.4　各路输出整流管的选择

输出电压	规定指标		整流管型号与参数		
	最大输出电流 I_{OM}	最低耐压 V_R	型号	I_F	V_{RM}
5V	2.0A	30V	MBR745	7.8A	45V
12V	1.2A	70V	MUR420	4.0A	200V
30V	20mA	170V	UF4004	1.0A	400V

8.13 多路输出单片开关电源的改进方案

采用堆叠式绕法的多路输出单片开关电源电路，如图 8.13.1 所示。下面就以该电路为例介绍其改进方案，包括改善负载调整率、减小电磁干扰、消除峰值充电效应、增加软启动功能、实现正、负压对称输出的方法。

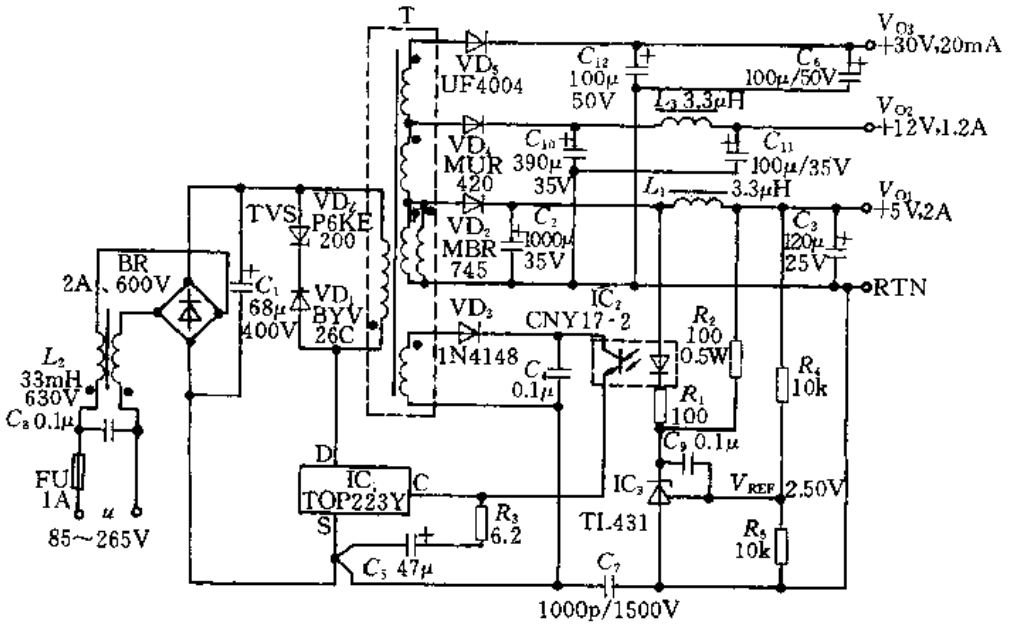


图 8.13.1 堆叠式绕法的多路输出单片开关电源电路

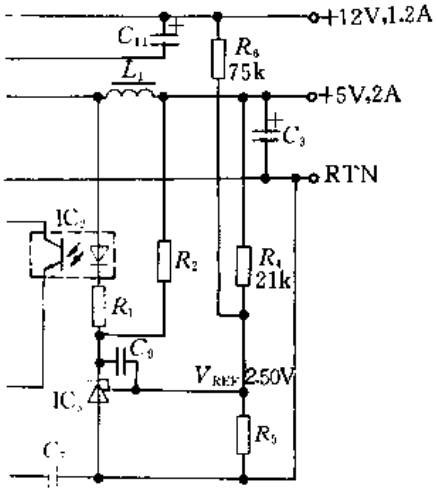


图 8.13.2 由 5V 和 12V 输出同时提供反馈的改进电路

8.13.1 多路输出单片开关电源的改进方案

1. 改进电路

图 8.13.1 所示开关电源电路的总输出功率仍为 25W。它与图 8.12.1 的主要区别是高频变压器采用堆叠式绕法，另外部分元件及电路接线略有差异。由图可见，它仅从 5V 主输出上引出反馈信号，其余各路输出未接反馈电路。这样，当 5V 输出的负载电流发生变化时，会影响 12V 输出的稳定性。解决方法是给 12V 输出也增加反馈，电路如图 8.13.2 所示。在 12V 输出端与 TL431 的基准端之间并上电阻 R_6，并将 R_4 的阻值从 10kΩ 增至 21kΩ。由于 12V 输出亦提供一部分反馈信号，因此可改善该路输出的稳压性能。改进前，当 5V 主输出的负载电流从 0.5A 变化到 2.0A 时（即从满载电流的 25%变化到 100%），12V 输出的负载调整率 $S_1=\pm 2\%$；改进后，$S_1=\pm 1.5\%$。改进前后的负载特性曲线如图 8.13.3 所示。下面介绍 12V 输出的反馈电路设计方法。

12V 输出的反馈量由 R_6 的阻值来决定。假定要求 12V 输出与 5V 输出的反馈量相等，各

占总反馈量的一半，即反馈比例系数 $K=50\%$。此时通过 R_6、R_4 上的电流应相等，即 $I_{R_6}=I_{R_4}$。

改进前，全部反馈电流通过 R_4，因此

$$I_{R_4}=\frac{V_{O1}-V_{REF}}{R_4}=\frac{5V-2.50V}{10k\Omega}=250\mu A$$

改进后，50%的电流从 R_6 上通过，即 $I_{R_6}=250\mu A/2=125\mu A$。$R_6$ 的阻值由下式确定：

$$R_6=\frac{V_{O2}-V_{REF}}{I_{R_6}} \qquad (8.13.1)$$

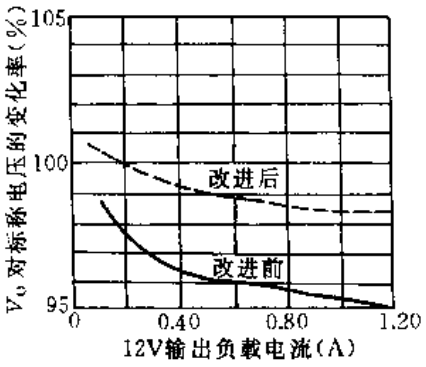


图 8.13.3 改进前后负载特性曲线的比较

将 $V_{O2}=12V$，$V_{REF}=2.50V$，$I_{R_6}=125\mu A$ 代入式(8.13.1)中得到 $R_6=76k\Omega$，可取标称阻值 $75k\Omega$。由于 I_{R_4} 已从 $250\mu A$ 减至 $I'_{R_4}=125\mu A$，因此尚需按下式调整 R_4 的阻值：

$$R_4=\frac{V_{O1}-V_{REF}}{I'_{R_4}} \qquad (8.13.2)$$

将 $V_{O1}=5V$，$V_{REF}=2.50V$，$I'_{R_4}=125\mu A$ 代入式(8.13.2)中得到，$R_4=20k\Omega$。考虑到接上 R_6 之后，5V 输出的稳定度会略有下降，应稍微增加 R_4 的阻值以进行补偿，实取 $R_4=21k\Omega$。

需要说明两点：

① 当反馈比例系数 $K\neq50\%$ 时，可按下式计算 R_6 值：

$$R_6=\frac{V_{O2}-V_{REF}}{K\times250\mu A} \qquad (8.13.3)$$

② 参照上述方法还可以给 30V 输出增加反馈电路。举例说明，假定 5V、12V、30V 三路输出的反馈比为 50%∶40%∶10%，需在 30V 输出端至 V_{REF} 端之间再并联上一只电阻 R_7。显然，为使总反馈电流不变，仍为 $250\mu A$，流过 R_4、R_6、R_7 上的反馈电流须依次为 $125\mu A$、$100\mu A$、$25\mu A$。不难算出，此时

$$R_6=\frac{V_{O2}-V_{REF}}{40\%\times250\mu A}=\frac{12V-2.5V}{100\mu A}=95k\Omega$$

$$R_7=\frac{V_{O3}-V_{REF}}{10\%\times250\mu A}=\frac{30V-2.5V}{25\mu A}=1.1M\Omega$$

R_4 的阻值仍取 $21k\Omega$。

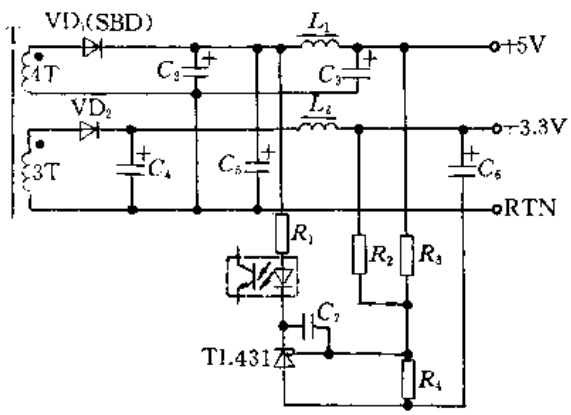


图 8.13.4 5V 和 3.3V 双路输出开关电源电路

图 8.13.4 还示出由 5V 和 3.3V 输出同时给 TL431 提供反馈的开关电源单元电路，可显著提高 3.3V 输出的稳定度。反馈比例系数可通过调节 R_2、R_3 的阻值来实现，计算方法同上。这种电路可供笔记本电脑中的开关电源使用，现取 0.75 匝/V。

2. 减小电磁干扰的方法

当高频变压器初、次级绕组之间的分布电容较大时，次级上会产生 100kHz 的开关噪声电压。为此，可在 30V 隔离输出的地端与 +5V 输出的返回端 RTN 之间接入电容器 C_{13}，将噪声电压旁

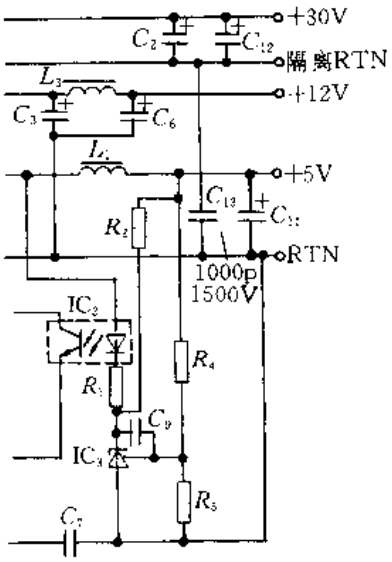


图 8.13.5 减小次级噪声电压的电路

路掉，电路如图 8.13.5 所示。要求 C_{13} 的耐压值为 1500V。

3. 消除峰值充电效应

由于高频变压器存在漏感而产生的次级尖峰电压，可将输出滤波电容反复充电到峰值电压，会导致输出电压远高于按变压器输出匝数计算出的设定值。因 30V 输出的额定负载很轻，最大负载电流仅 20mA，峰值充电效应尤为显著。为此，可给图 8.13.1 所示电路中的 VD_5 串联一只 10Ω 的小电阻 R_7。R_7 与 C_{12} 构成高频滤波器，能够滤除漏感产生的尖峰电压，防止 C_{12} 充电到峰值。

4. 改善轻载时的负载调整率

为改善轻载时的负载调整率，除利用稳压管对输出电压进行钳位，并联假负载电阻之外，还可采用下述办法，给 5V 输出加一个虚拟负载 R_2（见图 8.13.5），其阻值应视负载变化范围而定。改进后能消除因纹波电流经 R_1、C_9 加至 TL431 的基准端而造成轻载时输出电压不稳定现象。

8.13.2 多路开关电源的特殊电路设计

1. 软启动电路

为避免刚接通电源时输出电压产生过冲现象，可增加如图 8.13.6 所示的软启动电路。在 TL431 的阴极与阳极之间并联一只软启动电容 C_{15}，其作用如下：刚上电时由于 C_{15} 两端的压降不能突变，使得 $V_{KA}=0$，TL431 不工作。随着整流滤波器输出电压逐渐升高并由光耦合器中 LED 上的电流和 R_2 上的电流对 C_{15} 充电，使 C_{15} 上的电压不断升高，TL431 才逐渐转入正常工作状态，输出电压就在延迟时间内缓慢上升，最终达到 +5V 稳定值。

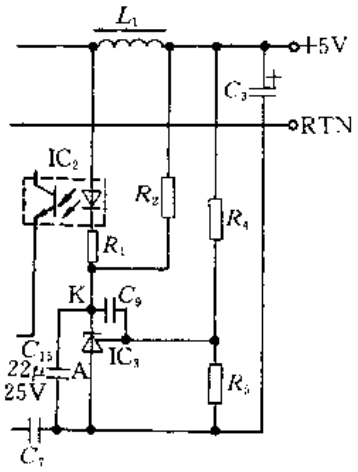
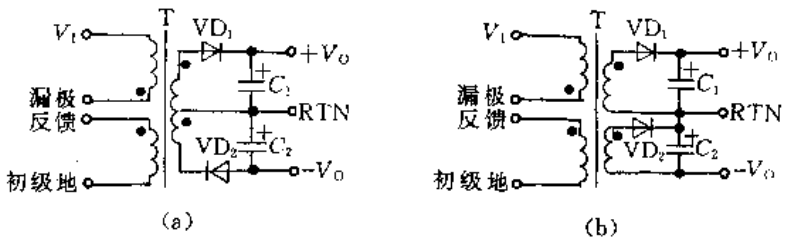


图 8.13.6 软启动电路

2. 实现正、负压对称输出的电路

许多运算放大器、单片 A/D 转换器需要正、负压对称的双电源供电。能实现正、负压对称输出的电路如图 8.13.7 所示，其输出电压分别为 $+V_O$、$-V_O$。(a)图中，VD_2 为负压整流管，其负极接负压绕组的一端，负压绕组的另一端接次级的公共端。(b)图中是将 VD_2 的负极接公共地，但(b)图对于堆叠式绕法不适用。



(a) 电路之一；(b) 电路之二

图 8.13.7 实现正、负压对称输出的电路

8.14 多路输出单片开关电源的电子数据表格

按照图 8.12.1 所示电路设计多路输出单片开关电源时，所对应的电子数据表格见表 8.14。下面对该表格作几点说明。

1. 电子数据表格的说明

(1) 因为电子数据表格主要是针对单路输出开关电源而设计的，所以表 8.14 中首先假定由 5V 主输出来提供 25W 的总功率 P_O，以便于选择磁芯型号及高频变压器的相关参数值，最后再按表 8.12.1 列出的电源指标来分配各路输出功率并计算每个次级绕组的匝数及线径。

(2) 鉴于最初的设计方案并不能最终确定选用哪种 TOPSwitch 芯片，设计人员通常要在相邻的两种型号中加以选择。例如，图 8.12.1 所示电路采用 TOP223Y，而表 8.14 中就使用输出功率较大的 TOP224Y(或 TOP224P)，并给出其极限电流最大值 $I_{LIMIT(max)}$，该参数用来限制峰值磁通密度 B_P，以防止在刚启动电源或过流时出现磁饱和现象。当受开关电源外形尺寸限制，必须采用较小的散热器时，就只能选择 TOP224Y 或者 TOP224P。

表 8.14 多路输出开关电源的电子数据表格

1	A	B	C	D	E	F
2	输入		中间过程	输出	单位	参数说明
3	参数	数据	保留数据	计算结果		多路输出开关电源
4	u_{min}	85			V	交流输入电压最小值
5	u_{max}	265			V	交流输入电压最大值
6	f_L	50			Hz	电网频率
7	f	100			kHz	开关频率
8	V_{O1}	5			V	主输出电压
9	P_O	25			W	总输出功率
10	η	80			%	电源效率估算值
11	Z	0.5				损耗分配系数
12	V_{FB}	12			V	反馈电压
13	t_c	3			ms	整流桥响应时间
14	C_{IN}	68			μF	输入滤波电容
15	输入 TOPSwitch 的变量					
16	V_{OR}	110			V	初级绕组感应电压
17	$I_{LIMIT(max)}$	1.65	TOP224Y/224P		A	TOPSwitch 的极限电流最大值
18	$V_{DS(ON)}$	10			V	TOPSwitch 漏-源导通电压
19	V_{F1}	0.7			V	输出级超快恢复整流管正向压降
20	V_{F2}	0.7			V	反馈级开关整流管正向压降
21	K_{RP}	0.45				初级脉动电流与峰值电流的比例系数
22						
23	输入高频变压器的参数					
24		EE29				磁芯型号(或采用 ETD29 型)

续表

	A	B	C	D	E	F
	输入		中间过程	输出	单位	参数说明
	参数	数据	保留数据	计算结果		
25	S_J	0.76			cm^2	磁芯有效横截面积
26	l	7.2			cm	有效磁路长度
27	A_L	2.1			$\mu H/匝^2$	磁芯不留气隙时的等效电感
28	b	19			mm	骨架宽度(即高度)
29	M	3			mm	安全边距
30	d	2			层	初级层数
31	N_S	4			匝	次级匝数
32						
33	直流输入电压参数					
34	V_{Imin}			90	V	直流输入电压最小值
35	V_{Imax}			375	V	直流输入电压最大值
36						
37	初级电流波形参数					
38	D_{max}			58	%	最大占空比(对应于u_{min}时)
39	I_{AVG}			0.35	A	初级平均值电流
40	I_P			0.78	A	初级峰值电流
41	I_R			0.35	A	初级脉动电流
42	I_{RMS}			0.46	A	初级有效值电流
43						
44	变压器初级设计参数					
45	L_P			1339	μH	初级电感量
46	N_P			77	匝	初级绕组匝数
47	N_F			9	匝	反馈绕组匝数
48	A_{LG}		0.225		$\mu H/匝^2$	磁芯留气隙时的等效电感
49	B_M			0.1771	T	最大磁通密度
50	B_P			0.3767	T	峰值磁通密度(B_P<0.4200T)
51	B_{AC}		0.0399		T	交流损耗磁通密度(峰-峰值×0.5)
52	μ_r		1583			磁芯无气隙时的相对导磁率
53	δ			0.38	mm	磁芯的气隙宽度(δ≥0.051mm)
54	a		26		mm	骨架有效宽度
55	D_{PM}			0.34	mm	初级导线最大外径(带绝缘层)
56	e		0.06		mm	估计绝缘层总厚度(层厚×2)
57	D_{Pm}			0.28	mm	初级裸线直径
58	公制线径			ϕ0.250	mm	初级导线规格
59	S_P		0.04909		mm^2	初级裸导线横截面积

续表

	A	B	C	D	E	F
	输入		中间过程	输出	单位	参数说明
	参数	数据	保留数据	计算结果		
60	J			9.04	A/mm²	电流密度($J=4\sim10$A/mm²)
61						
62	变压器次级设计参数					
63	I_{SP}			14.98	A	次级峰值电流
64	I_{SRMS}			7.62	A	次级有效值电流
65	I_O			5.00	A	总输出电流
66	I_{RI}			5.75	A	输出滤波电容上的纹波电流
67						
68	S_{Smin}		0.339		mm²	次级裸导线最小横截面积
69	公制线径			ϕ0.71	mm	次级导线规格
70	D_{Sm}			0.66	mm	次级裸导线最小直径
71	D_{SM}			1.0	mm	次级导线最大直径(带绝缘层)
72	N_{SS}		1.05		mm	次级绝缘层最大厚度
73						
74	电压极限参数					
75	V_{Dmax}			626	V	最高漏极电压估计值(考虑漏感后)
76	$V_{(BR)S}$			34	V	次级整流管最高反向峰值电压
77	$V_{(BR)FB}$			55	V	反馈级整流管最高反向峰值电压
78						
79	辅助输出					
80	V_{O2}	12			V	第二路输出电压
81	V_{F3}	0.7			V	第二路输出整流管正向压降
82	N_{S2}			8.9	匝	第二路的次级匝数(实取9匝)
83	D_{Sm2}公制线径			ϕ0.56	mm	12V输出绕组导线规格
84	V_{O3}	30			V	第三路输出电压
85	V_{F4}	0.7				第三路输出整流管正向压降
86	N_{S3}	22		22	匝	第三路输出次级匝数
87	D_{Sm3}公制线径			ϕ0.07	mm	30V输出绕组导线规格

(3) 为符合IEC950中规定的绝缘标准,骨架左右两边均应留出3mm的安全边距,使初、次级的漏电距离为6mm。

(4) 骨架类型并不影响对初级电感量的计算,但必须输入所用骨架宽度b的数值,以判定能否绕下全部匝数。

(5) 表8.14中的高频变压器采用分离式绕法。

2. 计算次级匝数及线径

(1) 计算各绕组的匝数

图 8.12.1 中,5V 主输出采用低压降的肖特基整流管,12V 和 30V 辅助输出均选超快恢复二极管。为简便起见,假定上述整流管均采用正向导通压降为 0.7V 的超快恢复二极管。根据表 8.14 提供的 5V 绕组匝数 $N_{S1}=4$ 匝,先计算每伏匝数

$$n_0=\frac{N_{S1}}{V_{O1}+V_{F2}}=\frac{4}{5+0.7}=0.70\text{ 匝/V}$$

再计算 12V、30V 输出的绕组匝数分别为

$$N_{S2}=n_0(V_{O2}+V_{F3})=0.70\times(12+0.7)=8.89\text{ 匝(实取 9 匝)}$$

$$N_{S3}=n_0(V_{O3}+V_{F4})=0.70\times(30+0.7)=21.49\text{ 匝(实取 22 匝)}$$

(2) 计算各绕组的线径

每路绕组输出的电流波形取决于该路的阻抗特性(包括漏感、整流滤波特性等),要具体分析多路输出的电流分布情况是很复杂的,这是因为各次级绕组是相互作用的。为了简化设计,可以假定多路输出具有与单路输出相同的波形,即各次级绕组的电流波形相同,它们的有效值电流与平均值电流比例系数 K_{RA}相等,并且等于总的电流比值,即

$$K_{RA}=\frac{I_{SRMS}}{I_{SAVG}}=\frac{I_{SRMS}}{I_O}=\frac{7.62}{5}=1.524$$

欲求出各绕组的有效值电流,只需将该路的平均值电流(即输出直流电流)乘以 K_{RA}即可。因此,5V、12V 和 30V 输出绕组上的有效值电流分别为

$$I_{SRMS1}=K_{RA}I_{O1}=1.524\times2.0=3.05\text{A}$$

$$I_{SRMS2}=K_{RA}I_{O2}=1.524\times1.20=1.83\text{A}$$

$$I_{SRMS3}=K_{RA}I_{O3}=1.524\times20\times10^{-3}=30.5\text{mA}$$

取导线电流密度 $J=9\text{A/mm}^2$ 时,三者的最小导线横截面积依次为 0.339、0.0922、0.00339mm^2,进而换算成最小裸导线直径分别为 0.66、0.51、0.077mm。最后按公制线规选择导线内径并留出适当余量,5V 绕组采用 3 股 ϕ0.5mm 漆包线并绕 4 匝,12V 绕组用 2 股 ϕ0.5mm 漆包线并绕 9 匝,30V 绕组使用单股 ϕ0.2mm 漆包线绕 22 匝。

3. 高频变压器的性能测试

(1) 测试耐压强度(绝缘性能)。初级与各次级绕组之间应能承受 3000V、50Hz 的交流高压,持续时间为 1 分钟。

(2) 测量初级电感量 L_P。将各次级绕组与反馈绕组全部开路,用数字电感表或 RLC 自动测量仪测量 L_P 应为 1340μH±134μH,测试频率为 100kHz。

(3) 测量初级漏感量 L_{P0}。把次级绕组全部短路,此时所测量的初级电感量即漏感 L_{P0}。测试频率仍选 100kHz,要求 $L_{P0}<3\%L_P$。

8.15 单片开关电源的效率

在设计开关电源时,效率是应当优先考虑的问题之一。影响开关电源效率的因素很多,例如 TOPSwitch 型号及封装形式的选择、散热器的设计、高频变压器的设计与制造工艺,整流管的导通压降等等。下面首先对单片开关电源与分立开关电源的效率作一比较,然后具体分析一种单片精密开关电源模块的效率及功率损耗。

8.15.1 单片开关电源与分立开关电源的效率比较

分立开关电源是指由脉宽调制器(PWM)集成电路和分立元件构成的普通开关电源。对于给定的输出功率(例如 34W),单片开关电源的效率要明显高于分立开关电源。

由 UC3842 型 PWM 脉宽调制器构成的 24V、34W 分立开关电源的电路如图 8.15.1 所示,其外部功率开关管采用耐压 1000V、导通电阻为 1.2Ω 的 MOSFET,开关频率为 76kHz。用 TOP214Y 设计成的 24V、34W 单片开关电源的电路则如图 8.15.2 所示。假定这两种开关电源的交流输入电压均为 120V,且使用相同规格的高频变压器和输出整流滤波器。由图可见,后者的电路大为简化,外围元器件也很少。TOP214Y 内部功率开关管(MOSFET)的耐压值为 700V;导通电阻为 3.6Ω,是前者的 3 倍。即便如此,其效率仍高于分立开关电源。

单片开关电源与分立开关电源的效率及功耗比较情况见表 8.15.1。下面对二者的功耗作深入分析。

表 8.15.1 两种开关电源的效率及功耗比较(u=120V)

	效率及功率参数		单片开关电源	分立开关电源
总体分析	输入功率(P_I)		38.63W	39.38W/41.35W*
	输出功率(P_O)		34.21W	34.27W
	总功耗 (P_D)		4.42W	5.11W/7.08W
	电源效率(η)		88.6%	87%/80.1%
	开关频率(f)		100kHz	76kHz
各部分功耗的分析	传输损耗	MOSFET 的传输损耗	1.07W	0.37W
		过流检测电阻的损耗	无	0.16W
	开关损耗	MOSFET 的电容损耗	0.32W	0.43W
		MOSFET 的交叠损耗	可忽略	1.08W
	其他损耗	启动电路的损耗	可忽略	0.03W/1～2W
		PWM 控制器的的损耗	0.05W	0.3W
		输出整流管的损耗	0.98W	1.00W
		箝位保护电路的损耗	1.07W	1.20W
		其他电路的损耗	0.93W	0.54W

* 斜杠后面的数据是采用简单启动电路时测得的(参见下文)。

1. 开关损耗

开关损耗包括两部分:传输损耗和开关损耗。

(1) 传输损耗

传输损耗也由两部分组成。第一部分是由 MOSFET 的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 而引起的传输损耗。TOP214Y 内部 MOSFET 的导通电阻较高(3.6Ω),传输损耗较大,为 1.07W。分立开关电源外部所接 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$=1.2Ω,传输损耗较低,为 0.37W。第二部分是过流检测电阻 R_S 上的损耗。TOP214Y 是利用内部 MOSFET 的导通电阻来检测电流的,外部没有过流检测电阻,也就不会产生功率损耗。分立开关电源中的过流检测电阻为 R_{19},其功耗为 0.16W。

单片开关电源的上述两部分功耗之和为 1.07W,分立开关电源为 0.53W。如果仅从这一点看,单片开关电源的功耗要比分立开关电源高出 0.54W。

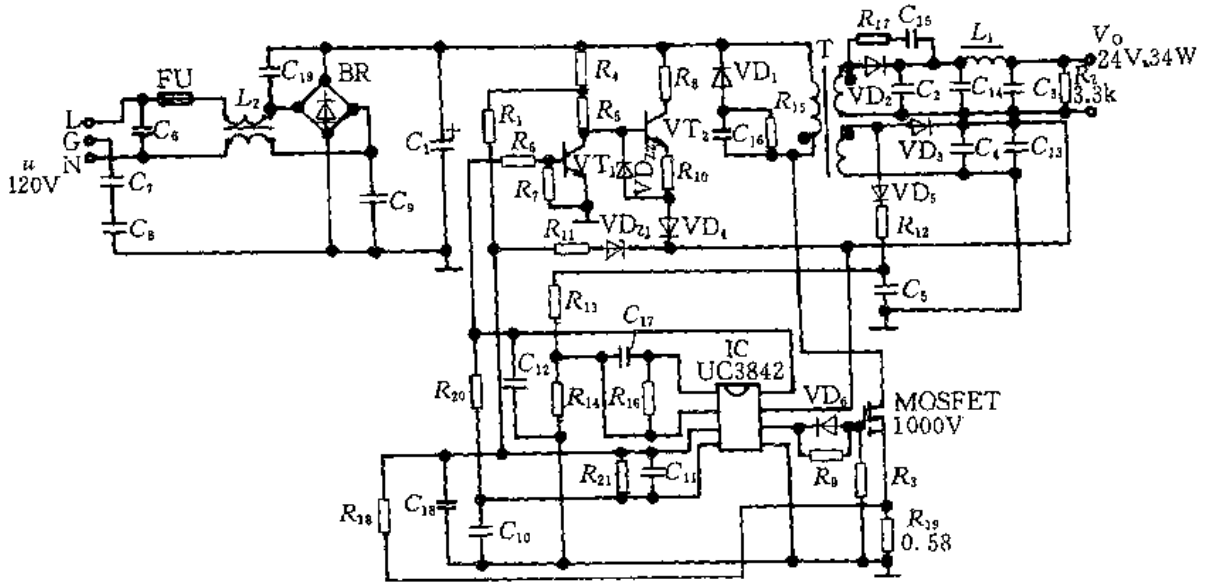


图 8.15.1　34W 分立开关电源的电路

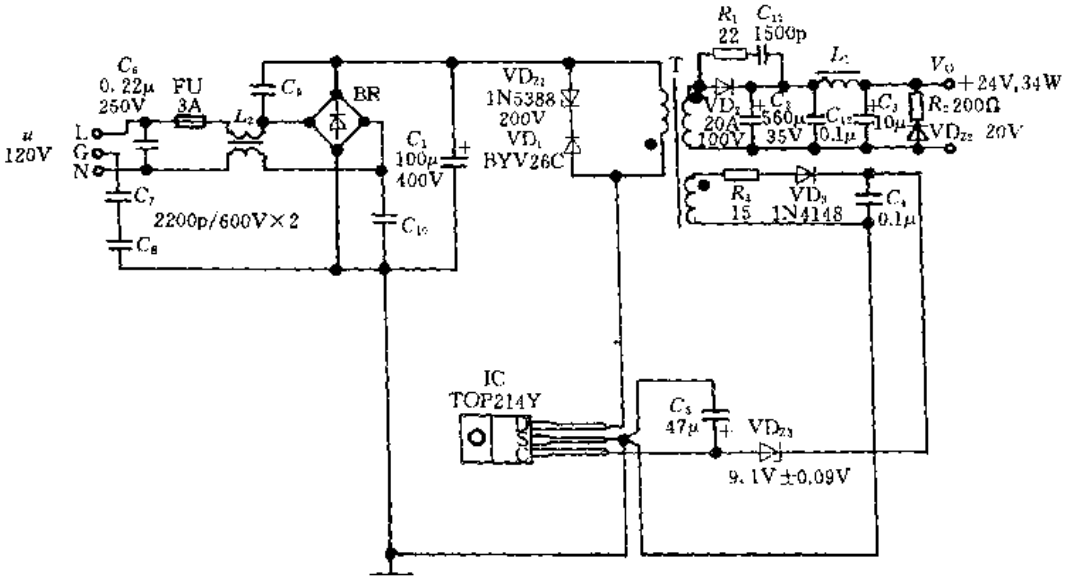


图 8.15.2　34W 单片开关电源的电路

(2) 开关损耗

开关损耗包含 MOSFET 的电容损耗和开关交叠损耗。这里讲的电容损耗亦称 CV^2f 损耗，是指储存在 MOSFET 输出电容和高频变压器分布电容上的电能，在每个开关周期开始时泄放掉而产生的损耗。TOPSwitch 的输出电容仅为分立 MOSFET 的 1/10，即使考虑到高频变压器分布电容之后，其电容损耗也仅为分立开关电源的 74%(0.32W/0.43W)。交叠损耗是由于 MOSFET 存在开关时间而产生的。在 MOSFET 的通、断过程中，由于有效的电压和电流同时作用于 MOSFET，致使 MOSFET 的开关交叠时间较长而造成损耗。在 TOPSwitch 内部加有米勒(Miller)电容，使得 MOSFET 的开关速度很快，因此它的交叠损耗仅为分立开关电源的 1/10 左右，可忽略不计，而后者的交叠损耗达 1.08W。

综上所述，对单片开关电源而言，其传输损耗与开关损耗之和为 1.07W＋0.32W＝

1.39W；分立开关电源则为 0.53W＋0.43W＋1.08W＝2.04W。显然，单片开关电源总的开关损耗仍明显低于分立开关电源。

2. 其他损耗

(1) 启动电路的损耗

TOPSwitch 内部设有专门的启动电路，当芯片被启动后即自行关断，因此在转入正常工作之后就没有损耗。UC3842 需配外部启动电路，图 8.15.1 示出一种较复杂的启动电路，主要包括晶体管 VT_1、VT_2，稳压管 VD_{Z2}，二极管 VD_4，启动电路的功耗为 0.03W。实际上在绝大多数情况下，UC3842 使用的是一种简单的启动电路，将一只降压电阻接直流高压，以获得芯片工作时所需要的电源电压 V_1。即使启动之后改由反馈绕组上获得 V_1，但降压电阻上依然耗电，其功耗为 1～2W。显然，单片开关电源的启动功耗远低于分立开关电源。

需要指出，当 UC3842 采用复杂的启动电路时，电源效率 η＝87%。但通常采用的是简单的启动电路，此时 η 就降至 80.1%。

(2) PWM 控制器的损耗

PWM 控制器的损耗，包括控制电路本身的损耗以及控制驱动 MOSFET 的功耗。TOPSwitch 中的 PWM 控制器采用的是低压、微功耗的 CMOS 电路，在最大占空比时功耗仅为 5.7V×2.5mA＝0.014W，在最小占空比时也只有 5.7V×6.5mA＝0.037W；再加上控制驱动的功耗，约为 0.05W。UC3842 的控制器总功耗是 0.3W，远高于 TOPSwitch。

(3) 输出整流管的损耗

单片开关电源为 0.98W，分立开关电源为 1.00W，二者相差不多。

(4) 漏极钳位保护电路的损耗

单片开关电源为 1.07W，分立开关电源是 1.20W，前者功耗稍低。

(5) 其他电路的损耗

它包括输入滤波器、整流桥、高频变压器、输出滤波器、次级反馈电路的损耗之和。单片开关电源这部分损耗要比分立开关电源高一些(0.93W/0.54W)。

8.15.2 单片精密开关电源模块的效率及功率损耗分析

在 6.5 节中曾介绍由 TOP204Y 构成的 15V、30W 单片精密开关电源模块。其交流输入电压 u＝85～265V，电源效率 η>80%。当 u>120V 时，η＝82.5%～84.4%。该模块的电源效率与交流输入电压的关系曲线如图 8.15.3 所示。

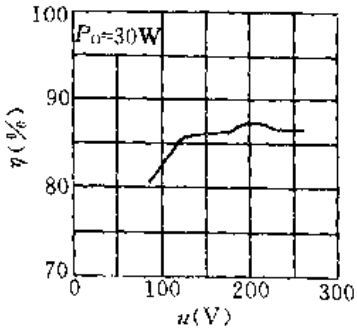


图 8.15.3 精密开关电源的效率曲线

表 8.15.2 对该模块的电源效率及各种功耗作了详尽分析，该表格对于设计或评估开关电源具有参考价值。需要说明的是表中前四行的数据为实际测量值，其余数据为间接测量值或估计的近似值。因此，各元器件上的总功耗可能与电源的输入功率略有出入，但偏差不会超过±(3%～4%)。由表可见，开关电源的大部分功耗是由 TOP204Y(IC_1)、钳位二极管(VD_2)、输出整流管(VD_3)、共模扼流圈(L_2)、整流桥(BR)所产生的。其他元件的损耗较小。

表 8.15.2 效率及功耗分析

	参数或元器件		交流输入电压		
			90V	120V	240V
总体分析	输入功率(P_I)		37.8W	36.1W	35.3W
	输出功率(P_O)		29.8W	29.8W	29.8W
	功率损耗(P_D)		8.0W	6.3W	5.5W
	电源效率(η)		78.8%	82.5%	84.4%
各部分功率损耗的分析	TOP204Y 的电容损耗及传输损耗		1.2W	1W	0.81W
	钳位二极管 P6KE200(VD_2)		1.3W	1.3W	1.3W
	阻塞二极管 BYV26C(VD_1)		0.05W	0.05W	0.05W
	输出整流二极管 MUR610(VD_2)		1.5W	1.5W	1.5W
	高频变压器(T)	初级	0.05W	0.04W	0.02W
		次级	0.15W	0.16W	0.30W
		磁芯	0.05W	0.05W	0.05W
	共模扼流圈(L_2)		2.1W	0.85W	0.22W
	输出滤波电容(C_2)		0.11W	0.09W	0.05W
	整流桥(BR)		1.02W	0.85W	0.41W
	输入滤波电容(C_1)		0.32W	0.22W	0.13W
	反馈绕组及反馈电路		0.28W	0.32W	0.36W

8.16 提高单片开关电源效率的方法

在设计单片开关电源的整个过程中，从确定占空比、计算高频变压器的初级电感量，直到选择各种元器件参数，几乎都会影响电源效率。下面首先阐述设计高效率单片开关电源的原则，然后全面深入地介绍提高效率的方法。

8.16.1 设计高效率单片开关电源的原则

1. 普遍原则

(1) 所设计的开关电源应尽量工作在最大占空比 D_{max} 下。这里讲的最大占空比，是由外部设定的极限值。采用 100V/115V 交流输入、使用 TOP100 系列时，推荐 $D_{max}=40\%$。采用 85～265V 交流输入、使用 TOP200 系列或 TOPSwitch—Ⅱ系列时，推荐 $D_{max}=60\%$为宜。

(2) 在功率开关管的关断期内，初级绕组感应电压 V_{OR} 应取 60V(对于 100V/115V 交流输入、TOP100 系列)，或者取 135V(对于 230V 固定交流输入或 85～265V 宽范围输入、TOP200 系列和 TOPSwitch—Ⅱ系列)。

2. 具体原则

(1) 初级电路

① 增加初级电感量(L_P)，以减小初级峰值电流(I_P)和有效值电流(I_{RMS})，可以使高频变压器工作在连续模式下。此时 TOPSwitch 和高频变压器的功耗较低。一般不要选择不连续模式。

② 整流桥的指标要留出足够的余量，其标称整流电流必须大于额定电流值，才能减小能

量损耗。

③ 输入端接入负温度系数热敏电阻(NTC),仅在刚通电时起限流作用。应使之尽可能工作在热态(即低阻态),以减小热敏电阻中的能量损耗。

④ 要正确估算输入滤波电容的容量,在交流输入电压为 100V 或 85～265V 时,比例系数为 3μF/W,即每瓦输出功率对应于 3μF 的容量,依次类推。在 230V 交流输入时为 1μF/W,115V 交流输入时应取 2μF/W。

⑤ 为提高电源效率和降低成本,应挑选最合适的 TOPSwitch 芯片。

⑥ 为了抑制尖峰电压及其他电磁干扰,需增加漏极钳位保护电路和 EMI 滤波器。

(2) 高频变压器

① 为减小绕组导线上因高频趋肤效应而产生的损耗,推荐采用多股线并绕方式来绕制次级线圈。

② 选择低损耗的磁芯材料、合适的形状及正确的绕制方法,把漏感降至最低程度。在安装空间允许的条件下,选择较大尺寸的磁芯,有助于降低磁芯损耗。

③ 高频变压器的交变磁通量不得超过规定范围,以免磁芯损耗增大。

(3) 次级电路

① 所选输出整流管的标称电流值至少应是连续输出电流典型值的 3 倍。推荐使用正向压降低、反向恢复时间(t_{rr})极短的肖特基整流管。

② 在连续模式下为了降低功耗,输出滤波电容上的交流电流标称值应是纹波电流的 1.5～2 倍。

8.16.2 提高单片开关电源效率的方法

1. 增加初级电感量 L_P

适当增加高频变压器的初级电感量,能够提高电源效率。这是因为增大 L_P 之后,可以降低初级峰值电流 I_P 和有效值电流 I_{RMS},使输出整流管和滤波电容上的损耗也降低。此外,还能减小储存在高频变压器漏感 L_{P0} 上的能量 W_0。该能量与 I_P^2 成正比,并且在漏极钳位电路的每个开关周期内被白白地消耗掉。这可归纳成下述关系:$L_P \uparrow \rightarrow I_P \downarrow$,$I_{RMS} \downarrow$,$W_0 \downarrow \rightarrow \eta \uparrow$。

需要指出,为了减小 I_{RMS},除增大 L_P 之外,还必须降低漏极钳位保护电路上的损耗。显然,由瞬态电压抑制器和超快恢复二极管构成的钳位电路,属最佳设计方案。有关 L_P 的计算公式,详见 8.10 节。6.5 节中介绍的单片开关电源模块的 L_P 值,设计为 627μH。当 P_O=30W 时,该电感量可使 TOP204Y 在较宽的交流输入电压范围内工作在连续模式。

2. 选择合适的 D_{max} 和 V_{OR} 参数

TOPSwitch 电源在直流输入电压为最小值时($V_I=V_{Imin}$),负载电路所取得的最大占空比(D_{max}),直接影响到初、次级之间功率损耗的分配情况。但这里讲的 D_{max} 并非 TOPSwitch 本身的占空比上限值,而是要由外部设定的一个极限值。它不仅与 V_{Imin}、V_O、输出整流管的正向压降 V_{F1} 有关,还取决于初级对次级的匝数比($n=N_P/N_S$)。有公式

$$D_{max}=\frac{V_O+V_{F1}}{\frac{1}{n}\cdot V_{Imin}+V_O+V_{F1}} \tag{8.16.1}$$

不难看出,增加匝数比可提高最大占空比。式(8.16.1)还可改写成匝数比的表达式

$$n=\frac{N_P}{N_S}=\frac{D_{max}V_{Imin}}{(1-D_{max})(V_O+V_{F1})} \tag{8.16.2}$$

匝数比还能决定初级感应电压 V_{OR}，公式为

$$V_{OR}=n(V_O+V_{F1}) \tag{8.16.3}$$

V_{OR}是在 TOPSwitch 关断期间，初级从次级感应到的电压值，亦即感应电动势。在关断期间，漏极电压等于初级直流电压 V_I、感应电压 V_{OR}、由漏感引起的尖峰电压这三者的总和。由于该电压对高频变压器的变压比起到限制作用，因此也就限制了开关电源的最大占空比。这种限制作用就反映到 V_{OR}的推荐值上。设计步骤是 $u\rightarrow V_{OR}\rightarrow D_{max}$。例如，对于 TOP100 系列，$u=85\sim132$V，$V_{OR}=60$V，$D_{max}=40\%$。对于 TOP200 系列，采用宽范围输入电压时，$V_{OR}=135$V，$D_{max}=60\%$；230V 固定输入时 $D_{max}=40\%$。TOPSwitch 的漏极峰值电压可通过钳位二极管 VD_Z 加以控制。当 $u=115$V 时，$V_B=90$V，$u=230$V 或宽范围输入(85～265V)时，$V_B=200$V。上述模块采用的是宽范围输入电压。下面对其 D_{max}进行讨论。

当 $L_P=627\mu$H，$f=100$kHz，$V_{Imin}=90$V，预期的 $\eta=80\%$，输出为 15V、30W。在 V_{Imin}为 90V 时，TOP204Y 及外部元器件上的电流最大。初级的 I_{RMS}、I_P 与 D_{max}的关系曲线如图 8.16.1 所示。次级的 I_{SRMS}、I_{SP}和 D_{max}关系曲线如图 8.16.2 所示。次级输出滤波电容 C_2 上的纹波电流有效值 $I_{RI(RMS)}$与 D_{max}之关系曲线见图 8.16.3。图 8.16.4 示出输出整流管 VD_2 的最高反向峰值电压 $V_{(BR)S}$与 D_{max}的关系曲线。分析上述 4 幅插图不难发现，当 D_{max}增大时，初级的 I_P、I_{RMS}以及次级的 I_{SP}、I_{SRMS}、$I_{RI(RMS)}$、$V_{(BR)S}$均减小。

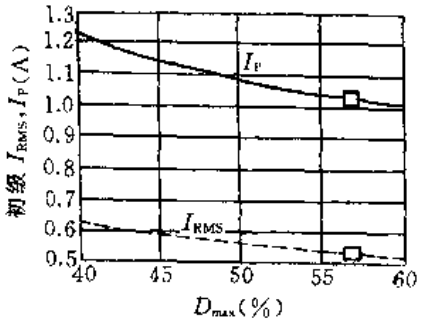


图 8.16.1　初级 I_{RMS}、I_P 与 D_{max}的关系曲线

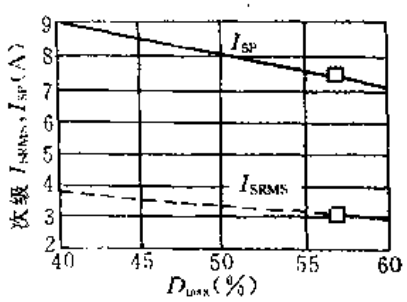


图 8.16.2　次级 I_{SRMS}、I_{SP}与 D_{max}的关系曲线

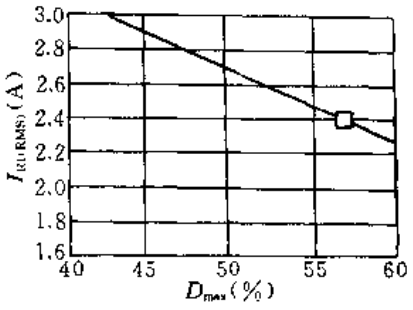


图 8.16.3　$I_{RI(RMS)}$与 D_{max}的关系曲线

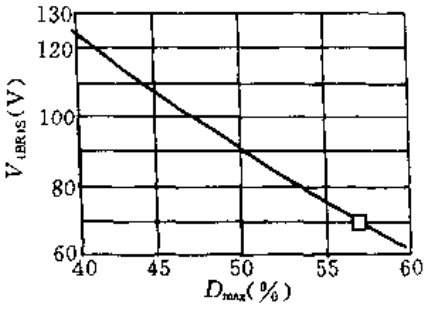


图 8.16.4　$V_{(BR)S}$与 D_{max}的关系曲线

上述变化规律可从理论上加以验证。由图 8.16.1 和图 8.16.2 可见，该电源模块在 $D_{max}=57\%$时的工作点为：$I_P=1.0$A，$I_{RMS}=0.53$A，$I_{SP}=7.5$A，$I_{SRMS}=3.1$A。

首先验证该工作点处的 I_{SP}、I_{SRMS}值。有公式

$$I_{SP}=I_P\cdot\frac{N_P}{N_S} \tag{8.16.4}$$

将 $N_P=45$ 匝、$N_S=6$ 匝代入式(8.16.4)中得到

$$I_{SP}=7.5I_P \tag{8.16.5}$$

次级有效值电流的计算公式为

$$I_{SRMS}=I_{SP}\cdot\sqrt{(1-D_{max})\cdot\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right)}$$

$$=7.5I_P\cdot\sqrt{(1-D_{max})\cdot\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right)} \tag{8.16.6}$$

式中的 K_{RP} 值并未给出，必须确定其具体数值。在连续模式下，K_{RP} 的允许范围是 $0.4\leqslant K_{RP}<1$。先假定 $K_{RP}=0.4$，与 $I_P=1.0A$、$D_{max}=57\%$ 一并代入式(8.16.6)中不难算出，$I_{SRMS}=4A$，而该工作点的 I_{SRMS} 实为 3.1A，二者相差较大。这表明实际的 $K_{RP}>0.4$。用同样方法不难算出，当 $K_{RP}=0.6$ 时，$I_{SRMS}=3.5A$；仅当 $K_{RP}=0.8$ 时，$I_{SRMS}=3.15A$。后者与 3.1A 非常接近，由此判定 $K_{RP}=0.8$。

然后，选 $D_{max}=45\%$ 时的 I_{SP}、I_{SRMS} 值作为另一工作点。查图 8.16.1 可知，此时 $I'_P=1.15A$。再用式(8.16.5)和式(8.16.6)分别计算出

$$I'_{SP}=7.5I_P=7.5\times1.15=8.6A$$

$$I'_{SRMS}=7.5\times1.15\sqrt{(1-45\%)\left(\frac{0.8^2}{3}-0.8+1\right)}=3.56A$$

这与从图 8.16.2 上查到 $D_{max}=45\%$ 时的 I'_{SP}、I'_{SRMS} 值相符。这表明，其变化规律为 $D_{max}\downarrow\rightarrow I_{SP}$ 及 $I_{SRMS}\uparrow$。反之，$D_{max}\uparrow\rightarrow I_{SP}$ 及 $I_{SRMS}\downarrow$。

由此证明关系曲线上所反映出的 I_{SP}、I_{SRMS} 随 D_{max} 而变化的规律是正确的。

需要说明两点：

第一，当 D_{max} 较高时，输出整流管的正向电流增大，而整流管压降则降低。

第二，当 $V_O\leqslant24V$ 时，选择较高的 D_{max} 可降低次级有效值电压，以便采用耐压较低、正向压降很小的肖特基整流管，来代替耐压高、管压降大的超快恢复整流管，提高电源效率。当 $D_{max}\geqslant50\%$ 时，$V_{(BR)S}$ 要尽量低，才能使用肖特基二极管。对于 TOPSwitch，通过设计变压器的匝数比，可使 V_{OR} 达到推荐值，自动将 D_{max} 设定到最大推荐值上。

3. 开关频率

开关电源的工作频率也是应重点考虑的问题之一。尽管从理论上讲开关频率愈高，高频变压器的体积就愈小，电源效率也愈高。但实际上磁芯损耗、铜导线电阻损耗(简称铜损耗)、整流管和 MOSFET 的开关损耗，将随开关频率的升高而增大，反而导致电源效率降低。因此应权衡利弊，选择最合适的开关频率。当交流输入电压为 100V/115V/230V 时，选择开关频率为 100kHz，此时损耗低，高频变压器的尺寸较小，而且电源效率较高，电磁干扰也较弱。这正是 TOPSwitch 之所以选择 100kHz 开关频率的重要原因。

4. 减小高频变压器的损耗

高频变压器是开关电源中进行能量储存与传输的重要部件，它对电源效率有较大的影响。一个高效率的高频变压器应具备下列条件：直流损耗和交流损耗低、漏感小、绕组本身的分布电容及各绕组之间的耦合电容要小。

(1) 直流损耗

高频变压器的直流损耗是由线圈的铜损耗而造成的。为提高效率，应尽量选较粗的导线，并使电流密度在(4～10)A/mm² 范围内，现取 $J=6A/mm^2$。

(2) 交流损耗

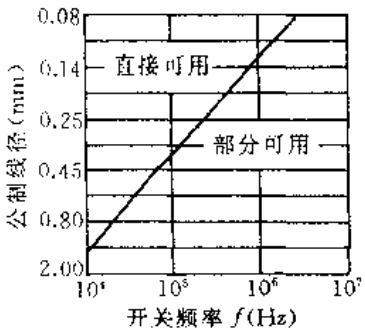


图 8.16.5 导线线径与开关频率的关系曲线

高频变压器的交流损耗是由于高频电流的趋肤效应以及磁芯的损耗而引起的。高频电流通过导线时总是趋向于从表面流过，此现象称作趋肤效应。趋肤效应会使导线的有效流通面积减小，并使导线的交流等效阻抗远高于铜电阻。高频电流对导体的穿透能力与开关频率的平方根成反比，为减小交流铜损耗，导线半径不得超过高频电流可达深度的两倍。可供选用的导线公制线径与开关频率的关系曲线，如图 8.16.5 所示。举例说明，当 $f=$100kHz，导线直径理论上可取 ϕ0.40mm。但为减小趋肤效应，实际用比 ϕ0.40mm 更细的导线多股并绕，而不用一根粗导线绕制。

高频变压器的磁芯损耗也使得电源效率降低。其交流磁通密度可用下面二式之一来进行估算：

$$B_{AC}=\frac{0.4\pi N_P I_P K_{RP}}{2\delta} \tag{8.16.7}$$

$$B_{AC}=\frac{10^8 V_{t\min} D_{\max}}{2N_P S_J f} \tag{8.16.8}$$

式中，B_{AC}代表交流磁通密度(单位是 T)。式(8.16.7)中用“安匝”($N_P \cdot I_P$)来表示磁通量的单位，式(8.16.8)则用“韦伯(即伏·秒)”来表示。磁芯的气隙宽度 δ 的单位应取 cm，磁芯的有效横截面积单位是 cm^2。上述二式是完全等价的，应视具体情况(例如高频变压器的哪些参数为已知的)进行选择。欲设计在连续模式下工作的高频变压器，B_{AC}的典型值约为 0.04～0.075T。铁氧体磁芯在 100kHz 时的损耗应低于 50mW/cm^2。

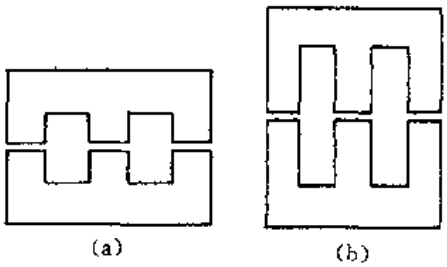
(3) 泄漏电感

泄漏电感简称漏感。在设计低损耗的高频变压器时，必须把漏感减至最小。因为漏感愈大，产生的尖峰电压幅度愈高，漏极钳位电路的损耗就愈大，这必然导致电源效率降低。对于一个符合绝缘及安全性国际标准的高频变压器，其漏感量应为次级开路时初级电感量的 1%～3%。要想达到 1%以下的指标，在制造工艺上将难于实现。在 8.14 节介绍的设计实例中，L_{P0}/L_P 的比值即小于 3%。

减小漏感时可采取以下几种措施：①减小初级绕组的匝数 N_P；②增大绕组的宽度(例如选 EE 型磁芯，以增加骨架宽度 b)；③增加绕组尺寸的高、宽比；④减小各绕组之间的绝缘层；⑤增加绕组之间的耦合程度。

(4) 减小初级绕组匝数并增加高、宽比

挑选合适的磁芯形状，并且减小初级匝数和增加高、宽比，能有效地降低漏感。漏感量与初级绕组匝数的平方(N_P^2)成正比。所选磁芯尺寸应足够大，使初级绕组能绕成两层甚至不到两层，这样可将初级漏感与分布电容减至最小。高泄漏和低泄漏磁芯的形状分别如图 8.16.6(a)、(b)所示。(a)图中使用矮胖窗口的磁芯，因其尺寸大，高、宽比值较小，漏感量大，而不宜采用。它对应于 POT、RM、PQ 型和部分 E 型磁芯。(b)图中所用磁芯形状符合要求，呈瘦高形，具有较大的高、宽比，它对应于 EE、ETD、EI、EC 型磁芯。



(a) 高泄漏磁芯；(b) 低泄漏磁芯

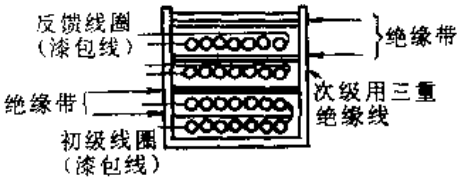
图 8.16.6 两种磁芯的形状

高频变压器的优化设计是采用普通高强度漆包线绕制初级和反馈级，而用三重绝缘线绕

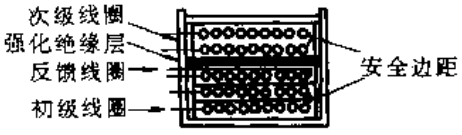
制次级。这样可使漏感量大为减小。由于不需留出安全边距，高频变压器的体积可减小 1/3～1/2。

(5) 绕组排列

为减小漏感，绕组应按同心方式排列，如图 8.16.7(a)、(b)所示。(a)图中次级采用三重绝缘线；(b)图中全部用漆包线，但要留出安全边距，且在次级绕组与反馈绕组之间加上强化绝缘层。



(a)



(b)

(a) 次级用三重绝缘线；(b) 全部用漆包线

图 8.16.7 绕组的排列方式

对于多路输出的开关电源，输出功率最大的那个次级绕组应靠近初级，以增加耦合，减少磁场泄漏。当次级匝数很少时，为了增加与初级的耦合，宜采用多股线平行并绕方式均匀分布在整个骨架上，以增加覆盖面积。在条件允许的情况下，用箔绕组作为次级也是增加耦合的一种好办法。

(6) 减小绕组的分布电容及耦合电容

在 TOPSwitch 的每个通、断转换期间，绕组分布电容反复被充、放电，其上的能量都被吸收掉了。分布电容不仅使效率降低，它还与绕组的分布电感构成 LC 振荡器，产生振铃噪声。初级绕组分布电容的影响尤为显著。为减小分布电容，应尽量减小每匝导线的长度，并将初级绕组的始端接漏极，利用一部分初级绕组起屏蔽作用，减小邻近绕组的耦合电容。在初级绕组之间加绝缘层，也能减小其分布电容，并降低 MOSFET 的电容损耗(CV^2f)。

5. 初级元器件

(1) 限流保护电路

为避免刚通电时有大电流通过输入滤波电容，必须设计限流保护电路。具体方案有以下 3 种：

① 利用一只低阻值的固定电阻 R 起限流作用。此法的缺点是开关电源转入正常工作后，R 上仍要消耗同样的电能。

② 利用共模扼流圈(L_2)的感抗来减小输入电流，亦可用滤波电感代替之。这种方法的效果较好，使用得最为普遍。

③ 选用负温度系数的热敏电阻(NTC)进行限流。其特点是刚通电时 NTC 呈现较大的阻抗，但随着电流通过它时产生的热效应，NTC 受热后阻值就迅速降低，当开关电源转入正常工作之后，其损耗可忽略不计。需要注意：所用 NTC 的电阻率应具有缓慢变化之特点，不要使用具有开关特性的负温度系数热敏电阻，更不得误用正温度系数热敏电阻(PTC)来代替 NTC。有关 NTC 及软启动功率元件的原理与应用，详见 10.10 节。

(2) 输入整流桥

由二极管构成的整流桥，其标称电流应大于在 u_{min} 时的 I_{RMS} 值。计算初级有效值电流的公式为

$$I_{RMS}=\frac{P_O}{\eta u\cos\varphi} \tag{8.16.9}$$

式中，输入电路的功率因数 $\cos\varphi=0.6\sim0.8$，具体数值取决于 u 和输入阻抗 Z_i。选择较大容量的整流桥，使之工作在较小电流下，可减小整流桥的压降和功率损耗，提高电源效率。

(3) EMI 滤波器

由表 8.15.2 可见，在低电压输入时共模扼流圈 L_2 上的功耗较大。为此，可适当加大 L_2 的外形尺寸，使之电感量保持不变而内阻减小。通过 L_2 的电流额定值也用式(8.16.9)进行估算。

(4) 输入滤波电容的估算

参见上文"具体原则"内容。

(5) 漏极钳位保护电路及 RC 吸收回路

这两种电路用来限制尖峰电压并减小电磁干扰。为降低钳位电路的损耗，必须减小高频变压器的漏感。在 RC 吸收回路中 C 的电容量要小，以免在 u_{max} 时降低电源效率。

(6) 减小 TOPSwitch 的功耗

TOPSwitch 的功率损耗是影响电源效率的重要因素，尤其在 u_{min} 时功耗将达到最大值。有条件者可选导通电阻较小的 TOPSwitch，以减小其传输损耗。而减小高频变压器的分布电容，能降低 TOPSwitch 的开关损耗，这在交流输入电压较高时最为显著。

6. 次级元器件

(1) 输出整流管

输出整流管 VD_2 是导致电源效率下降的重要原因之一。以 6.5 节介绍的开关电源模块为例，VD_2 的损耗约占全部损耗的 1/4～1/5。整流管的损耗分为两种：正向传输损耗，反向恢复损耗。降低 VD_2 损耗的有效方法可归纳为两点：①将开关电源设计成连续模式，以减小次级的 I_{SRMS} 和 I_{SP} 值；②选择肖特基整流管，其正向传输损耗低，而且不存在快恢复及超快恢复二极管的反向恢复损耗。这是因为肖特基整流管的反向恢复时间 t_{rr}<10ns，可以忽略不计。但肖特基整流管适用于高频、低压、大电流整流。若 $V_{(BR)S}$>100V，则应选超快恢复整流二极管，这类管子的耐压值可达 50～1000V。

对于 6.5 节中介绍的开关电源模块，采用 FMB—29 型肖特基整流管时，标称值为 90V、8A。如选用 BYW29—200 型超快恢复整流管(亦称快速外延型整流管)，标称值就变成 200V、8A，而 t_{rr}<25ns。这两种管子的效率与交流输入电压的关系曲线如图 8.16.8 所示。不难看出，当 u=220V 时，二者效率分别为 85%、83.4%。原因在于肖特基整流管的导通压降低(约 0.4V)，反向恢复损耗小，所以效率高。

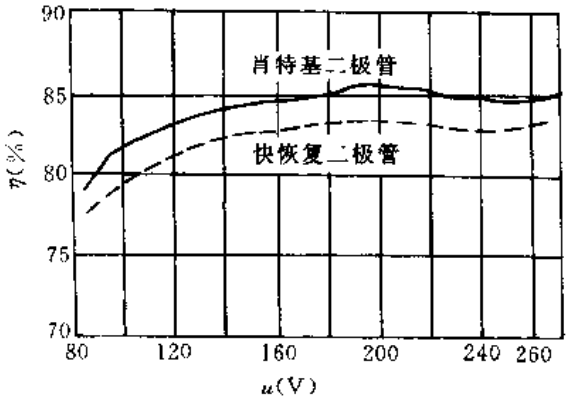


图 8.16.8 两种整流管的效率与交流输入电压的关系曲线

(2) 输出整流管的标称电流值

输出整流管的标称电流值应为输出直流电流额定值的 3 倍以上，即

$$I_{F1}>3I_O \tag{8.16.10}$$

在平均整流电流相同的情况下，选择较大容量的整流管，能减小管子的损耗。这是因为整流二极管的伏安特性曲线呈非线性，电流较小时管压降较低。需要指出，通过整流管的实际有效值电流与峰值电流，有可能是 I_O 值的好几倍。由图 8.16.2 上可以看出，当 $I_O=2A$，$D_{max}=40\%$ 时，次级的 $I_{SRMS}=3.7A$，$I_{SP}=9.0A$。当 $D_{max}=60\%$ 时，$I_{SRMS}=3.0A$，$I_{SP}=7.2A$。单凭这一点，也应选大容量的整流管。

(3) 输出滤波电容

输出滤波电容 C_2 上的纹波电流很大。在连续模式下，纹波电流的有效值可用下式进行估算：

$$I_{RI}=I_O\sqrt{\frac{D_{max}}{1-D_{max}}} \tag{8.16.11}$$

进而求出 C_2 上的功率损耗

$$P=I_{RI}^2\cdot r_0 \tag{8.16.12}$$

式中的 r_0 为滤波电容的等效串联电阻(ESR)。在固定负载的情况下，通过 C_2 的交流电流标称值 I_{C_2} 必须满足下列条件：

$$I_{C_2}=(1.5\sim2)I_{RI} \tag{8.16.13}$$

8.17 单片开关电源印制板的设计

在研制单片开关电源时必须合理地设计印制板(PCB)。下面介绍设计 TOPSwitch 印制板时应遵循的原则。有关 TinySwitch 系列、MC33370 系列和 TOPSwitch—FX 系列的印制板设计方法，详见 3.4 节、4.4 节和 4.11 节。

8.17.1 TOPSwitch 在印制板上的布局与连线

TOPSwitch 在印制板上的布局与连线如图 8.17 所示。设计印制板时特别要注意，TOPSwitch 的源极必须采用单点接地法，即控制端旁路电容 C_5(或 RC 补偿网络)的负极、反馈电路的返回端、高压返回端，应分开布线，最后在源极管脚处汇合，称之为单点接地，亦称作“开尔文(Kelvin)连接”。合理的布线能防止 TOPSwitch 在导通期间被误关断，或因源极上有较大的开关电流而引起工作不稳定。高压滤波电容 C_1 的负极必须直接连到漏极的焊盘上，不得从 C_5 的负极上再引出线接 C_1。源极管脚须尽量剪短，不要弯曲或加长，并且要按(b)图所示完全插入焊盘上。但根据需要，漏极引线可适当弯曲或加长。

8.17.2 检查印制板布局合理性的原则

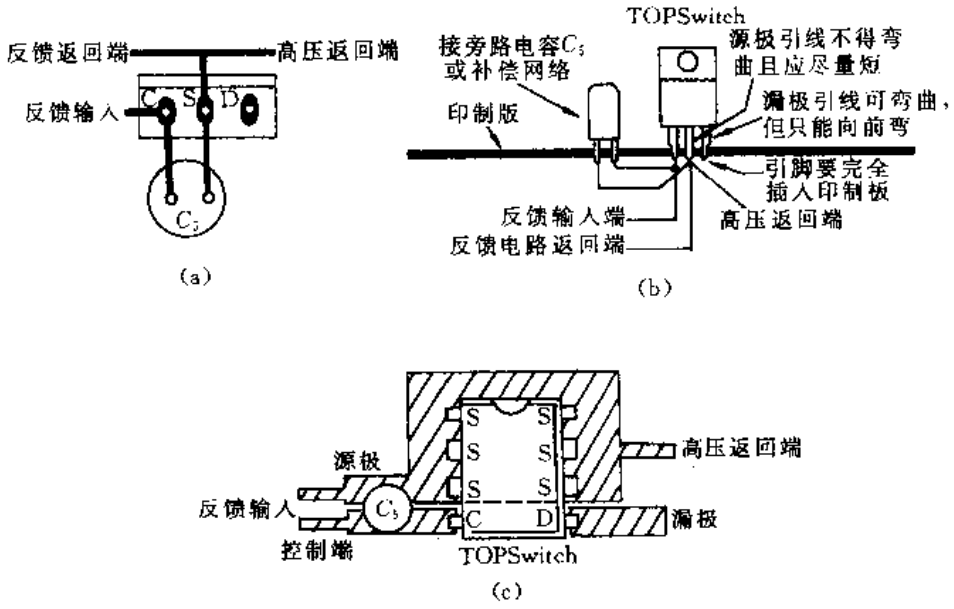
以 6.5 节中图 6.5.2 给出的印制板为例，在检查其布局是否合理时，应符合下述原则：

(1) 由于在连接 TOP204Y(IC_1)、C_1、高频变压器初级绕组的引线上有高频开关电流通过，极易引起共模电磁干扰，因此上述引线应尽量短，以便使印制板尺寸及环路面积为最小。

(2) 漏极钳位保护电路中的 VD_Z(TVS)、VD_1(SRD)与初级绕组的引线要尽量短捷。

(3) TOP204Y 的漏极 D 应尽量靠近初级绕组的同名端和阻塞二极管的正极。

(4) 输入滤波电容 C_1 必须直接连到 TOP204Y 的源极上。这里讲的“直接连到”是指这段



(a) TO-220 封装的俯视图；(b) TO-220 封装的剖面图；(c) DIP-8 和 SMD-8 封装的俯视图

图 8.17　TOPSwitch 在印制板上的布局与连线图

印制导线上不允许再有其他的引出线(即分支线)，下同。

(5) 安全电容 C_7 和 C_8 应通过宽而短的印制导线分别接至反馈绕组和次级绕组的返回端。

(6) TOP204Y 的源极 S 应与初级绕组、反馈绕组的回路直接相连。

(7) 整流管 VD_3 的正极应尽量靠近反馈绕组的同名端，以减小噪声干扰。

(8) 反馈滤波电容 C_4 的下端要直接连 TOP204Y 的源极，否则会降低开关电源抑制噪声的能力，导致噪声容限降低。

(9) VD_3 的负极与 C_4 直接相连，C_4 的上端需通过一条印制导线和一个跳线器接光耦合器(IC_2)的集电极。

(10) 旁路电容 C_5 直接连在 TOP204Y 的 C-S 极之间。

(11) 输出整流滤波电路中的 VD_2 和 C_2 要靠近次级绕组，使 PCB 的环路面积为最小。这几段连线宜设计成宽导线，以承受较大的电流。

(12) 为减小内部触发器产生的噪声，滤波电容 C_3 应靠近输出端，并联在与输出插座连通的线路上。由于通过 C_3、L_1、C_2 连线上的主要是直流电流，因此这部分导线允许适当加长。

(13) 根据需要，外部散热器既可以直接连 TOP204Y 的小散热片(管壳)；亦可通过绝缘层连接，使二者隔离但与电路中的其他地方连通。采用后一种方案时必须注意，当高频环路电流较大时，散热器与管壳之间的分布电容 C_0 与滤波电感 L_1 发生谐振，有可能导致 TOP204Y 误触发。

8.18　利用计算机设计 TinySwitch 的程序流程图

TinySwitch 系列属于小功率、低成本的四端单片开关电源集成电路。它与 TOPSwitch 系列三端单片开关电源既有相似之处，又有很大区别，二者在管脚功能、内部电路、控制原理及外围电路上都存在差异。TinySwitch 不需要反馈绕组、回路补偿，以及 EMI 滤波器。在 3W 以下

的低功率输出时，可用简单的 RC 吸收回路来代管钳位保护电路。因此，在用计算机设计 TinySwitch 开关电源时，其程序流程图及设计方法和步骤，均有别于 TOPSwitch。

由 TinySwitch 构成单片开关电源的典型电路如图 8.18.1 所示。图 8.18.2 则示出由 TNY253P 构成的单片开关电源电路，主要技术指标为 $V_I=120\sim375V$，$V_O=7.5V$，$I_O=150mA$，$P_O=1.125W$。它采用宽范围的直流输入电压。C_1 为输入端高频滤波电容。若采用 85～265V 交流电源，应在整流桥后面接输入滤波电容 C_{IN}（对应于图 3.3.3 中的 C_1）。由 R_1、C_2 构成吸收回路，可吸收 TNY253P 在关断时产生的尖峰电压，抑制噪声干扰。高频变压器采用 EE—16 型磁芯，它只有初级与次级绕组。输出整流管 VD_1 使用 1N4934 型（1A、100V）快恢复二极管。C_{OUT}（即 C_4）为输出滤波电容。由 L 和 C_5 构成后级 LC 滤波器，进一步滤除纹波。输出电压还经过稳压管 VD_Z 和光耦合器 IC_2（LTV817），驱动 TNY253P 的使能端 EN。VD_Z 采用 1N5235B 型 6.8V、20mA 的稳压管。输出电压 $V_O\approx V_F+V_Z\approx1V+6.8V=7.8V$。再经过 L 后，实际输出电压约为 7.5V。现假定光耦合器 LED 的导通压降为 1V。R_2 是稳压管的限流电阻，C_3 为 BP 端的旁路电容。

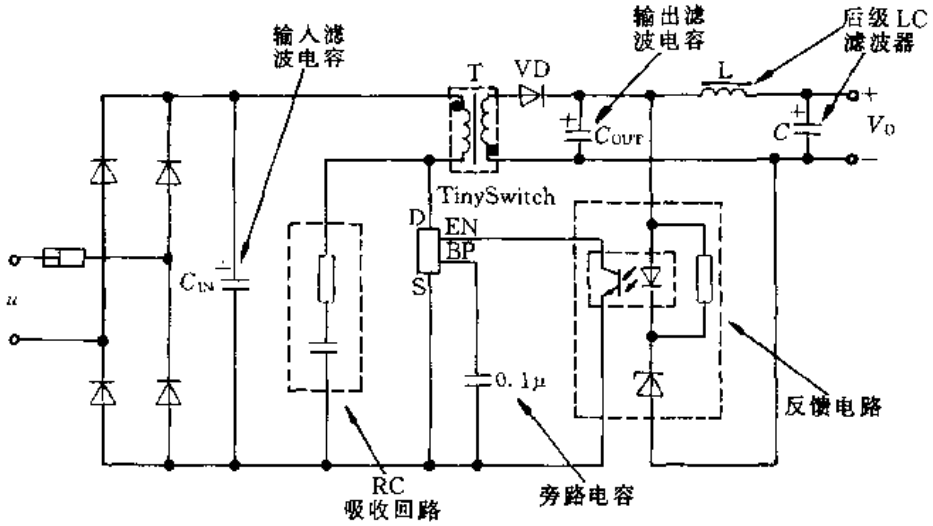


图 8.18.1　由 TinySwitch 构成单片开关电源典型电路

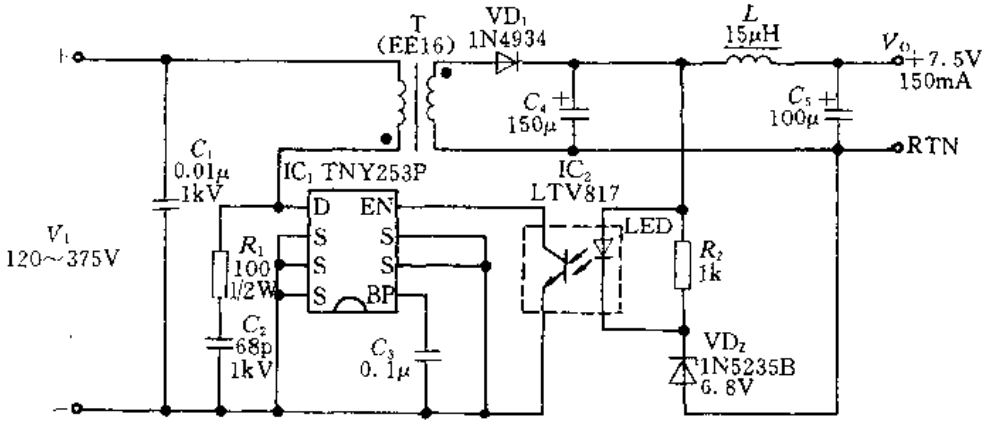


图 8.18.2　由 TNY253P 构成的单片开关电源电路

下面就以该电路为例，介绍利用计算机设计 TinySwitch 的程序流程图。整个设计过程可分成 23 个步骤，详见图 8.18.3～图 8.18.5。

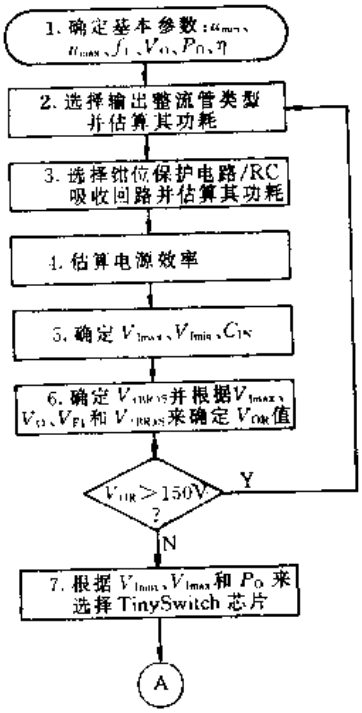


图 8.18.3　设计步骤 1～7 的程序流程图

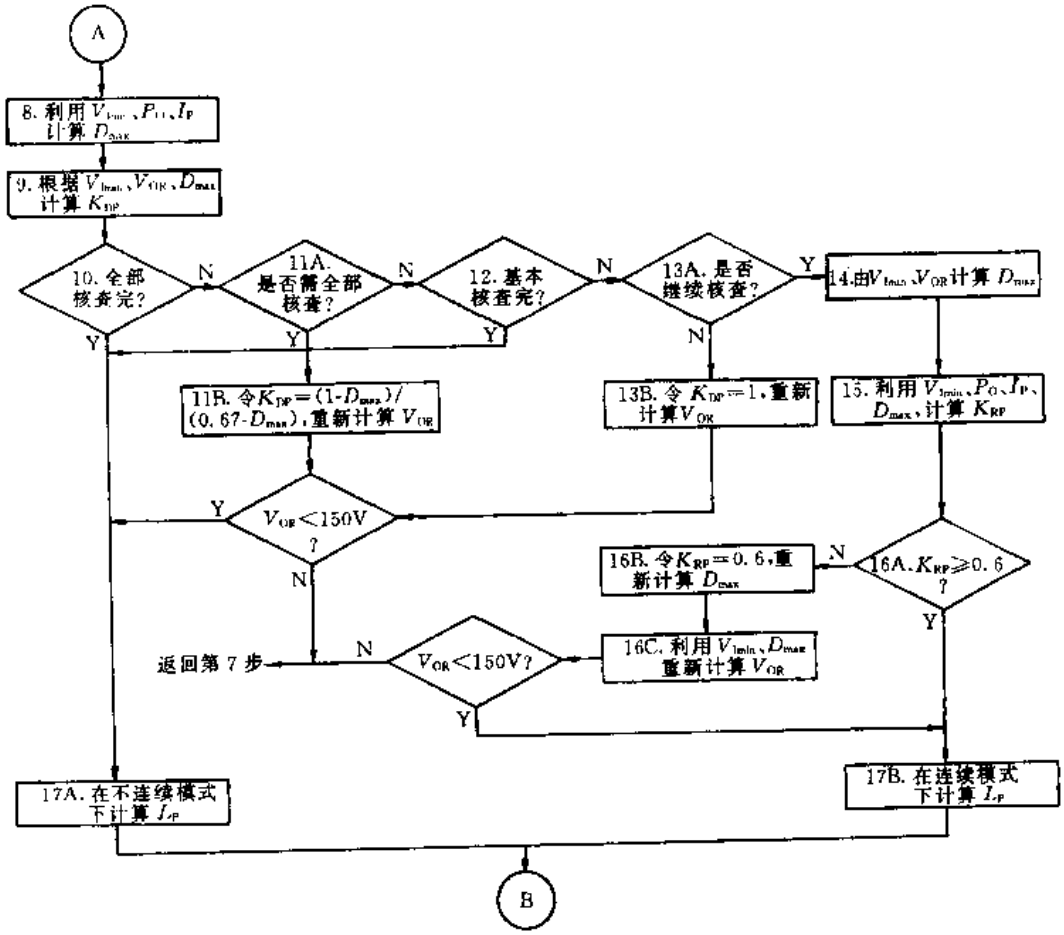


图 8.18.4　设计步骤 8～17 的程序流程图

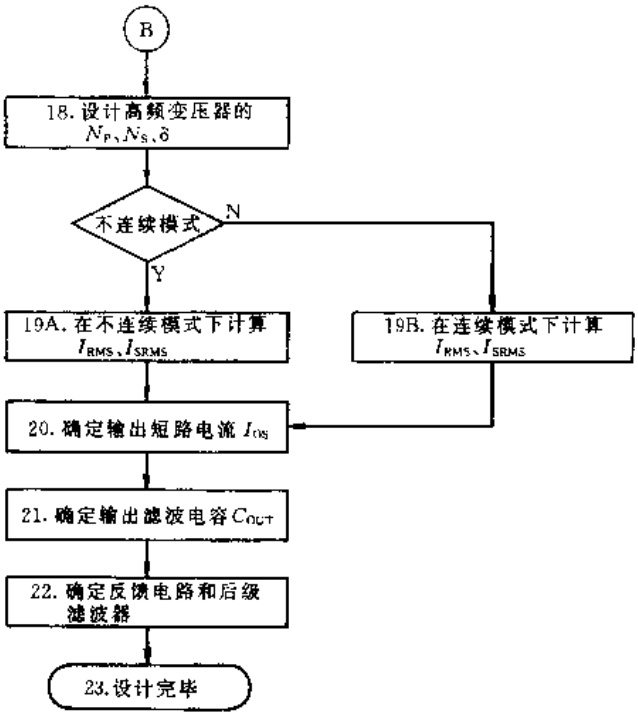


图 8.18.5　设计步骤 18～23 的程序流程图

8.19　利用计算机设计 TinySwitch 的方法与步骤

本设计采用的是 8.18 节中给出的电路和程序流程图。下面对 23 个设计步骤作详细阐述。

〔步骤 1〕确定单片开关电源的基本参数

① 交流输入电压最小值 u_{min}(见表 8.19.1)

② 交流输入电压最大值 u_{max}(见表 8.19.1)

表 8.19.1　根据交流输入电压范围确定 u_{min} 和 u_{max}

交流输入电压 u(V)	u_{min}(V)	u_{max}(V)
固定输入:100/115	85	132
宽范围输入:85～265	85	265
固定输入:230	195	265

③ 电网频率 f_L:50Hz 或 60Hz

④ 输出电压 V_O:已知

⑤ 输出功率 P_O:已知

⑥ 电源效率 η:期望值

〔步骤 2〕选择输出整流管并估算其功耗

① 根据电源效率的期望值和所要求的输出整流管的功率损耗,从表 8.19.2 中查出整流管类型。整流管的功率损耗是指由它引起的电源效率降低的部分(用百分数来表示)。

表 8.19.2 输出整流管的类型

整流二极管类型	正向压降 V_{F1}(V)	功率损耗
肖特基二极管	0.4	$(0.4/V_O)\cdot 100\%$
超快恢复二极管	0.7	$(0.7/V_O)\cdot 100\%$
快恢复二极管	0.7	$(0.7/V_O)\cdot 100\%$

②仅在 $V_O\leqslant 7.5V$ 且不考虑电源效率降低的情况下，才允许使用快恢复二极管。例如图 8.18.2 所示电路的 $V_O=7.5V$，为降低成本就选用 1N4934 型快恢复二极管，其反向恢复时间 $t_{rr}=200ns$，与前沿闭锁时间 $t_{LEB}(215\sim240ns)$ 十分接近，会导致电源效率降低。

③ 肖特基二极管和超快恢复二极管对连续模式和不连续模式均适用，而快恢复二极管只能用于不连续模式。

④ 表 8.19.3 列出了常用输出整流管的型号，可供选择。表中的 V_{RM} 为二极管最高反向电压，I_d 为额定整流电流值。

表 8.19.3 常用输出整流管的型号及参数

二极管类型	产品型号	V_{RM}(V)	I_d(A)	生产厂家
肖特基二极管	1N5819	40	1.0	Motorola 公司
	1N5822	40	3.0	
	MBR745	45	7.5	
	MBR1045	45	10	
	MBR1645	45	16	
超快恢复二极管	UF4002	100	1.0	GI 公司
	MUR110	100	1.0	Motorola 公司
	MUR120	200	1.0	Motorola 公司
	UF4003	200	1.0	GI 公司
	BYV27—200	200	2.0	Philips,GI 公司
	UF5401	100	3.0	GI 公司
	UF5402	200	3.0	GI 公司
	MUR410	100	4.0	Motorola 公司
	MUR420	200	4.0	
	MUR810	100	8.0	
	MUR820	200	8.0	
	BYW29—200	200	8.0	Philips,GI 公司
	BYV32—200	200	20	Philips 公司

⑤ 在最终确定输出整流管型号时，还应根据步骤 20 中的规定，检查 I_d 是否大于输出短路电流 I_{OS}。

〔步骤 3〕选择 RC 吸收回路或钳位保护电路，并确定其效率损耗

① RC 吸收回路亦称缓冲电路，其电路简单，成本低廉，但损耗较高，典型电路参见图 3.3.1 和图 8.18.2，其特点是需将 R、C 串联后接在漏极与地之间，R 值通常取 100Ω。R、C、VD

型钳位保护电路则是由阻容元件与超快恢复二极管构成的，其电路较复杂，但功率损耗低，典型电路参见图 3.3.2 和图 3.3.3。其特点是先把 R、C 并联后再与 VD 串联，最后跨接在初级绕组两端，R 值一般取 100～150kΩ。利用上述保护电路能够吸收尖峰电压，将 TinySwitch 的漏极电压限定在 700V 以下。

② 当 P_O<3W 时可选 RC 吸收回路，这种电路产生的视频干扰很小，有助于改善开关电源的电磁兼容性。

③ 当 P_O>3W 时，为提高电源效率，宜采用 R、C、VD 型钳位保护电路。

④ 表 8.19.4 给出了两种保护电路的效率损耗近似值。

表 8.19.4　两种保护电路的效率损耗

保护电路类型	输出功率 P_O(W)	效率损耗(%)
R、C 型吸收回路	0～3	20
R、C、VD 型钳位保护电路	3～7.5	15

〔步骤 4〕估算电源效率

① 设输出整流管和 RC 吸收回路(或钳位保护电路)的效率损耗之和为 η_D。

② 按下式估算电源效率：

$$\eta=100\%-\eta_D \tag{8.19.1}$$

〔步骤 5〕确定直流输入电压的最大值、最小值及输入滤波电容的容量

① 计算直流输入电压的最大值。有公式

$$V_{Imax}=\sqrt{2}\,u_{max} \tag{8.19.2}$$

②从表 8.19.5 中查出 C_{IN}与 P_O 的比例系数(μF/W)，由此可算出 C_{IN}。

表 8.19.5　选择输入滤波电容

交流输入电压 u(V)	C_{IN}的比例系数(μF/W)	V_{Imin}(V)
固定输入：110/115	2～3	≥90
宽范围输入：85～265	2～3	≥90
固定输入：230	1	≥240

③ 确定整流桥的传输时间，t_c=3ms。

④ 计算直流输入电压最小值 V_{Imin}，有公式

$$V_{Imin}=\sqrt{2u_{min}^2-\frac{2P_O\left(\frac{1}{2f_L}-t_c\right)}{\eta C_{IN}}} \tag{8.19.3}$$

〔步骤 6〕确定输出整流管的反向峰值电压并计算初级感应电压

① 从表 8.19.3 中查出所用整流管的反向峰值电压 V_{RM}。

② 计算整流管的最大反向峰值电压。要求符合下式条件(降额使用值)：

$$V_{(BR)S}=0.8V_{RM} \tag{8.19.4}$$

③ 按下式计算初级感应电压 V_{OR}：

$$V_{OR}=\frac{V_{Imax}(V_O+V_{F1})}{V_{(BR)S}-V_O} \tag{8.19.5}$$

④ 若发现 $V_{OR}>150V$，应跳回步骤 2，重新选择 V_{RM} 值较高的整流管。

⑤ 查表 8.19.6，确定不同类型二极管的 V_{RM} 大致范围。

表 8.19.6 三种类型二极管的 V_{RM} 范围

二极管类型	反向峰值电压 V_{RM}(V)
肖特基二极管	40～45
超快恢复二极管	100～200
快恢复二极管	>200

〔步骤 7〕根据交流输入电压范围和输出功率，选择合适的 TinySwitch 芯片

① 根据 u 的范围和输出功率 P_O，从表 8.19.7 中查出合适的 TinySwitch 芯片。

表 8.19.7 选择 TinySwitch 芯片

TinySwitch 型号	输出功率能力 P_O(W)		低成本开关电源推荐功率范围(W)	
	固定输入电压*	宽范围输入电压	固定输入电压	宽范围输入电压
TNY253	5.0	2.5	0～2.5	0～1.5
TNY254	8.0	5.0	2.0～6.5	1.0～4.0
TNY255	10.0	7.5	6.0～10.0	3.5～7.5
TNY256Y	19.0	11.0	8.0～19.0	5.0～11.0

* u=110V/115V 或 230V。

② 对于宽范围输入电压，当 $P_O=1\sim1.5W$ 时最好选 TNY254，而不选 TNY253，除非要求视频噪声很低的场合。

③ 对于宽范围输入电压，当 $P_O=3.5\sim4W$ 时选择 TNY255 来代替 TNY254，能使高频变压器的体积更小，而效率更高。

④ 在固定输入的情况下，当 $P_O>10W$ 时必须选择 TNY256P/G/Y。其中，TNY256P 和 TNY256G 最大可输出 15W 功率，TNY256Y 可达 19W。

〔步骤 8〕确定 I_P 值，进而计算 D_{max}

① 初级峰值电流 I_P 应等于 TinySwitch 极限电流最小值的 90%，即

$$I_P=0.9I_{LIMIT(min)} \tag{8.19.6}$$

式中的 0.9 为 $I_{LIMIT(min)}$ 在过热情况下的额定值下降系数。

② 按下式计算不连续模式下的最大占空比：

$$D_{max}=\frac{2P_O}{\eta V_{Imin}I_P} \tag{8.19.7}$$

〔步骤 9〕计算 K_{DP}

K_{DP} 表示 TinySwitch 的关断时间与磁芯泄放能量时间的比例系数，有关系式

$$K_{DP}=\frac{V_{OR}(1-D_{max})}{V_{Imin}D_{max}} \tag{8.19.8}$$

K_{DP} 为设计 TinySwitch 时的一个重要参数，由它决定工作模式，这与 TOPSwitch 的 K_{RP} 参数有着相似之处。

〔步骤 10〕～〔步骤 13〕

这些步骤又可细分成 6 小步：步骤 10，11A，11B，12，13A，13B。这些步骤主要用来核查

K_{DP}和V_{OR}的数值，只要$V_{OR}>150V$，就返回到步骤7，重新选择芯片，使TinySwitch工作在不连续模式。

需要指出的是TinySwitch有三种工作模式：连续模式，不连续模式，完全不连续模式。一般情况下推荐采用不连续模式。

① 仅在特殊情况下，才使TinySwitch工作在连续模式(Continuous Mode)。其特征为$K_{DP}<1$，芯片能提供更大的输出功率。此时输出整流管必须采用肖特基二极管，使其反向恢复时间远低于前沿闭锁时间，即$t_{rr}\ll t_{LEB}$。

② 当$K_{DP}\geqslant 1$时选择不连续模式(Discontinuous Mode)，这种工作模式能减小输出滤波电容的容量，并且允许采用超快恢复二极管甚至快恢复二极管作为输出整流管，以降低电路成本。此时的电磁干扰(含视频干扰)较小。

③ 某些特殊场合要求开关电源的视频噪声和输出电压都很低，这时须采用所谓的"完全不连续模式"(Fully Discontinuous Mode)，即在任何条件下芯片都处于不连续模式。其特点是$K_{DP}\gg 1$，且允许使用RC吸收回路及超快恢复或快恢复二极管。欲设计成完全不连续模式，必须提高V_{OR}值，使得

$$K_{DP}\geqslant\frac{1-D_{max}}{0.67-D_{max}} \tag{8.19.9}$$

式中的0.67是与占空比衰减有关的常数。占空比的衰减是由TinySwitch的电流极限值偏差和开关频率偏差而造成的。举例说明，假定$D_{max}=60\%$，代入式(8.19.9)中计算出$K_{DP}\geqslant 5.71$。同理，当$D_{max}=50\%$时，$K_{DP}\geqslant 2.94$。此时K_{DP}均远大于1。

为避免在最坏的情况下损坏芯片，要求漏极电压$V_D<650V$，$V_{OR}<150V$。

〔步骤10〕检查完全不连续模式下的参数

① 仅当$K_{DP}\geqslant(1-D_{max})/(0.67-D_{max})$时，才处于完全不连续模式，应直接跳到步骤17A。

② 若$K_{DP}<(1-D_{max})/(0.67-D_{max})$，应转入步骤11。

〔步骤11A、11B〕确定是否必须采用完全不连续模式

① 如必须采用完全不连续模式，就令$K_{DP}=(1-D_{max})/(0.67-D_{max})$，再用下式重新估算$V_{OR}$值：

$$V_{OR}=\frac{K_{DP}V_{Imin}D_{max}}{1-D_{max}} \tag{8.19.10}$$

② 若$V_{OR}<150V$，则转入步骤17A。

③ 若$V_{OR}>150V$，则返回步骤7，选择更大电流的TinySwitch芯片。

④ 假如不需要采用完全不连续模式，应转到步骤12。

〔步骤12〕核查不连续模式(即非完全的不连续模式)

① 当$K_{DP}\geqslant 1$时选择不连续模式，跳到步骤17A。

② 当$K_{DP}<1$时转到步骤13。

〔步骤13A、13B〕确定是否选择连续模式

① 如果是，就转到步骤14。

② 否则令$K_{DP}=1$，再用式(8.19.10)重新计算V_{OR}。若$V_{OR}<150V$，则跳到步骤17A；若$V_{OR}>150V$，即返回步骤7，选择更大电流的TinySwitch芯片。

〔步骤14〕根据V_{Imin}和V_{OR}值，重新计算连续模式下的D_{max}值

① 开始连续模式计算。

② 按下式计算最大占空比：

$$D_{max}=\frac{V_{OR}}{V_{OR}+V_{Imin}} \tag{8.19.11}$$

〔步骤 15〕利用 V_{Imin}、P_O、η、I_P 和 D_{max}，计算 K_{RP}

① K_{RP}表示初级脉动电流 I_R 与初级峰值电流 I_P 的比例系数。其中的 $I_P=0.9I_{LIMIT(min)}$。

② 利用 I_P 与 I_{AVG}的表达式，可推导出 K_{RP}的计算公式。

$$I_P=\frac{I_{AVG}}{(1-\frac{K_{RP}}{2})D_{max}} \tag{8.19.12}$$

$$I_{AVG}=\frac{P_O}{\eta V_{Imin}} \tag{8.19.13}$$

将式(8.19.13)代入式(8.19.12)中并解出

$$K_{RP}=2-\frac{2P_O}{I_P D_{max}\eta V_{Imin}} \tag{8.19.14}$$

〔步骤 16A、16B、16C〕以 $K_{RP}=0.6$ 为界限，核查 K_{RP}值

① 当 $K_{RP}\geqslant 0.6$ 时，转入步骤 17B。

② 当 $K_{RP}<0.6$ 时，令 $K_{RP}=0.6$，并且用式(8.19.11)重新计算 D_{max}。再用式(8.19.10)重新计算 V_{OR}值，若 $V_{OR}<150V$，则转入步骤 17A；$V_{OR}>150V$ 时返回步骤 7，选择更大电流的 TinySwitch 芯片。

〔步骤 17A、17B〕计算初级电感量 L_P

① 在不连续模式下计算公式为

$$L_P=\frac{10^6 P_O}{\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{0.9}\cdot I_P^2 f}\cdot\frac{Z(1-\eta)+\eta}{\eta} \tag{8.19.15}$$

② 连续模式下 L_P 由下式确定：

$$L_P=\frac{10^6 P_O}{K_{RP}(1-\frac{K_{RP}}{2})\cdot\frac{1}{0.9}I_P^2 f_{min}}\cdot\frac{Z(1-\eta)+\eta}{\eta} \tag{8.19.16}$$

③ 式(8.19.15)和式(8.19.16)中的 L_P 单位均为 μH，$I_P=0.9I_{LIMIT(min)}$，f_{min}为开关频率的最小值。当温度升高时会引起 I_P、f 的变化，系数 0.9 就起到补偿作用。Z 为损耗分配系数，$Z=1$ 时全部损耗由次级产生。因输出整流管和 RC 吸收回路(或钳位保护电路)的损耗都反映在次级上，故可将 $Z=1$ 定为初始值。

〔步骤 18〕设计高频变压器

① 计算匝数比

$$n=\frac{N_P}{N_S}=\frac{V_{OR}}{V_O-V_{F1}} \tag{8.19.17}$$

② 选择磁芯与骨架。次级绕组采用三重绝缘线时，可选 EE16 型磁芯。使用漆包线时应选 EEL16 型磁芯。当 $P_O<2W$ 且希望高频变压器尺寸很小时，应采用 EE13 型磁芯，配符合安全要求的骨架。

③选峰值磁通密度 $B_P\leqslant 0.3T$，用下面二式分别计算初、次级匝数：

$$N_P=100I''_P\cdot\frac{L_P}{B_P S_j}=100I_{LIMIT(max)}\cdot\frac{L_P}{B_P S_j} \tag{8.19.18}$$

式中，$I''_P=I_{LIMIT(max)}$，S_j 是磁芯有效横截面积。

$$N_S=\frac{N_P(V_O+V_{F1})}{V_{OR}} \tag{8.19.19}$$

④ 计算磁芯的气隙宽度 δ，要求 $\delta>0.1$mm。

$$\delta=40\pi S_j\cdot\left(\frac{N_P^2}{1000L_P}-\frac{1}{A_L}\right) \tag{8.19.20}$$

式中 δ 的单位是 mm。

⑤ 有关抑制音频干扰的方法参见 9.4 节。

〔步骤 19A、19B〕计算初级有效值电流 I_{RMS}和次级有效值电流 I_{SRMS}

① 计算不连续模式下的 I_{RMS}、I_{SRMS}值

$$I_{RMS}=\frac{\sqrt{3}I''_P}{3}\cdot\sqrt{D_{max}} \tag{8.19.21}$$

式中，$I''_P=I_{LIMIT(max)}$。

$$I_{SRMS}=I_{SP}\cdot\sqrt{\frac{1-D_{max}}{3K_{DP}}}=I''_P\cdot n\cdot\sqrt{\frac{1-D_{max}}{3K_{DP}}} \tag{8.19.22}$$

② 计算连续模式下的 I_{RMS}、I_{SRMS}值

$$I_{RMS}=I''_P\cdot\sqrt{D_{max}\cdot\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right)} \tag{8.19.23}$$

$$I_{SRMS}=I''_P\cdot n\cdot\sqrt{(1-D_{max})\cdot\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right)} \tag{8.19.24}$$

③ 根据 I_{RMS}、I_{SRMS}值来选择初、次级绕组的导线线径。不要使用小于 ϕ0.13mm 的细导线，以免增加分布电容。适当加粗线径能提高在输出短路时的过载能力。

〔步骤 20〕确定输出短路电流 I_{OS}

① 利用下式计算 I_{OS}值：

$$I_{OS}=nkI'_P \tag{8.19.25}$$

式中，k 是把峰值电流转换成有效值电流的比例系数，属于经验值。对于肖特基整流管，可选 $k=0.9$，对于超快恢复二极管应选 $k=0.8$。

② 对照输出整流管的平均整流电流 I_d，检查 I_{OS}，要求 $I_d\geqslant I_{OS}$，否则应选更大电流的整流管。

〔步骤 21〕确定输出滤波电容 C_{OUT}

① 计算次级纹波电流

$$I_{RI}=\sqrt{I_{SRMS}^2-I_O^2} \tag{8.19.26}$$

② 选择 C_{OUT}，使 $I_{SRMS}\geqslant I_{RI}$。

③ C_{OUT}宜采用等效串联电阻(ESR)很低的电解电容器。

〔步骤 22〕确定反馈电路和 LC 滤波器

① TinySwitch 的反馈电路应从 LC 滤波器的前面(即 C_{OUT}正极处)引出。LC 滤波器需接在反馈电路之外，并且其谐振频率要很高，以滤除开关噪声电压。

② 反馈电路可采用由稳压管和光耦合器 LED 相串联的电路。通常取 LED 的正向压降 $V_F=1$V，输出电压就由下式确定：

$$V_O = V_Z + V_F \tag{8.19.27}$$

③ 用 TL431 型可调式精密并联稳压器来代替稳压管，能显著提高输出电压的稳定性。

④ 设计非隔离式开关电源时，可用双极型 NPN 晶体管来代替光耦合器，由发射结(B-E)代替 LED，集电极则接 TinySwitch 的使能端 EN。

〔步骤 23〕设计完毕

8.20 TOPSwitch—FX 的快速设计法

TOPSwitch—FX 属于高性价比的五端单片开关电源，其功能完善，使用灵活，很有推广价值。下面介绍利用特性曲线快速选择 TOPSwitch—FX 芯片并预先估计电源效率和芯片功耗的方法。通常情况下，η 和 P_D 参数只能等设计后期甚至调试样机时才能得到。因此，快速设计法可作为设计开关电源的重要工具之一。

8.20.1 快速选择 TOPSwitch—FX 芯片的方法

TOPSwitch—FX 的交流输入方式也有两种：宽范围输入(85～265V，亦称通用输入)，固定输入(230V±35V，也叫单电压输入)。下面介绍四种快速选择曲线及其使用方法和设计实例。

1. 宽范围输入时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线

TOPSwitch—FX 系列产品在宽范围输入条件下，当 V_O=+5V、+12V 时，芯片功耗(P_D)与电源效率(η)、输出功率(P_O)这三者的关系曲线，分别如图 8.20.1、图 8.20.2 所示。这里假

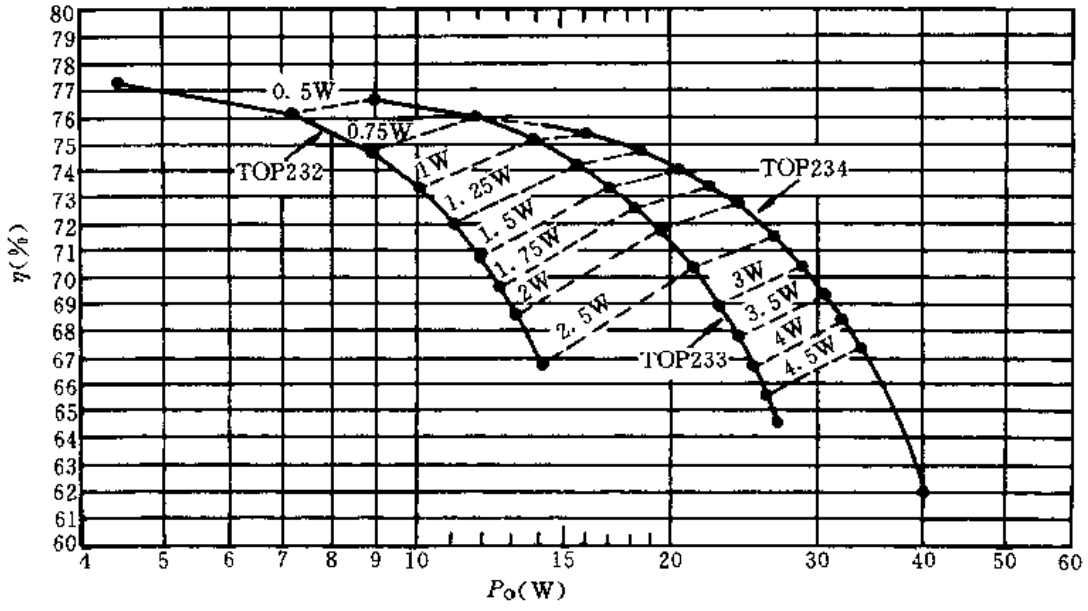


图 8.20.1 宽范围输入、5V 输出时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线

定条件为：开关频率 f=130kHz，u=85～265V，u_{min}=85V，输入滤波电容 C_{IN}两端的平均电压 V_I=105V(峰值为 120V、谷值为 90V)，C_{IN}的容量按 3μF/W 的比例系数选取，V_{OR}=135V，漏极钳位电压 V_B=200V。输出整流管采用肖特基二极管，5V 输出时使用耐压为 45V 的肖特基二极管，其正向压降 V_{F1}=0.4V；12V 输出时选 $V_{(BR)S}$=60V 的肖特基二极管，V_{F1}=0.54V。

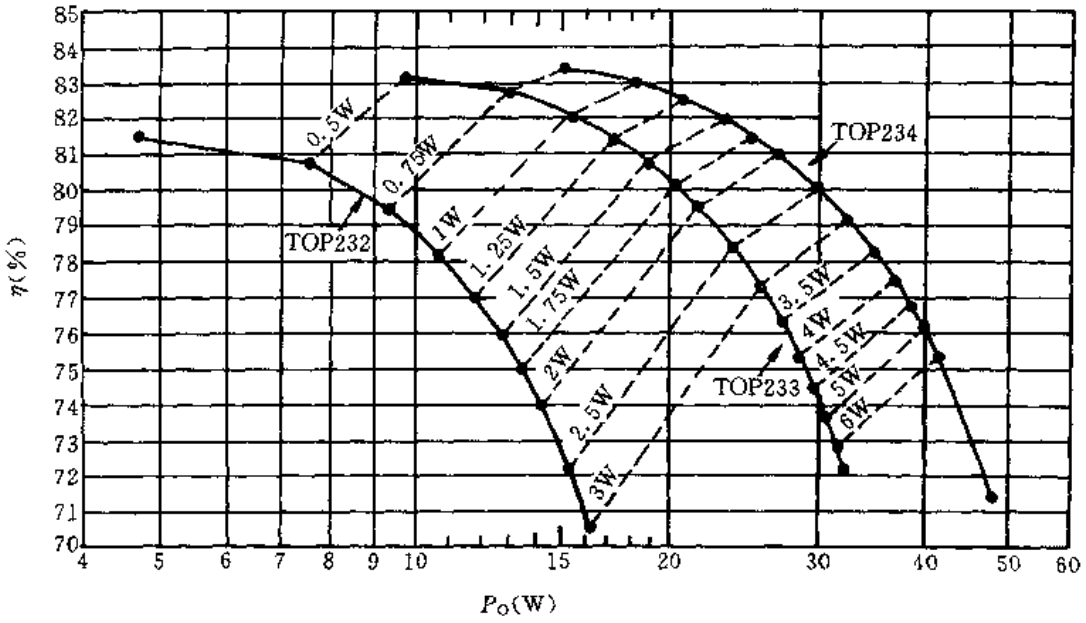


图 8.20.2　宽范围输入、12V 输出时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线

TOPSwitch—FX 在额定输出时的最低结温 $T_{jmin}=100℃$。图中，横坐标代表 P_O，纵坐标代表 η。所给出的 3 条实线依次对应于 TOP232～TOP234 的电源效率，虚线则表示芯片功耗的等值线。

2. 固定输入时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线

TOPSwitch—FX 系列产品在固定输入条件下，当 $V_O=+5V$、$+12V$ 时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线分别如图 8.20.3、图 8.20.4。这里假定 $u=230V\pm35V$(即 195～265V)，$u_{min}=195V$，$V_i=250V$(峰值电压为 275V，谷值电压为 230V)，C_{IN}的容量按 $1\mu F/W$ 来选取。其余条件同上。

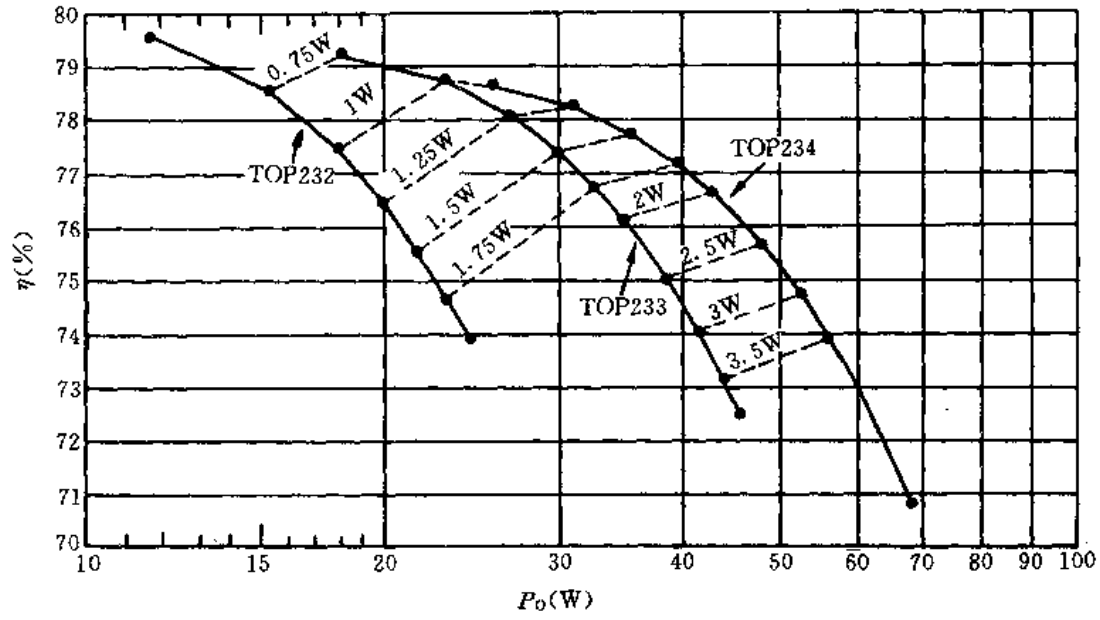


图 8.20.3　固定输入、5V 输出时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线

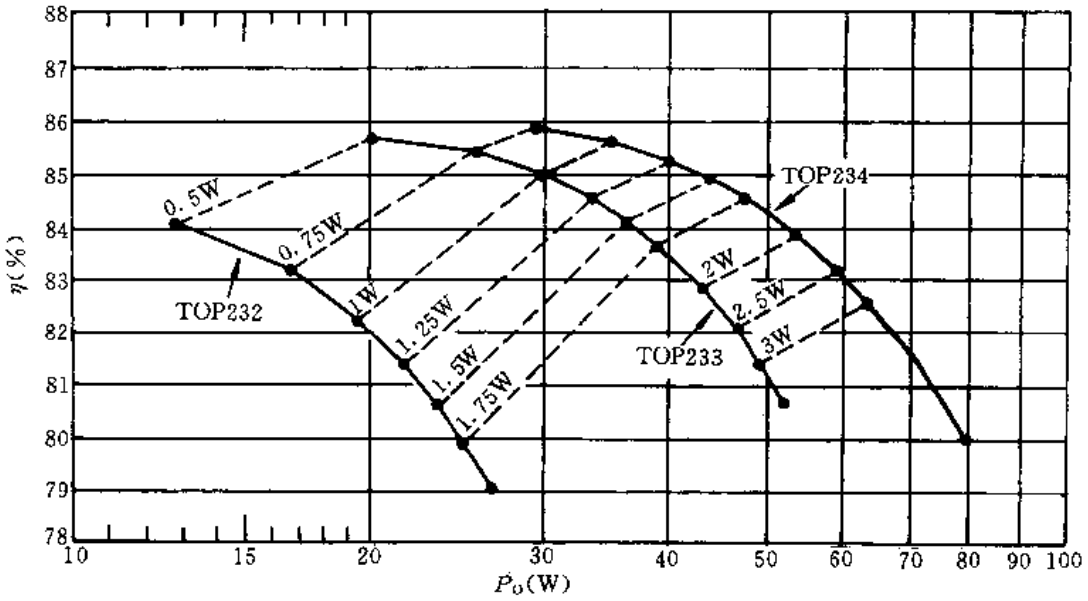


图 8.20.4　固定输入、12V 输出时 P_D 与 η、P_O 的关系曲线

3. 快速选择曲线的使用方法

利用上述曲线能快速选择合适的 TOPSwitch—FX 芯片，并得到电源效率和芯片功耗的估计值，也为选择散热器提供了依据。由于这些曲线反映了 P_D、η、P_O 参数的内在联系，因此所得到的估计值是可信的。

使用快速选择曲线的方法如下：

(1) 根据预先确定的 u、V_O 值，选择适用的特性曲线。

(2) 从横坐标上查出所预期的输出功率点(P_O)。

(3) 沿此功率点垂直向上移动，直到与第一条实曲线相交。

(4) 读出该交点对应于纵坐标的电源效率值。

(5) 确定该效率值是否满足设计要求，如不满足，再向上移动查找其余曲线。

(6) 从虚线(等值线)上读出所选芯片的功耗 P_D，供设计散热器时参考。

(7) 设计电子数据表格(参见 8.9 节和 8.14 节)。

需要指出，由设计人员预期的输出功率值有可能对应于几种不同型号的芯片。此时从横坐标垂直上移时所遇到的第一条实曲线，就代表输出功率最小、成本最低的 TOPSwitch—FX 芯片，而遇见的最后一条实曲线，则表示功率最大、效率最高、价格较贵的芯片。应当根据实际情况合理地选择。

4. 应用实例

例 1：设计一个宽范围输入、输出为 5V、30W 的开关电源

从图 8.20.1 所示曲线上可以查出，当 P_O=30W 时只能选 TOP234 芯片。此时交点所对应的电源效率为 69.6%，TOP234 的功耗为 3.3W。

例 2：设计一个宽范围输入、输出为 12V、13W 的电源适配器

由图 8.20.2 上可以查出，适合 P_O=13W 的芯片型号有两种：TOP232，TOP233。所不同的是选择 TOP232 时，η=76%，P_D=1.5W；若选 TOP233，则 η=82.7%，P_D=0.75W。考虑到电源适配器密封在塑料盒内，散热条件较差，要求 $T_{jmin}\leqslant$100℃。DIP-8 封装的芯片，其结到管壳

的热阻 $R_{\theta A}=5$℃/W，管壳经印制板敷铜箔散热器到空气的热阻 $R_{\theta d}=28$℃/W，因此从结到空气的总热阻 $R_\theta=R_{\theta A}+R_{\theta d}=33$℃/W。假定最高环境温度 $T_{AM}=50$℃，塑料盒内还有大约 25℃的温升 ΔT，即盒内温度 $T'_A=T_A+\Delta T=75$℃。根据下式可计算出额定输出时芯片的最低结温

$$T_{jmin}=T'_A+R_\theta \cdot P_D \tag{8.20.1}$$

对 TOP232P 而言，$P_D=1.5$W 时，$T_{jmin}=75+33\times1.5=124.5$℃>100℃。对于 TOP233P，$P_D=0.75$W 时不难算出 $T_{jmin}=99.75$℃<100℃。显然，正确的选择应是 TOP233P，不仅其结温低，而且电源效率可达 82.7%。

8.20.2 关键元件的典型参数表

TOPSwitch-FX 在宽范围输入、固定输入时关键元件的典型参数值，分别见表 8.20.1 和表 8.20.2，可供设计开关电源时参考。

表 8.20.1 宽范围输入时关键元件典型参数

参数名称及单位		$V_O=5$V(图 8.20.1)			$V_O=12$V(图 8.20.2)		
		TOP232	TOP233	TOP234	TOP232	TOP233	TOP234
高频变压器最大初级电感	L_P(μH)	930	500	960	3050	1550	1050
高频变压器漏感	L_{PC}(μH)	44	22	14	46	16	11
次级跟踪电感	L_{S0}(nH)	20	20	20	30	30	30
高频变压器谐振频率	f_C(kHz)	750	800	850	750	800	850
初级直流电阻	R_P(Ω)	2.00	1.06	0.70	2.40	1.20	0.80
次级直流电阻	R_S(mΩ)	12	6	4	30	15	10
输出滤波电容的等效串联电阻 ESR (100kHz 时)	(mΩ)	18	9	6	24	18	15
输出滤波电感(磁珠)的直流电阻	R_{L_1}(mΩ)	6	4.5	3.5	32	25	20
共模扼流圈的直流电阻(两脚之间)	R_{L_2}(mΩ)	370	333	300	370	333	300
磁芯损耗	(mW)	100	200	250	100	200	250

表 8.20.2 230V±35V 固定输入时关键元件典型参数

参数名称及单位		$V_O=5$V(图 8.20.3)			$V_O=12$V(图 8.20.4)		
		TOP232	TOP233	TOP234	TOP232	TOP233	TOP234
高频变压器最大初级电感	L_P(μH)	3090	1550	1100	3500	1600	1150
高频变压器漏感	L_{PC}(μH)	46	23	16	53	16	12
次级跟踪电感	L_{S0}(nH)	20	20	20	30	30	30
高频变压器谐振频率	f_C(kHz)	750	800	850	750	800	850
初级直流电阻	R_P(Ω)	4.60	2.40	1.60	5.60	2.80	1.84
次级直流电阻	R_S(mΩ)	12	6	4	30	15	10
输出滤波电容的等效串联电阻 ESR (100kHz)	(mΩ)	18	9	6	24	18	15
输出滤波电感(磁珠)的直流电阻	R_{L_1}(mΩ)	6	4.5	3.5	32	25	20
共模扼流圈的直流电阻(两脚之间)	R_{L_2}(mΩ)	370	333	300	370	333	300
磁芯损耗	(mW)	100	200	250	100	200	250

8.20.3 其他注意事项

必须指出，TOPSwitch—FX 的快速设计法目的在于提供设计开关电源的正确途径，所得到的 η、P_D 参数均为估计值。至于最终能否达到设计指标，还受诸多因素的影响。下面详细阐述设计过程中的一些注意事项。

1. 使开关电源性能指标降低的主要因素

(1) 输入滤波电容 C_{IN} 采用耐压高的电解电容器，其实际容量误差较大，有可能比标称容量低 20%左右。设计人员应以实测电容量为准，必要时可适当增加 C_{IN} 的容量。

(2) 受制造工艺的限制，高频变压器的初级电感量 L_P 可能有较大的偏差。当 L_P 值远高于表 8.20.1 或表 8.20.2 给出的推荐值时，会导致初级脉动电流与峰值电流的比值 K_{RP} 过低，通常 $K_{RP}\geqslant 0.4$。若 L_P 值远低于推荐值时，初级的 I_P 和 I_{RMS} 会增大，P_D 也会增加，甚至造成未加最大负载时芯片已达到其极限电流而进行过流保护。

(3) 绘制快速选择曲线时假定交流电源为纯净的正弦波。当电网波形有严重失真时，会导致整流滤波后的 V_I 降低，有可能使芯片欠压保护。此时应增大 C_{IN} 的容量，或者降低 P_O 值。

(4) 当电网频率低于 50Hz 时，脉动电压将随着 C_{IN} 充、放电时间的延长而增大。必要时可适当减小 C_{IN} 的容量，使其充、放电时间常数减小。

(5) 开关电源的效率愈低，芯片功耗愈大，输出能力就愈差。当效率过低时有可能从快速选择曲线上查不到任何一条实曲线，此时虚线亦失效，这只能证明设计不合理，应重新设计。

(6) 初级感应电压 V_{OR} 对电源效率有很大影响。V_{OR} 太高，不仅会增加钳位保护电路的功耗，还容易烧毁钳位二极管，使之击穿后短路，进而损坏 TOPSwitch—FX 芯片。另外，V_{OR} 值也不宜过低，除非设计成连续模式。

(7) 低压输出时，要求输出滤波电容 C_{OUT} 的等效串联电阻(ESR)必须很低，以免增加次级损耗。

(8) 为提高电源效率，必须减小漏感，因漏感上的能量会在 MOSFET 关断时被钳位电路消耗掉。开关电源的漏感由两部分组成。第一部分是高频变压器的初级漏感 L_{P0}，正确的设计应使 $L_{P0}/L_P=1\%\sim 1.5\%$。若 L_{P0} 过大，电源效率势必降低，此时应当改进高频变压器的结构和制造工艺。第二部分是印制板上的次级泄漏电感，亦称次级跟踪(trace)电感 L_{S0}，约为 20～40nH。尽管 L_{S0} 值很小，但它按匝数比的平方关系反射到初级电路，使初级的总漏感增加到

$$L_{PS0}=L_{P0}+n^2L_{S0} \tag{8.20.2}$$

尤其是当 V_{OR} 较高、n 较大时，n^2L_{S0} 这一项就不容忽视了。这对低压、大功率输出式开关电源的影响尤为显著。

单独测量高频变压器初级漏感 L_{P0} 时，应先把次级绕组短路，用数字电感表(或 RLC 自动测量仪)测量初级绕组两端的漏感量。

要测开关电源的初级总漏感 L_{PS0}，必须把高频变压器焊在印制板上，进行在线测量。此时不能直接把次级绕组短路，而是首先要用两根粗导线分别将输出整流管(VD_2)和输出滤波电容(C_{OUT})短路，然后去测量初级绕组两端的漏感量，这才是总的在线等效漏感 L_{PS0}。

下面通过一个例子来说明计算 L_{S0} 的方法。

例 3：利用 TOP234 设计一个宽范围输入、输出为 5V、40W 的开关电源

设计的 $V_{OR}=135$V。单独测高频变压器的 $L_{P0}=14\mu$H。在印制板上焊接高频变压器并且短路 VD_2 和 C_{OUT} 之后，测得 $L_{PS0}=26.5\mu$H。令 VD_2 的正向压降为 0.4V，因为匝数比

$$n=\frac{N_P}{N_S}=\frac{V_{OR}}{V_O+V_{F1}}=\frac{135}{5+0.4}=25$$

故次级跟踪电感

$$L_{S0}=\frac{L_{PS0}-L_{P0}}{n^2}=\frac{26.5\mu H-14\mu H}{25^2}=20nH$$

这与表 8.20.1 中 5V 输出时 TOP234 的次级跟踪电感量完全相符。

2. 提高开关电源性能指标的方法

(1) 前面提到 C_{IN}的每瓦电容量推荐值，只是能满足设计指标并降低电容器成本的基本条件。但就电源效率、芯片功耗和 C_{IN}的使用寿命而言，适当提高每瓦的电容量值，定能达到更好的性能指标，只是 C_{IN}的容量增大了，成本也会提高。

(2) 若已确信开关电源总处于低压输入情况，即可适当提高钳位电压(V_B)和感应电压(V_{OR})。这样虽然会增大次级峰值电流 I_{SP}，却能提高总的电源效率并降低芯片功耗。但需注意，假定总电源效率不受其他因素的影响，就存在下述关系：$V_{OR}\uparrow\rightarrow D\downarrow\rightarrow I_{RMS}\downarrow\rightarrow T_{jmin}\downarrow\rightarrow V_{(BR)S}\downarrow$。

(3) 对于 TOPSwitch—FX 芯片，可得到两个互相独立的最大输出功率值。一个是通过设定工作参数(例如 D_{max}、I'_{LIMIT})而得到的；另一个是由芯片最低结温 T_{jmin}所决定的热状态下最大输出功率。快速选择曲线未考虑 T_{jmin}的限制，而后者可能使设计的输出功率低于芯片最大输出功率，此时可相应增加初级电感量并改善散热条件。设计电源适配器时，通过减小 K_{RP}值能够降低芯片的功耗。

(4) 使用快速选择曲线的条件之一是 TOPSwitch—FX 在 100℃结温下工作。如能在较低结温下工作，会改善其输出特性。增加散热器的有效散热面积，也有助于提高电源效率和输出功率。

8.21 利用计算机设计 TOPSwitch—FX 的流程图

单片开关电源的设计是多变量的迭代过程，这些变量须经多次调整才能实现优化设计。而利用计算机很容易完成 TOPSwitch—FX 系列隔离反激式开关电源的优化设计，将设计人员从繁重的工作中解放出来。

在介绍流程图之前，需要说明几点：

(1) TOPSwitch—FX 属于高集成度的芯片，开关电源的许多设计问题已在芯片内部解决了，只留有少量工作由用户完成。这种芯片的应用电路模式基本相同，仅部分外围电路和元器件参数略有不同，这就为标准化设计创造了有利条件。

(2) TOPSwitch—FX 具有多种功能，只需配以少量元器件，即可实现欠压保护、过压保护、外部设定极限电流、全频/半频选择、遥控等功能。而所有这些，并不影响程序流程图的通用性。

(3) 下面将要介绍的流程图与三端单片开关电源 TOPSwitch 和 TOPSwitch—Ⅱ的流程图既有相同之处，又有重要区别。主要区别反映在新增加了一些参数和计算公式，另外在一些假定条件和计算结果上也存在差异。

(4) TOPSwitch—FX 的基本应用电路如图 8.21.1 所示，该电路将作为本程序设计的参考电路。在具体应用中还可采用不同的反馈电路。图 8.21.2 示出的 12V、1.7A(20.4W)开关

电源是采用配稳压管的光耦反馈电路，而图 8.21.3 中改成配 TL431 型可调式精密并联稳压器的光耦反馈电路，后者能构成精密开关电源。

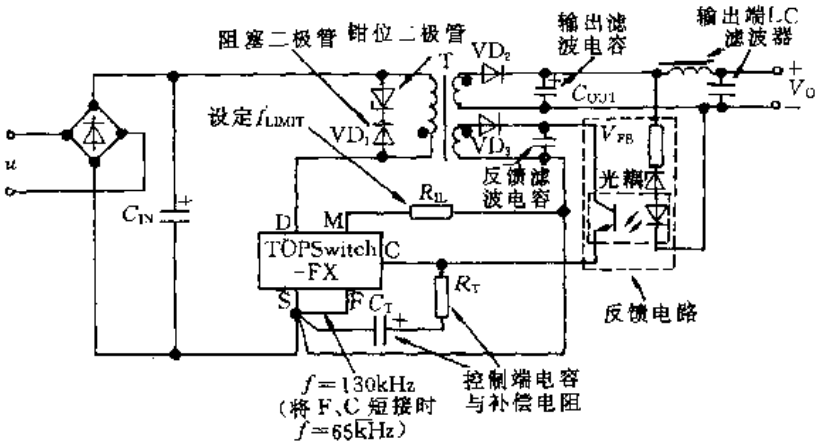


图 8.21.1　TOPSwitch -FX 的基本应用电路

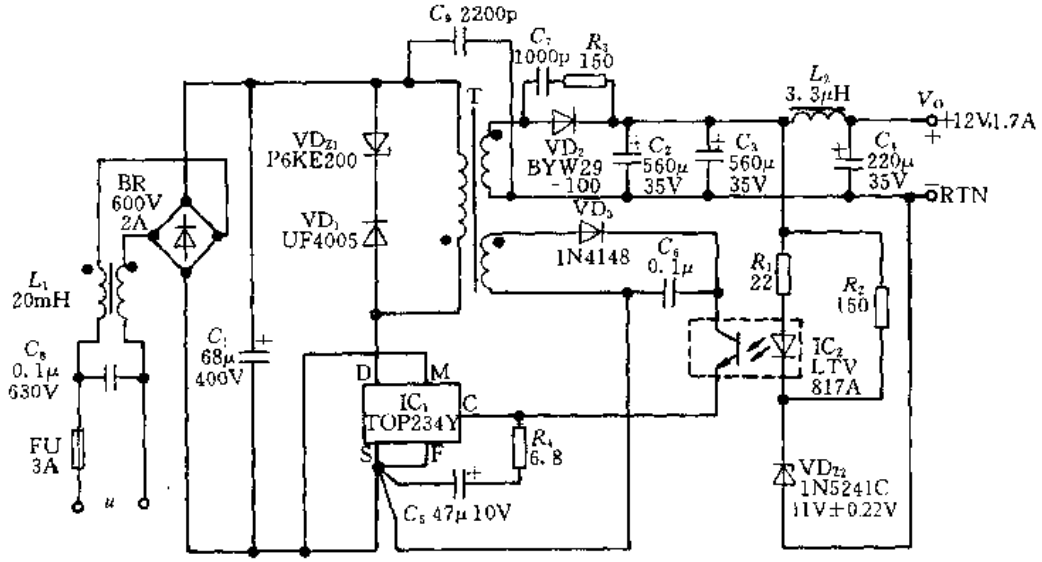


图 8.21.2　12V、20.4W 开关电源的电路之一

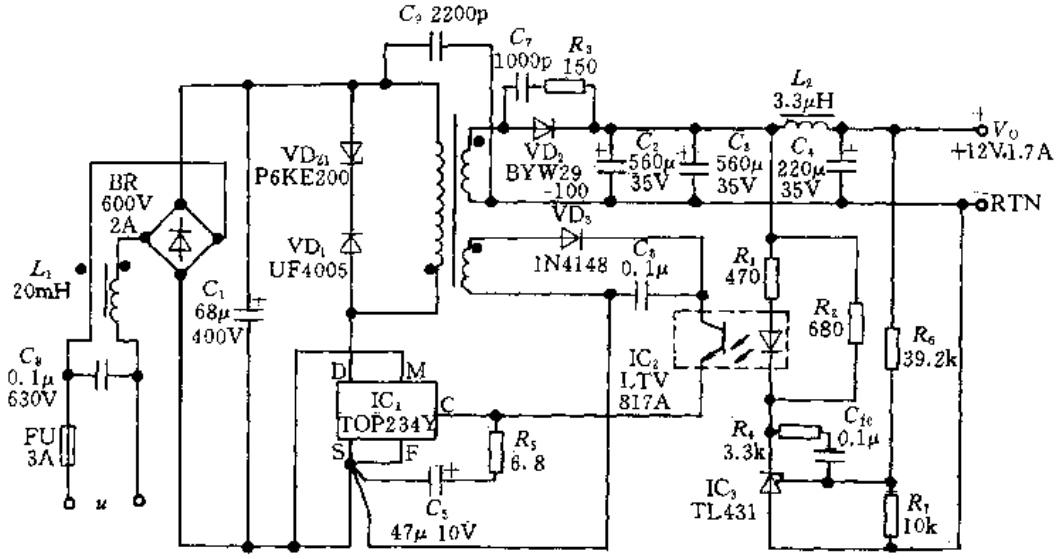


图 8.21.3　12V、20.4W 开关电源的电路之二

利用计算机设计 TOPSwitch－FX 的流程图详见图 8.21.4～图 8.21.6。整个设计过程可分成 4 个阶段，共 38 个步骤（详见 8.22 节）。其中，步骤 1～步骤 2 是确定总体设计方案并选择反馈电路的类型；步骤 3～步骤 11 是选择 TOPSwitch—FX 芯片；步骤 12～步骤 28 为选择外围关键元器件；步骤 29～步骤 37 为设计高频变压器的过程。

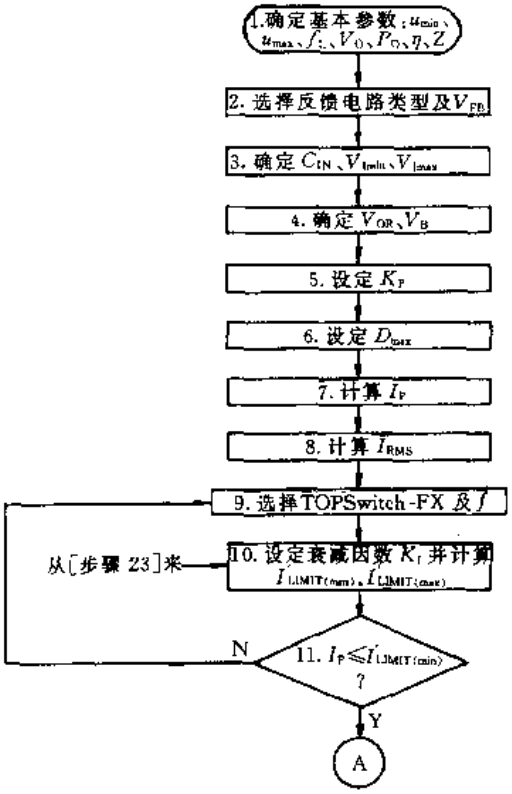


图 8.21.4　设计步骤 1～11 的程序流程图

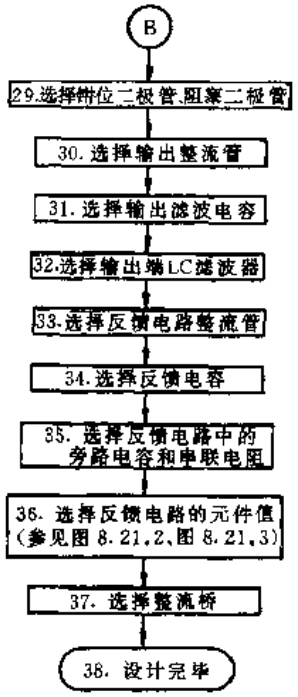


图 8.21.6　设计步骤 29～38 的程序流程图

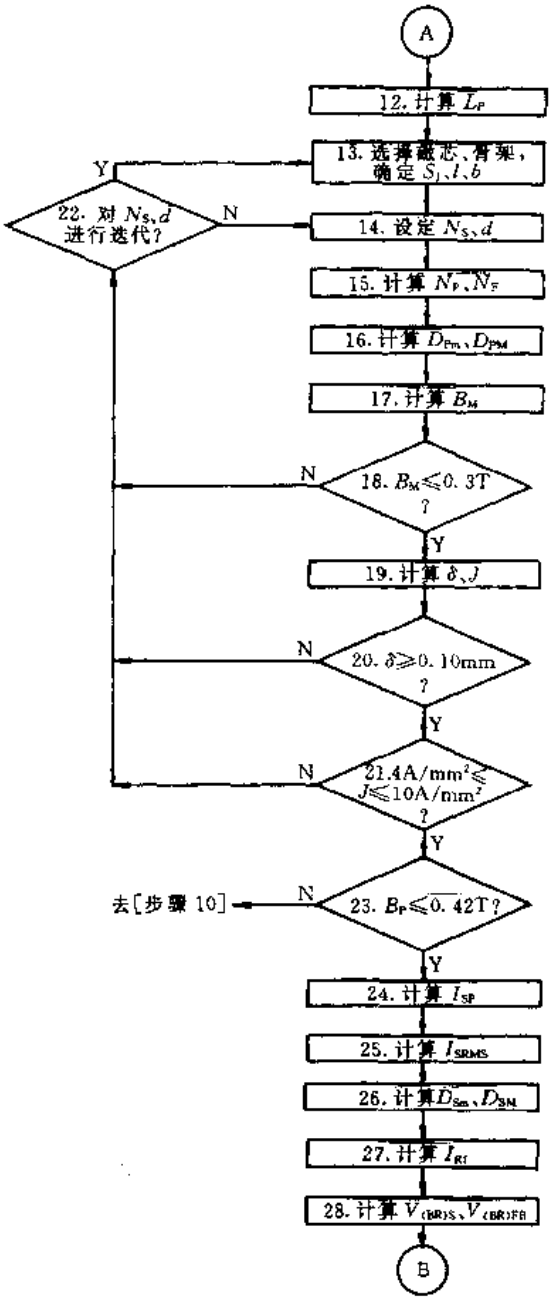


图 8.21.5　设计步骤 12～28 的程序流程图

8.22 利用计算机设计 TOPSwitch—FX 的方法与步骤

下面对 38 个设计步骤作详细介绍。

〔步骤 1〕确定基本参数

① 交流输入电压最小值 u_{min}(见表 8.22.1)。

② 交流输入电压最大值 u_{max}(见表 8.22.1)。

③ 电网频率 f_L:50Hz 或 60Hz。

④ 输出电压 V_O。

⑤ 输出功率 P_O。

⑥ 电源效率 η:通常取 80%。

⑦ 初、次级的损耗分配系数 Z:一般取 0.5。

表 8.22.1 确定 u_{min}、u_{max}值

交流输入电压 u(V)	u_{min}(V)	u_{max}(V)
宽范围输入:85～265	85	265
固定输入:230±35,或 115±17(倍压)	195	265

〔步骤 2〕根据输出要求,选择反馈电路类型及反馈电压 V_{FB}(参见表 8.22.2)

表 8.22.2 反馈电路类型及 V_{FB}值

反馈电路类型	V_{FB}	V_O 准确度	电压调整率	负载调整率	参考电路
配稳压管的光耦反馈电路	15V	±5%	±0.5%	±1%	图 8.21.2
配 TL431 的光耦反馈电路	15V	±1%	±0.2%	±0.2%	图 8.21.3

① 若为降低成本,可选配稳压管的光耦反馈电路,甚至采用基本反馈电路(表中未列)。设计精密开关电源时必须采用配 TL431 的光耦反馈电路。

② 反馈电压 V_{FB}的推荐值是 15V(TOPSwitch—Ⅱ为 12V)。

〔步骤 3〕根据 u、P_O 值,确定 V_{Imin}、V_{Imax}和 C_{IN}(参见表 8.22.3)

① 整流桥响应时间 t_C=3ms。

② $V_{Imax}=\sqrt{2}u_{max}$,而计算 V_{Imin}的公式与式(8.8.2)相同。

表 8.22.3 确定 V_{Imin}、V_{Imax}和 C_{IN}

交流输入电压 u(V)	V_{Imin}(V)	V_{Imax}(V)	C_{IN}(μF)
宽范围输入:85～265	≥90	375	(2～3μF/W)·P_O
固定输入:230(或 115 倍压)±35	≥240	325	(1μF/W)·P_O

〔步骤 4〕根据 u,确定 V_{OR}、V_B 值

① 设定初级感应电压 V_{OR}=135V。

② 设定钳位电压 V_B=200V,可选 200V 的瞬态电压抑制器或稳压管。

③ 从外部设定 I'_{LIMIT}时,电流极限就被简化成电网电压 u 的函数。由于此时 V_{OR}可以升高,D_{max}也变得更宽,故可采用低成本的 R、C、VD 型钳位电路。与由 TVS 或稳压管构成的漏极

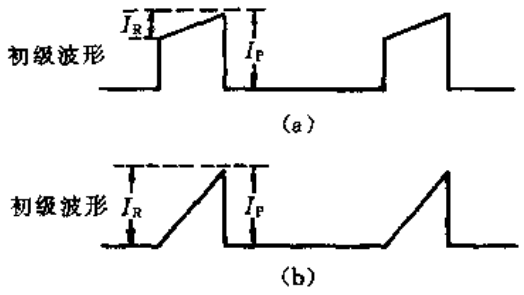
钳位电路相比，该电路在轻载时的效率略有降低。若设计不合理，在启动过程或输出过载时可能无法保护 TOPSwitch—FX，这一点务必注意。

〔步骤 5〕根据所要求的工作模式和初级电流的工作波形，来设定初级电流的波形参数 K_P。

① 当 $K_P \leqslant 1.0$ 时，$K_P = K_{RP} = I_R / I_P$，处于连续模式，初级电流波形如图 8.22.1 所示。I_R、I_P 分别代表初级脉动电流与峰值电流。

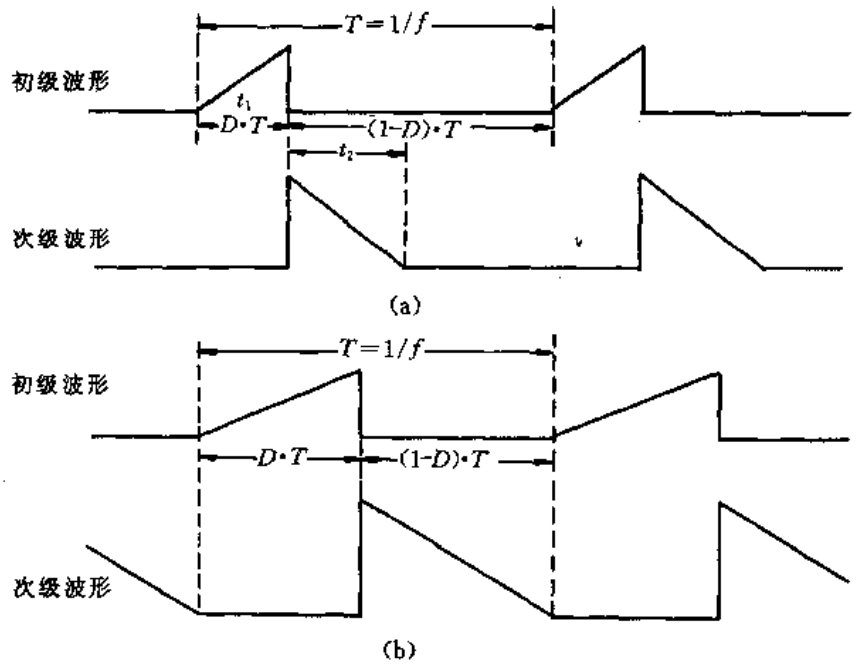
② 当 $K_P \geqslant 1.0$ 时，$K_P = K_{DP}$。初、次级电流波形如图 8.22.2 所示。这里用 K_{DP} 表示 TOPSwitch—FX 的关断时间与磁芯泄放能量时间的比例系数。由图 8.22.2 可见，其表达式为

$$K_P = K_{DP} = \frac{(1 - D_{max})T}{t_2} \qquad (8.22.1)$$



(a) 连续模式($K_P<1$)；
(b) 连续模式与不连续模式的分界限($K_P=1$)

图 8.22.1 连续模式电流波形($K_P \leqslant 1$)



(a) 不连续模式($K_P>1$)；(b) 不连续模式与连续模式的分界限($K_P=1$)

图 8.22.2 不连续模式电流波形($K_P \geqslant 1$)

式中，T 为开关频率的周期($T=1/f$)，t_1 为初级电流的上升时间(即 TOPSwitch—FX 的导通时间)，t_2 是次级电流的下降时间。

K_{DP}的另一表达式为

$$K_{DP} = \frac{V_{OR}(1 - D_{max})}{(V_{Imin} - V_{DS(ON)})D_{max}} \qquad (8.22.2)$$

式中，漏-源导通电压 $V_{DS(ON)}=10V$。

③ 对于连续模式，宽范围输入时可假定 $K_P=0.4$；230V 交流(或 115V 倍压)输入时，取 $K_P=0.6$。

④ 不连续模式要先设定 $K_P=1$。

⑤ K_P 值必须在表 8.22.4 的规定范围之内。

表 8.22.4　K_P 的规定范围

交流输入电压 u(V)	波形参数 K_P	
	连续模式	不连续模式
宽范围输入:85～265	0.4～1.0	≥1.0
固定输入:230	0.6～1.0	≥1.0

需要指出,TOPSwitch—FX 的工作模式设定条件和规定范围不同于 TOPSwitch。它是将 $K_{RP}\leqslant 1.0$ 定义为连续模式,$K_{RP}\geqslant 1.0$ 为不连续模式,即两种模式的分界限为 $K_{RP}=1.0$。而 TOPSwitch 是把 $K_{RP}<1.0$ 作为连续模式,$K_{RP}=1.0$ 为不连续模式,并且 K_{RP}永远不超过 1.0。因此,二者在连续模式下的计算公式完全相同,而不连续模式的计算公式却不同。

〔步骤 6〕根据 V_{Imin}和 V_{OR}值来确定 D_{max}

① 连续模式下计算 D_{max}的公式与式(8.7.1)相同。

② 不连续模式下,计算公式为

$$D_{max}=\frac{V_{OR}}{K_P(V_{Imin}-V_{DS(ON)})+V_{OR}} \tag{8.22.3}$$

〔步骤 7〕计算初级峰值电流 I_P

① 在连续模式下的计算公式与式(8.7.4)相同。

② 不连续模式的计算公式为

$$I_P=\frac{2I_{AVG}}{D_{max}} \tag{8.22.4}$$

式中的输入平均值电流 I_{AVG}可通过式(8.7.3)来计算。

〔步骤 8〕计算初级有效值电流 I_{RMS}

① 连续模式下用式(8.7.5)计算。

② 不连续模式用下式计算:

$$I_{RMS}=\sqrt{D_{max}\cdot\frac{I_P^2}{3}} \tag{8.22.5}$$

〔步骤 9〕根据 u、P_O、η 值,选择 TOPSwitch—FX 芯片

① 利用 8.20 节给出的快速选择曲线,选择功率最小的 TOPSwitch—FX 芯片。

② 对于不连续模式,P_O 要先降额 33%,再查曲线。这意味着在不连续模式下能输出 10W 的功率,就等效于连续模式下输出 15W 功率。

③ 开关频率:对于 DIP-8 和 SMD-8 封装,f=130kHz。对 TO-220-7B 封装,需在 130kHz、65kHz 中选择一种。

〔步骤 10〕确定衰减因数 K_I,以便从外部设定极限电流

① 极限电流的衰减因数 $K_I=I'_{LIMIT}/I_{LIMIT}$,且 $0.4<K_I<1.0$。

② K_I 由接到 M-S 端之间的电阻 R_{IL}来设定(参见图 4.8.9)。

③ 为提高电源效率,可选较大功率的 TOPSwitch—FX,以降低 R_{IL}的阻值。

④ 假如不需要从外部设定极限电流,就取 $K_I=1.0$。

⑤ 分别计算 $I'_{LIMIT(min)}$、$I'_{LIMIT(max)}$值。

$$I'_{LIMIT(min)}=I_{LIMIT(min)}\cdot K_I \tag{8.22.6}$$

$$I'_{LIMIT(max)}=I_{LIMIT(max)}\cdot K_I \tag{8.22.7}$$

〔步骤 11〕通过检查 I_P 和 I'_{LIMIT}值，来验证所选 TOPSwitch—FX 芯片是否合适

① 当 $K_I=1.0$ 时，应满足 $I_P \leqslant 0.96I'_{LIMIT(min)}$之条件。

② 当 $K_I<1.0$ 时需符合 $I_P \leqslant 0.94I'_{LIMIT(min)}$的条件。

③ 假如需要的话，可选功率较大的 TOPSwitch—FX 芯片。

〔步骤 12〕计算初级电感量 L_P

① 对于连续模式，计算公式同式(8.10.1)。

② 不连续模式按下式计算：

$$L_P=\frac{2\times10^6P_O}{I_P^2f_{min}}\cdot\frac{Z(1-\eta)+\eta}{\eta} \tag{8.22.8}$$

式中，L_P 的单位是 μH，f_{min}为开关频率的最小值。当标称频率 $f=130$kHz 时，$f_{min}=124$kHz；$f=65$kHz 时，$f_{min}=61.5$kHz。

〔步骤 13〕根据 P_O、f 值，从表 8.22.5 中查出适用的磁芯型号，再从产品样本中查出 S_j、l 和 b 值

表 8.22.5　根据 P_O、f 值选取合适的磁芯

输出功率 P_O(W)	开关频率 f			
	130kHz		65kHz	
	用三重绝缘线绕制	用常规漆包线绕制	用三重绝缘线绕制	用常规漆包线绕制
0～10	EFD15 EF16 EE16	EEL16	EFD15 EF16 EE16 EE20 EFD20 EE19	EEL16 EF20 EEL19
10～20	EE22 EFD20 EE19	EF20 EEL19	EF20 EI25 E24/25 EI30	EFD25 EF25 EFD30 EF20
20～30	EI25 E24/25	EFD25 EF25	EF25 EI28	EER28 EF30
30～50	EF25 EI28	EFD30 EI30 EER28 EF30	EI30 EF30 EER28 ETD29	ETD29 EER28L ETD34
50～70	EI30 EF30	ETD29 EER28L	EI35 ETD34	EI40 EER35 EER28
70～100	ETD29 EER28L EER35 ETD39 EER40	ETD34 EI40	EI40 EER35	ETD39 EER40 EI35 ETD34 EI40 EER35

〔步骤 14〕设定 N_S、d

① 从 $N_S=0.6$ 匝/V 开始迭代。

② 从 $d=2$ 开始迭代，在迭代过程中要求 $1<d<2$。

〔步骤 15〕计算 N_P、N_F

参见式(8.10.2)和式(8.10.3)。

〔步骤 16〕确定 D_{Pm}、D_{PM}

参见式(8.10.5)及相关内容。

〔步骤 17〕～〔步骤 22〕核算 B_M、δ、J

分别见式(8.10.7)、式(8.10.8)和式(8.10.6)。这 3 个参数的调整规律参见表 8.7.6。需要指出的是，磁芯气隙宽度应取 $\delta\geqslant 0.1$mm(TOPSwitch 则为 $\delta\geqslant 0.051$mm)。

〔步骤 23〕核查峰值磁通密度 B_P 应小于 0.42T，才能避免在启动或过载时高频变压器发生饱和。必要时可适当减小 K_I，降低 I'_{LIMIT}

① 计算 B_P 的公式为

$$B_P=\frac{I'_{LIMIT(max)}}{I_P}\cdot B_M \tag{8.22.9}$$

式中的 B_M 可用式(8.10.7)计算。

② 必要时减小 K_I，直至 $B_P<0.42$T。

〔步骤 24〕计算 I_{SP}

参见式(8.10.10)。

〔步骤 25〕计算 I_{SRMS}

① 连续模式用式(8.7.10)计算。

② 不连续模式按下式计算：

$$I_{SRMS}=I_{SP}\cdot\sqrt{\frac{1-D_{max}}{3K_P}} \tag{8.22.10}$$

〔步骤 26〕确定 D_{Sm}、D_{SM}

参见式(8.10.13)、式(8.7.13)。取 $J=4$A/mm^2 时 D_{Sm} 应大于 ϕ0.35mm；$f=65$kHz 时应大于 ϕ0.45mm。为减小高频趋肤效应，次级绕组应采用较细的漆包线多股并绕。

〔步骤 27〕计算输出纹波电流 I_{RI}

见式(8.10.12)。

〔步骤 28〕计算 $V_{(BR)S}$、$V_{(BR)FB}$

参见式(8.10.15)、式(8.10.16)。

〔步骤 29〕根据 u 和 V_B 值选择钳位二极管和阻塞二极管

参见第 10 章有关内容。

〔步骤 30〕选择输出整流管

可按下式选择：

$$V_{RM}\geqslant 1.25V_{(BR)S} \tag{8.22.11}$$

$$I_d>3I_O \tag{8.22.12}$$

式(8.22.11)中的安全系数为 1.25，而 TOPSwitch 为 2(参见式 10.5.1)。

有关〔步骤 31〕～〔步骤 38〕的说明，参见 8.7 节的相关内容。需要补充说明的是，利用 TOPSwitch—FX 也可设计成反激式多路输出开关电源。在总输出功率相同的情况下，多路输

出与单路输出的唯一区别反映在次级的设计上。为此可首先将各路输出的功率归入某一路输出上(通常为主输出),从而简化成单路输出的设计,以便于设计高频变压器并计算 I_{SP} 和 I_{SRMS} 参数;然后参照 8.12 节和 8.14 节中介绍的方法,具体设计次级的每个输出回路。

第 9 章　单片开关电源的电磁兼容性设计与测试技术

开关电源工作在高频开关状态，内部的电压及电流波形都是瞬态变化的，因此它属于强噪声源。随着开关频率的不断提高，开关电源不仅能形成射频干扰，还会产生音频噪声。若按干扰源来分类，开关电源所产生的干扰主要有尖峰干扰、谐波干扰和音频噪声。根据传输方式的不同，又可分为传导干扰、辐射干扰。重要的是开关电源作为电子设备的供电装置，它不仅受外部噪声的影响，其本身产生的干扰还直接危害到电子设备的正常工作。对此，必须给予高度重视。所谓电磁兼容性(EMC)的设计，就是在抗御外界干扰的同时，抑制开关电源本身的噪声，以保证电子设备能够长期安全可靠地工作。

本章首先介绍电磁兼容性的基本概念，然后分别阐述单片开关电源的电磁兼容性与安全性设计、提高 TOPSwitch 瞬态抑制能力的方法、抑制 TinySwitch 音频噪声的方法，最后介绍单片开关电源的测试技术。

9.1　电磁兼容性及测量设备

电磁兼容性的英文缩写为 EMC(Electromagnetic Compatibility)。这一概念始于 20 世纪 40 年代，直到近年来才发展成一门独立的新学科。随着电子、电气、通信、计算机技术的迅速发展，电磁兼容性在工业、科研、民用和军事领域的重要意义，愈来愈引起人们的高度重视。

9.1.1　电磁兼容性的研究领域

1. 电磁兼容性的基本概念

电磁干扰与电子设备的抗干扰能力，是既对立、又相互关联的矛盾统一体。一方面，电子设备的日益普及使电磁干扰日益严重；另一方面，电磁干扰又对电子设备的设计提出了更高要求。其核心问题是如何确保电子设备在复杂的电磁环境中能正常工作并达到设计指标。

国际电工委员会(IEC)为电磁兼容性所下的定义为："电磁兼容性是电子设备的一种功能，电子设备在电磁环境中能完成其功能，而不产生不能容忍的干扰"。这表明电磁兼容性具有三层含义：第一，电子设备应具有抑制外部电磁干扰的能力；第二，该电子设备所产生的电磁干扰应低于规定限度，不得影响同一电磁环境中其他电子设备的正常工作；第三，任何电子设备的电磁兼容性都是可以测定的。显然，电磁兼容性要比单纯讲抗干扰能力的意义更为深远。

电磁兼容性在军事上具有特殊重要的意义。例如，在 1982 年的英阿马岛之战中，当时英国的一艘谢菲尔德导弹驱逐舰就因未解决好电磁兼容问题，只得暂时关闭雷达系统以保证远程通信不受干扰，结果被阿根廷飞机趁机发射的飞鱼式导弹击中，造成舰毁人亡。1990 年的海湾战争中，多国部队在沙漠风暴行动中更是抓住伊拉克雷达通信系统抗干扰能力差的致命弱点，首先使之彻底瘫痪，然后完全占据了制空权。

电磁干扰的危害性极大，表 9.1.1 列出能够损坏电子元器件的单个脉冲及连续脉冲的能量。此外，电磁辐射能引爆电起爆装置、弹药库，还会对人体造成危害。我国制定的微波辐射对人体的安全限度为(0.025～0.05)mW/cm^2。目前我国已将电磁兼容性作为检查家电质量优劣

的重要指标。1997 年 3 月，国家技术监督局会同原电子工业部对 29 种大屏幕彩色电视机进行专项抽查时，就有 3 种进口彩电因电磁兼容性单项指标不合格而被曝光。欧共体在 1996 年 1 月 1 日规定电子设备(包括电器、电子仪器设备)必须进行电磁兼容性测试，即对电子设备的电磁波干扰和抗干扰性能的检验。只有在欧共体认可的权威认证机构试验合格的电子设备，才有资格进入欧美市场。这无疑是我国电子与电器产品出口所面临的新课题。

表 9.1.1 能损坏电子元器件的脉冲能量

元器件名称	单个脉冲能量(μJ)	连续脉冲能量(μJ)
0.25W 电阻器	10^4	10^2
电解电容器	60～1000	0.6～10
继电器	10^3～10^5	10～10^3
点接触型二极管	10^{-2}～10	10^{-4}～10^{-1}
小功率晶体管	20～10^3	0.2～10
大功率晶体管	10^5	10

2. 电磁兼容性的研究领域

主要包括电磁干扰的产生与传输，电磁兼容性的设计，电磁干扰的诊断和抑制，电磁兼容性的测试。仅以电磁干扰源为例，所研究的对象如下：

- 电磁干扰源
  - 自然干扰源
    - 大气噪声源(如雷电，砂暴引起的电晕放电)
    - 天电噪声源(如太阳噪声，宇宙噪声)
    - 热噪声(如电阻热噪声)
  - 人为干扰源
    - 电网干扰源(如 50Hz 工频干扰，浪涌电压)
    - 开关电源干扰源(如尖峰电压，音频噪声)
    - 电刷干扰源(由电机引起)
    - 点火系统干扰源(如汽车点火装置)
    - 家用电器干扰源(如日光灯干扰)
    - 射频干扰源(如电子游戏机、手机发出的干扰)
    - 有意制造的干扰源(如电子对抗战)

我国在该领域起步较晚，但也取得显著成绩。例如，已完成北京城区的电磁干扰测量与分析、电气化铁路上的电磁兼容性研究、电子对抗战研究等重大课题。

3. 电磁兼容性的标准

目前国外制定的电磁兼容性标准已达上百个。我国也陆续制定了有关的国家标准和国家军用标准，例如“电磁兼容术语”(GB/T4365-1995)、“无线电干扰和抗扰度测量设备规范”(GB/T6113-1995)、“电动工具、家用电器和类似器具无线电干扰特性的测量方法和允许值”(GB4343-84)等。在 GB4343 中规定的家用电器连续干扰电压允许值见表 9.1.2。这些标准的颁布与实施，为实现电磁兼容奠定了基础。

表 9.1.2 家用电器连续干扰电压允许值

频段(MHz)	0.15～0.20	0.20～0.50	0.50～5.0	5.0～30
允许值(mV)	3	2	1	2

9.1.2 电磁兼容性的设计与测量

1. 设计要点

电磁兼容性的设计是一项复杂的系统工程，应在掌握有关标准的基础上，根据实际电磁环境提出具体要求，制定技术与工艺上的实施方案。设计电子仪器仪表时，应重点考虑电路设计、印制板设计、隔离、退耦、滤波、接地、屏蔽等问题。例如，设计电路时宜选噪声容限高、抗干扰能力强的CMOS和高速CMOS电路来代替TTL电路，用无触点的固态继电器取代电磁继电器，增加消噪、退耦电路，防止产生自激振荡。对于从电源线引入或辐射出去的电磁干扰，应在电源进线端加装EMI滤波器(亦称电源噪声滤波器PNF)。对于机内干扰源，可视具体情况选用低通、高通或带通滤波器。利用隔离变压器或光耦合器进行信号隔离、阻抗变换。在构成测控系统时，可选用电磁兼容性良好的VXI总线系统。

设计单片开关电源时，除了加EMI滤波器、漏极钳位保护电路(或RC吸收回路)、安全电容，还应视具体情况采取抑制干扰的相应措施。另外，对布线方式和高频变压器的制作工艺也有严格要求。

电子仪器的"地"有两种。一种是"大地"，即以大地作零电位，将金属机壳或所选定的接地点通过地线等接地装置与大地连通，这样能避免因外壳对地出现高压而危及操作人员的安全，起到保护作用。另一种是"系统地"，它是将信号回路中的导线或印制导线等参考导体设定成零电位，再把线路选定点或选定区域与参考导体相连，其作用是为信号电压提供一个稳定的零电位参考点，根据实际情况可单点接地，亦可多点接地。高频仪器设备须多点接地，即把各条地线就近引至公共地线区。有时还允许浮地，以减小地电流引起的电磁干扰。浮地时因被隔离部分与大地无电阻通路而容易产生静电积累，必要时可在浮地与大地之间接一只高阻值的泄放电阻。

利用屏蔽既能有效防止外部干扰，又能限制机内电磁场泄漏。常见的屏蔽有三种：电磁屏蔽，静电屏蔽，磁屏蔽。其中，电磁屏蔽用于阻止高频电磁能量在空间的传输，一般用对电磁波有明显衰减作用且导电性能良好的金属材料制成屏蔽层、屏蔽罩或全屏蔽机壳。为加强屏蔽效果，某些精密电子设备还设计了双层屏蔽甚至三层屏蔽。磁屏蔽用于减小因外部磁场变化而引起的感应电压及感应电流。低频磁屏蔽一般用导磁性能良好的铁磁性物质制成。射频磁屏蔽则用金属导体制成，利用外磁场干扰在金属表面产生涡流，将其能量耗散掉。开关电源模块通常采用金属壳起电磁屏蔽作用。

2. 电磁兼容性的测量

电磁兼容性测量设备及功能见表9.1.3，试验项目主要包括发射试验(测量电子设备工作

表9.1.3 电磁兼容性测量设备及功能

分 类	名 称	测量功能
测量设备	电磁干扰自动测试系统	测量电磁干扰的各种参数及波形
	电磁干扰分析仪	对电磁干扰的幅度、发生率和持续时间进行自动分析
	频谱分析仪和扫描接收机	测量并分析1MHz～8GHz频率范围内的干扰
	峰值测量接收机	测量9kHz～1GHz脉冲干扰的峰值
	平均值接收机	测量9kHz～1GHz窄带干扰的平均值
	有效值接收机	测量9kHz～1GHz干扰电压的有效值
	音频干扰电压表	测量20Hz～20kHz音频系统对噪声抑制能力

续表

分　类	名　称	测量功能
辅助设备	人工电源网络	将射频干扰电压耦合到测量接收机上
	电流探头	采用钳形变流器以非接触方式测量导线上的 30MHz～1GHz 干扰电源
	电压探头	测量电网中电源线对地的射频干扰电压
	吸收式功率钳	测量引线辐射的 30MHz～1GHz 干扰功率
	天线	接收 150kHz～30MHz 无线电干扰信号
	耦合网络	测量受试设备对 150kHz～150MHz 传导电流的抗扰度

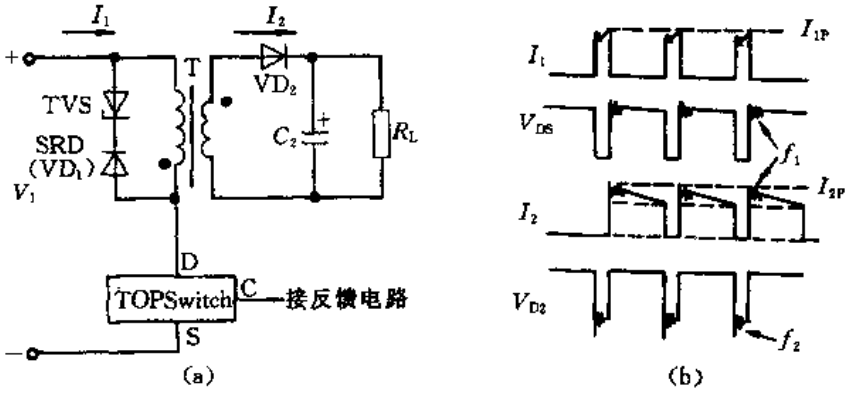
时向外辐射或传导发射出去的电磁能量、频率等），敏感度试验（测量电子设备抑制外界电磁干扰的能力）。所测量的无线电干扰电压、干扰电流和干扰场强的总频率范围是 9kHz～18GHz。

9.2　单片开关电源的电磁兼容性设计

单片开关电源工作在高频、高压、大电流的开关状态，所产生的电磁干扰亦分共模干扰、串模干扰两种，并以传导或辐射方式[①] 向外部传播。单片开关电源的电磁兼容性设计，就是要把电磁干扰衰减到允许限度之内。下面首先对电磁干扰波形进行分析，然后分别介绍造成共模干扰、串模干扰的电路模型。

9.2.1　电磁干扰的波形分析

反激式单片开关电源的简化电路和电磁干扰波形，分别如图 9.2.1(a)、(b)所示。(a)图中，V_I 为直流输入电压，I_1 为高频变压器的初级电流。设 TOPSwitch 漏-源极电压为 V_{DS}，输出整流管上的电压为 V_{D2}。I_2 是次级电流，R_L 为负载。(b)图分别给出 I_1、V_{DS}、I_2 和 V_{D2}的电磁干扰波形。下面对这 4 种波形加以分析。



(a) 简化电路；(b) 4 种电磁干扰波形

图 9.2.1　单片开关电源简化电路及电磁干扰波形

1. 初级电流波形 I_1

初级电流 I_1 是在 TOPSwitch 导通时开始形成并沿着斜坡上升，达到峰值 I_{1P}。I_{1P}值由直流

① 当 $f<30$MHz 时为传导噪声，$f>30$MHz 时为辐射噪声。

输入电压 V_1、初级电感 L_P、开关频率 f 和占空比 D 来决定。该梯形电流波形的基频为开关频率，谐波即干扰波形。初级串模干扰电流经过初级绕组、TOPSwitch 和 V_1 形成回路。当电流环路面积较大时，I_1 还能向外部辐射共模干扰。

2. 漏-源极电压波形 V_{DS}

V_{DS}电压波形的特点是其电压变化率(dV/dt)很高，受变压器漏感、TOPSwitch 输出电容和变压器分布电容等分布参数的影响，V_{DS}在 $f_1=3\sim12$MHz 的频率范围内形成振铃，即减幅振荡。

3. 次级电流波形 I_2

当 TOPSwitch 关断时，次级上就有电流 I_2 通过，并且从峰值 I_{2P}开始，然后线性下降，下降速率由次级电感 L_S 和输出电压 V_O 来决定。下降过程中形成的振铃，在时间上与 V_{DS}相对应，振铃电压的频率仍为 f_1。

4. 输出整流管电压波形 V_{D2}

V_{D2}也具有电压变化率高、上升沿和下降沿陡峭的特点。其峰值电压由变压器漏感和输出整流管分布电容所决定。振铃干扰波形的频率范围是 $f_2=20\sim30$MHz。

9.2.2 造成电磁干扰的电路模型

1. 共模干扰的电路模型

造成共模干扰的电路模型如图 9.2.2 所示。共模干扰主要是由漏-源极电压 V_{DS}和输出整流管电压 V_{D2}产生的。图中，C_u 是与交流电源输入端相并联的耦合电容，$C_{BD1}\sim C_{BD4}$是整流桥中 4 只整流管的等效电容。C_{IN}为输入滤波电容，其等效串联电感和等效串联电阻分别用 L_{ES}、R_{ES}表示。$C_{W1}\sim C_{W6}$均为高频变压器的分布电容。其中，C_{W1}和 C_{W6}分别为初级、次级绕组的分布电容，二者组合起来可产生 400kHz～2MHz 的谐振频率。$C_{W2}\sim C_{W5}$是初、次级绕组之间的各种分布电容。C_{OSS}为 TOPSwitch 的输出电容，C_{S1}和 C_{S2}依次为漏极、次级对地的分布电容。上述电容会造成 5 个干扰电流：I_{CS1}、I_{CW1}、I_{CW3}、I_{COSS}和 I_{CW4}。这 5 个电流相叠加后，有一部分被抵消掉，剩下的高频电流即形成共模干扰。

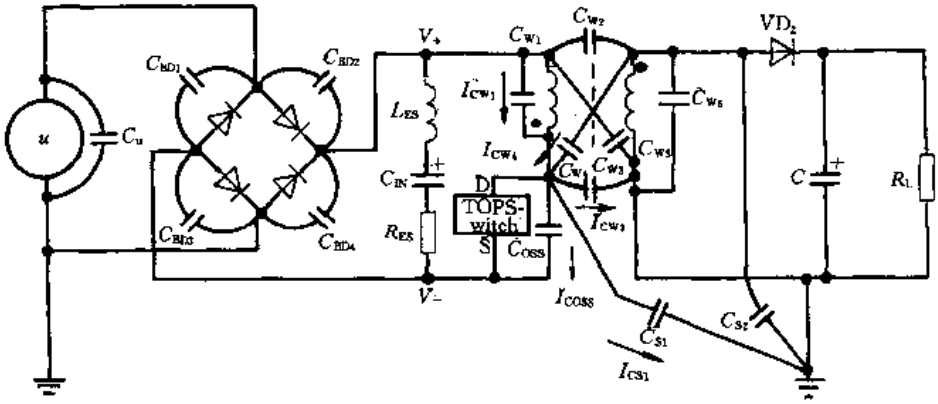
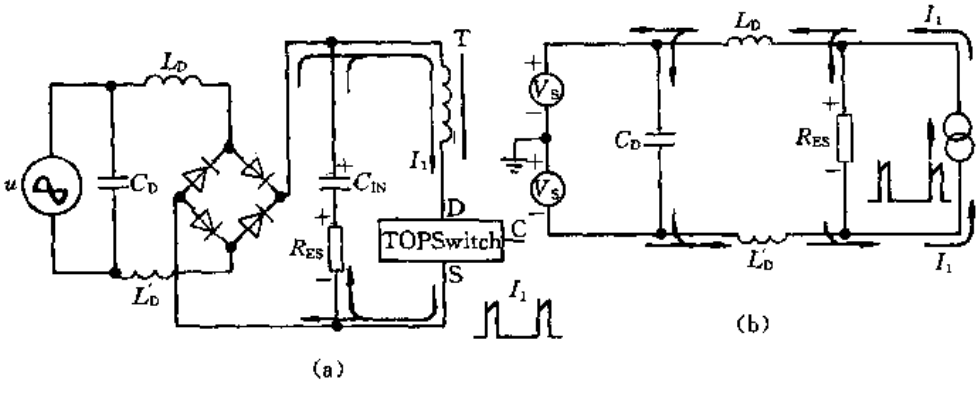


图 9.2.2 造成共模干扰的电路模型

共模干扰可由 EMI 滤波器中的共模扼流圈进行抑制。共模扼流圈的电感量通常取 10～33mH。为减小分布电容，印制板上的相关导线应尽量短捷。

2. 串模干扰的电路模型

串模干扰的电路模型如图 9.2.3(a)所示，(b)图为等效电路。(a)图中，C_D 为串模电容，L_D 和 L'_D 是两个串模扼流圈。R_{ES}为输入滤波电容 C_{IN}的等效串联电阻。(b)图中，两条电源线上对地的电压用 V_S 表示，正半周时电压极性如图所示。不难看出，串模干扰电流的方向是从一条电源线流入单片开关电源，再从另一条电源线流出的。由 C_D、L_D 和 L'_D 构成的串模干扰滤波器能对串模干扰起到抑制作用。举例说明，在 6.4 节中介绍的 7.5V、15W 开关电源模块中，实取 $C_D=C_6=0.1\mu F$，$C_{IN}=C_1=33\mu F$，$R_{ES}=0.375\Omega$，$L_D=L'_D=74\mu H$。L_D 和 L'_D 可以是分立电感，也可是从共模扼流圈上分离出来的等效串联电感。加串模干扰滤波器后，串模干扰的基波电压为 59.3mV，二次谐波降为 43.0mV。注意，在测量共模扼流圈一个绕组的等效串模电感时，应将另一绕组短路，并且要将测量值除以 2 才是 L_D(或 L'_D)电感量。



(a) 电路模型；(b) 等效电路

图 9.2.3 串模干扰的电路模型

9.3 EMI 滤波器的电路及其元件配置

下面介绍单片开关电源电磁干扰(EMI)滤波器的四种典型电路及其元件配置。有关通用 EMI 滤波器(亦称电源噪声滤波器 PNF)的原理与应用，详见 10.2 节。

9.3.1 单片开关电源常用的 EMI 滤波器电路

为减小体积和降低成本，单片开关电源一般采用简易式单级 EMI 滤波器，典型电路如图 9.3.1(a)～(d)所示。(a)图与(b)图中的电容器 C 能滤除串模干扰，区别仅是(a)图将 C 接在输入端，(b)图则接到输出端。(c)、(d)图所示电路较复杂，抑制电磁干扰的效果更佳。(c)图中的 L、C_1 和 C_2 用来滤除共模干扰，C_3 和 C_4 滤除串模干扰。R 为泄放电阻，可将 C_3 上积累的电荷泄放掉，避免因电荷积累而影响滤波特性；断电后还能使电源的进线端 L、N 不带电，保证使用的安全性。(d)图则是把共模干扰滤波电容 C_3 和 C_4 接在输出端。

EMI 滤波器能有效抑制单片开关电源的电磁干扰。图 9.3.2 中曲线 a 为不加 EMI 滤波器时开关电源上 0.15～30MHz 传导噪声的波形(即电磁干扰峰值包络线)。曲线 b 是插入如图 9.3.1(c)所示 EMI 滤波器后的波形，电磁干扰大约被衰减 40dB$_{\mu V}$。曲线 c 为加上如图 9.3.1(d)所示 EMI 滤波器后的波形，能将电磁干扰衰减约 50dB$_{\mu V}$～70dB$_{\mu V}$。显然，后一种 EMI 滤波器的效果最佳。

EMI 滤波器的安装位置也很重要。图 9.3.3 给出两种布局方式。(a)图为正确布局，EMI

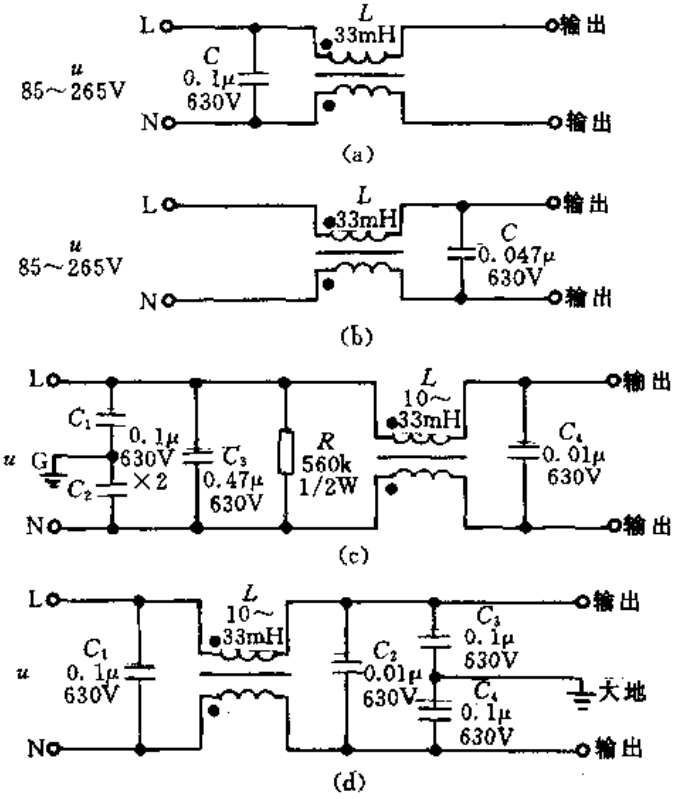


图 9.3.1　单片开关电源常用的 EMI 滤波器电路

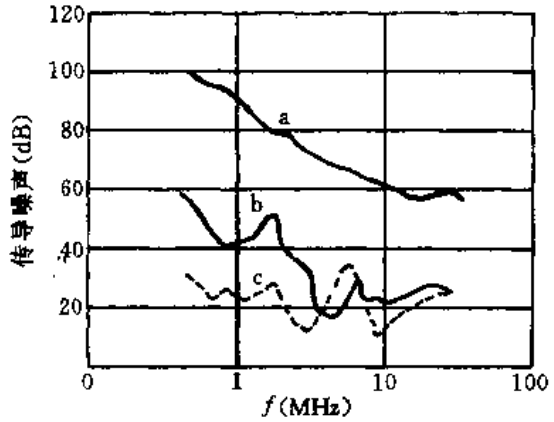


图 9.3.2　加 EMI 滤波器前、后干扰波形的比较

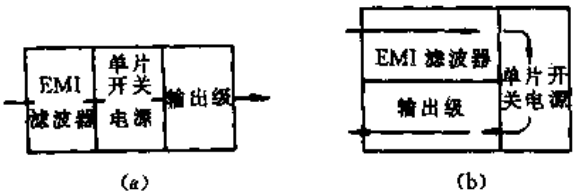
滤波器尽量远离输出级；(b)图为错误布局，因为 EMI 滤波器靠近输出级，所以滤波元件上的干扰会串入输出电路。此外，印制板应设计成长方形，而不要是正方形。为减小滤波电容上的等效串联电阻，连接电容器的印制导线应设计成如图 9.3.4(b)所示的形状。

9.3.2　EMI 滤波器的元件配置

1. 滤波电容

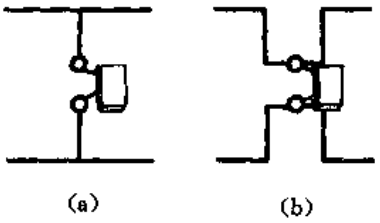
选择滤波电容时应注意其阻抗特性与耐压指标。在高频情况下，滤波电容等效于由纯电容(C)、等效串联电阻(R_{ES})和等效串联电感(L_{ES})构成的串联电路。由于在工作频率 f 超过电容器的自谐振频率 f_r 时，电容器就起到电感的作用，因此宜选用自谐振频率很高的陶瓷电容器。

电容器的耐压值应足够高，通常选 630V。输出端滤波电容上加有尖峰电压，其耐压值有时还可选 1000V。



(a) 正确布局；(b) 错误布局

图 9.3.3 两种布局方式

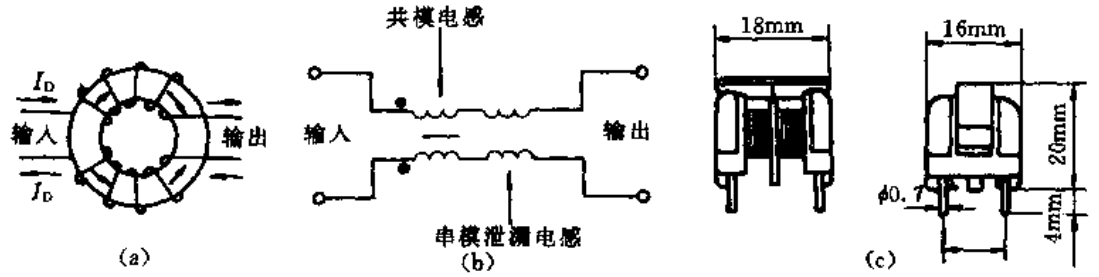


(a) 错误引线；(b) 正确引线

图 9.3.4 减小滤波电容上的等效串联电阻

2. 扼流圈

扼流圈分共模、串模两种。通常采用共模扼流圈，其结构、等效电路和典型产品的外形如图 9.3.5 所示。由(b)图可见，共模扼流圈实际由共模电感、串模泄漏电感这两部分构成，因此它对串模干扰也有一定的抑制作用。其优点是能同时起到共模扼流圈、串模扼流圈两种作用，而成本并未增加。共模扼流圈的线径要能承受可能发生的浪涌电流。



(a) 结构；(b) 等效电路；(c) 典型产品外形

图 9.3.5 共模扼流圈

有时为了抑制 10～200MHz 范围内的高频共模干扰，还可在交流电源进线端再增加一个高频共模扼流圈，其结构如图 9.3.6 所示。选择小型铁氧体磁环，采用双线平行绕 5 匝即可。这种扼流圈还可装在开关电源的输出端。

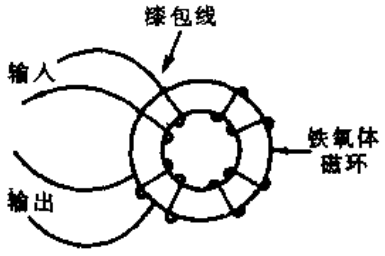
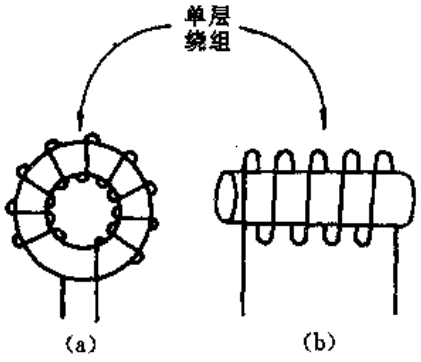


图 9.3.6 高频共模扼流圈



(a) 磁环线圈；(b) 螺线管线圈

图 9.3.7 串模扼流圈

串模扼流圈仅适用于 5W 以下的低功率开关电源，它是由两个分立的铁氧体磁环线圈或螺线管线圈所构成的，每个电感的结构如图 9.3.7 所示。带串模扼流圈的 5V、1A 开关电源电

路如图 9.3.8 所示。电路中使用一片 TOP210P 型单片开关电源。串模扼流圈由 L_2、L_3 组成，它们与 C_1、C_4 一起对串模干扰进行衰减。L_2 和 L_3 的电感量均为 1mH。

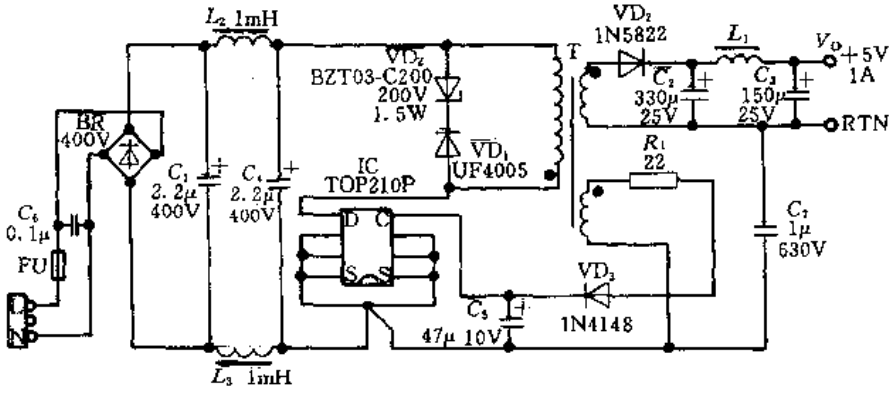


图 9.3.8　带串模扼流圈的开关电源电路

3. 屏蔽

为避免 EMI 滤波器向外发射电磁干扰，成品 EMI 滤波器大多采用金属屏蔽壳封装。某些电子、通信设备对电磁干扰十分敏感，可采用如图 9.3.9 示出的三线交流输入式单片开关电源电路，将开关电源的外壳接通大地 G。图中，L_2 为共模扼流圈，L_3 为单只串模扼流圈。电源外壳既可通过安全电容 C_7 接初级电路，亦可经陶瓷电容 C_8 接次级电路，这取决于系统的设计。

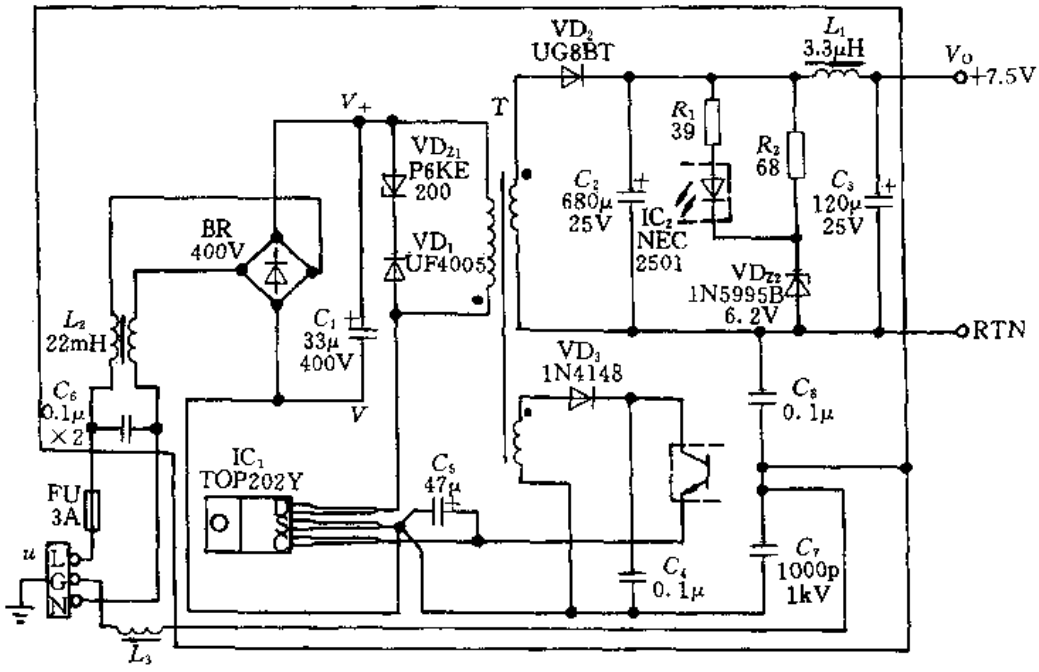


图 9.3.9　三线输入式开关电源的电路

9.4　抑制瞬态干扰及音频噪声

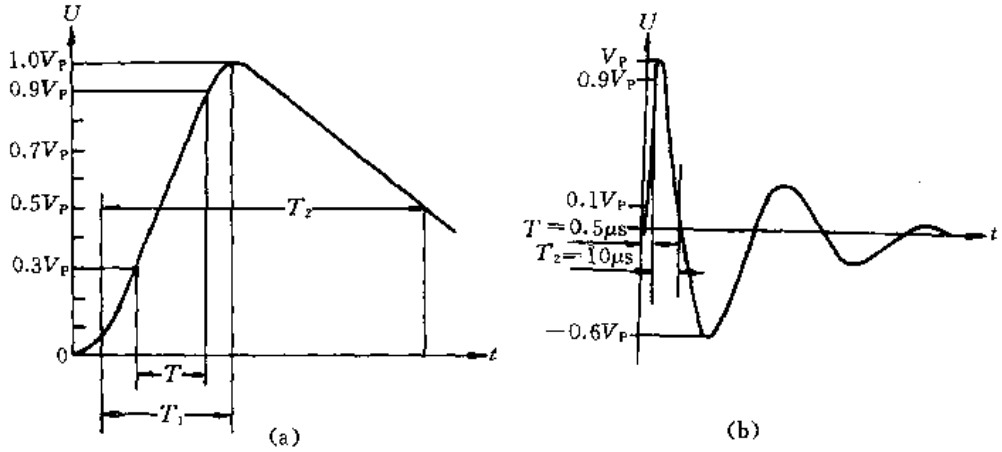
下面介绍抑制 TOPSwitch 和 TinySwitch 系列单片开关电源瞬态干扰及音频噪声的方法。

9.4.1 抑制瞬态干扰

瞬态干扰是指交流电网上出现的浪涌电压、振铃电压、火花放电等瞬间干扰信号，其特点是作用时间极短，但电压幅度高、瞬态能量大。瞬态干扰会造成单片开关电源输出电压的波动。当瞬态电压叠加在 V_I 上，使 $V_I > V_{(BR)DS}$ 时，还会损坏 TOPSwitch 芯片，必须采取措施来抑制瞬态干扰。

1. 瞬态电压的特点

瞬态电压的两种典型波形分别如图 9.4.1(a)、(b)所示。(a)图是由国际电工委员会制定的 IEC1000-4-5 标准中给出的典型浪涌电压波形，V_P 为浪涌电压的峰值，通常选 $V_P=3000V$ 的测试电压。T 是浪涌电压从 $0.3V_P$ 上升到 $0.9V_P$ 的时间间隔。T_1 为上升时间，$T_1=1.67T=1.2\mu s\pm0.36\mu s$。浪涌电压降到 $0.5V_P$ 所持续的时间为 T_2，$T_2=50\mu s$。(b)图示出由 IEEE-587 标准中给出的典型振铃电压波形，其峰值也是 3000V(典型值)。第一个周期内的正向脉冲上升时间 $T=0.5\mu s$，持续时间 $T_2=10\mu s$；负向脉冲的峰值已衰减为 $0.6V_P$。



(a) 浪涌电压；(b) 振铃电压

图 9.4.1 瞬态电压的两种典型波形

2. 抑制瞬态干扰的方法

(1) 改进电路

在 6.4 节曾介绍过由 TOP202Y 构成 7.5V、15W 开关电源模块的电路，参见图 6.4.1。下面就以该电路为例，阐述抑制瞬态干扰的方法。其改进电路如图 9.4.2 所示，与图 6.4.1 相比主要有以下改进：①将交流两线输入方式改成三线输入方式，G 端须接通大地；②采用两级 EMI 滤波器，为避免两个 EMI 滤波器在产生谐振时的干扰信号互相叠加，应使 L_2 和 $L_3 \leqslant 10mH$，$L_3 \geqslant 2L_2$；③增加 C_9 和 L_4，并将 C_8 换成 $0.1\mu F$ 普通电容器。$C_7 \sim C_9$ 为安全电容，分别与高频变压器的引出端相连。其中，C_7 接初级直流高压的返回端，C_8 接次级返回端，C_9 接初级直流高压端。它们的公共端则经过滤波电感 L_4 接通大地。L_4 用铁氧体磁环绕制而成。设计印制板时，连接 $C_7 \sim C_9$ 的各条印制导线应短而宽。采用上述连接方式可保证瞬态电流被 $C_7 \sim C_9$ 旁路掉，而不进入 TOP202Y 中。此外，反馈绕组接地端和 C_4 的引出端，各单独经过一条印制导线接 TOP202Y 的对应管脚。旁路电容 C_5 直接跨在控制端与源极上，以减小控制端上的噪声电压；④增加电阻 R_3，其阻值范围是 270～620Ω。它与光耦合器的发射极相串联。当控制环路失控时 R_3 能限制峰值电流，使之小于芯片中关断触发器的关断电流。

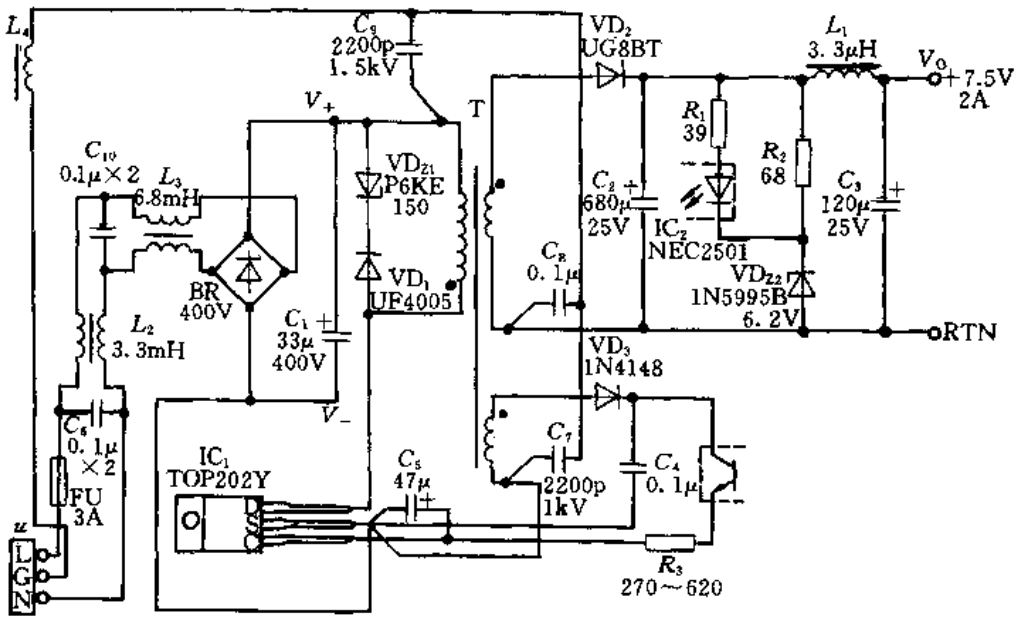


图 9.4.2　能抑制瞬态干扰的改进电路

(2) 减小瞬态干扰的其他措施

① 为减小瞬态峰值电流，应在初、次级绕组之间绕 3～5 层 0.05mm 厚的聚酯绝缘胶布，使高频变压器的分布电容量降低。

② TOPSwitch 的外接散热器应与芯片上的小散热片连通。若二者之间加绝缘垫片，而散热器与电路连通位置又不合适，则散热器与小散热片间的分布电容就会和电路中的电感发生谐振，产生高频振铃电压，使 TOPSwitch 中的关断触发器误关断。

③ 提高整流桥耐压值并适当增加输入滤波电容 C_1 的容量。

④ 利用共模扼流圈对过大的共模干扰电流进行抑制。

⑤ 在 100～115V 交流低压输入时，选择 TOPSwitch—Ⅱ系列产品，以提高芯片的漏-源击穿电压值。

⑥ 在交流进线端并联一只压敏电阻器(VSR)，对浪涌电压进行钳位，电路如图 9.4.3 所示。

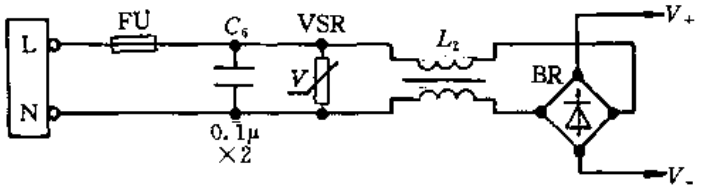


图 9.4.3　利用压敏电阻器钳位浪涌电压的电路

9.4.2　抑制音频噪声

单片开关电源的音频噪声用人耳即可听到，它主要是由电容器和高频变压器产生的。

1. 电容噪声

电介质材料具有压电效应，其形变大小与电场力的平方有关，二者呈线性或非线性关系。

某些非线性电介质在常温下就具有压电效应，例如在 TinySwitch 漏极 RC 吸收回路中使用的耐高压陶瓷电容器，是由非线性电介质钛酸钡等材料烧结而成的，在周期性尖峰电压的作用下，使电介质不断发生形变，能产生较大的音频噪声。采用耐高压的聚酯薄膜电容器能够降低电容噪声。

2. 高频变压器噪声

高频变压器中的 EE 或 EI 型磁芯之间的吸引力，能使两个磁芯发生位移；绕组电流相互间的引力或斥力，也能使线圈产生偏移。此外，受机械振动时能导致高频变压器发生周期性的形变。上述因素均会使高频变压器在工作时发出音频噪声。10W 以下单片开关电源的音频噪声频率，均为 10～20kHz。

为防止磁芯之间产生相对位移，通常以环氧树脂作胶合剂，将两个磁芯的 3 个接触面（含中心柱）进行粘接。但这种刚性连接方式的效果并不理想。因为这无法将音频噪声减至最低，况且胶合剂过多，磁芯在受机械应力时还容易折断。国外最近采用一种特殊的“玻璃珠”(glass beads)胶合剂，来粘合 EE、EI 等类型的铁氧体磁芯，效果甚佳。这种胶合剂是把玻璃珠和胶着物按照 1∶9 的比例配制而成的混合物，它在 100℃以上的温度环境中放置 1 小时即可固化。其作用与滚珠轴承有某种相似之处，固化后每个磁芯仍能独立地在小范围内变形或移位，而总体位置不变，这就对形变起到了抑制作用。用玻璃珠胶合剂粘接的高频变压器内部结构如图 9.4.4 所示。采用这种工艺可将音频噪声降低 5dB。

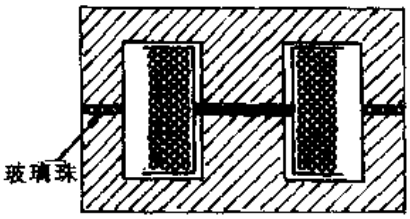
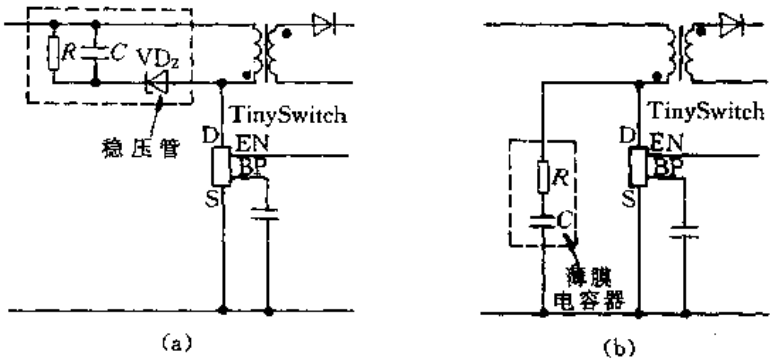


图 9.4.4　高频变压器的内部结构图

给线圈浸入清漆并烘干之后，不仅能隔绝潮气，加强坚固性，还有助于减小音频噪声。不过灌入清漆后也会增大初级绕组的分布电容，降低高频变压器的固有谐振频率。

3. TinySwitch 开关电源中的音频噪声

由 TinySwitch 构成开关电源时，音频噪声主要是由钳位保护电路和 RC 吸收回路产生的。为此可采取以下几种措施：①将 R、C、VD 型钳位保护电路中的二极管 VD，换成高压稳压管 VD_Z；把漏极 RC 吸收回路中的高压陶瓷电容器换成压电效应很小的聚酯薄膜电容器。改进电路如图 9.4.5 所示。②为进一步减小音频噪声，还可选择磁通密度较低的磁芯，例如当最大磁通密度从 0.3T 减小到 0.2T 时，可使音频噪声降低 10～15dB。



(a) 钳位电路；(b) 吸收回路

图 9.4.5　TinySwitch 开关电源的改进电路

9.5 单片开关电源的测试技术

下面介绍单片开关电源交流输入功率、元器件功耗及其他主要参数的测试技术。

9.5.1 功率测量技术

为便于对单片开关电源的效率进行计算与分析，必须准确测量各种功率参数，包括交流输入功率、各元器件上的功率损耗、总功耗。测量这些功率参数的方法主要有以下三种：用瓦特表直接测量功率法，通过测量电压和电流计算功率法，直流热等值法。下面分别加以介绍。

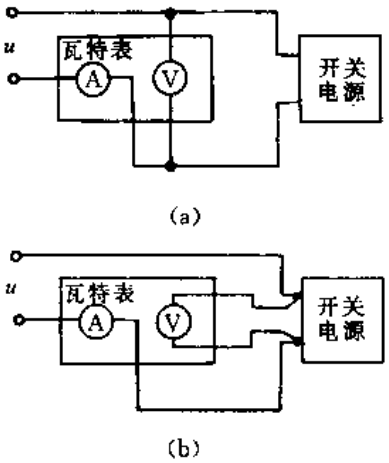
1. 直接测量功率法

普通交流有效值仪表不适合测量开关电源的功率参数。因为此类仪表仅适合测量不失真的正弦波信号。然而单片开关电源中有多种高频非正弦波和瞬态干扰存在，例如 100kHz 矩形波、锯齿波、开关失真波形、交流纹波、高次谐波；此外还有尖峰电压、振铃电压、音频噪声、从电网引入的瞬态电压等电磁干扰信号。非正弦波的波峰因数均大于 1.414(正弦波的波峰因数)。波峰因数(K_P)等于峰值电压(V_P)与有效值电压(V_{RMS})之比，有公式

$$K_P=\frac{V_P}{V_{RMS}} \tag{9.5.1}$$

利用瓦特表能直接测量交流输入功率以及各种功率损耗。对于 $K_P\geqslant 3$ 的非正弦波(例如窄脉冲)，瓦特表也适用。

单片开关电源的输入滤波电容会使交流输入电流波形产生严重失真，这是由于波峰因数较高而功率因数较低造成的。开关电源的功率因数典型值为 $\cos\varphi=0.6\sim0.8$，它取决于交流线路的阻抗和交流输入电压值。



(a) 错误接法；(b) 正确接法

图 9.5.1 利用瓦特表测量输入功率

利用瓦特表测量输入功率时，需按图 9.5.1(b)所示接好电路。测电压时尽可能地跨接在开关电源的交流输入端。否则，电源引线上的压降也会造成 1%～2%的测量误差，见(a)图。

假如没有瓦特表，亦可用直流高压来代替交流输入电压 u，直接加到交流输入端，这样即可使用普通的直流电压表和电流表来测量直流输入功率。大多数开关电源在交、直流两种输入方式下均能正常工作。但是当交流电源线上还并联有电风扇、电源变压器时，必须先把电风扇等断开，然后加直流高压。否则在输入直流高压时，电风扇或变压器绕组上会形成很大的短路电流，极易将电风扇、变压器烧毁。此外，用直流输入代替交流输入时，所测得的功率值会偏高 1%～2%。原因之一是直流输入时元器件上产生的压降较低；原因之二是滤波电容上不存在电网频率的波动，其功耗也低于正常值。这表明，用直流输入法只能获得电源效率的近似值。

倘若手头无现成的直流高压可用，亦可采用简单的桥式整流、滤波的方法，将交流电变成直流高压。例如，对 220V 交流电直接进行整流滤波，可获得约 300V 的直流高压。在测量过程中需要注意两点：第一，交流电的波动应尽量小；第二，此法未采用工频变压器与电网隔离，必

须注意安全!

2. 计算法

通过对电压和电流的测量,也能得到元器件上的功率损耗。此法适用于测量下述元件上的功耗:输入滤波电容 C_1、输出滤波电容 C_2、输出滤波电感 L_1、高频变压器 T、反馈绕组及反馈电路。

数字存储示波器具有函数运算功能,它能从电压与电流波形中直接计算并显示出平均功率值。但需注意,有的示波器探头存在 50ns 的延迟时间,这会给测量功耗带来误差。此时,建议采用直流热等值法测量。

3. 直流热等值法

此法对于获得功率损耗的近似值非常有用,尤其是功率开关管、输出整流管等功率器件,它们有着相似的传输损耗、反向恢复时间及开关损耗等问题。采用这种方法时,首先要测出元器件在正常工作时的温升,然后用直流电流通过该元器件并产生相同的温升,最后根据测出的直流电压和直流电流值,计算出给定元器件上的平均功率损耗。直流热等值法的测量原理是用直流电来模拟交流电的热效应,从而将交流测量变成对热力学温度以及纯直流参数的测量。它属于间接测量法。

采用直流热等值法适合测量整流桥、TOPSwitch 芯片、钳位保护电路中的阻塞二极管 VD_1、输出整流管 VD_2、稳压管 VD_Z、EMI 滤波器中的共模扼流圈 L_2 上的功耗。

9.5.2 主要参数测试

单片开关电源的测试电路如图 9.5.2 所示。图中,T 为自耦变压器,S 是做空载试验用的开关,R_L 为可调负载。电路中使用标准交流电压表、直流电压表、直流电流表(安培表或毫安表)各一块。为提高测量准确度,亦可用经校准后的数字电压表和数字电流表来代替。

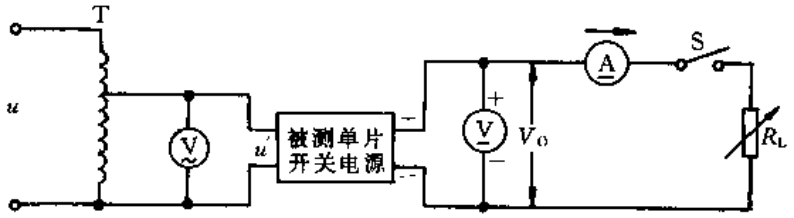


图 9.5.2 单片开关电源的测试电路

1. 测量输出电压的准确度

给单片开关电源加上标称输入电压和额定负载,用直流电压表测出实际输出电压 V'_O,再与标称输出电压 V_O 进行比较,按下式计算输出电压的准确度:

$$\gamma_V=\frac{V'_O-V_O}{V_O}\cdot 100\% \tag{9.5.2}$$

2. 测量电压调整率

给单片开关电源加上额定负载,首先测出在标称输入电压时的输出电压值 V'_O,然后连续调节交流输入电压 u,使之从规定的最小值(u_{min})一直变化到最大值(u_{max}),记下输出电压与标称值的最大偏差 $\Delta V'_O$,最后代入下式计算:

$$S_V=\frac{\Delta V'_O}{V'_O}\cdot 100\% \tag{9.5.3}$$

3. 测量负载调整率

将 u 调至标称值，分别测出满载与空载下的输出电压值 V_1、V_2，再代入下式计算：

$$S_l=\frac{V_2-V_1}{V_1}\cdot 100\% \tag{9.5.4}$$

需要指出，单片开关电源模块的负载调整率通常是在 I_O 从满载的 10%变化到 100%情况下测得的，此时应将式(9.5.4)中的 V_2 换成 $I_O=10\%I_{OM}$时的输出电压值。

4. 测量输出纹波

单片开关电源的输出纹波电压通常用峰-峰值或最大值来表示，而不采用有效值。这是因为它属于高频窄脉冲，当峰-峰值较高时(例如±60mV)，有效值可能仅为几毫伏，所以峰-峰值更具代表性。测量包含高频分量的纹波电压时，推荐使用 20MHz 以上带宽的示波器来观察峰-峰值。为避免从示波器探头的地线夹上引入开关电源发出的辐射噪声，建议用屏蔽线或双绞线作中间连线，使示波器尽量远离开关电源。

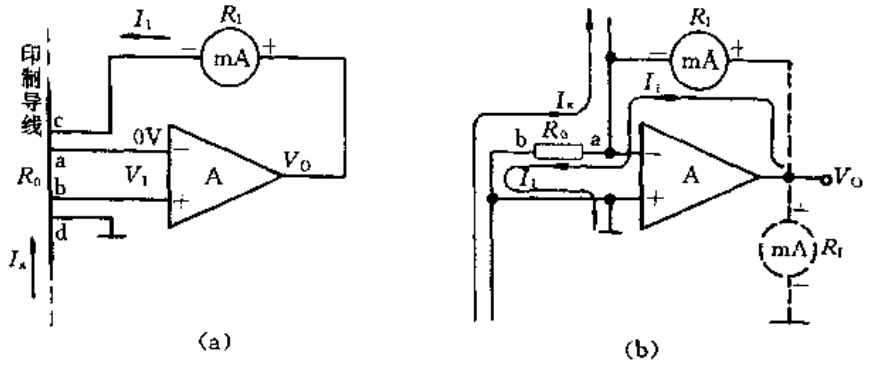
9.6 在线测量技术

在线测量技术亦称等电位隔离技术。它能在不破坏电路完整性的前提下，准确测量单片开关电源印制线路中的电流、电阻、晶体管等的参数。若按传统的测量方法，欲测量电流，就先要把印制导线刮断，再串入电流表进行测量；要想测量电阻，必须焊下一个脚才能测量。这样既麻烦，又容易损坏印制板和元器件。近年来在线测量技术正在逐步推广应用，它不仅简便易行，而且能够测量印制板的电流分布情况，还能对单元电路及元器件进行故障诊断。因此，在线测量技术具有很高的实用价值，也为设计或检修单片开关电源提供了新的测试手段。下面介绍利用数字电压表或数字万用表进行在线测量的原理与具体应用。

9.6.1 在线测量直流电流

1. 测量原理

在线测量直流电流的基本原理如图 9.6.1(a)所示。其特点是采用四线制接法以减小接触



(a) 基本原理图；(b) 等效电路

图 9.6.1 在线测量电流的原理图

电阻，并且利用两组双探针和运算放大器一起对电路进行隔离，被测在线电流经过 I/V 转换后，由毫安表(亦可用数字电压表代替，但二者接线不同)直接测出电流值。设通过印制导线的被测电流为 I_x，印制导线上 a、b 两点之间的电阻为 R_0。A 为运算放大器，其开环电压增益为

A_{VD}，闭环应用时的实际电压放大倍数为 K。R_I 是直流电流表的内阻，电流表的读数值为 I_1。a、b 两点分别接运放的反相输入端和同相输入端。运放 A 在此起到缓冲与隔离作用。

因 b 点接地，a 点为“虚地”，且 a、b 间距离很近，R_0 值很小，故

$$V_O = -KV_1 = -KI_xR_0 = I_1R_I$$

即

$$I_1 = -\frac{KI_xR_0}{R_I} = -\frac{KR_0}{R_I} \cdot I_x \tag{9.6.1}$$

将 $K=-R_I/R_0$ 代入上式得

$$I_1 = I_x \tag{9.6.2}$$

根据毫安表读数即可确定被测电流值，这就是在线测量电流的基本原理。

利用(b)图所示等效电路，可进一步分析其测量原理。这里是用 I_1 去抵消掉 R_0 上的电流 I_x，使 R_0 上的压降为零，a、b 点呈等电位。因 R_0 很小，故不会影响 I_x。此法亦称局部短路测量法。此外，由于 a 点为虚地，因此电流表就相当于跨接在运放输出端与地之间。这时电流表就变成电压表，满量程电压 $V_M=I_MR_I$，I_M 为电流表的满度电流。需要指出，(a)图中 d 点接的地是独立的，不得与印制板的公共地线相连。

2. 在线电流测量仪的原理与应用

在线电流测量仪的电路如图 9.6.2 所示。该仪表共设置 3 个量程：20mA，200mA，2A。图

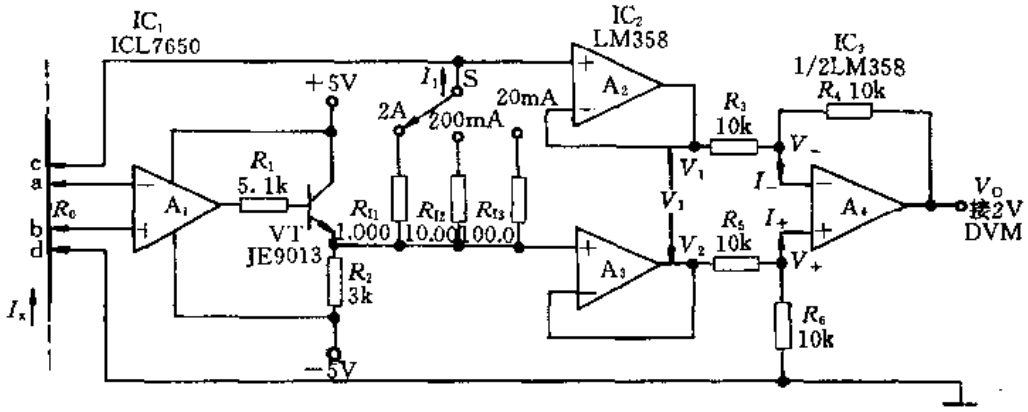


图 9.6.2　在线电流测量仪的电路

中左边的箭头表示仪表的 4 个探针。S 为量程开关。电路中使用四级运算放大器(简称运放)。为提高测量准确度和减小零漂，A_1 采用 ICL7650 型斩波自稳零式精密运放(IC_1)。A_2 与 A_3 合用一片 LM358 型低功耗通用双运放(IC_2)，A_4 单独用一片 LM358(IC_3，现仅用其中一组运放)。A_1 采用±5V 双电源供电。为提高输出电流的能力，由 NPN 型晶体管 JE9013(VT)构成一级射随器。R_I(R_{I1}～R_{I3})相当于图 9.6.1 中的电流表内阻。当 R_I 依次选 1.000Ω、10.00Ω、100.0Ω 时，电流量程分别为 2A、200mA、20mA。利用 R_I 和 A_2～A_4 可将 I_1 转换成电压信号，送至 2V 量程的数字电压表 DVM(亦可用数字万用表的 2V(DC)挡代替)，显示出在线电流值。A_2、A_3 均为缓冲器。A_4 为电压放大器。令 A_2 和 A_3 的输出电压分别为 V_1、V_2。设 A_4 的反相、同相输入端电压依次为 V_-、V_+，这两端的输入电流分别是 I_-、I_+。根据差分比例运算电路的基本原理可知，A_4 的同相输入端和反相输入端的电流均为零，$I_+=I_-$，称之为“虚断路”；而这两端的电位相等，$V_+=V_-$，称作“虚短路”。因为

$$V_+ = \frac{R_6}{R_5+R_6} \cdot V_2$$

$$V_- = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot (V_O - V_1)$$

故
$$\frac{R_6}{R_5 + R_6} \cdot V_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot (V_O - V_1)$$

整理后得到

$$V_O = \frac{R_6(R_3 + R_4)}{R_4(R_5 + R_6)} \cdot (V_2 - V_1) \tag{9.6.3}$$

因设计电路时取 $R_3=R_4=R_5=R_6=10\text{k}\Omega$，故式(9.6.3)可化简成

$$V_O = V_2 - V_1 \tag{9.6.4}$$

(V_2-V_1)即 A_4 的输入信号电压 V_1，因此

$$V_O=V_1 \tag{9.6.5}$$

这表明 A_4 的电压放大倍数 $K=1$。

图 9.6.2 中的 $R_{11}\sim R_{13}$须采用误差为±0.1%～±0.5%的精密金属膜电阻。ICL7650 的失调电压低于 1μV，长期漂移量仅为 10μV/月，$A_{VD}>120\text{dB}$(折合 10^6 倍)。仅考虑 A_1 时，在线测量电流的相对误差为

$$\gamma = \pm \frac{\Delta I_x}{I_x} = \pm \frac{R_1}{A_{VD}R_0} \cdot 100\% \tag{9.6.6}$$

假定 $R_1=10.00\Omega$，$A_{VD}=1\times10^6$，$R_0=0.01\Omega$，代入式(9.6.6)中计算出 $\gamma=\pm0.1\%$。实际上 A_1 与 VT 构成闭环放大电路，故误差约为±1%～±3%。

在线电流测量仪的 200mA 挡测量数据详见表 9.6.1。表中的电流准确值是将 VC890D 型数字万用表串入印制电路中测出来的。在线电流则是将 VC890D 拨至 2V(DC)挡，接到在线电流测量仪的电压输出端而测得的(将小数点右移一位，即读数扩大 10 倍，单位取 mA)。由表可见，测量误差一般不超过±3%。测量时 a-b 点距离应大于 5mm。

表 9.6.1 在线测量电流的数据

在线测量值 I'_x(mA)	10.5	20.0	30.6	46.2	60.2	70.4	83.2	94.2	113.0	146.5	168.4
电流准确值 I_x(mA)	10.8	20.3	31.1	46.7	60.8	71.1	83.9	95.1	113.9	147.7	169.4
相对误差 γ(%)	−2.8	−1.5	−1.6	−1.1	−1.0	−0.4	−1.0	−1.0	−0.8	−1.2	−0.6

9.6.2 在线测量电阻

1. 测量原理

在线测量电阻 R_x 的基本原理是，无论实际电路多么复杂，总可以把与 R_x 相并联的元件等效为两只互相串联的电阻 R_1 和 R_2，由此构成三角形电阻网络。只要使 R_1(或 R_2，下同)两端呈等电位，此时 $V_{R_1}=0$，则 R_1 相当于开路，R_2 变成运放的负载电阻，R_1 和 R_2 就不起分流作用，这样即可直接测量 R_x 的阻值。基本原理如图 9.6.3 所示。E 为测试电压，I_S 为测试电流。设流过 R_x、R_1 的电流分别为 I_x、I_1，运算放大器 A 的输入偏置电流为 I_{IB}。根据基尔霍夫定律可知

$$I_S=I_x+I_1+I_{IB} \tag{9.6.7}$$

因 I_{IB}很小，可忽略不计；又根据“虚地”原理，$V_{cd}=I_1R_1=0$，故 $I_1\approx0$，亦可忽略不计。由此得到

$$I_S=I_x \tag{9.6.8}$$

再考虑 c 点接地，d 点为虚地，因此

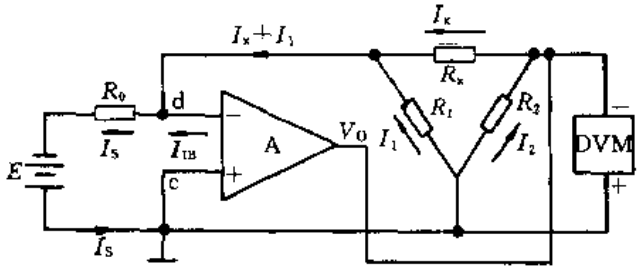


图 9.6.3　在线测量电阻的基本原理图

$$I_S=E/R_0 \tag{9.6.9}$$

进而推导出

$$V_x = I_xR_x = I_SR_x = \frac{E}{R_0}\cdot R_x \tag{9.6.10}$$

显然，只要用数字电压表测出 R_x 两端的压降 V_x，就能求出 R_x 值。此外，考虑到 d 点为虚地，因此数字电压表可直接连到负载电阻 R_2 两端（即 V_O 与地之间）。这就是在线测量电阻的基本原理。

需要指出，严格讲式(9.6.7)中的 I_{IB}还有正、负之分。通用运算放大器输入偏流的方向，应当视运放输入级的电路结构而定。以 PNP 型差分对管为输入级的运放（例如 LM358、LM324），其 I_{IB}是流出的（参见图 9.6.3），现记作$+I_{IB}$。而采用 NPN 型差分对管作输入级的运放（例如 μA741），其 I_{IB}却是流入的，需用$-I_{IB}$来表示。但无论 I_{IB}的电流方向如何，由于其数值极小（一般仅为 5～80nA），因此在式(9.6.7)中总是能忽略的。

2. 在线电阻测量仪的原理与应用

4 量程在线电阻测量仪的电路如图 9.6.4 所示。虚线框内表示被测电阻网络。4 个量程依次为 200Ω、2kΩ、20kΩ、200kΩ，测试电流分别是 10mA、1mA、100μA、10μA。R_{01}～R_{04}是量程设定电阻，S 为量程开关。A_1 和 A_2 合用一片 LM358 型双运放。为提高输出能力，A_2 接成缓冲器，其输出端接 2V 量程的数字电压表。所选测试电压 $E=3V$。以 200Ω 挡为例，$I_S=E/R_{01}=3V/300\Omega=10mA=0.01A$，$V_x=0.01R_x(V)$，即 $R_x=100V_x$（单位取 Ω）。显然，只要将 $3\frac{1}{2}$位数字电压表的小数点右移两位，变成×××.×(Ω)，即可直读在线电阻值。该仪表的 200Ω 挡测量范围是 0.1～200.0Ω。

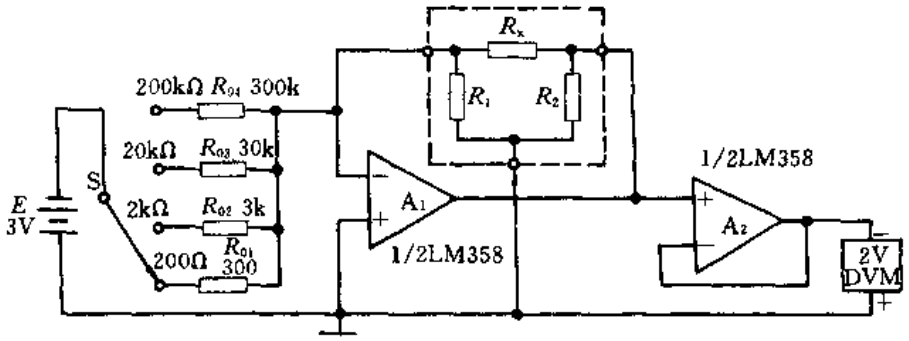


图 9.6.4　在线电阻测量仪的电路

假如不要求直读电阻值，R_{01}亦可取 150Ω，使 $I_S=20mA$。因 $V_x=0.02R_x(V)$，故 $R_x=100V_x/2(\Omega)$。此时应将读数除以 2，才是实际电阻值，因此测量上限降至 100.0Ω。

在线测量电阻的误差是由运放的输入偏流 I_{IB} 和 R_1 上的电流 I_1 所引起的。I_1 的形成是由于 $V_{cd}\neq 0$，V_{cd} 与运放失调电压 V_{IO} 和开环电压增益 A_{VD} 有关。因此，所用运放的 V_{IO} 要尽量低，而 A_{VD} 要足够大。这里选择 LM358 型高增益运放，其 $V_{IO}=\pm 2mV$（典型值），$A_{VD}=100dB$（折合 10^5 倍），能满足常规要求。

利用该仪表的 2kΩ 挡先后实测 4 个在线电阻的阻值，然后分别焊下电阻一脚，用 VC890D 型数字万用表测量其离线电阻的准确值，测量数据见表 9.6.2。由表可见，测量低阻时误差会增加，但一般不会超过±5%。若采用 LF412/412A 或 ICL7650 型低失调电压的高增益运放，则误差可低于±1%。

表 9.6.2　在线测量电阻的数据

在线测量电阻值(Ω)	1788	1420	1044	169
电阻的准确值(Ω)	1784	1419	1050	176
测量误差 γ(%)	−0.2	-0.07	+0.5	+4.1

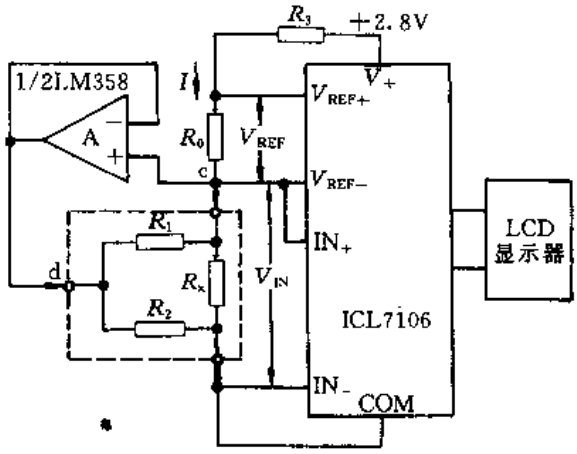


图 9.6.5　数字万用表在线测量电阻的电路

3. 用数字万用表在线测量电阻的电路

手持式数字万用表是用比例法测量电阻的。将标准电阻 R_0 与被测电阻 R_x 相串联，并且以 R_0 上的压降作基准电压 V_{REF}，以 R_x 上的压降作为仪表输入电压 V_{IN}。欲在线测量电阻，也必须采用等电位隔离技术，来消除与 R_x 相并联的电阻 R_1 和 R_2 之影响。测量电路如图 9.6.5 所示。该数字万用表采用 ICL7106 型单片 3½位 A/D 转换器，配液晶显示器 LCD。虚线框内代表在线电阻网络，R_x 为被测电阻。利用缓冲器使 c、d 点呈等电位，将 R_1 隔离掉，数字万用表电阻挡的读数即为 R_x 的电阻值。

9.6.3　在线测量晶体管的 h_{FE} 值

在单片开关电源的输入欠压保护等电路中，有时也需要使用晶体管（参见图 8.4.6）。晶体管属易损件之一。判断在线晶体管放大能力的可靠方法，就是测量其共发射极电流放大系数 h_{FE}。按照传统方法，需将晶体管从印制板上焊下来，再用仪表测量。这样既费时间，又容易损坏管子和印制板。因为反复焊接，极易折断管脚或造成焊盘脱落。利用如图 9.6.6 所示的在线晶体管 h_{FE} 测量电路，即可测出印制板上小功率晶体管的 h_{FE} 值。图中，虚线框内为原晶体管外围电路，R_{B1} 和 R_{B2} 分别为上、下偏置电阻，R_C 为集电极电阻，R_E 是发射极电阻。该仪表的测量原理是首先由恒流源向被测晶体管提供恒定的基极电流 I_B，同时采用隔离技术使图中 b、m、n 三点呈等电位，迫使上、下偏流 $I_1=I_2=0$，即恒定电流 $I_H=I_B+I_1+I_2=I_B$，从而消除了 R_{B1}、R_{B2} 的分流作用。然后选 E_C 作集电极电源，E_C 经过取样电阻 R_0 接在 C-E 极之间，再用数字电压表测出 V_{R_0} 值并除以 R_0，得到集电极电流 I_C。最后代入公式 $h_{FE}=I_C/I_B$，求出电流放大系数。图 9.6.6 中被测晶体管为 NPN 型，对于 PNP 型晶体管，应改变 E_C 的极性。

该仪表采用国产 4DH1 型四端可调式精密集成恒流源，其恒定电流 I_H 的调节范围是 5～

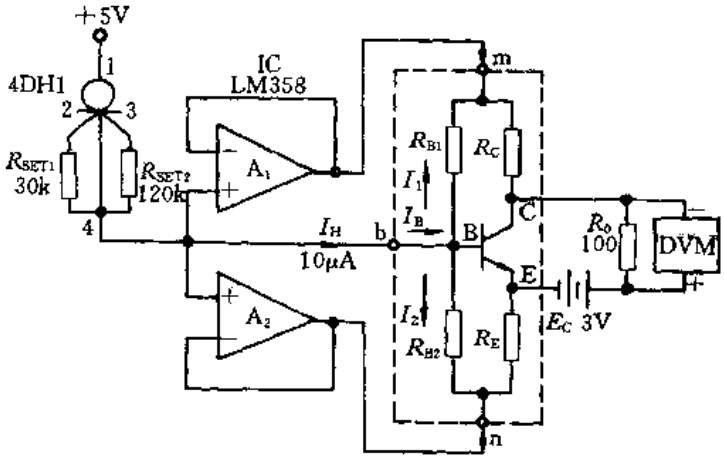


图 9.6.6　在线晶体管 h_{FE}测量仪的电路

100μA。恒定电流由下式设定：

$$I_H=160/R_{SET1}+600/R_{SET2} \tag{9.6.11}$$

式中，R_{SET1}和 R_{SET2}均为设定电阻，单位是 Ω，I_H 的单位取 mA。对于 4DH1 而言，为使电流温度系数 $\alpha_T\approx0$，必须满足下述条件：

$$R_{SET2}/R_{SET1}=4 \tag{9.6.12}$$

不难算出，仅当 $R_{SET1}=31k\Omega$、$R_{SET2}=124k\Omega$ 时，$I_H=10\mu A$，$\alpha_T\approx0$。实选标称阻值 $R_{SET1}=30k\Omega$，$R_{SET2}=120k\Omega$，仍可满足要求。

A_1、A_2 为有源隔离器，可保证 $V_b=V_m=V_n$，$I_H=I_B$。当 $E_C=3V$，$R_0=100\Omega$ 时，$E_C=I_CR_0+V_{CE}$。利用满量程为 200mV 的数字电压表，即可直读在线晶体管的 h_{FE}值。举例说明，当 $V_{R_0}=100mV$ 时，$I_C=100mV/100\Omega=1mA$，$h_{FE}=1mA/10\mu A=100$。此时仪表恰好显示 100.0，取整后 $h_{FE}=100$。这表明用 200mV 数字电压表测量 h_{FE}的范围是 0～199。若改用 2V 数字电压表，测量范围就变成 $h_{FE}=0\sim1999$，此时可测高 β 晶体管。需要指出，由于测试条件不同，测量出的在线 h_{FE}与典型值允许有±5%的偏差。

9.7　单片开关电源模块的性能测试

对开关电源模块进行性能测试，这是评价其技术水平、工艺先进性和质量好坏的重要依据。下面分别介绍国产 PS 系列和作者自行研制的 DK 系列单片开关电源模块的常规测试方法和测试数据，可供读者参考。对专业厂家和质检部门，还应检测其电磁兼容性和安全性，有条件者应通过 IEC950 或 UL1950 国际安全认证。

9.7.1　测试仪表

对单片开关电源进行常规测试所需配置的仪表如下：

(1) 3½位交、直流数字电压表 1 块，型号如 TD1915 型，亦可用 3½位数字万用表代替。

(2) 3½位数字万用表 1 块，型号如 DT830、VC890D 等。

(3) 500 型万用表 1 块。

(4) 0.5 级直流电流表 1 块，例如 C31--A 型。

(5) 0～250V、0.5kVA 自耦调压器 1 台，型号如 TDGC2—0.5 型。

(6) 1kW、100Ω 电阻丝 1 根，作为开关电源模块的假负载 R_L。业余条件下可用电炉丝代替，但测量时间应尽量短，以免电炉丝发热后其电阻值改变。

9.7.2 PS 系列单片开关电源模块的性能测试

1. 测试 PS1000AC5S—IAA 型单片开关电源模块

PS1000AC5S—IAA 型单片开关电源的内部电路参见图 6.2.2。实测其输入、输出特性分别见表 9.7.1、表 9.7.2。

表 9.7.1 测量 PS1000AC5S—IAA 的输入特性($R_L=5\Omega$)

交流输入电压 u(V)	120	150	180	190	200	210	220	230	240	265
交流输入电流 I_I(mA)	58.0	46.7	39.3	37.8	36.4	34.7	32.7	32.5	32.0	31.0
交流输入功率 P_I(W)	6.96	7.00	7.07	7.18	7.28	7.29	7.19	7.48	7.68	8.22
输出电压 V_O(V)	5.10	5.10	5.11	5.12	5.12	5.13	5.10	5.11	5.12	5.09
输出电流 I_O(A)	1.10	1.10	1.10	1.10	1.11	1.11	1.10	1.10	1.11	1.11
输出功率 P_O(W)	5.61	5.61	5.62	5.63	5.68	5.69	5.61	5.62	5.68	5.65
电源效率 η(%)	80.6	80.1	79.5	78.4	78.0	78.1	78.0	75.1	73.9	68.7

表 9.7.2 PS1000AC5S—IAA 的输出特性($u=220V$)

R_L(Ω)	2.6	3.4	4.3	4.8	5.6	6.9	8.8	10.9	15.1	19.1	30	空载
I_O(A)	1.90	1.50	1.19	1.10	0.91	0.75	0.59	0.48	0.35	0.28	0.18	0
V_O(V)	4.99	5.06	5.10	5.10	5.12	5.15	5.20	5.23	5.27	5.36	5.40	5.57

分析测量数据可得出下列结论：①当 $u=120\sim265V$ 时，$V_O=5.09\sim5.13V$，最大变化量仅为 0.04V，在 $u=220V$ 时 $V_O=5.10V$，故电压调整率

$$S_V=\frac{\Delta V'_O}{V_O}\cdot100\%=\frac{0.04V}{5.10V}\cdot100\%=0.78\%<1\%$$

说明该项指标符合设计要求。②当 I_O 从 0.28A 变化到 1.10A 时，V_O 的最大变化量为 0.26V，故负载调整率

$$S_I=\frac{V_2-V_1}{V_1}\cdot100\%=\frac{0.26V}{5.10V}\cdot100\%=5.1\%>3\%$$

说明该项指标与设计值尚有一定差距。③当 $I_{OM}=1.90A>1A$ 时，$V_O=4.99V$，而规定 I_O 的额定值为 1A，说明最大输出电流留出了较大余量。④其电源效率 $\eta=73.9\%\sim80.6\%$，达到并超过了原设计指标(73%～76%)。

需要说明两点：

(1) PS1000AC5S—IAA 的 S_V、S_I 和 η 这三项技术指标并不先进。原因是厂家在设计电路时采用了 TOPSwitch 第一代系列产品中的 TOP210，且设计成改进型基本反馈电路，这样虽能简化电路，降低成本，却限制了性能指标。作为其改进措施，可选用 TOPSwitch—Ⅱ系列中的 TOP221P 直接代换 TOP210，并采用带 TL431 的光耦反馈电路，即可将 S_V、S_I 大约提高一个数量级，η 亦可达到 80%以上。

(2) 严格讲，应采用瓦特表测量交流输入功率(参见 9.5 节)。考虑到业余条件下作常规测试，这里用公式 $P_1=I_1 \cdot u$ 直接计算交流输入功率，因此计算结果仅供参考，但其反映的 P_1、η 变化规律还是可信的。

2. 测试 PS0400AC5D12—IAA 型单片开关电源模块

PS0400AC5D12—IAA 型模块能同时输出 +5V 和 +12V 两路电压，其内部电路参见图 6.2.3。实测该模块两路输出特性的数据，分别见表 9.7.3、表 9.7.4。该模块规定 $S_1 \leqslant 3\%$(负载从满载的 20%变化到 100%)。实测 +5V 电源的 $S_1=4.2\%>3\%$，而 +12V 电源的 $S_1=0.92\%<3\%$，说明第二路输出的负载调整率指标要优于第一路。另外，有条件者，最好用 20MHz 以上带宽的示波器观察输出纹波电压的峰-峰值，这要比测量纹波电压的有效值更具有参考价值。

表 9.7.3 +5V 电源输出特性*($u=220V$)

$R_L(\Omega)$	12.3	15.0	19.3	25.0	30.0	39.3	51.6	空载
I_O(mA)	400	330	260	200	170	130	100	0
V_O(V)	4.93	4.95	5.02	5.00	5.09	5.12	5.14	5.27

* 实测输出纹波电压的有效值为 11.20mV。

表 9.7.4 +12V 电源输出特性*($u=220V$)

$R_L(\Omega)$	100.6	109.6	121.0	134.0	142.0	151.0	161.0	174.0	199.6	空载
I_O(mA)	120	110	100	90	85	80	75	70	61	0
V_O(V)	12.07	12.06	12.09	12.08	12.08	12.09	12.10	12.16	12.18	12.35

* 实测输出纹波电压的有效值为 6.60mV。

9.7.3 DK 系列单片开关电源模块的性能测试

1. 测试 DK—15V30W 型单片开关电源模块

该模块采用一片 TOP224Y 型三端单片开关电源，交流输入电压为 85～265V，直流输出为 15V、30W。其电路与图 6.5.1 基本相同。实测其输入、输出特性分别见表 9.7.5、表 9.7.6。

表 9.7.5 测量 DK—15V30W 的输入特性($R_L=7.5\Omega$)*

u(V)	60	85	100	120	150	180	200	220	245
V_O(V)	15.10	15.22	15.38	15.39	15.48	15.48	15.48	15.48	15.48
I_O(A)	2.01	2.02	2.05	2.05	2.06	2.06	2.06	2.06	2.06
P_O(W)	30.3	30.7	31.5	31.5	31.9	31.9	31.9	31.9	31.9
S_V(%)	−2.4	−1.6	−0.65	−0.58	<0.1	<0.1	<0.1	<0.1	<0.1

* 输出纹波电压的有效值为 37mV。

表 9.7.6 测量 DK—15V30W 的输出特性($u=220V$)

$R_L(\Omega)$	开路	97.4	36.2	24.7	19.5	14.8	8.6	8.1	6.0
V_O(V)	15.59	15.59	15.57	15.56	15.56	15.54	15.50	15.49	15.46
I_O(A)	——	0.16	0.43	0.63	0.80	1.05	1.80	1.92	2.57
P_O(W)	——	2.49	6.70	9.80	12.45	16.32	27.90	29.74	39.73
S_I(%)	——	+0.65	+0.52	+0.45	+0.45	+0.32	+0.06	0	−0.19

分析测量数据可知，在 $u=85\sim245V$ 的宽范围内，$S_V\leqslant1.6\%$；而在 $u=150\sim245V$ 时，电压调整率的计算值已降成零，考虑到受测试仪表准确度与分辨力的限制，可认为实际上 $S_V<0.1\%$。当负载电流从 $8\%I_{OM}$ 变化到 $128.5\%I_{OM}$ 时，$S_I<+0.65\%$。

2. 测试 DK—5V1.3W 微型单片开关电源模块

该模块采用一片 TNY253P 型四端单片开关电源，交流输入电压范围为 60～265V，输出为直流 5V、1.3W，其电路与图 3.3.1 基本相同，但增加了输入整流滤波器。测试该模块输入、输出特性的数据分别见表 9.7.7、表 9.7.8。

表 9.7.7 DK—5V1.3W 的输入特性（$R_L=42\Omega$）*

u(V)	36	60	85	100	120	150	180	200	220	245
V_O(V)	3.43	4.99	4.99	5.00	5.00	5.00	5.01	5.01	5.01	5.01
I_O(A)	0.28	0.12	0.12	0.12	0.12	0.12	0.12	0.12	0.12	0.12

* 输出纹波电压的有效值为 1.8mV。

表 9.7.8 DK—5V1.3W 的输出特性（$u=220V$）

$R_L(\Omega)$	开路	125	100	71.5	56	42	31	25	20	17
I_O(A)	——	0.04	0.05	0.07	0.09	0.12	0.16	0.20	0.26	0.30
V_O(V)	5.01	5.01	5.01	5.01	5.01	5.01	5.01	5.01	5.00	5.00

测试结果证明该模块已达到精密开关电源模块的技术指标。在 $u=60\sim245V$ 的宽范围内，$S_V=\pm0.2\%$。当 I_O 从 $15.4\%I_{OM}$(0.04A)变化到 $115.3\%I_{OM}$(0.30A)时，$S_I=+0.2\%$。其最大输出功率可达 1.5W(即 5.00V、0.30A)，比额定功率高 15.4%。

需要说明的是受所用交流调压器的限制，表 9.7.5 和表 9.7.7 中 $u=265V$ 的数据未测。

9.8 单片开关电源的安全性标准

单片开关电源的安全性是应首要考虑的问题，因为它直接关系到电子设备和用户的安全。所谓安全性设计，就是要求单片开关电源必须达到安全性标准，并且被国际权威机构所认证（在产品上标注认可的标志或附上合格证书）。

9.8.1 安全性标准

最具代表性的安全性标准有国际电工委员会(IEC)标准、美国国家实验室(UL)标准、欧洲(EN)标准。表 9.8 列出 IEC380、UL478 和 UL1012 标准中对低压电子产品安全性的规定。一些安全性标准还带有强制性。例如，欧洲共同体于 1997 年 1 月规定，工作在交流 50～1000V 或直流 75～1500V 的电子设备，必须进行安全低电压(LVD)性能试验，即对产品安全性能做检测，否则不得在欧共体市场上销售。

表 9.8 安全性规定

测试项目		IEC380	UL478	UL1012
泄漏电流	便携式	<0.75mA	无规定	<0.5mA
	固定式	<3.5mA	无规定	<3.5mA

续表

测试项目		IEC380	UL478	UL1012
耐压试验	初级对地	1250V(AC)	1250V(AC)或 950V+1.2u*	最高额定电压+1000V
	初级对次级	3750V(AC)		
用500V兆欧表测绝缘电阻	初级对地	>2MΩ	无规定	无规定
	初级对次级	>7MΩ		
接地电阻		<0.1Ω(加12V电压，通过25A电流时)	无规定	无规定

* u表示电子产品的交流电源电压有效值。

9.8.2 IEC950标准简介

IEC950是国际电工委员会为了协调各国或地区制定的安全性标准，于1986年首次颁布适用于信息技术设备的安全性新标准。它为制定国际上统一的安全性标准提供了重要依据。IEC950属非强制性标准，目前与之相对应的标准还有美国的UL1950，欧洲的EN60950。

IEC950的基本原则是，由制造商生产的各种仪器设备应保证用户在正常使用或出现故障时不发生危险。这里讲的危险包括触电、火灾、热损伤、辐射、能量危险(如电容放电)、机械危险(如裸露的电风扇叶片)。IEC950中规定，当人体通过1mA电流时会对健康造成影响，并将交流40V的峰值电压或60V直流电压定为安全电压。电子设备被分成Ⅰ类、Ⅱ类产品。其中，Ⅰ类产品中的一级保护为完善的功能性绝缘，二级保护规定需将操作者可能触及到的部件全部接地。按照IEC950的规定，高频变压器的初、次级之间应能承受交流3kV的试验电压。不同类别设备的漏电流最大值分别为0.25mA、0.75mA、3.5mA。该标准还将电磁干扰滤波电路中的电容器划分成“X”电容和“Y”电容，要求这些电容必须符合安全性标准。X电容是指EMI滤波器中的电容，Y电容专指接在高频变压器初、次级之间的高压退耦电容，亦称“安全电容”。

IEC950标准中适用于TOPSwitch单片开关电源的内容如下(括号内为有关章节)：Ⅰ类设备(1.2.4)；Ⅱ类设备(1.2.4)；初级电路(1.2.8)；次级电路(1.2.8)；安全性超低压电路(1.2.8.5)；基本绝缘(1.2.9)；辅助绝缘(1.2.9)；双绝缘(1.2.9)；增强绝缘(1.2.9)；工作电压(1.2.9)；连线(1.2.9)；漏电距离(1.2.10)；安全间距(1.2.10)；安全性隔离变压器(1.2.11)；测试电压(1.4.5)；电源容差(1.6.5)；防止触电危险(2.1.10)；对地漏电容(5.2.2)；绝缘测试(5.3.2)；异常情况处置(5.4.1)；元器件和电路的检测(5.4.6)。

综上所述，在设计和开发单片开关电源或电源模块时，必须严格遵循国际安全性标准，这不仅能确保产品质量和安全性，还为产品打入国际市场创造了必要条件。

第 10 章　单片开关电源外围电路中关键元器件的选择

在研制开关电源时，不仅要设计好电路，还必须能正确选择元器件。单片开关电源的元器件大致可分成四大类。第一类为单片开关电源集成电路，这是其核心器件，选择方法详见 8.5 节。第二类是通用元器件，包括电阻、电容、整流桥或硅整流管、稳压管。第三类是特种半导体器件，主要有 TL431 型可调式精密并联稳压器、电磁干扰滤波器、瞬态电压抑制器(TVS)、超快恢复二极管(SRD)、肖特基二极管(SBD)、光耦合器(简称光耦)、熔断电阻器、自恢复保险丝(亦称聚合物开关)、负温度系数热敏电阻器(NTC)。第四类为磁性材料，如高频变压器使用的铁氧体磁芯、绕制高频变压器用的电磁线(包括漆包线、三重绝缘线)、输出电路中的滤波电感(磁珠)。

本章从应用的角度出发，全面系统地介绍单片开关电源外围电路中的关键元器件，内容包括各种元器件的产品分类，主要参数，基本原理，选择方法，典型应用及使用注意事项。

10.1　TL431 型可调式精密并联稳压器

TL431 是由美国德州仪器公司(TI)和摩托罗拉公司(Motorola)生产的 2.50～36V 可调式精密并联稳压器。它属于一种具有电流输出能力的可调基准电压源。其性能优良，价格低廉，可广泛用于单片精密开关电源或精密线性稳压电源中。此外，TL431 还能构成电压比较器、电源电压监视器、延时电路、精密恒流源等。目前在单片精密开关电源中，普遍用它来构成外部误差放大器，再与光耦合器组成隔离式反馈电路。

TL431 的同类产品还有低压可调式精密并联稳压器 TLV431A，后者能输出 1.24～6V 的基准电压。

10.1.1　TL431 的性能特点

(1) TL431 系列产品包括 TL431C、TL431AC、TL431I、TL431AI、TL431M、TL431Y，共 6 种型号。它们的内部电路完全相同，仅个别技术指标略有差异。例如，TL431C 和 TL431AC 的工作温度范围是 0～70℃，而 TL431I 为－40～85℃，TL431M 为－55～125℃。

(2) 它属于三端可调式器件，利用两只外部电阻可设定 2.50～36V 范围内的任何基准电压值。TL431 的电压温度系数 $\alpha_T=30\times10^{-6}/℃$。

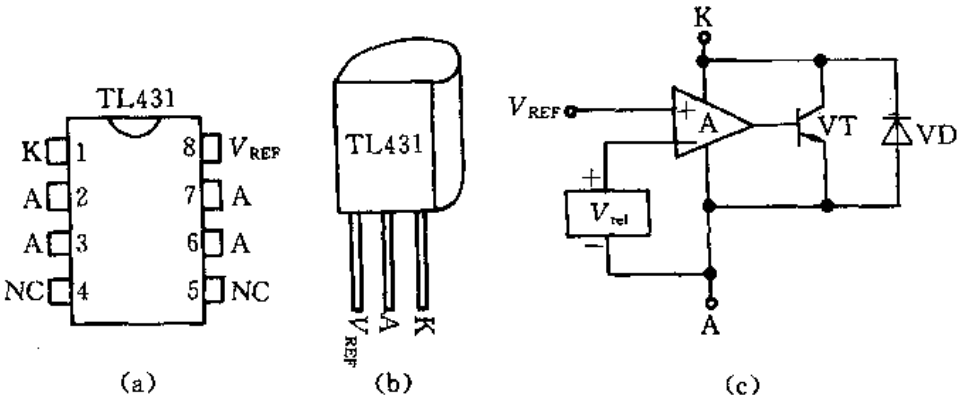
(3) 动态阻抗低，典型值为 0.2Ω。

(4) 输出噪声低。

(5) 阴极工作电压 V_{KA} 的允许范围是 2.50～36V，极限值为 37V。阴极工作电流 $I_{KA}=1$～100mA，极限值为 150mA。其额定功率值与器件的封装形式和环境温度有关。以采用双列直插式塑料封装的 TL431CP 为例，当环境温度 $T_A=25℃$ 时，其额定功率为 1W；$T_A>25℃$ 时则按 8.0mW/℃的规律递减。

10.1.2 TL431 的工作原理

TL431 大多采用 DIP-8 或 TO-92 封装形式，管脚排列分别如图 10.1.1(a)、(b)所示。图中，A(ANODE)为阳极，使用时需接地。K(CATHODE)[①] 为阴极，需经限流电阻后接正电源。V_{REF}是输出电压的设定端，外接电阻分压器。NC 为空脚。TL431 的等效电路见(c)图，主要包括 4 部分：①误差放大器 A，其同相输入端接从电阻分压器上得到的取样电压，反相输入端则接内部 2.50V 基准电压 V_{ref}，并且设计的 $V_{REF}=V_{ref}$，V_{REF}端常态下应为 2.50V，因此亦称基准端；②内部 2.50V(准确值为 2.495V)基准电压源 V_{ref}；③NPN 型晶体管 VT，它在电路中起到调节负载电流的作用；④保护二极管 VD，可防止因 K-A 间电源极性接反了而损坏芯片。

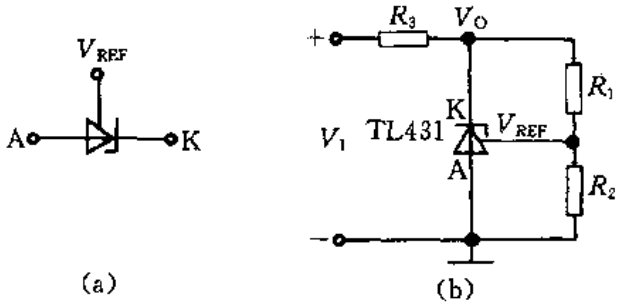


(a) DIP-8 封装；(b) TO-92 封装；(c) 等效电路

图 10.1.1 TL431 的管脚排列及等效电路

TL431 的电路符号和基本接线如图 10.1.2 所示。它相当于一只可调式齐纳稳压管，输出电压由外部精密电阻 R_1 和 R_2 来设定，有公式

$$V_O=V_{KA}=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\cdot V_{REF} \tag{10.1.1}$$



(a) 电路符号；(b) 基本接线

图 10.1.2 TL431 的符号与基本接线

R_3 是 I_{KA}的限流电阻。选取 R_3 值的原则是，当输入电压为 V_I 时必须保证 I_{KA}在 1～100mA 范围内，以便 TL431 能正常工作。

TL431 的稳压原理可分析如下：当由于某种原因致使 V_O↑时，取样电压 V_{REF}也随之升高，使 $V_{REF}>V_{ref}$，误差放大器输出电压升高，致使 VT 的输出电压降低，即 V_O↓。反之，V_O↓→

① 国内习惯上用 K 表示阴极。

$V_{REF}\downarrow \rightarrow V_{REF}<V_{ref}\rightarrow$误差放大器输出电压降低→VT 的输出电压升高→$V_O\uparrow$。最终使 V_O 趋于稳定，达到了稳压目的，此时 $V_{REF}=V_{ref}$。在阐述单片精密开关电源电路时，本书用 V_K 表示 TL431 的输出电压，以免同开关电源输出电压(V_O)相混淆。

下面介绍 TL431 的两个重要参数。

1. 基准电压的平均温度系数 α_T

α_T 的定义式如下：

$$\alpha_T=\frac{\Delta V_{REF}}{V_{REF}\cdot\Delta T_A} \tag{10.1.2}$$

式中，ΔV_{REF}代表基准电压在允许温度范围内的变化量，ΔT_A 表示器件在自然通风条件下的允许环境温度变化范围。举例说明，TL431C 在 25℃时 V_{REF}(即 V_{ref}，下同)的典型值为 2.495V，而在 30℃时为 2.496V(最大值)，0℃时变成 2.492V(最小值)，在 $\Delta T_A=70℃-0℃=70℃$ 的范围内

$$\alpha_T=\frac{2.496-2.492}{2.495\times 70}=23\times 10^{-6}/℃$$

略低于典型值($30\times 10^{-6}/℃$)。

2. 动态阻抗 Z

TL431 的动态阻抗依下式而定：

$$Z=\frac{\Delta V_{KA}}{\Delta I_{KA}} \tag{10.1.3}$$

其典型值仅为 0.2Ω，最大一般也不超过 0.5Ω。当 $\Delta V_{KA}=5mV$、$\Delta I_{KA}=20mA$ 时，由式(10.1.3)不难算出 $Z=0.25\Omega$。当 V_{REF}端外接电阻分压器后，电路的动态阻抗就变成

$$Z'=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\cdot\frac{\Delta V_{KA}}{\Delta I_{KA}} \tag{10.1.4}$$

显然，$Z'>Z$。特别，当 $R_1=R_2$ 时，$Z'=2Z\approx 0.4\Omega$。

10.1.3 TL431 的应用技巧

TL431 在单片开关电源中的典型应用详见第二章和第六章。下面再介绍几种特殊应用。

1. 三端固定式稳压器实现可调输出的电路

将 7800 系列三端固定式集成稳压器配上 TL431，即可实现可调电压输出，电路如图 10.1.3 所示。现将 TL431 接在 7805 型三端稳压器的公共端(GND)与地之间，通过调节 R_1 来改变输出电压值，此时仍用式(10.1.1)计算 V_O 值。需要说明两点：第一，因 7805 的静态工作电流 I_d 为几至十几毫安，并且是从 GND 端输出，恰好可为 TL431 提供合适的阴极电流 I_{KA}，故 V_i 与 TL431 的阴极之间无须再接限流电阻；第二，TL431 能提升 7805 的 GND 端电位，使 $V_{GND}=V_{KA}$，因此该稳压器的最低输出电压 $V_{Omin}=V_{REF}+5V=7.5V$。最高输入电压 $V_{Imax}=37.5V$，7805 的最高输入电压为 35V，其余 2.5V 压降由 TL431 承担。

2. 5V、1.5A 精密稳压器

TL431 亦可配 LM317 型三端可调式集成稳压器，构成如图 10.1.4 所示的 5V、1.5A 固定输出式精密稳压器。TL431 接在 LM317 的调整端(ADJ)与地之间。R_1 和 R_2 均采用误差为±0.1%的精密金属膜电阻。鉴于 LM317 本身的静态工作电流 $I_d=I_{ADJ}=50\mu A\ll 1mA$，无法给 TL431 提供正常的阴极电流，因此在电路中需增加 R_3。输出端的稳定电压 V_O 经过 R_3 向

TL431 供给的阴极电流 I_{KA} 应大于 1mA，才能保证芯片正常工作。当 $R_3=240\Omega$ 时，$I_{KA}\approx$ 10mA。

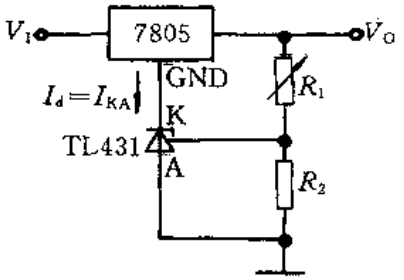


图 10.1.3　三端固定式稳压器实现可调输出的电路

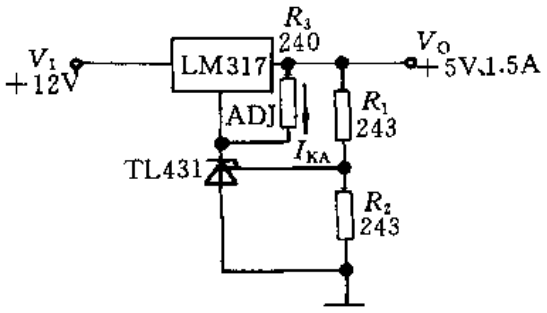


图 10.1.4　5V、1.5A 精密稳压器的电路

3. 大电流并联稳压器

前面介绍的均为 TL431 在串联式线性稳压器中的应用。若将 TL431 配以 PNP 型功率管，还可构成大电流并联式稳压器，电路如图 10.1.5 所示。调整 R_1 就能改变 V_O 值。

4. 简易 5V 精密稳压器

由 TL431 和 NPN 型功率管构成 5V 串联式精密稳压器电路，如图 10.1.6 所示。

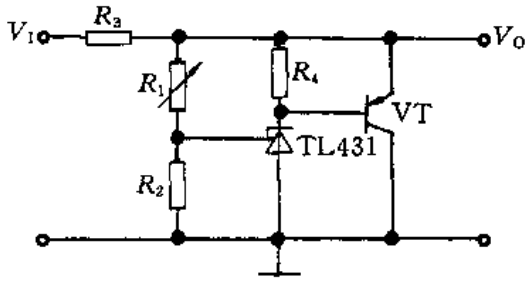


图 10.1.5　大电流并联稳压器电路

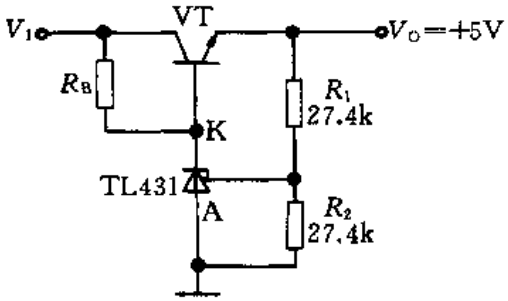


图 10.1.6　简易 5V 精密稳压器电路

5. 电压监视器

由两片 TL431(IC_1、IC_2)所构成的电压监视器电路如图 10.1.7 所示。现利用发光二极管 LED 作为电源电压正常状态的指示灯。电压上限(V_H)和电压下限(V_L)分别由下式确定：

$$V_H=\left(1+\frac{R_{1A}}{R_{2A}}\right)\cdot V_{REF} \tag{10.1.5}$$

$$V_L=\left(1+\frac{R_{1B}}{R_{2B}}\right)\cdot V_{REF} \tag{10.1.6}$$

R_3 为 LED 的限流电阻。R_4 的阻值应使 IC_2 的阴极电流大于 1mA。IC_1 和 IC_2 可等效于两只并联式开关。仅当电源电压正常，即 $V_H>V_I>V_L$ 时，LED 发光，表示被监视电压 V_I 符合规定。一旦 $V_I>V_H$，出现过压时，IC_1 就导通，$V_{K1}\downarrow$，使得 IC_2 截止，$V_{K2}\uparrow$，LED 就因负极接高电位而停止发光。倘若 $V_I<V_L$，发生欠压故障，IC_1 和 IC_2 就同时截止，仍使 LED 熄灭。

6. TL431 的其他应用

由 TL431 构成的延时指示器电路如图 10.1.8 所示。该电路的延迟时间由下式确定：

$$t=R_1C\ln\left(\frac{E}{E-V_{REF}}\right) \tag{10.1.7}$$

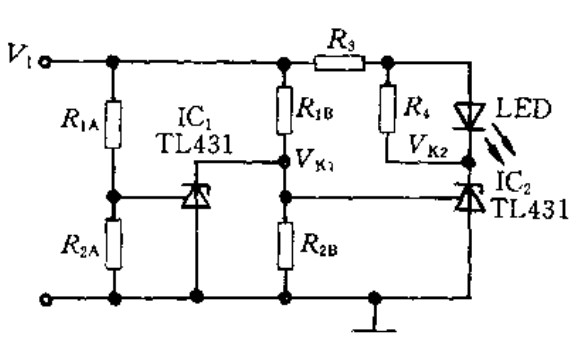


图 10.1.7　电压监视器电路

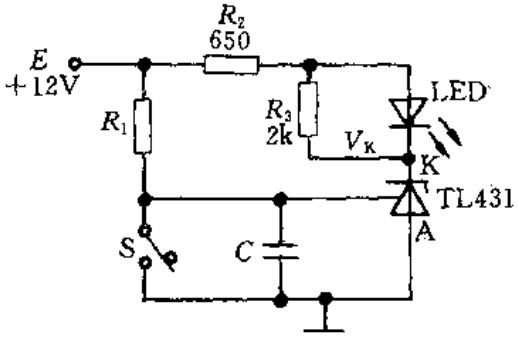


图 10.1.8　延时指示器电路

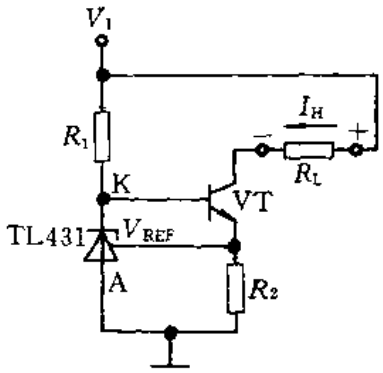


图 10.1.9　精密恒流源电路

R_1 为定时电阻，C 是定时电容。当开关 S 断开时，电源 E 就经过 R_1 对 C 进行充电，但此时 $V_C<2.50V$，故 V_K 呈高电位，使 LED 不发光。随着 V_C 不断升高，一旦达到 2.50V，V_K 就变成低电位，令 LED 发光。因此，LED 的熄灭时间就代表电路的延迟时间。例如，当 $E=12V$、$R_1=1M\Omega$、$C=0.1\mu F$，代入式(10.1.7)计算出 $t=23ms$。若将 S 闭合，电容 C 就迅速放电，并为下次延时做好准备。

TL431 还能构成精密恒流源，电路如图 10.1.9 所示，R_L 是负载，恒定电流由下式确定：

$$I_H=\frac{V_{REF}}{R_2} \tag{10.1.8}$$

10.1.4　TL431 的检测方法

利用万用表可以检测 TL431 的质量好坏。因为它等效于可调稳压二极管，因此在 K-A 之间应呈现出单向导电性。选择 500 型万用表的 R×1k 挡实测 5 只 TL431C 各管脚之间的电阻值，测量数据见表 10.1，可供参考。

表 10.1　TL431C 各管脚之间的电阻值

黑表笔位置	红表笔位置	正常电阻值(kΩ)	说　明
K	A	∞	呈单向导电性
A	K	5～5.1	
V_{REF}	K	7.5～7.6	
K	V_{REF}	∞	
V_{REF}	A	26～29	
A	V_{REF}	34～36	

10.2　电磁干扰滤波器

随着电子设备、计算机和家用电器的大量涌现和广泛普及，电网噪声干扰正日益严重并形成一种公害，因为这种干扰可导致电子设备无法正常工作。特别是瞬态噪声干扰，其上升速率快、持续时间短、电压幅度高(几百伏至几千伏)、随机性强，对数字电路易产生严重干扰，常使

人防不胜防，这已引起国内外电子界的高度重视。

电磁干扰(EMI)滤波器亦称“电源噪声滤波器”(PNF)①，是近年来被推广应用的一种组合器件，它能有效地抑制电网噪声，提高电子设备的抗干扰能力及系统的可靠性。因此，它可广泛用于开关电源、电子测量仪器、计算机机房设备、工业自动控制等领域。目前国外竞相开发EMI滤波器，例如德国西门子公司(Siemens)、美国Corcom公司、瑞士Schaffner公司、日本岛津公司等都已形成系列化产品。国内最近也研制出多种产品，为其推广应用创造了条件。

10.2.1 电磁干扰滤波器的构造原理及应用

1. 构造原理

电源噪声是电磁干扰的一种，它属于射频干扰(RFI)，其传导噪声的频谱大致为10kHz～30MHz，最高可达150MHz。根据传播方向的不同，电源噪声可分成两大类：一种是从电源进线引入的外界干扰，另一类是电子设备产生、经电源线传导出去的噪声。这表明噪声属于双向干扰信号，电子设备既是噪声干扰的对象，又是一个噪声源。若从形成特点看，噪声干扰分串模干扰与共模干扰两种。串模干扰是两条电源线之间(简称线对线)的噪声，共模干扰则是两条电源线对大地(简称线对地)的噪声。因此，电磁干扰滤波器应符合电磁兼容性(EMC)的要求，也必须是双向射频滤波器，一方面要滤掉从交流电源线上引入的外部电磁干扰，另一方面还能避免本身设备向外部发出噪声干扰，以免影响同一电磁环境下其他电子设备的正常工作。此外，电磁干扰滤波器应对串模、共模干扰都起到抑制作用。

目前国内外生产的电磁干扰滤波器普遍采用模块化结构，是一种可更换的标准化电子部件。图10.2.1示出国产DNX--L型电磁干扰滤波器的外形。也有的产品带插座，可装在电源插座上，作接插件使用。国产AH系列小型EMI滤波器能直接焊在印制板上。它们大多采用金属壳密封式，具有结构紧凑、安装简便、容易更换等特点。

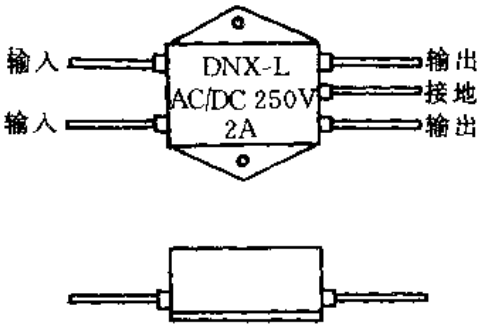


图10.2.1 DNX-L型电磁干扰滤波器的外形

2. 基本电路及典型应用

电磁干扰滤波器的基本电路及典型应用分别如图10.2.2和图10.2.3所示。该五端器件有两个输入端，两个输出端和一个接地端，使用时外壳应接通大地。电路中包括共模扼流圈(亦称共模电感)L、滤波电容器C_1～C_4。L对串模干扰不起作用，但当出现共模干扰时，由于两个线圈的磁通方向相同，经过耦合后总电感量迅速增大，因此对共模信号呈现很大的感抗，使之不易通过，故称作共模扼流圈。它的两个线圈分别绕在低损耗、高导磁率的铁氧体磁环上，如图10.2.4所示。当有电流通过时，两个线圈上的磁场就会互相加强。L的电感量与EMI滤波器的额定电流I有关，参见表10.2。需要指出，当额定电流较大时，共模扼流圈的线径也要相应增大，以便能承受较大的电流。此外，适当增加电感量，可改善低频衰减特性。C_1和C_2采用薄膜电容器，容量范围大致是0.01～0.47μF，主要用来滤除串模干扰。C_3、C_4跨接在输出端，并将电容的中点接地，能有效地抑制共模干扰。C_3和C_4亦可并联在输入端，宜选用陶瓷电容，容量范围是2200pF～0.1μF。为减小漏电流，电容量不得超过0.1μF，并且电容中点应与大地接通。C_1～C_4的耐压

① EMI是英文Electromagnetic Interference(电磁干扰)的缩写。PNF是Power Noise Filter(电源噪声滤波器)的缩写。

值均为 630V(DC)或 250V(AC)。

表 10.2　电感量范围与额定电流的关系

额定电流 I(A)	1	3	6	10	12	15
电感量范围 L(mH)	8～33	2～4	0.4～0.8	0.2～0.3	0.1～0.15	0.07～0.08

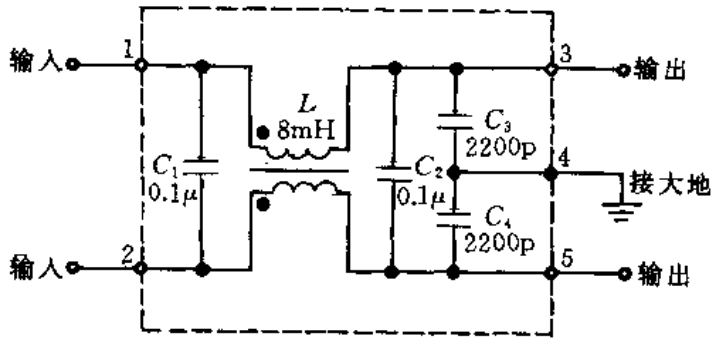


图 10.2.2　电磁干扰滤波器的基本电路

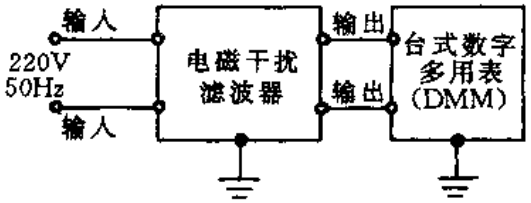


图 10.2.3　电磁干扰滤波器的典型应用

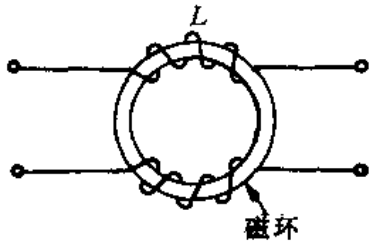


图 10.2.4　共模扼流圈的绕制方法

图 10.2.5 示出一种两级复合式 EMI 滤波器的内部电路，由于采用两级(亦称两节)滤波，因此滤除噪声的效果更佳。

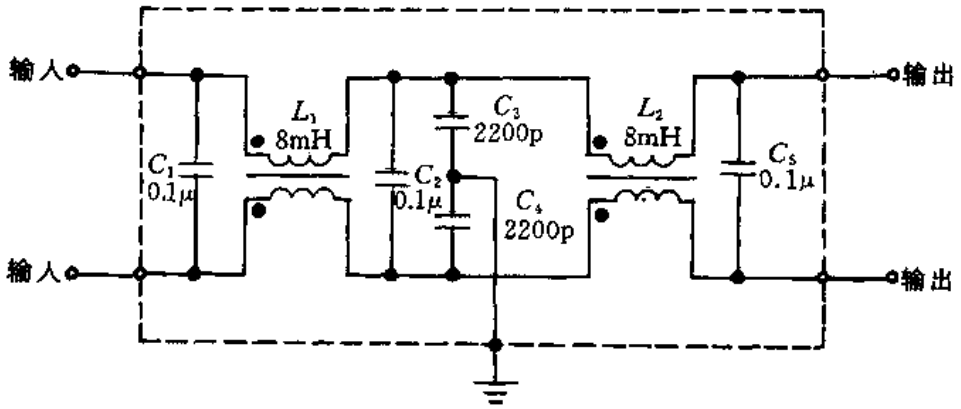


图 10.2.5　两级复合式电磁干扰滤波器电路

电磁干扰滤波器可广泛用于各种开关电源中。单片开关电源一般采用简易式 EMI 滤波器，典型电路参见图 9.3.1(a)～(d)。

10.2.2 电磁干扰滤波器的技术参数及测试方法

1. 主要技术参数

电磁干扰滤波器的主要技术参数有：额定电压，额定电流，漏电流，测试电压，绝缘电阻，直流电阻，使用温度范围，工作温升(T_r)，插入损耗(A_{dB})，外形尺寸，重量。上述参数中最重要的是插入损耗(亦称插入衰减)，它是评价电磁干扰滤波器性能优劣的主要技术指标。

插入损耗(A_{dB})是频率的函数，用 dB 表示。设电磁干扰滤波器插入前后传输到负载上的噪声功率分别为 P_1、P_2，有公式

$$A_{dB}=10\lg\frac{P_1}{P_2} \tag{10.2.1}$$

假定负载阻抗在插入前后始终保持不变，则

$$P_1=\frac{V_1^2}{Z} \qquad P_2=\frac{V_2^2}{Z}$$

式中，V_1 是噪声源直接加到负载上的电压，V_2 是在噪声源与负载之间插入电磁干扰滤波器后负载上的噪声电压，且 $V_2 \ll V_1$。代入式(10.2.1)中得到

$$A_{dB}=20\lg\frac{V_1}{V_2} \tag{10.2.2}$$

插入损耗用分贝(dB)表示，分贝值愈高，说明抑制噪声干扰的能力愈强。鉴于理论计算比较繁琐且误差较大，通常是由生产厂家进行实际测量，根据噪声频谱逐点测出所对应的插入损耗，然后绘出典型的插入损耗曲线，向用户提供。图 10.2.6 给出一条典型曲线。由图可见，该产品可将 1～30MHz 的噪声电压衰减 65dB。

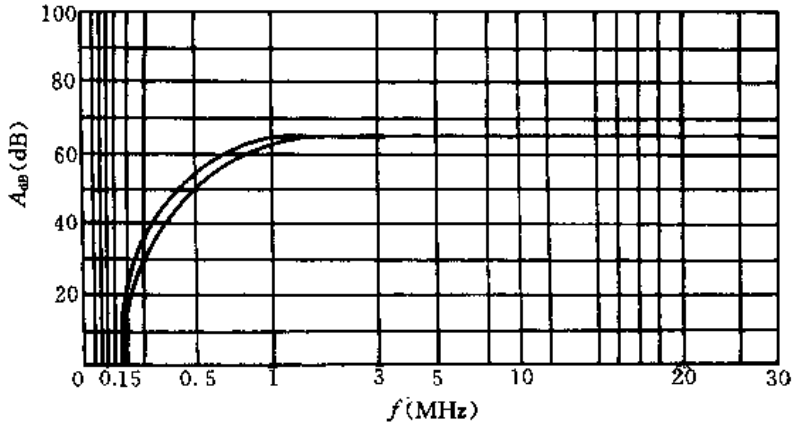


图 10.2.6 典型插入损耗曲线

计算电磁干扰滤波器对地漏电流的公式为

$$I_{LD}=2\pi fCV_C \tag{10.2.3}$$

式中，I_{LD}为漏电流，f 是电网频率。以图 10.2.2 为例，$f=50\text{Hz}$，$C=C_3+C_4=4400\text{pF}$，V_C 是 C_3、C_4 上的压降，亦即输出端对地电压，可取 $V_C \approx 220\text{V}/2=110\text{V}$。由式(10.2.3)不难算出，此时漏电流 $I_{LD}=0.15\text{mA}$。C_3 和 C_4 若选 4700pF，则 $C=4700\text{pF}\times 2=9400\text{pF}$，$I_{LD}=0.32\text{mA}$。显然，漏电流与 C 成正比。对漏电流的要求是愈小愈好，这样安全性高，一般应为几百微安。在电子医疗设备中对漏电流的要求更为严格。

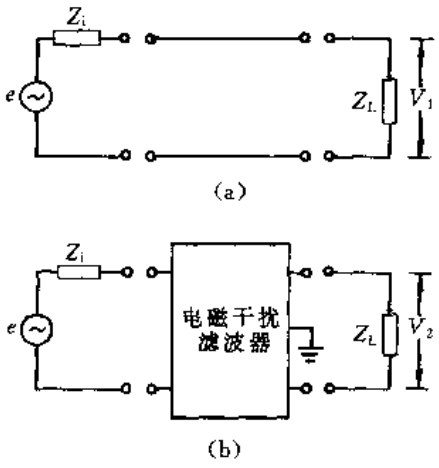
需要指出，额定电流还与环境温度 T_A 有关。例如国外有的厂家就给出下述经验公式：

$$I=I_1\sqrt{(85-T_A)/45} \qquad (10.2.4)$$

式中，I_1 是 40℃时的额定电流。举例说明，当环境温度 $T_A=50$℃时，$I=0.88I_1$；而当 $T_A=25$℃时，$I=1.15I_1$。这表明，额定电流值随温度的降低而增大，这是由于散热条件改善的缘故；反之亦然。

2. 测量插入损耗的方法

测量插入损耗的电路如图 10.2.7 所示。e 是噪声信号发生器，Z_i 是信号源的内部阻抗，Z_L 是负载阻抗，一般取 50Ω。噪声频率范围可选 10kHz～30MHz。首先要在不同频率下分别测出插入前后负载上的噪声压降 V_1、V_2，再代入式(10.2.2)中计算出每个频率点的 A_{dB} 值，最后绘出插入损耗曲线。需要指出，上述测试方法比较繁琐，每次都要拆装 EMI 滤波器。为此，可用电子开关对两种测试电路进行快速切换。此外，若噪声信号源的输出电压幅度过高且不便于调节时，应在外部加一级衰减器；幅度过低则增加一级放大器。



(a) 插入前；(b) 插入后

图 10.2.7 测量插入损耗的电路

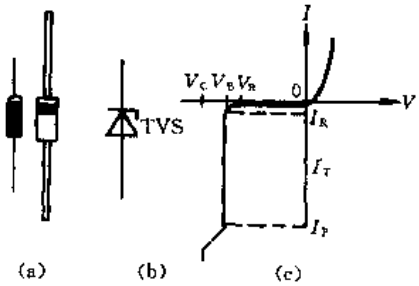
10.3 瞬态电压抑制器

瞬态电压抑制器亦称瞬变电压抑制二极管，其英文缩写为 TVS(Transient Voltage Suppressor)，是一种新型过压保护器件。由于它的响应速度极快、钳位电压稳定、体积小、价格低，因此可作为各种仪器仪表、自控装置和家用电器中的过压保护器，还可用来保护单片开关电源集成电路、MOS 功率器件以及其他对电压敏感的半导体器件。

10.3.1 瞬态电压抑制器的工作原理及产品分类

1. 工作原理

瞬态电压抑制器是一种硅 PN 结器件，其外形与塑封硅整流二极管相似，见图 10.3.1(a)。常见的封装形式有 DO-41、A27K、A37K，它们在 75℃以下的额定脉冲功率分别为 2W、5W、15 W，在 25℃、1/120s 条件下可承受的浪涌电流分别可达 50A、80A、200A。外形尺寸有 $\phi2.0\times4.1$、$\phi2.7\times5.2$、$\phi5.0\times9.4$(单位是 mm)等规格。目前国外研制的 TVS 器件，峰值脉冲功率已达 60kW，钳位电压从 0.7V 到 3kV。TVS 的符号与稳压管相同，见(b)图，伏安特性如(c)图所示。图中，V_B、I_T 分别为反向击穿电压(即钳位电压)、测试电流。V_R 为导通前加在器件上的最大额定电压。有关系式：$V_R\approx0.8V_B$。I_R 是最大反向漏电流。V_C 是在 1ms 时间内器件可承受的最大峰值电压。有关系式：$V_C>V_B>V_R$。I_P 是瞬时脉冲峰值电流。因 I_P、I_T、I_R 分别属于 A、mA、μA 这三个数量级，故 $I_P\gg I_T\gg I_R$。TVS 的峰值脉冲功率 P_P 与干扰脉冲的占空比(D)以及环境温度(T_A)有关。当 $D\downarrow$ 时 $P_P\uparrow$，反之亦然。而当 $T_A\downarrow$ 时 $P_P\uparrow$。P_P 值通常是在脉宽 1ms、脉冲上升沿为 10μs、$D=0.01\%$的条件下测出的，使用中不得超过此值。



(a) 外形；(b) 符号；(c) 伏安特性

图 10.3.1 瞬态电压抑制器

瞬态电压抑制器在承受瞬态高能量电压(例如浪涌电压、雷电干扰、尖峰电压)时,能迅速反向击穿,由高阻态变成低阻态,并把干扰脉冲钳位于规定值,从而保证电子设备或元器件不受损坏。钳位时间定义为从零伏达到反向击穿电压最小值所需要的时间。TVS 的钳位时间极短,仅 1ns,所能承受的瞬态脉冲电流峰值却高达几十至几百安培。其性能要优于压敏电阻器(VSR),且参数的一致性好。

2. 产品分类

TVS 器件分单向瞬态电压抑制器、双向瞬态电压抑制器两种类型。国内外产品有 TVP、SE、5KP、P6KE、1.5KE 等系列。表 10.3.1 列出几种典型产品的主要参数。单片开关电源中常用的 TVS 产品型号见表 10.3.2。需要说明几点:第一,表中的 P 为额定功率,t 是钳位时间(典型值),α_T 为电压温度系数;第二,对于 P6KE 系列,靠近白色环为正极;第三,TVS 也可串联或并联使用,以提高峰值脉冲功率,但在并联时各器件的 V_B 值应相等。

表 10.3.1 TVS 典型产品的技术指标

型号	P_P (W)	V_B (V)	I_T (mA)	V_R (V)	I_R (μA)	V_C (V)	I_P (A)	α_T (%/℃)
TVP501	500	9.1	1	7.37	50	13.4	36.2	0.068
TVP519	500	51	1	41.3	5	70.1	6.8	0.102
TVP526	500	100	1	81.0	5	137.0	3.5	0.106
TVP534	500	200	1	162.0	5	274.0	1.7	0.108
TVP1034	1000	200	1	162.0	5	274.0	3.5	0.108
5KP110	500	122	5	110	10	196	26	0.147

表 10.3.2 单片开关电源常用 TVS 型号

TVS 产品型号	V_B(V)	P(W)	t(ns)	生产厂家
P6KE91	91	5	1	美国 Motorola 公司
P6KE150	150	5	1	
P6KE200	200	5(600*)	1	
P6KE120	120	5	1	
1.5KE120A	120	(1.5k*)	1	
1.5KE200A	200	(1.5k*)	1	

* 括弧内数字为峰值脉冲功率 P_P。

双向瞬态电压抑制器的符号及伏安特性如图 10.3.2 所示。典型产品有 P6KE20、P6KE250 等。这类器件能同时抑制正向、负向两种极性的干扰信号,适用于交流电路中。

10.3.2 瞬态电压抑制器的典型应用及检测方法

1. TVS 在单片开关电源中的应用

TVS 在单片开关电源中的应用如图 10.3.3 所示。交流电压 u 经过整流滤波后获得直流高压 V_1,再经过高频变压器初级绕组 N_P 接 TOPSwitch—Ⅰ的漏极 D。利用 VD_{Z1}和 VD_1 对高频变压器的漏感产生的尖峰电压进行钳位,可保护 TOPSwitch—Ⅱ的 D-S 极间不被击穿。图中的 VD_{Z1}就选用瞬态电压抑制器 P6KE200,其反向击穿电压为 200V。VD_1 采用反向耐压为

600V 的 UF4005 型超快恢复二极管，亦称阻塞二极管。N_S、N_F 分别为次级绕组和反馈绕组。

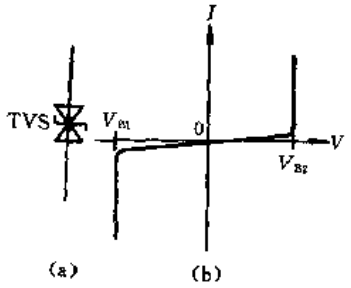


图 10.3.2 双向瞬态电压抑制器

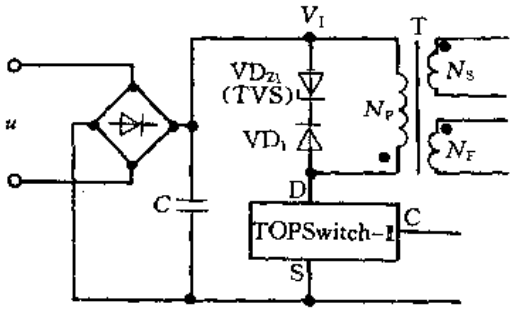


图 10.3.3 TVS 在单片开关电源中的应用电路

2. 检测 TVS 的方法

利用万用表电阻挡可以测量 TVS 的正、反向电阻，用测量负载电压法还能测出正向压降 V_F。若用万用表的 DCV 挡、DCA 挡配上兆欧表，还能测量其反向击穿电压 V_B 和最大反向漏电流 I_R，测量电路如图 10.3.4 所示。

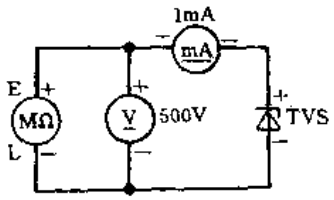


图 10.3.4 测量 V_B 和 I_R 的电路

实例：分别选择 500 型万用表的 R×1k 挡、500 V挡、1 mA挡，以及 ZC25—3 型兆欧表，先后测量两只 P6KE200 型瞬态电压抑制器，其额定反向击穿电压 $V_B=200V$。全部测量数据整理成表 10.3.3。由表可见，两只被测 TVS 的质量良好。表中的 n' 是在测正向电阻的同时借用 50 V挡刻度读出表针的倒数偏转格数（详见参考文献[3]）。

表 10.3.3 测量数据

TVS 器件	正向电阻 (kΩ)	反向电阻 (kΩ)	n' (格)	V_F (V)	V_B (V)	I_R (μA)	计算公式
Ⅰ	3.8	∞	14	0.42	206	75	$V_F=0.03n'$(V)
Ⅱ	4.0	∞	14.5	0.435	208	70	

另外还测量一只 P6KE250 型双向瞬态电压抑制器，正、反向击穿电压分别为 230V、232V，说明该双向 TVS 的一致性相当好。只要 V_B 值偏差不超过±5%～±10%，即认为合格。

10.4 快恢复及超快恢复二极管

快恢复二极管(FRD)和超快恢复二极管(SRD)① 是极有发展前途的电力电子半导体器件。它们具有开关特性好、反向恢复时间短、耐压高、正向电流大、体积小、安装简便等优点。可广泛用于脉宽调制器、单片开关电源、不间断电源(UPS)、高频加热装置、变频调速器等领域，作高频、大电流的阻塞二极管、续流二极管或整流二极管用。下面分别介绍它们的性能特点、检测方法、单片开关电源常用超快恢复二极管的选取原则及产品型号。

① FRD 是快恢复二极管(Fast Recovery Diode)的英文缩写，SRD 是超快恢复二极管(Superfast Recovery Diode)的英文缩写。

10.4.1 快恢复及超快恢复二极管的性能特点

1. 反向恢复时间 t_{rr}

反向恢复时间 t_{rr} 的定义是：电流通过零点由正向转换成反向，再由反向转换到规定低值的时间间隔。它是衡量高频续流及整流器件性能的重要技术指标。反向恢复电流的波形如图 10.4.1 所示。图中，I_F 为正向电流，I_{RM} 为最大反向恢复电流，I_{rr} 为反向恢复电流，通常规定 $I_{rr}=0.1I_{RM}$。当 $t\leqslant t_0$ 时，正向电流 $I=I_F$。当 $t>t_0$ 时，由于整流管上的正向电压突然变成反向电压，因此正向电流迅速减小，在 $t=t_1$ 时刻，$I=0$。然后整流管上的反向电流 I_R 逐渐增大；在 $t=t_2$ 时刻达到最大反向恢复电流 I_{RM} 值。此后受正向电压的作用，反向电流逐渐减小，并且在 $t=t_3$ 时刻达到规定值 I_{rr}。从 t_2 到 t_3 的反向恢复过程与电容器放电过程有相似之处。由 t_1 到 t_3 的时间间隔即为反向恢复时间 t_{rr}。

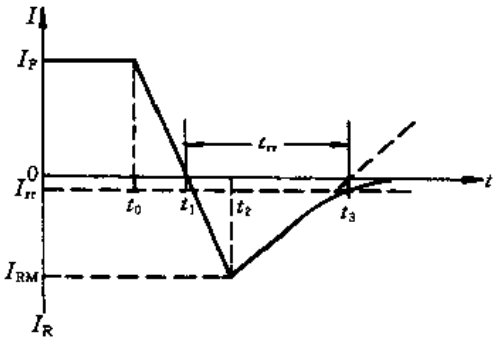


图 10.4.1 反向恢复电流的波形

2. 快恢复二极管的结构特点

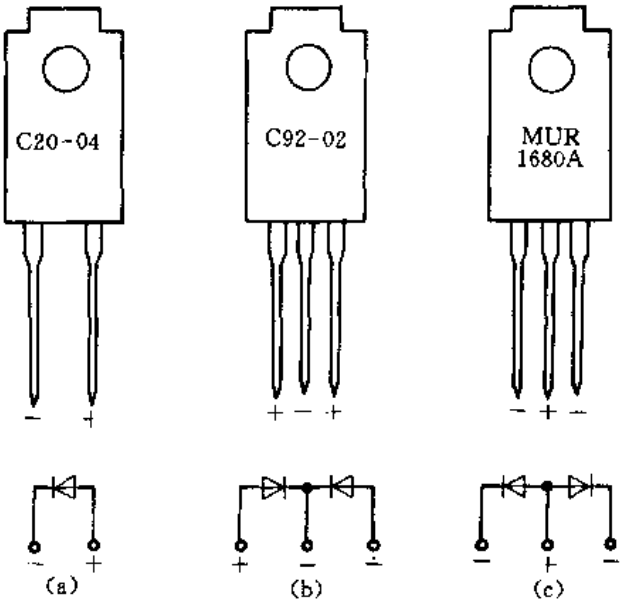
快恢复二极管的内部结构与普通二极管不同，它是在 P 型、N 型硅材料中间增加了基区 I，构成 P-I-N 硅片。由于基区很薄，反向恢复电荷很小，不仅大大减小了 t_{rr} 值，还降低了瞬态正向压降，使管子能承受很高的反向工作电压。快恢复二极管的反向恢复时间一般为几百纳秒，正向压降约为 0.6V，正向电流是几安培至几千安培，反向峰值电压可达几百到几千伏。

超快恢复二极管则是在快恢复二极管基础上发展而成的，其反向恢复电荷进一步减小，t_{rr} 值可低至几十纳秒。

20A 以下的快恢复及超快恢复二极管大多采用 TO-220 封装。从内部结构看，可分成单管、对管两种。对管内部包含两只快恢复二极管，根据两只二极管接法的不同，又有共阴对管、共阳对管之分。图 10.4.2(a)示出 C20—04 型快恢复二极管(单管)的外形及内部结构。(b)图和(c)图分别是 C92—02 型(共阴对管)、MUR1680A 型(共阳对管)超快恢复二极管的外形与构造。它们大多采用 TO-220 封装，主要技术指标见表 10.4.1。几十安的快恢复、超快恢复二极管一般采用 TO-3P 金属壳封装，更大容量(几百安～几千安)的管子则采用螺栓型或平板型封装。

表 10.4.1 几种快恢复、超快恢复二极管的技术指标

典型产品型号	结构特点	反向恢复时间 t_{rr}(ns)	平均整流电流 I_d(A)	最大瞬时电流 I_{FSM}(A)	反向峰值电压 V_{RM}(V)	封装形式
C20—04	单管	400	5	70	400	TO-220
C92—02	共阴对管	35	10	50	200	TO-220
MUR1680A	共阳对管	35	16	100	800	TO-220
EU2Z	单管	400	1	40	200	DO-41
RU3A	单管	400	1.5	20	600	DO-15



(a) 单管；(b) 共阴对管；(c) 共阳对管

图 10.4.2　三种快恢复及超快恢复二极管的外形及内部结构

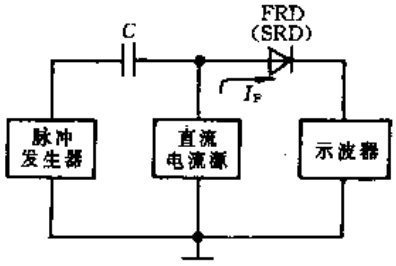


图 10.4.3　测量 t_{rr} 的电路

10.4.2　检测方法

1. 测量反向恢复时间 t_{rr}

测量电路如图 10.4.3 所示。由直流电流源提供规定的 I_F，脉冲发生器经过隔直电容器 C 加脉冲信号，利用电子示波器观察到的 t_{rr} 值，即是从 $I=0$ 的时刻到 $I_R=I_{rr}$ 时刻所经历的时间。为了测量准确，有条件者最好使用带宽为 200MHz 的数字存储示波器进行观察与分析。

设器件内部的反向恢复电荷为 Q_{rr}，有关系式

$$t_{rr}=2Q_{rr}/I_{RM} \tag{10.4}$$

由式(10.4)可知，当 I_{RM} 为一定时，反向恢复时间与反向恢复电荷成正比。

2. 常规检测方法

在业余条件下，利用模拟万用表电阻挡(或数字万用表二极管挡)，能够检查快恢复、超快恢复二极管的单向导电性，并测出正向导通压降 V_F。若配以兆欧表，还能测量反向击穿电压。例如，选择 500 型万用表的 R×1 挡测量一只 C90—02 型超快恢复二极管，其主要参数为 $t_{rr}=35ns$，$I_d=5A$，$I_{FSM}=50A$，$V_{RM}=700V$。实测其正向电阻为 6.4Ω，反向电阻为无穷大；再用读取负载电压法计算出 $V_F=0.585V$。另用 ZC25—4 型兆欧表和 500 型万用表的 2500 V挡测得 $V_{RM}=870V>700V$，说明该管子的反向峰值电压还留有一定余量。

需要指出，单管中也有 3 个引脚的，中间为空脚，出厂时一般剪掉，但也有不剪的。假如对管中有一只管子损坏，仍可作单管使用。

10.4.3　单片开关电源常用超快恢复二极管的选取原则及产品型号

1. 选取原则

由于单片开关电源的开关频率较高，必须采用超快恢复二极管作为阻塞二极管(VD_1)或

输出整流管(VD_2)、反馈电路中的整流管(VD_3)。

(1) 阻塞二极管

在初级保护电路中与钳位二极管(TVS)配套使用的阻塞二极管(VD_1),须用超快恢复二极管。其反向恢复时间 $t_{rr}\leqslant 75ns$,多数管子在 20～50ns 之间。典型产品有美国通用仪器公司(General Instrument,简称 GI)生产的 UF4000、UF5400 两大系列,荷兰飞利浦公司(Philips)生产的 BYV26 系列、BYV27 系列和 BYW29 系列,美国摩托罗拉公司(Motorola)生产的 MUR100 系列。选取阻塞二极管的原则见表 10.4.2。

表 10.4.2 选取阻塞二极管的原则

单片开关电源	反向耐压 V_{RM}	超快恢复二极管型号示例		
TOP100 系列	400V	UF4004	BYV26B	MUR140
TOP200 系列	600V	UF4005	BYV26C	MUR160
TOPSwitch · Ⅱ 系列	600V	UF4005	BYV26C	MUR160

(2) 输出整流管

超快恢复二极管适合作为开关电源中的高压、大电流整流管。设整流管实际承受的最大反向峰值电压为 $V_{(BR)S}$,所选整流管的最高反向工作电压为 V_{RM},要求 $V_{RM}\geqslant 2V_{(BR)S}$;其额定整流电流 $I_d\geqslant 3I_{OM}$,I_{OM}为最大连续输出电流。

(3) 反馈电路中的整流管

反馈电路中的整流管通常选硅高频开关整流管 1N4148,但有时也可选用 UF4003、MUR120、BAV21 等型号的超快恢复二极管。

2. 单片开关电源常用超快恢复二极管的型号及参数

单片开关电源中常用的超快恢复二极管的型号及主要参数见表 10.4.3。

表 10.4.3 常用超快恢复二极管的型号及主要参数

二极管类型	产品型号	V_{RM}(V)	I_d(A)	t_{rr}(ns)	生产厂家
阻塞二极管	UF4004	400	1	50	GI 公司
	UF4005	600	1	30	
	UF4006	800	1	75	
	UF4007	1000	1	75	
	UF5406	600	3	50	
	UF5408	1000	3	50	
	BYV26A	200	2.3	30	Philips 公司
	BYV26B	400	2.3	30	
	BYV26C	600	2.3	30	
	BYV26D	800	2.3	75	
	BYV26E	1000	2.3	75	
	BUR130	300	1		Motorola 公司
	BUR140	400	1		
	BUR150	500	1		
	BUR160	600	1		
	BUR170	700	1		
	BUR180	800	1		
	MUR820	200	8	60	
	MUR8100	1000	8	35	

续表

二极管类型	产品型号	V_{RM}(V)	I_d(A)	t_{rr}(ns)	生产厂家
输出整流管	UF4001	50	1	25	GI 公司
	UF4002	100	1	25	
	UF4003	200	1	25	
	UF5401	100	3	50	
	UF5402	200	3	50	
	MUR110	100	1		Motorola 公司
	MUR120	200	1		
	MUR410	100	4		
	MUR420	200	4		
	MUR440	400	40		
	MUR610	50	60		
	MUR810	100	8		
	MUR820	200	8		
	MUR1610	100	16	35	
	MUR1620	200	16		
	BYV27—100	100	2	25	Philips 公司、GI 公司
	BYV27—150	150	2	25	
	BYV27—200	200	2	25	
	BYV32—100	100	20	35	Philips 公司
	BYV32—150	150	20	35	
	BYV32—200	200	20	35	
	BYW29—200	200	8	25	Philips、GI 公司
	UGB8BT	100	8	20	GI 公司
	UGB8CT	150	20	20	
	UGB8DT	200	5	20	
反馈电路整流管	MUR120	200	1		Motorola 公司
	BAV21	200	0.25		

10.5 肖特基二极管

肖特基势垒二极管(Schottky Barrier Diode,英文缩写为 SBD)简称肖特基二极管或肖特基管。它属于低压、低功耗、大电流、超高速半导体功率器件,其反向恢复时间极短(可小到几纳秒),正向导通压降仅为 0.4V 左右,而整流电流却可达几百至几千安培。这些优良特性是快恢复及超快恢复二极管所不具备的。它适合用做单片开关电源中的低压输出整流管。

10.5.1 肖特基二极管的工作原理

肖特基二极管是以金、银、铝等贵金属为阳极,以 N 型半导体材料为阴极,利用二者接触面上形成的势垒具有整流特性而制成的金属-半导体器件。它属于五层器件,中间层是以 N 型半导体为基片,上面是用砷作掺杂剂的 N^- 外延层,最上面是由金属材料铝构成的阳极。N 型基片具有很小的导通电阻。在基片下面依次是 N^+ 阴极层、金属阴极。典型的肖特基二极管的内部结构如图 10.5.1 所示。近年来,采用硅平面工艺制造的铝硅肖特基二极管已经问世,不仅能节省贵金属,减少环境污染,还改善了器件参数的一致性。

通过调整结构参数,可在基片与阳极金属之间形成合适的肖特基势垒。当加上正偏压 E

时，金属 A 与 N 型基片 B 分别接电源的正、负极，此时势垒宽度 W_0 变窄。加负偏压 $-E$ 时，势垒宽度就增加，见图 10.5.2。

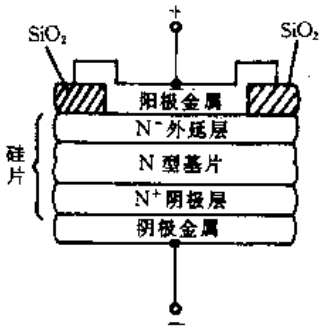
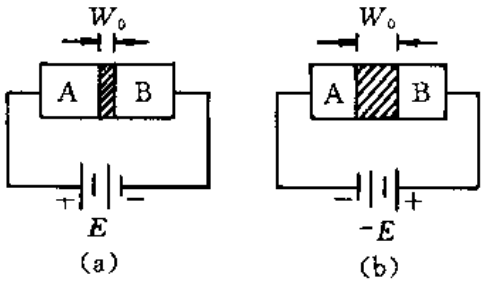


图 10.5.1　肖特基二极管的结构图



(a) 加正偏压；(b) 加负偏压

图 10.5.2　加外偏压时势垒宽度的变化情况

肖特基二极管仅用一种载流子(电子)输送电荷，在势垒外侧无过剩少数载流子的积累，因此它不存在电荷储存效应，使开关特性得到明显改善。其反向恢复时间可缩短到 10ns 以内。但它的反向耐压较低，一般不超过 100V，适宜在低电压、大电流下工作。利用其低压降之特性，能提高低压、大电流整流(或续流)电路的效率。肖特基二极管的典型伏安特性如图 10.5.3 所示。其正向导通电压介于储管与硅管之间，但它的构造原理与 PN 结二极管有本质区别。

表 10.5.1 列出肖特基二极管、超快恢复二极管、快恢复二极管、高频硅整流管的性能比较。中、小功率肖特基二极管大多采用 TO-220 封装。

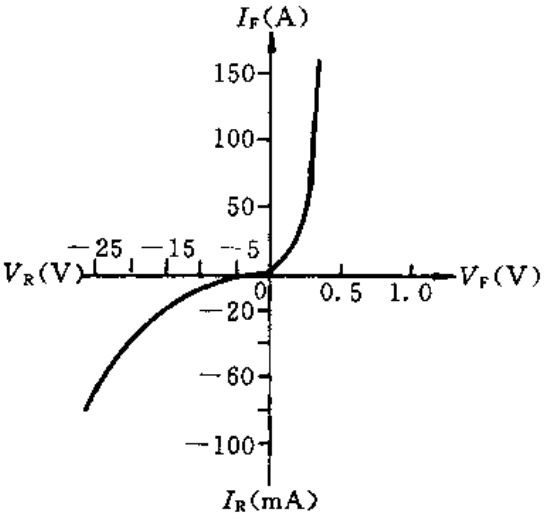


图 10.5.3　肖特基二极管的伏安特性

表 10.5.1　四种二极管典型产品的性能比较

半导体整流二极管名称	典型产品型　号	平均整流电流 I_d(A)	正向导通电压		反向恢复时间 t_{rr}(ns)	反向峰值电压 V_{RM}(V)
			典型值 V_F(V)	最大值 V_{FM}(V)		
肖特基二极管	161CMQ050	160	0.4	0.8	<10	50
超快恢复二极管	MUR30100A	30	0.6	1.0	35	1000
快恢复二极管	D25—02	15	0.6	1.0	400	200
高频硅整流管	PR3006	3	0.6	1.2	400	800

根据二极管正向压降的大小，很容易区分肖特基二极管和超快恢复二极管。具体方法是利用数字万用表的二极管挡测量二极管的 V_F 值，当 $V_F \approx 0.3$V 时属肖特基二极管，$V_F \approx 0.55 \sim 0.6$V 时为超快恢复二极管。由于二极管挡的测试电流较小($I_F \approx 1$mA)，测出的 V_F 值要比典型值偏低些。

10.5.2 单片开关电源常用肖特基二极管的选取原则及产品型号

1. 选取原则

单片开关电源的输出整流管宜采用肖特基二极管，这有利于提高电源效率。典型产品有Motorola公司生产的MBR系列肖特基二极管。所选肖特基管必须满足下述条件：

$$V_{RM} \geqslant 2V_{(BR)S} \tag{10.5.1}$$

$$I_d \geqslant 3I_{OM} \tag{10.5.2}$$

式(10.5.1)中次级整流管的最大反向峰值电压$V_{(BR)S}$由下式确定：

$$V_{(BR)S} = V_O + \frac{N_S}{N_P} \cdot V_{Imax} \tag{10.5.3}$$

举例说明，某单片开关电压的输出电压$V_O=12V$，最大连续输出电流$I_{OM}=5A$，最大输出功率$P_{OM}=60W$。已知高频变压器初级匝数$N_P=54$匝，次级匝数$N_S=5$匝，直流输入电压最大值$V_{Imax}=375V$(对应于交流输入电压最大值$u_{max}=265V$)。由式(10.5.3)可计算出$V_{(BR)}=46.7V$。再根据式(10.5.1)求得$V_{RM} \geqslant 93.4V$。将$I_{OM}=5A$代入式(10.5.2)中得到$I_d \geqslant 15A$。此时可选择Motorola公司生产的MBR20100型肖特基二极管，其$V_{RM}=100V>93.4V$，$I_d=20A>15A$，$t_{rr}<10ns$，完全能满足上述条件。

需要指出，肖特基二极管的最高反向工作电压一般不超过100V，仅适合作低压、大电流整流用。当$V_O \geqslant 30V$时，须用耐压100V以上的超快恢复二极管来代替肖特基二极管，此时电源效率会略有下降。

2. 单片开关电源常用肖特基二极管的型号及参数。

单片开关电源中常用的肖特基二极管型号及主要参数见表10.5.2。

表10.5.2 常用肖特基二极管的型号及主要参数

产品型号	反向峰值电压 V_{RM}(V)	平均整流电流 I_d(A)	反向恢复时间 t_{rr}(ns)	生产厂家
UF5819	40	1	<10	GI公司
UF5822	40	3	<10	
MBR360	60	3	<10	Motorola公司
MBR650	50	6	<10	
MBR745	45	7.5	<10	
MBR1045	45	10	<10	
MBR1050	50	10	<10	
MBR1060	60	10	<10	
MBR1645	45	16	<10	
MBR3045	45	30	<10	
MBR3050	50	30	<10	
MBR20100	100	20	<10	
MBR30100	100	30	<10	
50SQ100	100	5	<10	

10.6 硅整流管及稳压管

10.6.1 塑封硅整流管

单片开关电源的整流桥可由塑料封装(简称塑封)的硅整流管构成。典型产品有 1N4000 系列(1A)、1N5400 系列(3A)。当交流输入电压 $u=110V\pm17V$ 时,可选耐压 400V 的整流管;当 $u=220V\pm33V$ 或 $u=85\sim265V$ 时,应选耐压 600V 的整流管,为提高安全性能,亦可选耐压 1000V 的整流管。总之,选取管子时应遵循耐压值宁高勿低的原则。

单片开关电源常用塑封硅整流管的技术指标见表 10.6.1。必须注意,不要将 1N4000、1N5400 系列与 UF4000、UF5400 相混淆,前者属于普通低频整流管,后者则为超快恢复二极管,二者用途不同且后者的价格高。对于 1N4000、1N5400 系列产品,靠近色环(通常为白色环)的引线为负极。

表 10.6.1 常用塑封硅整流管的技术指标

产品型号	最高反向工作电压 V_{RM}(V)	额定整流电流 I_F(A)	最大正向压降 V_{FM}(V)	最高结温 T_{jM}(℃)	封装形式	国内参考型号
1N4004	400	1.0	≤1.0	175	DO-41	2CZ11D～2CZ11J 2CZ55F～2CZ55M
1N4005	600					
1N4006	800					
1N4007	1000					
1N5404	400	3.0	≤1.2	170	DO-27	2CZ12E～2CZ12J 2CZ56F～2CZ56M
1N5405	500					
1N5406	600					
1N5407	800					
1N5408	1000					

10.6.2 玻封高速开关硅二极管

高速开关硅二极管具有良好的高频开关特性,其反向恢复时间 t_{rr} 仅为几纳秒($1ns=10^{-9}s$)。由于它体积很小,价格低廉,现已被广泛用于仪器仪表中的开关电路,还适用于控制电路、高频电路及过压保护电路。

单片开关电源的反馈电流很小,仅为几毫安,因此反馈电路中的整流管通常选价格便宜的 1N4148 型玻璃封装(简称玻封)的高速开关硅二极管。其 $V_{RM}=75V$,$I_d=150mA$;$t_{rr}=4ns$,该项指标远优于超快恢复二极管。1N4148 的同类产品为 1N4448,二者的技术指标详见表 10.6.2。这两种管子均采用 DO-35 封装,通常靠近黑色环的引线为负极。1N4148、1N4448 可取代国产 2CK43、2CK44、2CK70～2CK73、2CK75、2CK77、2CK83 等型号的开关二极管。

表 10.6.2 玻封高速开关硅二极管的技术指标

产品型号	最高反向工作电压 V_{RM} (V)	反向击穿电压 V_{BR} (V)	最大正向压降 V_{FM} (V)	最大正向电流 I_{FM} (mA)	平均整流电流 I_d (mA)	反向恢复时间 t_{rr} (ns)	最高结温 T_{jM} (℃)	零偏压结电容 C_0 (pF)	最大功耗 P_M (mW)
1N4148	75	100	≤1	450	150	4	150	4	500
1N4448	75	100	≤1	450	150	4	150	5	500

10.6.3 玻封稳压管

半导体稳压二极管亦称齐纳二极管(Zener Diode),简称稳压管。稳压管也具有单向导电性,并且专门工作在反向击穿的状态下,这一点与二极管不同。当反向电压达到并超过稳压管的稳定电压 V_Z(亦称齐纳电压或工作电压)时,其反向电流就突然增大,而器件两端的电压基本保持恒定,所对应的反向伏安特性曲线非常陡,动态电阻($R_Z=\Delta V_Z/\Delta I_Z$)很小。稳压管可用做并联式稳压器、串联式稳压电源中的电压基准、过压保护电路、电平转换器等。稳压管在单片开关电源中主要起到稳压或钳位保护作用。稳压管符号是 VD_Z。

1. 稳压管的产品分类

稳压管分低压、高压两种。低压稳压管的 V_Z 值一般在 40V 以下,高压稳压管最高可达 200V。过去国产稳压管均采用金属壳封装,不仅体积大,而且价格较高。近年来全系列玻封稳压管已大量问世,其优点是规格齐全($V_Z=2.4\sim200$V)、稳压性能好、体积小巧、价格低廉。最大功耗 P_{ZM}分 0.5W(采用 DO-35 封装,管径为 ϕ2.0mm,长 4mm,不含引线,下同)、1.5W(DO-41 封装,管径 ϕ2.7mm,长 5.2mm)。

玻封稳压管的产品分类见表 10.6.3。需要说明两点:第一,稳定电压 V_Z 的标称值允许有±5%的偏差(经认真挑选后偏差可控制在±1%),但具体到某只稳压管 V_Z 则为确定值。第二,V_Z 的电压温度系数 α_T 一般为±0.1%/℃左右,专门采用温度补偿的稳压管(例如国产 2DW7A~2DW7C 型),α_T 值可降至 0.005%/℃,此类管子属三端器件,内含温度补偿二极管,亦称精密型稳压管。

表 10.6.3 玻封稳压管的类型

用途及结构特点		国外型号	稳定电压标称值 V_Z(V)	国产对应型号
全系列	N 型硅	1N5985B~1N6031B	2.4~200	2CW332~2CW378
低压	N 型硅	1N5913B~1N5939B	3.3~39	2CW101~2CW121
高压	P 型硅	1N5940B~1N5956B	4.3~200	2DW50~2DW64

2. 稳压管在单片开关电源中的基本用法

玻封稳压管在单片开关电源中有以下 6 种基本用法。

① 将稳压器直接并联在输出端起稳压作用(典型电路参见图 3.3.4)。

② 将稳压管串联电阻后并联在正输出端与地之间来代替假负载,提高空载或轻载时的电压稳定度。

③ 在带稳压管的光耦反馈电路中,利用稳压管代替外部误差放大器(典型电路参见图

3.3.1、图 6.4.1)。

④ 将 3 只 200V 的稳压管串联后接在 D-S 极之间,构成漏-源极钳位保护电路(典型电路见图 2.3.2)。

⑤ 将两只 120V 稳压管与限流电阻相串联后,为控制端提供偏流(典型电路参见图 2.6.5 所示功率因数校正电路)。

⑥为降低成本,在简易型开关电源中可用稳压管代替瞬态电压抑制器(TVS),对初级回路产生的尖峰电压进行钳位。

上述 6 种基本用法中,①~③需采用低压稳压管,④~⑥须用高压稳压管。

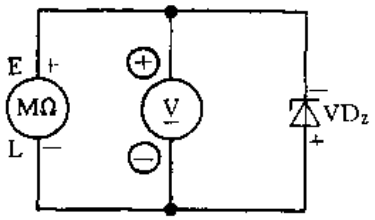


图 10.6 利用兆欧表测量 V_Z 的电路

3. 单片开关电源常用稳压管的型号及参数

详见表 10.6.4。表中,I_Z 为工作电流,I_{ZM}是最大工作电流,R_{ZM}为最大动态电阻,α_T 为电压温度系数。

4. 检测稳压管的方法

利用兆欧表测量稳压管的稳定电压 V_Z,电路如图 10.6 所示。现由兆欧表提供反向击穿电压,将被测稳压管反向击穿,且 $I_Z \approx 1mA$。再用万用表的 DCV 挡测出稳定电压值 V_Z。此方法安全可靠,稳压管不需加限流电阻。

表 10.6.4 单片开关电源常用稳压管的产品型号及主要参数

国外型号	V_Z (V)	I_Z (mA)	I_{ZM} (mA)	R_{ZM} (Ω)	α_T (%/℃)	国产型号	国外同类型号
1N5988B	3.3	10	128	100	−0.090	2CW335	1N5226B
1N5990B	3.9	10	109	80	−0.080	2CW337	1N5228
1N5992B	4.7	10	90	60	−0.070	2CW339	1N5230B
1N5993B	5.1	5	83	50	0.050	2CW340	1N5231B
1N5995B	6.2	5	68	15	0.060	2CW342	1N5234B
1N5999B	9.1	5	47	20	0.081	2CW346	1N5924B
1N6001B	11	5	39	30	0.088	2CW348	1N5241B
1N6002B	12	5	35	30	0.090	2CW349	1N5242B
1N6008B	22	5	19	60	0.105	2CW355	1N5251B
1N6011B	30	5	14	80	0.108	2CW358	1N5256
1N6024B	100	1	4.3	400	0.155	2CW371	1N5271
1N5949B	100	3.7	14	250		2DW56	1N4982
1N6026B	120	1	3.5	800	0.155	2CW373	BZY97-C120 1N5273 BZT03—C120
1N5951B	120	3.1	11	380		2DW58	1N4984
1N5953B	150	2.5	9	600		2DW60	
1N6031B	200	1	2.1	2k	0.155	2CW378	1N5281
1N5956B	200	1.9	7	1.2k		2DW64	BZY97—C200

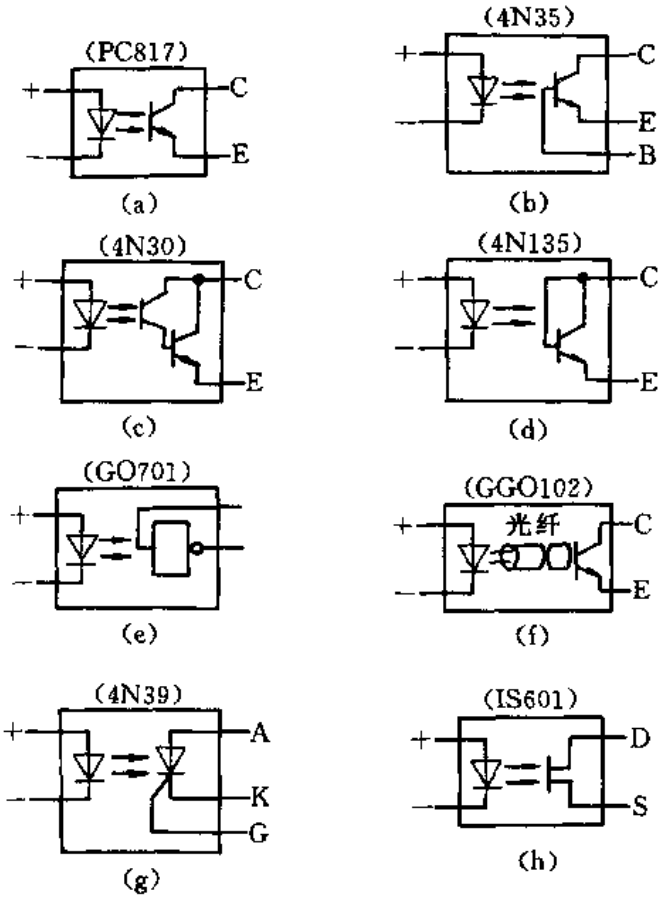
10.7 光耦合器

光耦合器 OC(Optical Coupler)亦称光隔离器 OI(Optical Isolation)或光电耦合器，简称光耦。它是以光为媒介来传输电信号的器件。通常是把发光器(可见光 LED 或红外线 LED)与受光器(光敏半导体管)封装在同一管壳内。当输入端加电信号时发光器发出光线，受光器接受光照之后就产生光电流并从输出端流出，从而实现了“电—光—电”转换。光耦合器的主要优点是单向传输信号，输入端与输出端完全实现了电气隔离，抗干扰能力强，使用寿命长，传输效率高；可广泛用于电平转换、信号隔离、级间耦合、开关电路、远距离信号传输、脉冲放大、固态继电器(SSR)、仪器仪表、通信设备及微机接口电路中。在单片开关电源中，利用光耦合器可构成光耦反馈电路，通过调节控制端电流来改变占空比，达到稳压目的。

10.7.1 光耦合器的分类及检测方法

1. 产品分类

光耦合器有双列直插式、管式、光导纤维式等多种封装，其种类达几十种。光耦合器的分类及内部电路如图 10.7.1 所示，括号内是 8 种典型产品的型号。表 10.7.1 列出 3 种典型产品的



(a) 通用型(无基极引线)；(b) 通用型(有基极引线)；(c) 达林顿型；(d) 高速型；
(e) 光集成电路；(f) 光纤型；(g) 光敏晶闸管型；(h) 光敏场效应管型

图 10.7.1 光耦合器的分类及内部电路

主要参数。光耦合器分非线性光耦合器、线性光耦合器两种，后者的电流传输比(CTR)可在一定范围内线性调整并且在传输小信号时，其交流电流传输比($\Delta CTR=\Delta I_C/\Delta I_F$)很接近于直流电流传输比 CTR 值，因此适合传输模拟信号，使光耦合器的输出与输入之间呈线性关系，这种光耦合器适用于单片开关电源，典型产品有 PC817、PC817A、CNY17—2、NEC2501 等。

表 10.7.1　光耦合器典型产品的主要参数

产品型号	电流传输比 CTR (%)	绝缘电压 V_{DC} (V)	绝缘电阻 R (Ω)	最大正向电流 I_{FM} (mA)	反向击穿电压 $V_{(BR)CEO}$ (V)	饱和压降 V_{CES} (V)	暗电流 I_R (μA)	最大功耗 P_M (mW)	封装形式
4N30	>100	1550	10^{11}	60	30	1.0	100	100	DIP-6
4N35	>100	3550	——	60	30	0.3	50	——	DIP-6
GO111	≥60	1000	10^{11}	60	≥30	≤0.4	≤10	>5	DIP-6

2. 检测光耦合器

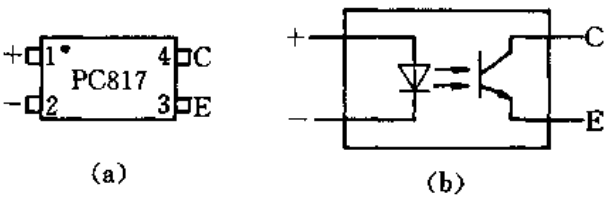
利用万用表检测光耦合器的方法及步骤如下：

第一步：用 R×100(或 R×1k)挡测量发射管的正、反向电阻，应呈现单向导电性。利用读取负载电压法[8]还能测出 LED 的正向压降 V_F，亦可由数字万用表的二极管挡直接测量 V_F 值。

第二步，对于无基极引线的光耦合器，需测量 C-E 极间电阻为无穷大，即穿透电流 $I_{CEO}=0$。对于有基极引线的光耦合器还应分别测量接收管的集电结与发射结正、反向电阻，均应单向导电。

第三步：用 R×10k 挡检查发射管与接收管的绝缘电阻应为无穷大。有条件者可选兆欧表测量绝缘电阻值，但兆欧表的额定电压不得超过光耦合器的绝缘电压 V_{DC}值，测量时间不要超过一分钟。

实例，测量一只 PC817 型线性光耦合器，其管脚排列及内部电路如图 10.7.2 所示。它采用 DIP-4 封装，靠近黑圆点处为第 1 脚，接收管的基极未引出。



(a) 管脚排列；(b) 内部电路

图 10.7.2　PC817 型光耦合器

(1) 检测发射管

选择 500 型万用表的 R×100 挡测量发射管的正向电阻为 2.15kΩ，反向电阻为无穷大。另用 VC890D 型数字万用表的二极管挡测量红外发光二极管 LED 的正向压降 $V_F=1.029V$。

(2) 检测接收管

测量接收管 C-E 极间电阻为无穷大，证明 $I_{CEO}=0$。对于有基极引线的光耦合器，还可测量 h_{FE}值。

(3) 测量绝缘电阻

首先用 R×10k 挡测量 1-4、2-3 脚之间的绝缘电阻均应为无穷大。然后用额定电压为 2500V 的 ZC11—5 型兆欧表测得绝缘电阻大于 $10^{10}\Omega$，证明被测 PC817 质量良好。

3. 测量电流传输比

电流传输比(CTR)是光耦合器的重要参数。当接收管的输出电压保持恒定时，它等于输

出电流 I_C 与输入电流 I_F 之比，通常用百分数表示。有公式

$$\mathrm{CTR}=\frac{I_C}{I_F}\times 100\% \tag{10.7.1}$$

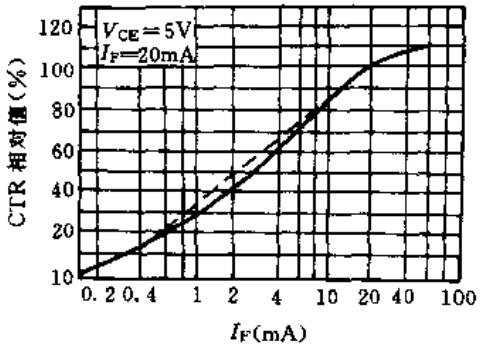


图 10.7.3 CTR-I_F 特性曲线

采用一只接收管的光耦合器，CTR 的范围大多为 20%～300%（例如 4N35），而 PC817 则为 80%～160%。达林顿型光耦合器（如 4N30）可达 100%～5000%。这表明欲获得同样的输出电流，后者只需较小的输入电流。因此 CTR 参数与晶体管的 h_{FE} 参数有某种相似之处。线性光耦合器与普通光耦合器典型的 CTR-I_F 特性曲线，分别如图 10.7.3 中的虚线和实线所示。由图可见，普通光耦合器的 CTR-I_F 特性曲线呈非线性，在 I_F 较小时的非线性失真尤为严重，因此它不适合传输模拟信号。线性光耦合器的 CTR-I_F 特性曲线具有良好的线性度，特别是在传输小信号时，其交流电流传输比（$\Delta\mathrm{CTR}=\Delta I_C/\Delta I_F$）很接近于直流电流传输比 CRT 值，因此它适合传输模拟电压或电流信号，能使输出与输入之间呈线性关系。这是其重要特性。

采用双表法不仅可以检查光耦合器能否正常进行“电—光—电”转换，还能测量电流传输比 CTR。测量电路如图 10.7.4 所示。表Ⅰ、表Ⅱ代表两块万用表，均拨至 R×100 挡，电流比例系数分别为 K_1、K_2。被测光耦合器为 PC817 型。先不接表Ⅰ，只将表Ⅱ的黑表笔接第 4 脚，红表笔接第 3 脚，因接收管呈截止状态，故电阻读数为无穷大。然后接上表Ⅰ，其黑表笔接 1 脚，红表笔接 2 脚。此时观察到表Ⅱ的读数从无穷大迅速减小到几百欧，说明接收管已导通。在同样测试条件下（即所选万用表型号及电阻挡均固定），指针偏转角度愈大，证明光耦合器的 CTR 值愈高。设测量时表Ⅰ、表Ⅱ的正向偏转格数分别为 n_1、n_2，利用测负载电流法[3]得到：$I_F=K_1n_1$，$I_C=K_2n_2$，代入式(10.7.1)中

$$\mathrm{CTR}=\frac{I_C}{I_F}\times 100\%=\frac{K_2n_2}{K_1n_1}\times 100\% \tag{10.7.2}$$

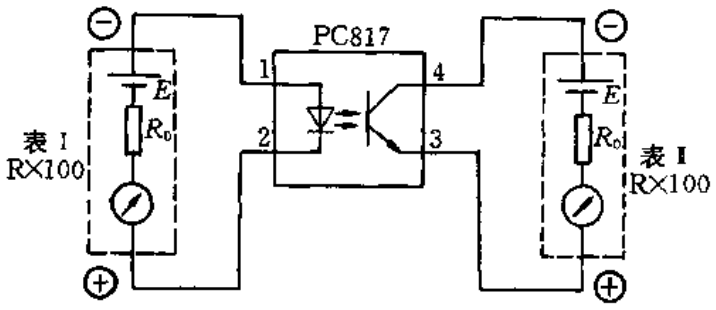


图 10.7.4 测量电流传输比的电路

若选用同一型号的两块万用表且均置于 R×100 挡，则 $K_1=K_2$，上式可化简成

$$\mathrm{CTR}=\frac{n_2}{n_1}\times 100\% \tag{10.7.3}$$

式(10.7.3)为测量 CTR 提供了一种简便方法，即并不需要实际求出 I_F、I_C 之值，只要记下表Ⅰ、表Ⅱ在测量时的偏转格数 n_1、n_2，就能迅速、准确地计算 CTR 值。

实例：选择两块500型万用表的R×100挡，测量PC817型线性光耦合器的电流传输比。按照图10.7.4所示接好电路，测出n_1=16格，n_2=17.8格。代入式(10.7.3)中

$$CTR=\frac{17.8}{16}\times 100\%=111.2\%$$

已知PC817的CTR允许范围是80%～160%，实测结果符合规定，证明该器件性能良好。

10.7.2 单片开关电源常用光耦合器的选取原则及产品型号

1. 选取原则

在设计光耦反馈式开关电源时必须正确选择光耦合器的型号及参数。选取原则如下：

(1) 光耦合器的电流传输比(CTR)的允许范围是50%～200%。这是因为当CTR<50%时，光耦合器中的LED就需要较大的工作电流(I_F>5.0mA)，才能正常控制TOPSwitch的占空比，这会增大光耦合器的功耗。若CTR>200%，在启动电路或者当负载发生突变时，有可能将TOPSwitch误触发，使之误关断，影响正常输出。

(2) 推荐采用线性光耦合器，其特点是CTR值能够在一定范围内做线性调整。图6.11.1中的R_1对CTR值具有一定的补偿作用，改变R_1也可以调整CTR。要求R_1的阻值误差不得超过±5%。

(3) 由英国埃索柯姆(ISOCOM)公司、美国摩托罗拉公司生产的4N××系列(例如4N25、4N26、4N35)光耦合器，目前在国内应用十分普遍。鉴于此类光耦合器呈现开关特性，其线性度差、CTR值不可控，适宜传输数字信号(高、低电平)，因此不推荐用在单片开关电源中。

2. 单片开关电源常用线性光耦合器的产品型号及主要参数

详见表10.7.2。这些光耦合器均以光敏三极管作为接收管。

表10.7.2 线性光耦合器的型号及参数

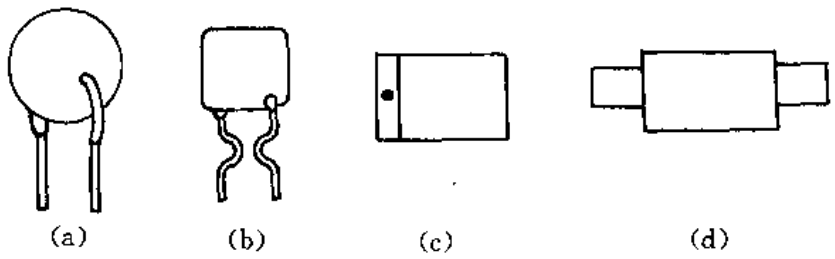
产品型号	CTR(%)	$V_{(BR)CEO}$(V)	国外生产厂家	封装形式
PC816A	80～160	70	Sharp	DIP-4（基极未引出）
PC817A	80～160	35	Sharp	
SFH610A—2	63～125	70	Siemens	
SFH610A—3	100～200	70	Siemens	
NEC2501-H	80～160	40	NEC	
CNY17—2	63～125	70	Motorola，Siemens，Toshiba	DIP-6
CNY17—3	100～200	70	Motorola，Siemens，Toshiba	
SFH600—1	63～125	70	Siemens，Isocom	
SFH600—2	100～200	70	Siemens，Isocom	
PC702V2	63～125	70	Sharp	
PC702V3	100～200	70	Sharp	
PC714V1	80～160	35	Sharp	
PC110L1	50～125	35	Sharp	
PC112L2	80～200	70	Sharp	
CN17G—2	63～125	32	Temic	
CN17G—3	100～200	32	Temic	

续表

产品型号	CTR(%)	$V_{(BR)CEO}$(V)	国外生产厂家	封装形式
PC111L1	50～125	35	Sharp	DIP 6 (基极未引出)
PC113L2	80～200	70	Sharp	
CNY75GA	63～125	90	Temic	
CNY75GB	100～200	90	Temic	
MOC8101	50～80	30	Motorola, Isocom	
MOC8102	73～117	30	Motorola, Isocom	
MOC8103	108～173	30	Motorola, Isocom	
CNY17F—2	63～125	70	Siemens, Quality, Isocom	
CNY17F—3	100～200	70	Siemens, Quality, Technologies	
CNY75A	63～125	90	Temic	
CNY75B	100～200	90	Temic	

10.8 自恢复保险丝

自恢复保险丝(Resettable Fuse)的英文缩写为 RF。它是 20 世纪 90 年代问世的一种新型过流保护元件。传统的保险丝属于一次性过流保护器,使用很不方便。美国硅谷的瑞侃(Raychem)公司最近研制成功由聚合物(polymer)掺加导体而制成的自恢复保险丝,圆满地解决了上述难题。它具有体积小、种类规格齐全、开关特性好、能自行恢复、反复使用、不需维护等优点。自恢复保险丝的外形如图 10.8.1 所示。其中,RXE 系列为圆片形,RUE 系列属方形,miniSMD 系列为小型化表面安装元件,SRP 系列为片状。



(a) RXE 系列;(b) RUE 系列;(c) miniSMD 系列;(d) SRP 系列

图 10.8.1 自恢复保险丝的外形

10.8.1 自恢复保险丝的工作原理及典型应用

1. 工作原理

自恢复保险丝具有开关特性,亦称之为聚合物开关(polyswitch)。内部由高分子晶状聚合物和导电链构成。由于聚合物能将导电链紧密地束缚在晶状结构上,因此常态下的电阻值非常低,仅为零点几欧。当工作电流通过自恢复保险丝时所产生的热量很小,不会改变聚合物内部的晶状结构。当发生短路故障时,电流急剧增大,导电链产生的热量使聚合物从晶状变成非晶状胶体,原本被束缚的导电链便自行分离断裂,元件的电阻值就迅速增加几个数量级,呈开路

状态，立即将电流切断，起到保护作用。而一旦过流故障被排除掉，元件又很快恢复成低阻态。正是这种“低阻(通态)↔超高阻(断态)”的可持续性转换，才使之能反复使用而无须更换。其保护与恢复过程如图 10.8.2 所示。

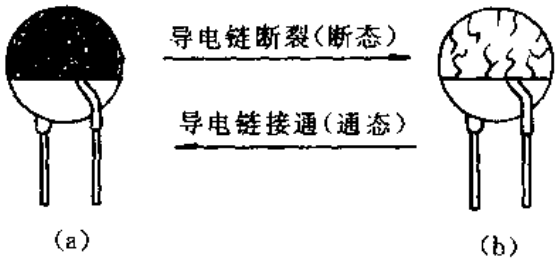


图 10.8.2 保护与恢复过程示意图

自恢复保险丝的电阻-温度特性如图 10.8.3 所示，共分 5 个阶段。当温度较低时，其发热量与散热量达到动态平衡(阶段 1)。即使电流稍大或环境温度升高些，增加的热量仍可散发到空气中(阶段 2)。但是，若电流进一步增大(阶段 3)，直至发热量大于散热量时(阶段 4)，自恢复保险丝的温度就会迅速升高，很小的温度变化量就会造成电阻值急剧增大，阻挡住电流通过，保护设备免受损害。阶段 5 则属于禁用区。在过流故障消除后的几秒钟之内，随着温度的降低，电阻值又迅速减小。电阻值与恢复时间的关系如图 10.8.4 所示。

需要指出，自恢复保险丝也具有 PTC 特性，但与正温度系数热敏电阻有着本质区别。它属于高分子聚合物-导体，而 PTC 元件是由钛酸钡与稀土元素烧结而成的陶瓷材料；此外 PTC 元件在常温下的电阻值较大，不适合作保险丝使用。

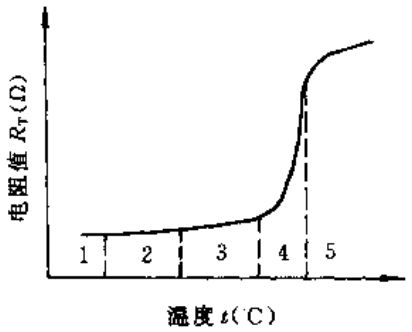


图 10.8.3 电阻-温度特性

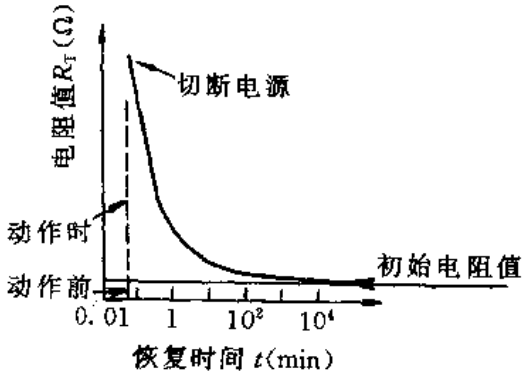


图 10.8.4 电阻值与恢复时间的关系曲线

2. 典型应用

自恢复保险丝可广泛用到开关电源、电子仪器、家用电器、计算机和通信设备中，起到自动保护作用。

(1) 单片开关式稳压器的保护电路

将自恢复保险丝直接串在单片开关式稳压器的直流输入端(或者串在单片开关电源的直流电压输出端)，即可实现过流保护功能，电路如图 10.8.5 所示。此时交流输入端的保险管可省去。该电路适配 L4960 系列和 L4970A 系列单片开关式稳压器。需要注意，自恢复保险丝一般用做低压过流保护，不能接 220V 交流电压。L4960 的 $V_{I\max}=46V$，可选工作电压小于 60V 的 RXE 系列自恢复保险丝。

(2) 卫星电视接收机的保护电路

在卫星电视接收设备中，一般采用一根同轴电缆来传输电视信号。当用户的同轴电缆接口处因发生短路故障而形成过流现象时，容易损坏电视机中的元件。为此，可参照图 10.8.6 所示电路，在电视机的电源上串联一只自恢复保险丝，一旦出现过流故障，自恢复保险丝就变成高

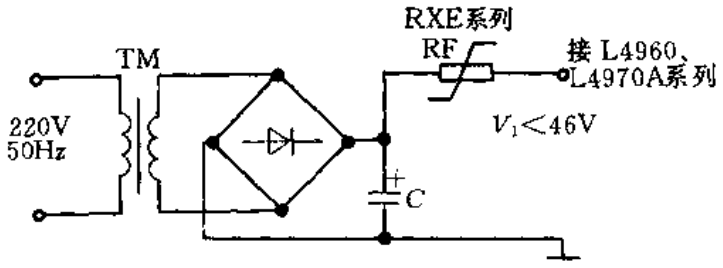


图 10.8.5　单片开关式稳压器的保护电路

阻态，能有效地保护电视机；而当故障消除后它能自行恢复，不影响电视机正常工作。

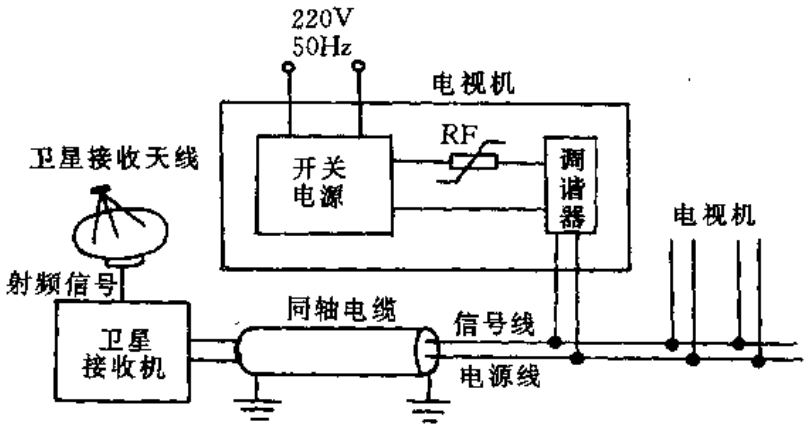


图 10.8.6　自恢复保险丝在卫星接收机中的应用

(3) 自动报警系统的保护电路

在自动报警系统的每个外接单元上，均需加过流或过热保护电路，可采用自恢复保险丝，电路见图 10.8.7。这样可避免任何一单元因过流或过热而损坏，同时也符合美国 UL864 认证

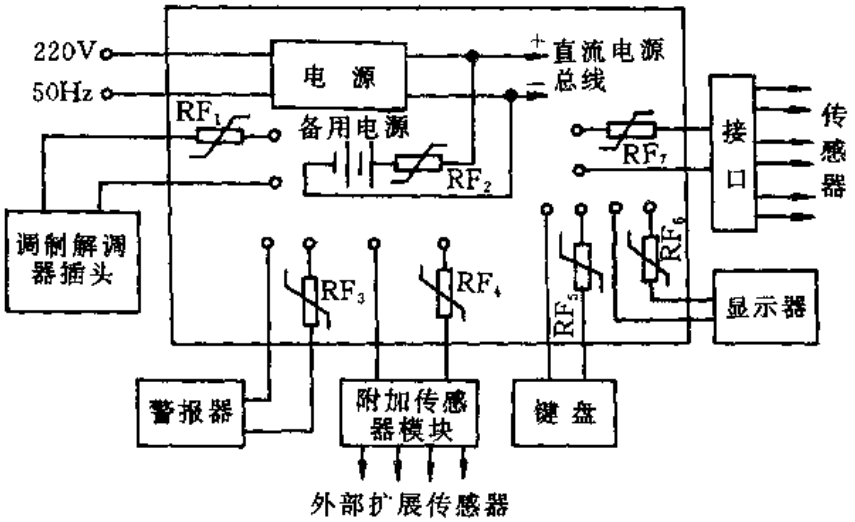


图 10.8.7　自恢复保险丝在报警系统中的应用

中对安全性的规定。

(4) 其他应用

若将自恢复保险丝串在可充电电池组上，就能防止蓄电池因过度充电、外部短路或过热等故障而损坏。当电机负载过重、堵转而造成过热时，很容易烧毁电机。在整流桥后面串入自恢复保险丝后，能对直流电机起到保护作用。把 RXE 系列自恢复保险丝串在音响设备的扬声器上，当过流时能确保扬声器的安全，而自恢复保险丝所引起的功率损耗低于 0.1dB，且不存在电感、电容效应，在听觉频率范围内也不会造成失真。把它串入电源变压器的各次级电路中，可对多路线性稳压电源进行保护。用它取代数字万用表中的保险管，亦是最合适的方案，就不需经常更换熔断的保险管了。

电子镇流器常因日光灯管漏气或灯丝短路而损坏，此时的过电流约为正常工作电流的 2～3 倍。在国标 GB/T15144-94 中规定，电子镇流器要在出现异常情况的 1 小时后仍能正常工作。显然，只需串联一只自恢复保险丝，即可非常有效地进行过流保护，提高电子镇流器工作的可靠性。

3. 检测方法

在业余条件下，可以使用数字万用表来检测自恢复保险丝的好坏。具体方法如下：

(1) 测量室温下的电阻值。一般讲，自恢复保险丝的容量(I_H)愈大，电阻值就愈小。测量结果应符合表 10.8.1 所规定的范围。

表 10.8.1 室温下的电阻值

类型	RGE	RXE	RUE	SMD	miniSMD
$R(\Omega)$	0.002～0.075	0.03～4.50	0.005～0.120	0.025～4.800	0.024～5.00

(2) 检查过流后的自恢复能力

把自恢复保险丝 RF 与电流表串联后，接在直流稳压电源的输出端。要求稳压电源的最大输出电流 I_{OM}必须大于 I_H，且留有足够的余量。首先将稳压输出(V_O)调至零伏，然后逐渐升高 V_O，可观察到电流表读数 I_O 不断增加。一旦 $I_O > I_H$，电流值就突然减小。若瞬间使 $I_O \gg I_H$，则电流读数能大幅度降低。由此证明 RF 已进入高阻态。关断电源后只需放置一段时间，RF 又自动恢复成低阻态。

有条件者可选用稳压、稳流分别可连续调整的直流稳定电源，例如 SS1794 型可跟踪式直流稳定电源。该电源具有稳压输出(0～30V)、稳流输出(0～5A)两种工作模式，使用更加方便。

此外，检查正向温度系数特性及自恢复能力时，还可用加热法来代替通电流法。首先将电吹风、电烙铁等热源移近自恢复保险丝，使之不断升温。利用数字万用表的电阻挡可观察到电阻值迅速增大。然后移开热源，经过几秒钟至几十秒钟后(具体时间视型号规格和过流程度而定)，应恢复成低阻值。但需注意，不要用火焰直接烘烤被测自恢复保险丝，这样容易损坏器件。也禁止将电烙铁直接放到器件上，以免因过热而影响 RF 的性能。

实例：测量一只国产 SD3C 型 3A 自恢复保险丝。首先，在室温下用 VC890D 型数字万用表 200Ω 挡测其电阻值为 0.5Ω。然后，将数字万用表的两支表笔短路，测出表笔引线电阻为 0.4Ω。不难算出实际阻值 $R \approx 0.5\Omega - 0.4\Omega = 0.1\Omega$。为精确起见，另用 ELC—3131D 型数字式 RLC 自动测量仪测出 $R = 0.065\Omega$(已扣除引线电阻和接触电阻值)。再把 VC890D 拨至 10ADC 挡，与 SD3C 串联后接在 SS1794 型可跟踪式直流稳定电源的输出端。当电流读数从零

增加到 3.3A 时，就立刻降到 0.94A。断电后放置 5 秒钟，SD3C 即恢复正常，又可重复上述试验。若电流从零快速增加到 3.7A，I 就立即降到 0.39A，断电后要放置 15 秒种才恢复正常。经上述测试后证明被测自恢复保险丝的质量良好。

10.8.2 单片开关电源常用自恢复保险丝的选取原则及产品型号

1. 选取原则

选取自恢复保险丝时应按下述步骤进行：

(1) 首先确定设备线路的平均工作电流 I、工作电压 V；

(2) 根据 I、V 值、产品类别和安装方式，从表 10.8.2 中选择一种合适类型；

(3) 当设备内部环境温度 $T_A>20℃$ 时，需将 I 折算成实际动作电流 I_H，且 $I_H>I$(参见表 10.8.3)；

(4) 根据 I_H 值确定具体规格(参见表 10.8.4)；

(5) 从相应曲线上查出动作保护时间。

表 10.8.2 主要产品类型及用途

类型	I(A)	V(V)	安装形式	用途
RGE	3.0～24	<16	插件	一般电器
RXE	0.1～3.75	<60	插件	一般电器
RUE	0.9～9	<30	插件	一般电器
SMD	0.3～2.6	15/30/60	表面安装	电脑/一般电器
miniSMD	0.14～1.9	6/13.2/15/30/60	表面安装	电脑/一般电器
SRP	1.0～4.2	<24	片状	电池组
TR	0.08～0.18	<250/600	插件	通信器材

表 10.8.3 不同环境温度下电流值折算率*

类型	−20℃	0℃	20℃	30℃	40℃	50℃	60℃	70℃	85℃
RGE	132%	120%	105%	96%	88%	80%	71%	61%	47%
RXE	136%	119%	100%	90%	81%	72%	63%	54%	40%
RUE	130%	115%	100%	91%	83%	77%	68%	61%	52%
SMD	134%	117%	100%	92%	83%	75%	66%	58%	45%
miniSMD	135%	118%	100%	93%	87%	80%	73%	65%	57%
SRP	135%	118%	100%	92%	85%	77%	69%	60%	50%

* $I_H=I\div$折算率。

表 10.8.4 部分产品的规格

类型	规格	I_H(A)	V_{max}(V)	I_{max}(A)	P_{Dmax}(W)	R_{min}(Ω)	R_{max}(Ω)
miniSMD	C014	0.14	60.00	10	0.80	1.500	5.00
	020	0.20	30.00	10	0.80	0.800	5.00
	C035	0.35	6.00	40	0.60	0.32	1.30
	C050	0.50	15.00	40	0.80	0.150	1.00
	075	0.75	13.20	40	0.80	0.110	0.45
	E190	1.90	16.00	100	1.50	0.024	0.08

续表

类型	规格	I_H(A)	V_{max}(V)	I_{max}(A)	P_{Dmax}(W)	R_{min}(Ω)	R_{max}(Ω)
RXE	010	0.10	60	40	0.38	2.50	4.50
	020	0.20	60	40	0.41	1.83	2.84
	030	0.30	60	40	0.49	0.88	1.36
	040	0.40	60	40	0.56	0.55	0.86
	050	0.50	60	40	0.77	0.50	0.77
	075	0.75	60	40	0.92	0.25	0.40
	110	1.10	60	40	1.50	0.15	0.25
	250	2.50	60	40	2.50	0.05	0.08

表 10.8.4 中，V_{max}、I_{max}、P_{Dmax}、R_{min}、R_{max}分别表示最高工作电压、最大电流、最大功耗、最小电阻值、最大电阻值。图 10.8.8 分别示出 miniSMD020、miniSMD075 的短路电流与动作保护时间关系曲线。

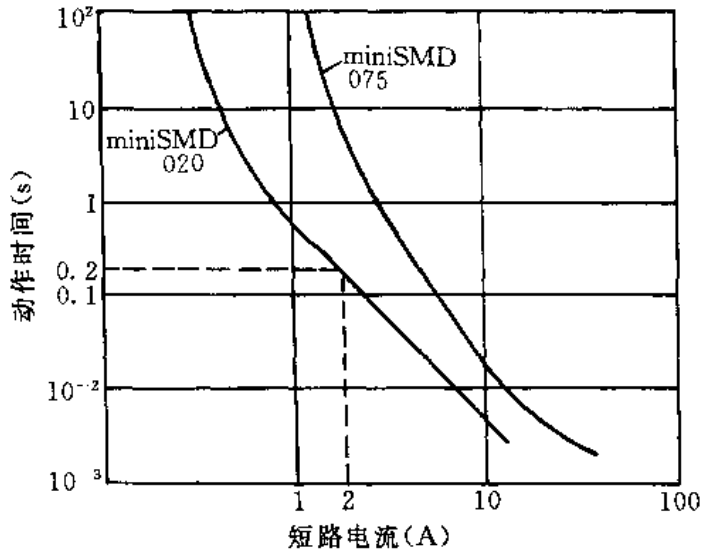
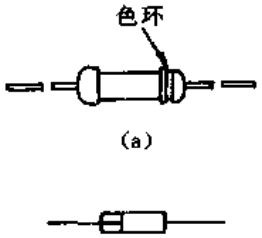


图 10.8.8 短路电流与动作保护时间的关系曲线

举例说明，一台笔记本电脑的键盘(含鼠标器)的工作电流及工作电压分别为 0.1A、3.3V，环境温度 $T_A=40℃$。拟选用 miniSMD 系列自恢复保险丝。查表 10.8.3 可知，40℃时折算率为 87%，故 $I_H=0.1A\div0.87=0.115A$。可选 miniSMD020 规格，其最小外形尺寸为 4.37mm×3.07mm×0.38mm，$I_H=0.20A>0.115A$，实际还留出了一定余量。由图 10.8.8 上查出，当短路电流达 2A 时，其动作保护时间仅为 0.2s。

10.9 熔断电阻器

熔断电阻器(Fusible Resistor)亦称保险电阻器或可熔电阻器，其英文缩写为 FR。它兼有电阻器和熔断器的功能。正常工作时它相当于一只阻值很小的电阻。当电路发生故障，导致电流增大并超过其熔断电流时，它就迅速被熔断，对电路和其他元器件起到过流保护作用。在单片开关电源中，可用熔断电阻器来代替保险管。例如，在图 3.3.3、图 3.3.4 所示开关电源的电路



(a) 外形；(b) 国标符号

图 10.9.1 熔断电阻器

中，就分别采用了一只 1Ω 或 1.8Ω 的熔断电阻器。此外，目前在彩色电视机中也广泛使用熔断电阻器，作为低压电源的保险装置。

熔断电阻器的外形及国标符号如图 10.9.1 所示。国外常用符号见图 10.9.2。熔断电阻器的功率一般为 1/8～3W，阻值为零点几欧至几十欧，最高可达几千欧。熔断电流从几十毫安到几安培，熔断时间为几秒至几十秒。国产金属膜熔断电阻器有 RJ90 系列。RF10、RF11 系列则是专为彩电配套并具有阻燃特性的熔断电阻器，其技术指标见表 10.9。熔断电阻器大多属于一次性产品，熔断后需更换同种规格的产品。目前也有供多次使用的大功率熔断电阻器。

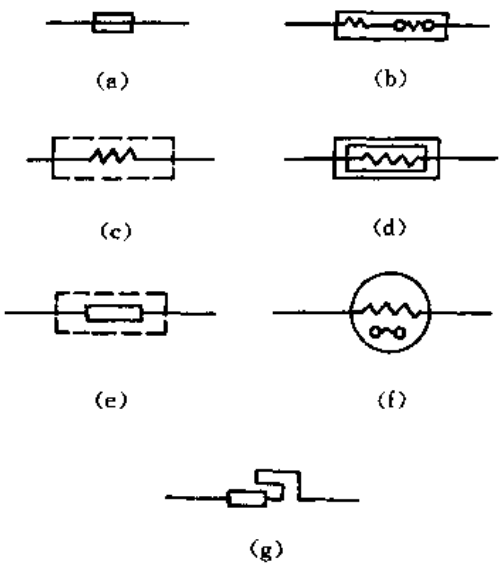


图 10.9.2 国外熔断电阻器的符号

熔断电阻器损坏后必须用相同规格的产品进行更换。熔断电阻器可等效于一只低阻值电阻和保险管的串联电路。假如手头无合适的熔断电阻器，作为应急措施，也可用与之阻值及功率完全相同的碳膜电阻，再串联一只相同容量的保险管进行代换。当流过碳膜电阻的电流过大时，碳膜就因过热而脱落，形成开路，同样能起到保护作用。

表 10.9 RF10 和 RF11 系列产品技术指标

系列	额定功率 (W)	阻值范围 (kΩ)	阻值偏差 ±(%)	稳定度 (%)	温度系数 (10^{-6}/℃)	耐压 (V)	外形尺寸 (mm)
RF10	0.25	0.47～1	5	5	350	250	φ2.5×7
	0.5	0.47～1	5	5	350	250	φ3.9×10.5
	1	0.47～1	5	5	350	350	φ5.5×14
	2	0.47～1	5	5	350	350	φ6.5×17
RF11	0.5	0.33～1.5	5	5	350	1000	φ6.3×13.5
	1	0.33～1	5	5	350	1000	6.5×6.5×14
	2	0.33～1	5	5	350	1000	7.4×7.4×19
	3	0.33～3.3	5	5	350	1000	10.5×10.5×23

10.10 负温度系数热敏电阻器及软启动功率元件

10.10.1 负温度系数热敏电阻器及软启动功率元件简介

1. 负温度系数热敏电阻器

负温度系数(NTC)热敏电阻器是由锰、钴、镍的氧化物烧结成半导体陶瓷而制成的。其特点是在工作温度范围内电阻值随温度的升高而降低，其电阻温度系数 $\alpha_T \approx -(1\sim6)\%/℃$。典型产品的电阻-温度特性如图 10.10.1 所示。当温度大幅度升高时，电阻值可降低 3～5 个数量级。常见的 NTC 热敏电阻器有圆片形、垫圈形、管形、球形等，其外形及电路符号如图 10.10.2 所示。

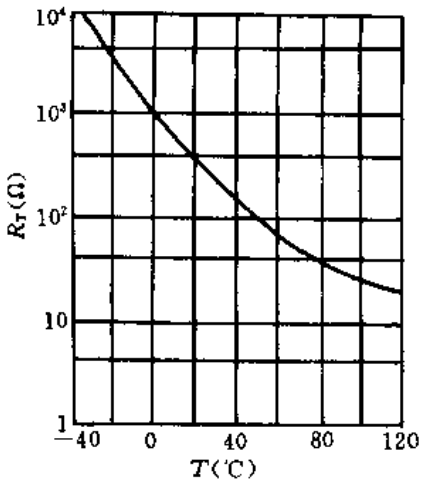


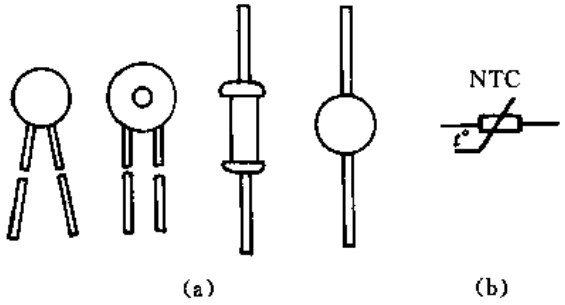
图 10.10.1 NTC 热敏电阻的 R_T-T 特性曲线

NTC 热敏电阻器的主要参数如下：

R_{T0}：零功率电阻值，它表示热效应可忽略不计时在 25℃环境温度下的阻值，即元件上所标阻值，亦称标称阻值；

α_T：零功率电阻温度系数，表示在零功率条件下温度每变化 1℃所引起电阻值的相对变化率，单位是“%/℃”(均为负值)；

δ：耗散系数，是指热敏电阻器每变化 1℃所消耗功率的相对变化量，单位是 mW/℃。



(a) 外形；(b) 符号

图 10.10.2 NTC 热敏电阻器的外形及符号

国产 NTC 热敏电阻器有 MF 系列产品，其中 M 表示敏感元件，F 代表负温度系数。国外产品有 SB 1、D22A 等型号。几种典型产品的主要参数见表 10.10.1。利用 NTC 热敏电阻器可构成温度传感器、温度补偿器、温度控制器、保护电路等。

表 10.10.1 几种 NTC 产品的主要参数

产品型号	标称阻值	额定功率 (W)	测量功率 (mW)	时间常数 (s)	耗散系数 (mW/℃)	主要用途
MF12—0.25	1kΩ～1MΩ	0.25	0.04	≤15	3～4	温度补偿
MF12—0.5	100Ω～1.2MΩ	0.5	0.47	≤35	5～6	温度补偿
MF12—1	56Ω～5.6kΩ	1	0.2	≤80	12～14	温度补偿

续表

产品型号	标称阻值	额定功率(W)	测量功率(mW)	时间常数(s)	耗散系数(mW/℃)	主要用途
MF13—0.25	820Ω～300kΩ	0.25	0.1	≤85	≥4	测温与控温
RRW2	6.8～500kΩ	0.03	—	≤0.5	≤0.2	稳幅

2. 软启动功率元件

近年来问世的软启动功率元件也属于NTC热敏电阻器中的一类。其特点是标称阻值低(仅为1～47Ω)、额定功率高(10～500W)、工作电流大(1～10A)，特别适合作为开关电源的软启动保护元件。其外形与图10.10.2(a)中的圆片形相同，片径为φ5～φ15mm。典型产品见表10.10.2。软启动功率元件在开关电源中的应用如图10.10.3所示，它在这里起到瞬间限流保护作用。220V交流电首先通过桥式整流变成脉动直流，然后依次经过5-052型软启动功率元件和滤波电容，产生约为+300V的直流高压V_1，送至脉宽调制器(PWM)中。刚通电时因滤波电容C上两端压降不能突变，其容抗趋于零，故瞬间充电电流很大，容易损坏200μF/400V的高压电解电容。为解决这一问题，通常采用"硬启动"方式，即在电路中串入一只几欧姆的低阻值限流电阻R。然而普通电阻器的阻值基本是固定的，在开关电源转入正常工作之后，R上的功耗必然导致开关电源效率降低。更好的方案是选用软启动功率元件来代替普通的限流电阻，并且阻值可选得稍高些。其工作特点是刚启动电源时R的阻值较高，瞬间限流效果好，但随着有电流通过而发出热量，其阻值迅速减小，功耗显著降低，真正起到一举两得的效果。例如一种IBM PC机的开关电源，可输出+5V(15A)、−5V(0.5A)、+12V(5A)、−12V(0.5A)四路稳压电源，在电路中就采用两只大功率的负温度系数热敏电阻器，将微机通电时产生的冲击电流限制在允许范围之内[2]。

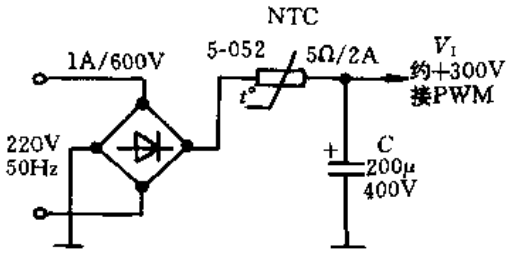


图10.10.3 软启动功率元件在开关电源中的应用

表10.10.2所列的型号中，第一部分的数字代表直径(mm)，第二部分前两位数字是标称阻值(Ω)，最后一位数字表示额定电流(A)。

表10.10.2 软启动功率元件典型产品

型号	标称阻值(Ω)	额定电流(A)	额定功率(W)
8—101	10	1	10
5—052	5	2	20
10—103	10	3	90
13—056	5	6	180
15—204	20	4	320
15—473	47	3	423

10.10.2 检测方法

1. 检测 NTC 热敏电阻器

在业余条件下可用万用表检测 NTC 热敏电阻器。

(1) 测量零功率下的标称电阻值 R_{T0}

测量 R_{T0}时应注意两点：第一，测量功率不得超过规定值(参见表 10.10.1)，以免因电流的热效应而引起测量误差；第二，环境温度应尽量接近于 25℃。以 MF12—1 型为例，其额定功率为 1W，测量功率 $P_1=0.2$mW。假定标称阻值为 10kΩ，则测试电流应为

$$I=\sqrt{\frac{P_1}{R_{T0}}}=\sqrt{\frac{0.2\times10^{-3}}{10\times10^{3}}}=141\mu A$$

显然，选择 R×1k 挡比较合适，该挡的满度电流 I_M 通常为几十微安至一百几十微安。500 型万用表 R×1k 挡的 $I_M=150\mu A$，与 141μA 很接近。对于低阻值的热敏电阻器应尽量选较高的电阻挡，以减小测试电流所产生的热效应。

(2) 估测电阻温度系数 α_T

首先在室温 T_1 下测得电阻值 R_{T1}，再用电吹风机或电烙铁作热源，靠近 NTC 热敏电阻器，如图 10.10.4 所示，记下电阻值 R_{T2}，并用标准温度计测出 NTC 表面的平均温度 T_2，然后代入下式估算 α_T 值：

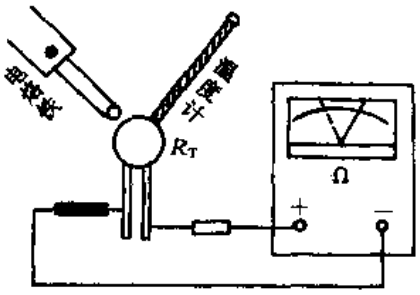


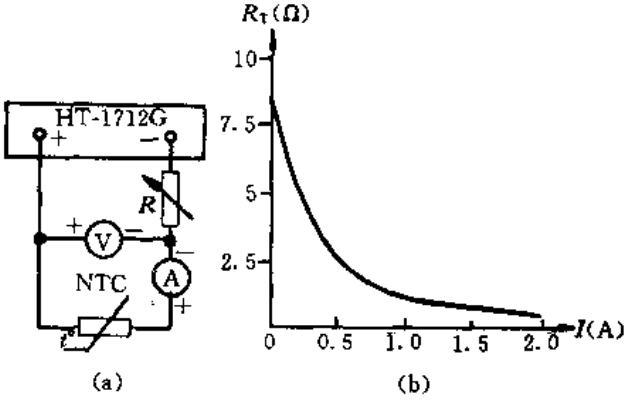
图 10.10.4 估测 α_T 的方法

$$\alpha_T=\frac{1}{R}\cdot\frac{dR}{dT}\approx\frac{R_{T2}-R_{T1}}{R_{T1}(T_2-T_1)} \qquad (10.10)$$

当 $\alpha_T<0$ 时即为 NTC 热敏电阻器。

2. 检测软启动功率元件

按照图 10.10.5(a)接好电路，利用 HT—1712G 型直流稳压电源给软启动功率元件提供



(a) 测量电路；(b) R_T-I 特性曲线

图 10.10.5 检测软启动功率元件

电流，选 A14 型滑线变阻器来改变电流 I 的大小。连续调节 R，用两块万用表分别测出元件的 V、I 值，并且计算出所对应的 R_T 值。实测 5—052 型软启动功率元件的数据见表 10.10.3。由此绘出的 R_T-I 特性曲线如图 10.10.5(b)所示。

表 10.10.3　测量 5—052 的数据

元件电压 V(V)	0	0.64	1.02	1.27	1.25	1.17	1.10	1.03	0.98
测试电流 I(A)	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	1.0	1.5	2.0
热敏电阻值 R_T(Ω)	8.4*	6.4	5.1	4.2	3.1	2.3	1.1	0.69	0.49

*　不接电源时预先测出的冷态电阻值。

10.11　软磁铁氧体磁芯

在设计高频变压器时，必须正确选择磁芯材料及磁芯的外形尺寸。若因磁芯材料选用不当，就会增大损耗，影响单片开关电源的总体性能。磁芯尺寸偏小时会降低输出功率；而磁芯尺寸过大，又会增加高频变压器的体积并造成浪费。

10.11.1　软磁铁氧体磁芯的性能与产品规格

经磁化后很容易退磁的磁性材料称作软磁性材料，其矫顽力很小。软磁铁氧体是磁性材料中的重要一类，其应用领域十分广泛，例如开关电源中的高频变压器磁芯，收音机中的磁性天线、中频变压器磁芯，录像机磁头，电视机偏转线圈的磁环等。

软磁铁氧体磁芯的品种繁多，形状各异，可作如下分类：

(1) 按形状分类，主要有环形磁芯(简称磁环)，罐形磁芯(磁罐)，螺纹磁芯，管形磁芯，E 形、I 形、T 形、U 形、工字形、王字形、日字形。此外还有单孔、双孔和多孔磁芯。将两个 E 形磁芯对接起来，就构成 EE 型磁芯。若将 E 形磁芯与 I 形磁芯对接，则组成 EI 形磁芯。

(2) 按工作频率划分，有低频、中频、高频、甚高频磁芯。

(3) 按材料划分，材料的牌号如下：

MXO——锰锌铁氧体；

NXO——镍锌铁氧体；

NQ——镍铅铁氧体；

NGO——镍锌高频铁氧体；

GTO——甚高频铁氧体；

常见软磁铁氧体磁芯的材料性能见表 10.11.1。表中的居里温度(T_C)是指当介质常数(现指电阻率)出现峰值时铁电介质的温度。由于 NQ、NGO、GTO 型软磁铁氧体材料的电阻率极高，接近于无穷大，故表中未列出具体数值。

表 10.11.1　几种软磁铁氧体磁芯材料性能

磁芯型号	磁导率 μ(H/m)	居里温度 T_C(℃)	电阻率 ρ(Ω·cm)	饱和磁通密度 B_S(mT)	矫顽力 (A/m)	最高工作频率 f_{max}(MHz)
MXO—2000	2000	150	1×10^2	400	24	0.5
NXO—20	20	400	1×10^6	200	790	50
NQ—10	10	400	极高	180	2390	300
NGO—5	5	350	极高	60	3180	300
GTO—16	16	200	极高	200	500	700

单片开关电源的工作频率一般为几十千赫至几百千赫，可选 MXO—2000 型材料，其 B-H 曲线如图 10.11.1 所示。由它制成的 E 型磁芯的外形如图 10.11.2 所示。这种磁芯具有漏感小、磁耦合性能好、绕制方便等优点。国产 E 型磁芯部分产品的规格见表 10.11.2。表中，S_j 为磁芯有效截面积，D 为磁芯厚度，有公式

$$S_j = C \cdot D \tag{10.11.1}$$

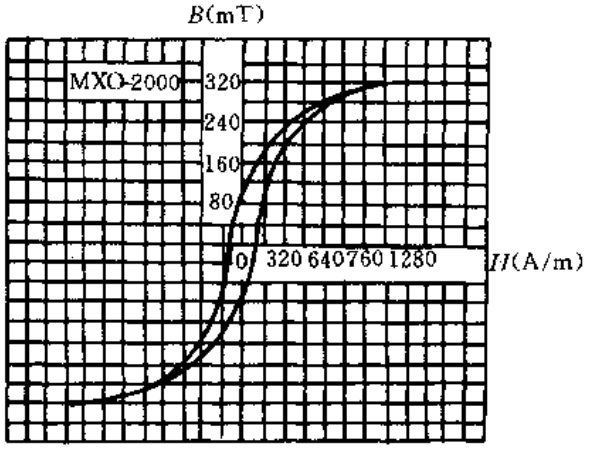


图 10.11.1　MXO—2000 材料的 B-H 曲线

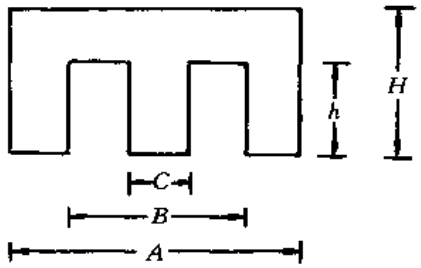


图 10.11.2　E 型磁芯的外形

表 10.11.2　部分国产 E 型磁芯的尺寸规格

产品型号*	外形尺寸(mm)**						磁芯截面积 S_j(cm²)
	A	B	C	h	H	D	
E—16	16	12	4	6	8	4.5	0.18
E—19	19	14	4	6	7	5	0.20
E—25	25	19	7	13	17	6	0.42
E—28	28	19	7.5	8	17	10.5	0.78
E—30	30	20	11	17	21	10.5	1.15
E—35	35	25	10	18	20	10	1.00
E—40	40	28	12	21	27	11.5	1.38
E—50	50	34	15	24.5	33	15	2.25
E—60	60	44	16	36	28	16	2.56

*　除表中所列型号之外，还有 E—12、E—20 等多种型号。

**　外形尺寸允许有一定偏差，另外国产新、旧型号中所规定的外形尺寸有很大差异。例如旧型号中 E 后面的数字代表舌宽，并且用 A 表示舌宽尺寸。

式中，C 为舌宽(mm)，S_J 的单位取 cm^2。

EI 型铁氧体磁芯的外形如图 10.11.3 所示，其外形尺寸见表 10.11.3。

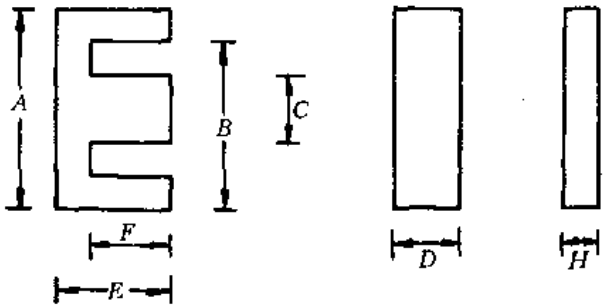


图 10.11.3 EI 型铁氧体磁芯的外形

表 10.11.3 EI 型磁芯的尺寸规格

部分产品型号	外形尺寸(mm)*						
	A	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*H*
EI30	30	19	11	11	21	16	5.5
EI40	40	27	12	12	27	21	7.5
EI50	50	34	15	15	33	24.5	9
EI60	60	44	16	16	36	28	8.5

* B 为最小尺寸，E 为参考尺寸。

10.11.2 单片开关电源中高频变压器磁芯的选择

高频变压器的最大承受功率 P_M 与磁芯截面积 S_J(单位是 cm^2)之间存在下述经验公式：

$$S_J = 0.15\sqrt{P_M} \tag{10.11.2}$$

式中 P_M 的单位取 W。举例说明，某单片开关电源的额定输出功率为 55W，设开关电源的效率 $\eta=70\%$，则高频变压器的额定输入功率 $P_i=55W\div70\%=78.6W$。实取 $P_M=80W$，代入式(10.11.2)中求出 $S_J=1.34cm^2$。可选择 E-40 型磁芯，其磁芯截面积为 $1.38cm^2$，参见表 10.11.2。

磁芯型号与开关电源输出功率的对照情况见表 10.11.4，可供选择磁芯时参考。需要说明两点：①表中给出的是输出功率范围，在此范围内，P_O 愈大，磁芯尺寸也要相应增加；②在同样情况下，采用三重绝缘线可选择尺寸较小的磁芯，以减小高频变压器的体积。

表 10.11.4 输出功率与磁芯型号对照表

输出功率范围 P_O(W)	铁氧体磁芯的型号	
	用常规漆包线绕制	用三重绝缘线绕制
0～10	EE20 EF20 EEL16 或 EEL19 EPC25 EPD25	EE16 或 EE19 EI16 或 EI19 EFD15 EF16 EPC17

续表

输出功率范围 P_0(W)	铁氧体磁芯的型号	
	用常规漆包线绕制	用三重绝缘线绕制
10～20	EE22 EE25 EEL19 EPC25 EPD25	EE19 或 EE20 EI19 或 EI22 EPC19 EF20 EFD20
20～30	EE28 或 EE30 EI30 EF30 EFD30 EPC30 EER28 ETD29	E24 或 E25 EI25 或 EI28 EF25 EFD25 EPC25
30～50	EE30 或 EE35 EER28、EER28L 或 EER35 EI30 ETD29	EI28 或 EI30 EF30 EER28 ETD29
50～70	EE40 ETD34 或 ETD39 EER35	EE35 EI35 EER35 ETD34
70～100	EE40 或 EE45 ETD39 EER40 E21	EE40 EI40 ETD34 EER35 E21

10.12 漆包线与三重绝缘线

电磁线是一种带绝缘层的导电金属线，用于绕制工频变压器、高频变压器、电动机和发电机的绕组。其作用是通过电流来产生磁场或者是切割磁力线产生电流，实现电能与磁能的互相转换。

电磁线分为漆包线、丝包线、无机绝缘电磁线和特种电磁线等多种类型。三重绝缘线则是新问世的一种高性能电磁线。

10.12.1 漆包线

漆包线的表面有一层均匀的漆膜，光滑柔软，绝缘性能好，便于手工或自动化绕制，成本低廉。漆包线的线径均指裸导线。目前常用的大多属高强度漆包线(QQ 型)。

国内外漆包线规格见表 10.12。我国采用公制线规。表中的 AWG 为美制线规，SWG 为英

制线规，注意其线号愈大，导线愈细。欧美国家常用“圆密耳”作导线横截面积单位，换算关系为 $1mm^2=1980$ 圆密耳。

表 10.12　国内外漆包线的规格

公制裸线线径*（mm）	近似美制线规 AWG	近似英制线规 SWG	QQ—1 型最大外径（mm）	裸线横截面积（mm^2）	每厘米可绕匝数**（匝/cm）
0.050	43	47	0.065	0.00196	153.8
0.060	42	46	0.080	0.00283	125.0
0.070	41	45	0.090	0.00385	111.1
0.080	40	44	0.100	0.00503	100.0
0.090	39	43	0.110	0.00636	90.9
0.100	38	42	0.125	0.00785	80.0
0.110	37	41	0.135	0.00950	74.0
0.130	36	39	0.155	0.01327	64.5
0.140	35		0.165	0.01539	60.6
0.160	34	37	0.190	0.02011	52.6
0.180	33		0.210	0.02545	47.6
0.200	32	35	0.230	0.03142	43.4
0.230	31		0.265	0.04115	37.7
0.250	30	33	0.290	0.04909	34.3
0.290	29	31	0.330	0.06605	30.3
0.330	28	30	0.370	0.08553	27.0
0.350	27	29	0.390	0.09621	25.6
0.400	26	28	0.440	0.1257	22.7
0.450	25		0.490	0.1602	20.4
0.560	24	24	0.610	0.2463	16.3
0.600	23	23	0.650	0.2827	15.3
0.710	22	22	0.760	0.3958	13.1
0.750	21		0.810	0.4417	12.3
0.800	20	21	0.860	0.5027	11.6
0.900	19	20	0.960	0.6362	10.4
1.000	18	19	1.07	0.7854	9.3
1.250	16	13	1.33	1.2266	7.5
1.500	15		1.58	1.7663	6.3
2.000	12	14	2.09	3.1420	4.7
2.500			2.59	4.9080	3.8
3.00				7.0683	

*　国外公制线径还有 0.220、0.280、0.320、0.550(mm)等规格。

**　仅对国产 QQ—1 高强度漆包线而言。

10.12.2 三重绝缘线

1. 三重绝缘线的结构特点

三重绝缘线(Triple Insulated Wire)是近年来国际上新开发的一种高性能绝缘导线。这种导线有三个绝缘层，中间是芯线。第一层是呈金黄色的聚酰胺薄膜，国外称之为"黄金薄膜"，其厚度为几个微米，却可承受 3kV 的脉冲高压；第二层为高绝缘性的喷漆涂层；第三层(最外层)是透明的玻璃纤维层。绝缘层的总厚度仅为 20～100μm。三重绝缘线适用于尖端技术、国防领域，制作微型电机绕组、小型化开关电源的高频变压器绕组。其优点是绝缘强度高(任何两层之间均可承受交流 3000V 的安全电压)，不需要加阻挡层以保证安全边距，也不用在级间绕绝缘胶带层；电流密度大。用它绕制的高频变压器，比用漆包线绕制的体积可减小一半。三重绝缘线的质地坚韧，需加温到 200～300℃才能变软，进行绕制。绕制完毕，遇冷后线圈即可自动成型。

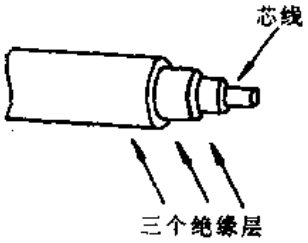


图 10.12 标准型三重绝缘线的结构

三重绝缘线的结构分为三种：标准型、自粘接型、绞合线型。标准型结构的绝缘层材料可选软钎焊的聚酯类耐热树脂和聚酰胺类树脂构成，具有良好的电气性能，其结构如图 10.12 所示。以日本古河电气工业公司生产的 UEW、TEX -E 标准型三重绝缘线为例，其主要性能指标见表 10.12.2。自粘接型结构是在标准型的外侧附加了自粘着层，适合于无线圈的骨架。绞合线型中的导线是多股绞合线，外侧具有三个绝缘层，它适用于高频领域。

表 10.12.2 UEW、TEX—E 标准型三重绝缘线的主要性能指标

三重绝缘线类型		UEW	TEX—E
尺寸(mm)	导线直径	0.400	0.400
	成品直径	0.440	0.600
	被膜层厚度	0.020	0.100
绝缘击穿电压[共三层](kV)		11.0	>19.1
耐电压[1分钟，共三层](kV)		——	>10.0
软钎焊所需焊接时间[420℃](s)		2.0	2.0
火花试验[3000V](个/30m)		4～15	0
软化温度(℃)		270	231
单向磨损(N)		14.31	19.31
往复磨损(次)		60	285
耐化学性(混合二甲苯、苯乙烯)		5H	3H

三重绝缘线特别适合于绕制小型化、高效率开关电源中的高频变压器。以采用 TEX—E 的高频变压器为例，由于省去了层间绝缘带，也不必加阻挡层，因此它要比用漆包线绕制传统变压器的体积减小 1/2，而重量大约减小 2/3，可大大节省材料和加工费用。鉴于三重绝缘线的价格昂贵，因此它特别适合于绕制小型化单片开关电源的高频变压器次级绕组，而初级绕组和反馈绕组仍采用普通漆包线绕制。

三重绝缘线产品必须通过国际权威机构的安全性认证，例如 UL、CSA、BSI、NEMKO、

VDE 等认证。所使用的安全标准主要有 IEC950、UL1950、CSA C22. 2No. 950-95、EN60950A3(A4)、HD195S6。

2. 三重绝缘线的产品分类

TEX—E 标准型三重绝缘线的产品分类见表 10. 12. 3。

表 10. 12. 3 TEX—E 标准型三重绝缘线的产品分类

导线直径 (mm)	容许公差 (mm)	成品标称外径 (mm)	成品最大外径 (mm)	导线电阻 (Ω/km)	质量 (kg/km)
0. 20	±0. 008	0. 400	0. 417	607. 6	0. 398
0. 22	±0. 008	0. 420	0. 437	498. 4	0. 465
0. 24	±0. 008	0. 440	0. 457	416. 2	0. 537
0. 26	±0. 010	0. 460	0. 477	358. 4	0. 616
0. 28	±0. 010	0. 480	0. 497	307. 3	0. 697
0. 30	±0. 010	0. 500	0. 520	262. 9	0. 786
0. 35	±0. 010	0. 550	0. 570	191. 2	1. 033
0. 40	±0. 010	0. 600	0. 625	145. 3	1. 316
0. 50	±0. 010	0. 700	0. 725	91. 43	1. 985
0. 60	±0. 020	0. 800	0. 825	65. 26	2. 793
0. 70	±0. 020	0. 900	0. 925	47. 47	3. 741
0. 80	±0. 020	1. 000	1. 030	36. 08	4. 829
0. 90	±0. 020	1. 100	1. 130	28. 35	6. 056
1. 00	±0. 030	1. 200	1. 230	23. 33	7. 422

3. 三重绝缘线的使用注意事项

(1) 存放及使用环境

三重绝缘线存放条件是环境温度为－25～30℃，相对湿度为 5%～75%，保存期为一年。禁止在高温、高湿度、日光直射、粉尘环境下存放三重绝缘线。对超过保管期的三重绝缘线，必须重新做绝缘击穿电压、耐压、可绕性等试验，方可使用。

(2) 绕线时的注意事项

① 三重绝缘线是靠被膜来强化绝缘的。若被膜因受机械应力或热应力而发生严重变形、损伤时，安全性标准就无法保证。

② 变压器骨架上不得有毛刺，接触导线的拐角部分要圆滑(形成倒角)。出线嘴的内径应为导线外径的 2～3 倍。

③ 切断的导线末端十分锐利，不要贴近导线被膜。

(3) 剥离被膜的方法

剥离被膜时需采用专用的三重绝缘线剥膜机或可调式剥膜仪等设备。其特点是一边熔化被膜，一边进行剥离工作，因此不会损伤导线。如果使用普通的电线剥膜机来剥除绝缘被膜，导线有可能被拉细甚至被拉断。

(4) 焊接装置

焊接三重绝缘线的装置有两种。一种是静止式软钎料槽，适于焊接 ϕ0. 40mm 以下的三重

绝缘线。软钎焊时在软钎料槽中水平移动并震动线圈骨架，就能在短时间内完成焊接工作。为防止在软钎料槽中长时间浸渍而将被膜熔化，亦可采用重复 2～3 次焊接的方法。另一种焊接装置是带风冷的喷射式软钎料槽，能同时进行多个线圈骨架的焊接，适合大批量生产。

参 考 文 献

[1] 沙占友. 新编实用数字化测量技术. 北京:国防工业出版社,1998.1

[2] 沙占友. 新型特种集成电源及应用. 北京:人民邮电出版社,1998.3

[3] 沙占友. 模拟与数字万用表检测及应用技术. 北京:电子工业出版社,2000.5

[4] 徐德高等. 脉宽调制变换器型稳压电源. 北京:科学出版社,1983.6

[5] 叶慧贞等. 开关稳压电源. 北京:国防工业出版社,1993

[6] 曲学基等. 稳定电源实用手册. 北京:电子工业出版社,1994.11

[7] 赵效敏译. 开关电源设计手册. 八四一研究所情报资料室,1990.10

[8] Power Integrations, Inc. Supplemental Data Book and Design Guide, 1998

[9] PI 公司产品手册. 1999～2000

[10] Motorola 公司产品手册. 1999

[11] SGS-Thomson 公司产品样本. 1995

[12] 沙占友. 单片开关式集成稳压器的原理及应用. 电测与仪表,1990. No8

[13] 沙占友. 电源噪声滤波器. 自动化仪表,1991. No9

[14] 沙占友. 小功率线性稳压电源的优化设计. 电子技术,1997. No1

[15] 沙占友. 开关电源的电路设计. 电气自动化,1997. No3

[16] 沙占友,王彦朋. 笔记本电脑开关电源的电路设计. 今日电子,1997. No8

[17] 沙占友. 高效率脉冲频率调制式开关电源. 集成电路通讯,1997. No3

[18] 沙占友. 电磁兼容性设计与测量. 电子测量技术,1997. No4

[19] 沙占友. 单片开关电源的发展及其应用. 电子技术应用,2000. No1

[20] 沙占友,张英,李春明,王晓君. 单片开关电源电磁干扰的分析及抑制方法. 全国第六届电子测量与仪器学术会议论文. 电子测量与仪器学报,2000增刊

[21] 沙占友,刘勇,安兵菊. AC/DC 开关电源模块的电路设计. 电测与仪表,1999. No9

[22] 沙占友,王晓君,唱春来,李春明. 单片 AC/DC 变换式精密开关电源. 电子技术应用,1999. No12

[23] 沙占友,王晓君,唱春来. 自恢复保险丝的原理与应用. 电工技术,2000. No1

[24] 沙占友. 单片集成精密开关电源模块的设计. 集成电路通讯,2000. No2

[25] 庞志锋,沙占友,张苏英. A Study of the Control System with Intelligent Temperature Sensors, ICEMI '99 Harbin China, 1999.8(ISTP 收录)

[26] 沙占友,唱春来,陈书旺,王彦朋. 真有效值数字仪表的设计,CTC '2000全国测试学术会议论文集,北京,电子测试增刊,2000.10

[27] 沙占友,张英,唱春来,王彦朋. 三端单片开关电源的原理与应用. 电测与仪表,2000. No7

[28] 沙占友,王彦朋,武卫东. TinySwitch 单片开关电源的原理与应用. 电子技术,2000. No10

[29] 沙占友,王晓君,唱春来. MC33370系列单片开关电源的原理与应用. 仪表技术,

2000. No5
[30] 沙占友. 单片开关电源的原理. 电工技术，2000. No9
[31] 沙占友，王彦朋，张英. 单片开关电源的快速设计法. 电源应用技术，2000. No9
[32] 沙占友，王彦朋. 手机镍氢电池快速充电器. 中国电源，2000. No3
[33] 沙占友，庞志锋，武卫东. 多路输出式单片开关电源的电路设计. 电源技术应用，2000. No10
[34] 沙占友，睢丙东，王彦朋. 数字仪表的在线测量技术. 电工技术，1999. No11
[35] 沙占友. 集成电路发展的新趋向. 集成电路通讯，1991. No3
[36] 沙占友，王彦朋，唱春来，张英. 单片开关电源的电磁兼容性设计. 电测与仪表，2000. No8

内 容 简 介

单片开关电源集成电路于20世纪90年代中、后期问世以来，在国际上获得广泛应用，已成为开发中、小功率无工频变压器式高效开关电源的首选产品。本书从实用角度出发，全面系统深入地阐述了单片开关电源的设计与应用。全书共10章。第1至4章分别介绍了六大系列TOPSwitch、TOPSwitch—Ⅱ、TinySwitch、TNY256、MC33370、TOPSwitch—FX等67种型号的单片开关电源集成电路的原理与应用。第5章讲述L4960、L4970/4970A系列15种型号的单片开关式稳压器。第6章介绍16种单片开关电源模块的设计。第7章阐述单片开关电源的特殊应用。第8、9、10章分别介绍单片开关电源的设计指南、电磁兼容性及测试技术、外围电路关键元器件的选择。这是国内第一部关于单片开关电源的专著，充分反映了该领域的国内外最新研究成果。

本书题材新颖，内容丰富，深入浅出，具有科学性、先进性与很高的实用价值，可供各类电子技术人员、高校师生和电子爱好者阅读。

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有，翻版必究。

图书在版编目(CIP)数据

新型单片开关电源的设计与应用/沙占友等编著．－北京：电子工业出版社，2001.6
ISBN 7-5053-4880-9

Ⅰ.新… Ⅱ.沙… Ⅲ.单片电路-开关电源 Ⅳ.TM91

中国版本图书馆CIP数据核字(2000)第88374号

书　　名：新型单片开关电源的设计与应用
编 著 者：沙占友　等
责任编辑：魏永昌
特约编辑：李双庆
排版制作：电子工业出版社计算机排版室
印 刷 者：北京四季青印刷厂
装 订 者：河北省涿州桃园装订厂
出版发行：电子工业出版社　URL:http://www.phei.com.cn
　　北京市海淀区万寿路173信箱　邮编100036
经　　销：各地新华书店
开　　本：787×1092　1/16　印张：21.75　字数：552千字
版　　次：2001年6月第1版　2001年6月第1次印刷
书　　号：ISBN 7-5053-4880-9/TN·1184
印　　数：6000册　　定价：30.00元

凡购买电子工业出版社的图书，如有缺页、倒页、脱页、所附磁盘或光盘有问题者，请向购买书店调换；
若书店售缺，请与本社发行部联系调换。电话　68279077