

开关电源设计与应用系列书

开关电源设计

入门与实例解析

沙占友 王彦朋 安国臣 孟志永 著



中国电力出版社

www.cepp.com.cn

开关电源设计与应用系列书

开关电源设计

入门与实例解析

沙占友 王彦朋 安国臣 孟志永 著



中国电力出版社
www.cepp.com.cn

内 容 简 介

本书全面、系统地阐述了开关电源的设计入门知识，并对一些典型设计实例做以解析。本书遵循先易后难、化整为零、突出重点和难点的原则，在介绍开关电源基本原理与构成的基础上，首先将开关电源划分成若干个基本单元电路，依次阐述开关电源一次侧外围电路的设计、高频变压器的设计、二次侧输出电路及反馈电路的设计，再介绍整机电路设计，最后以图表的形式简明扼要地分析了 28 种新型开关电源的设计实例。所述内容可帮助读者快速、全面、系统地掌握开关电源的设计与制作知识。

本书融实用性、科学性于一体，内容由浅入深，循序渐进，通俗易懂，图文并茂，是一本开关电源的入门指南，适合开关电源行业中的工程技术人员和初学者阅读。

图书在版编目 (CIP) 数据

开关电源设计入门与实例解析/沙占友等著. —北京: 中国电力出版社, 2009

(开关电源设计与应用系列书)

ISBN 978 - 7 - 5083 - 9379 - 7

I. 开… II. 沙… III. 开关电源—设计 IV. TN86

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2009) 第 155948 号

中国电力出版社出版、发行

(北京三里河路 6 号 100044 <http://www.cepp.com.cn>)

航远印刷有限公司印刷

各地新华书店经售

*

2009 年 10 月第一版 2009 年 10 月北京第一次印刷

850 毫米×1168 毫米 32 开本 9.25 印张 266 千字

印数 0001—3000 册 定价 19.00 元

敬告读者

本书封面贴有防伪标签，加热后中心图案消失

本书如有印装质量问题，我社发行部负责退换

版权专有 翻印必究

前言

尽管开关电源的电路可以千变万化，其基本构成却大致相同。主要包括一次侧外围电路（含输入端保护电路、输入整流滤波器和钳位保护电路）、主控制芯片（PWM 控制器或单片开关电源集成电路）、高频变压器、二次侧输出电路、反馈电路、偏置电路及其他保护电路。

鉴于目前国内已出版的专门介绍开关电源设计基础的书籍还很少，而广大读者迫切需要能更快速、全面、系统地掌握开关电源的入门知识、从单元电路到整机电路的设计方法、设计实例及注意事项。为此，我们在系统总结从事开关电源研究工作所积累的经验及部分科研成果的基础上，参考国外厂家提供的最新资料后撰成本书，以满足开关电源行业中的工程技术人员和初学者的急需。本书为“开关电源设计与应用系列书”的分册。该丛书还包括《开关电源外围元器件选择与检测》、《开关电源优化设计》和《开关电源制作与调试》。

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，题材新颖，编排合理。本书遵循先易后难、化整为零、突出重点和难点的原则，在介绍开关电源基本原理与构成的基础上，将开关电源划分成若干个基本单元电路，依次阐述开关电源一次侧外围电路的设计、高频变压器的设计、二次侧输出电路及反馈电路的设计，然后介绍整机电路设计。

第二，全面、系统地阐述了开关电源的基本设计方法和设计要点。以第三章为例，所介绍开关电源一次侧外围电路的设计，不仅包括输入保护电路、电磁干扰滤波器和输入整流滤波电路，还包括漏极钳位保护电路的设计、功率开关管的选择等内容，给读者以完整、清晰的概念。

第三，深入浅出，通俗易懂，实用性强。例如，第一、二章分别讲述开关电源的基础知识和基本控制电路，作为初学者的人门篇。第六章在阐述开关电源整机电路设计时，还突出介绍了开关电源散热器实用设计方法及设计实例。第七~九章以图表的形式简明扼要地分析了28种新型开关电源的设计实例，这对读者学习设计和制作开关电源具有重要参考价值。

第四，信息量大，知识面宽，便于读者触类旁通，举一反三，灵活运用。

沙占友教授撰写了第三章、第四章、第五章和第六章，并完成了全书的审阅和统稿工作。王彦朋教授撰写了第一章和第七章，安国臣、孟志永老师合撰了第二章、第八章和第九章。

李学芝、沙江、韩振廷、张文清、宋怀文、陈庆华、王志刚、刘立新、张启明、刘东明、赵伟刚、宋廉波、刘建民、李志清、郑国辉、王金和同志也参加了本书撰写工作。

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



前 言

| | |
|--------------------------|----|
| ■ 第一章 开关电源的基础知识 | 1 |
| 第一节 开关电源名词解释 | 1 |
| 第二节 集成稳压电源的分类 | 7 |
| 一、集成稳压电源的分类 | 7 |
| 二、开关电源的分类 | 9 |
| 第三节 开关电源与线性电源的比较 | 10 |
| 一、开关电源的主要特点 | 10 |
| 二、开关电源与线性电源的比较 | 11 |
| 第四节 开关电源的基本原理 | 14 |
| 一、开关电源的工作方式 | 14 |
| 二、脉宽调制控制器的基本原理 | 15 |
| 三、单片开关电源的构成与基本原理 | 18 |
| 第五节 开关电源集成电路的产品分类 | 19 |
| 一、PWM 控制器集成电路的产品分类 | 19 |
| 二、单片开关电源集成电路的产品分类 | 20 |
| 三、开关稳压器集成电路的产品分类 | 22 |
| ■ 第二章 开关电源的基本电路 | 23 |
| 第一节 基准电压源电路 | 23 |
| 一、传统基准电压源的基本原理 | 23 |
| 二、带隙基准电压源的基本原理 | 25 |
| 第二节 误差放大器电路 | 26 |
| 第三节 电压控制型开关电源的基本电路 | 28 |
| 第四节 电流控制型开关电源的基本电路 | 30 |
| 第五节 电荷泵式开关电源的基本电路 | 31 |

| | | |
|-------|--------------------|----|
| 第六节 | 反馈电路的基本类型 | 33 |
| 第七节 | 开关电源的过热保护电路 | 35 |
| ■ 第三章 | 开关电源一次侧外围电路的设计 | 37 |
| 第一节 | 输入保护电路的设计 | 37 |
| 一、 | 输入保护电路的基本构成 | 37 |
| 二、 | 熔丝管 | 38 |
| 三、 | 熔断电阻器 | 41 |
| 四、 | 负温度系数功率热敏电阻器 | 42 |
| 五、 | 压敏电阻器 | 44 |
| 第二节 | 电磁干扰滤波器的设计 | 46 |
| 一、 | 电源噪声及其抑制方法 | 46 |
| 二、 | 简易电磁干扰滤波器的设计 | 47 |
| 三、 | 复杂电磁干扰滤波器的设计 | 51 |
| 第三节 | 开关电源输入整流滤波电路的设计 | 52 |
| 一、 | 输入整流管的选择 | 52 |
| 二、 | 输入整流桥的选择 | 52 |
| 三、 | 输入滤波电容器的选择 | 57 |
| 四、 | 倍压整流及交流输入电压转换电路的设计 | 58 |
| 第四节 | 开关稳压器输入整流滤波电路的设计 | 61 |
| 一、 | 输入整流滤波器的选择与设计曲线 | 61 |
| 二、 | 输入整流滤波器的设计步骤 | 65 |
| 三、 | 输入整流滤波器的设计实例 | 66 |
| 第五节 | 功率开关管的选择 | 68 |
| 一、 | 双极型功率开关管的选择 | 68 |
| 二、 | MOSFET 功率开关管的选择 | 69 |
| 第六节 | 漏极钳位保护电路的设计 | 72 |
| 一、 | 漏极上各电压参数的电位分布 | 72 |
| 二、 | 漏极钳位保护电路的设计 | 73 |
| ■ 第四章 | 高频变压器的设计 | 76 |
| 第一节 | 高频变压器磁心的选择 | 76 |

| | | |
|------------|--------------------------|------------|
| 第二节 | 高频变压器导线的选择 | 81 |
| 一、 | 漆包线的选择 | 81 |
| 二、 | 三层绝缘线的选择 | 83 |
| 第三节 | 高频变压器设计实例 | 86 |
| 第四节 | 利用软件设计开关电源及高频变压器的实例 | 90 |
| 一、 | PI Expert 7.1 的主要特点 | 90 |
| 二、 | 利用软件设计开关电源的实例 | 92 |
| 三、 | 查阅并修改高频变压器参数的方法 | 96 |
| 第五节 | 利用软件设计高频变压器的基本公式 | 100 |
| 第六节 | 设计高频变压器的注意事项 | 105 |
| 第七节 | 防止高频变压器磁饱和的方法 | 112 |
| 一、 | 磁饱和对开关电源的危害及避免方法 | 112 |
| 二、 | 检测高频变压器磁饱和的简便方法 | 112 |
| 第五章 | 开关电源二次侧电路及反馈电路的设计 | 116 |
| 第一节 | 输出整流管的选择 | 116 |
| 一、 | 快恢复及超快恢复二极管的选择 | 116 |
| 二、 | 肖特基二极管的选择 | 119 |
| 三、 | 几种整流管的性能比较 | 121 |
| 第二节 | 输出滤波电容器的计算与选择 | 122 |
| 一、 | 输出滤波电容器的容量计算 | 122 |
| 二、 | 选用输出滤波电容器的注意事项 | 126 |
| 第三节 | 磁珠的选择 | 128 |
| 一、 | 磁珠的性能特点 | 128 |
| 二、 | 磁珠的选择方法 | 130 |
| 第四节 | 稳压管的选择 | 133 |
| 第五节 | 光耦合器的选择 | 136 |
| 一、 | 光耦合器的工作原理 | 136 |
| 二、 | 线性光耦合器的选择 | 138 |
| 第六节 | 可调式精密并联稳压器的选择 | 140 |
| 一、 | TL431 型可调式精密并联稳压器 | 140 |

| | |
|--|-----|
| 二、NCP100 型可调式精密并联稳压器 | 141 |
| 第七节 普通光耦反馈电路的设计实例 | 143 |
| 一、待机电源的光耦反馈电路 | 143 |
| 二、通用开关电源的光耦反馈电路 | 144 |
| 三、大功率音频功率放大器电源的光耦反馈电路 | 145 |
| 第八节 精密光耦反馈电路的设计实例 | 146 |
| 一、由 TL431 构成的精密光耦反馈电路 | 147 |
| 二、由 NCP100 构成的精密光耦反馈电路 | 149 |
| 第九节 控制端补偿及偏置电路的设计实例 | 150 |
| 一、控制端补偿电路的设计 | 150 |
| 二、偏置电路的设计 | 151 |
| ■ 第六章 开关电源整机电路的设计 | 153 |
| 第一节 由 UC3842 构成的开关电源 | 153 |
| 一、UC3842 的工作原理 | 153 |
| 二、UC3842 的驱动电路及启动方式 | 156 |
| 三、UC3842 的典型应用 | 158 |
| 第二节 由 SG3524 构成的开关电源 | 159 |
| 一、SG3524 的工作原理 | 159 |
| 二、SG3524 的典型应用 | 161 |
| 第三节 由 TOPSwitch-GX 构成的开关电源 | 165 |
| 一、TOPSwitch-GX 系列的工作原理 | 165 |
| 二、TOPSwitch-GX 的典型应用 | 167 |
| 第四节 由 TinySwitch-III 构成的微型开关电源 | 171 |
| 一、TinySwitch-III 系列产品的工作原理 | 171 |
| 二、TinySwitch-III 系列产品的典型应用 | 173 |
| 第五节 由 PeakSwitch 构成具有峰值输出能力的 开关电源 | 175 |
| 一、PeakSwitch 系列产品的工作原理 | 176 |
| 二、PeakSwitch 系列产品的典型应用 | 178 |
| 第六节 开关电源保护电路的设计 | 182 |

| | |
|------------------------------|-----|
| 一、开关电源保护电路的分类 | 182 |
| 二、开关电源保护电路的设计 | 184 |
| 第七节 开关电源的设计方法与步骤 | 190 |
| 第八节 开关电源印制电路板的设计 | 199 |
| 一、印制板常用参数表 | 199 |
| 二、开关电源印制板的设计要点 | 201 |
| 第九节 开关电源散热器的设计 | 203 |
| 一、散热器的基本知识 | 203 |
| 二、散热器的工作原理 | 206 |
| 三、开关电源散热器实用设计方法 | 208 |
| 四、开关电源散热器的设计实例 | 211 |
| ■ 第七章 开关稳压器及直流开关电源实例解析 | 214 |
| 第一节 降压式开关稳压器实例解析 | 214 |
| 一、降压式开关稳压器的基本原理 | 214 |
| 二、降压式开关稳压器实例解析 | 216 |
| 第二节 升压式开关稳压器实例解析 | 218 |
| 一、升压式开关稳压器的基本原理 | 218 |
| 二、升压式开关稳压器的简化电路解析 | 219 |
| 三、升压式开关稳压器实例解析 | 219 |
| 第三节 降压/升压式开关稳压器实例解析 | 221 |
| 一、降压/升压式开关稳压器的简化电路解析 | 221 |
| 二、降压/升压式开关稳压器实例解析 | 222 |
| 第四节 负压输出式开关稳压器实例解析 | 223 |
| 一、负压输出式开关稳压器实例解析 | 223 |
| 二、正压开关稳压器做负压输出实例解析 | 225 |
| 第五节 大电流输出式开关稳压控制器实例解析 | 226 |
| 第六节 高压开关稳压器实例解析 | 227 |
| 第七节 多路输出式开关稳压器实例解析 | 229 |
| 第八节 复合开关稳压器实例解析 | 231 |
| 第九节 反激式直流开关电源实例解析 | 234 |

| | |
|--|-----|
| 一、反激式直流开关电源的基本原理及简化电路 | 234 |
| 二、反激式直流开关电源实例解析 | 237 |
| 第十节 正激式同步整流直流开关电源实例解析 | 238 |
| 一、正激式直流开关电源的基本原理 | 238 |
| 二、同步整流的基本原理 | 239 |
| 三、正激式直流开关电源实例解析 | 240 |
| ■ 第八章 AC/DC 式开关电源实例解析 | 242 |
| 第一节 3W 精密开关电源实例解析 | 242 |
| 第二节 5W 精密开关电源实例解析 | 244 |
| 第三节 12W 精密开关电源实例解析 | 245 |
| 第四节 17.7W (峰值功率 29.7W) 多路输出式 开关电源实例解析 | 246 |
| 第五节 30W 精密开关电源实例解析 | 249 |
| 第六节 52W 精密开关电源实例解析 | 252 |
| 第七节 70W 双路输出式精密开关电源实例解析 | 256 |
| 第八节 180W 多路输出式精密开关电源实例解析 | 258 |
| ■ 第九章 特种开关电源实例解析 | 264 |
| 第一节 低压输入式工业控制开关电源实例解析 | 264 |
| 第二节 微型开关电源实例解析 | 266 |
| 第三节 电池充电器实例解析 | 267 |
| 第四节 多路输出式微型开关电源实例解析 | 269 |
| 第五节 精密恒流式 LED 驱动电源实例解析 | 272 |
| 第六节 恒压/恒流式开关电源实例解析 | 275 |
| 第七节 精密恒压/恒流式开关电源实例解析 | 277 |
| 第八节 具有峰值功率输出能力的开关电源 实例解析 | 280 |
| ■ 参考文献 | 284 |

开关电源的基础知识

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。目前，单片开关电源集成电路以其高集成度、高性价比、最简外围电路、最佳性能指标的显著优点，获得广泛应用，已成为设计中、小功率开关电源的优选产品。本章专门阐述开关电源的基础知识。首先介绍了开关电源的名词解释、集成稳压电源的分类、开关电源与线性电源的比较，然后分别阐述开关电源的工作方式、脉宽调制（PWM）控制器和单片开关电源的基本原理，最后介绍开关电源集成电路的产品分类。

第一节 开关电源名词解释

1. 线性稳压电源（Linear Regulated Power Supply，简称 Linear Power Supply）

线性稳压电源简称为线性电源，因其内部调整管工作在线性工作区而得名。线性稳压器调整管与负载相串联，电源的输入电流与输出电流基本相等。其优点是稳压性能好，输出的纹波电压和噪声电压很小，电路简单，成本低廉。主要缺点是调整管的压降较大，功耗高，稳压电源的效率低，一般仅为 35%~45%。

2. 线性稳压器（Linear Voltage Regulator，简称 Linear Regulator）

线性稳压器是线性电源的核心电路，只需配上工频变压器和输入整流滤波电路，即可构成线性电源。

3. 开关电源（Switching Mode Power Supply，简称 SMPS）

开关电源是开关稳压电源的简称，一般指输入为交流电压、输

出为直流电压的 AC/DC 变换器。开关电源内部的功率开关管工作在高频开关状态，本身消耗的能量很低，电源效率可达 75%~90%，比普通线性稳压电源提高近一倍。

4. 单片开关电源 (Single-chip SMPS)

单片开关电源是将开关电源的主要电路都集成在一个芯片中，能实现脉宽调制、输出隔离及多种保护功能，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。单片开关电源一般属于 AC/DC 电源变换器。

5. DC/DC 变换器 (DC-DC Converter)

DC/DC 变换器是通过开关器件将一种直流电压转换成另一种(或几种)直流电压的装置。

6. 开关稳压器 (Switching Voltage Regulator, 简称 Switching Regulator)

开关稳压器一般特指低压 DC/DC 变换器。给开关稳压器配上工频变压器、输入整流滤波器，即可构成开关电源。

7. 复合式稳压器

由开关电源(或开关稳压器)与线性稳压器构成的一种复合式稳压电源，它以开关电源作为前级，线性稳压器(含低压差线性稳压器)作为后级，兼有开关电源、线性电源之优点，不仅电源效率较高，而且稳压性能好，输出的纹波噪声很小。

8. 电压调整率 (Voltage Regulation 或 Line Regulation)

电压调整率 (S_V) 亦称线性调整率(或线路调整率)，一般用百分数表示，但也有的用 mV 来表示。它表示当输入电压在规定范围内变化时，输出电压的变化率。测量电压调整率的方法是给开关电源接上额定负载，首先测出在标称输入电压时的输出电压值 U_0 ，然后连续调节输入电压，使之从规定的最小值一直变化到最大值，记下输出电压与标称值的最大偏差 ΔU_0 (可取绝对值)，最后代入下式计算电压调整率

$$S_V = \frac{\Delta U_0}{U_0} \times 100\% \quad (1-1-1)$$

9. 负载调整率 (Load Regulation)

负载调整率 (S_I) 亦称电流调整率，一般用百分数表示，也有

的用 mV 表示。它是衡量开关电源在负载电流发生变化时，使输出电压保持恒定的一种能力。测量负载调整率的方法是将输入电压调至标称值，分别测出开关电源在满载与空载时的输出电压值 U_1 、 U_2 ，再代入下式计算负载调整率

$$S_1 = \frac{U_2 - U_1}{U_0} \times 100\% \quad (1-1-2)$$

需要指出，开关电源的负载调整率通常是在 I_0 从满载的 10% 变化到 100% 情况下测得的，此时应将式 (1-1-2) 中的 U_2 换成 $I_0 = 10\% I_{OM}$ 时的输出电压值。

10. 输出电压精度 (Output Voltage Accuracy)

输出电压精度亦称准确度，它主要受开关电源的电压调整率、负载调整率、内部基准电压的温度漂移量（以下简称温漂）、误差放大器的温漂、取样电阻的精度及温度系数的影响。输出电压精度的表达式为

$$\gamma = S_V + S_1 + \frac{\sqrt{\Delta U_{\alpha(REF)}^2 + \Delta U_{\alpha(G)}^2 + \Delta U_{\alpha(R)}^2 + \Delta U_{\alpha(TC)}^2}}{U_0} \times 100\% \quad (1-1-3)$$

式中 γ ——输出电压精度；

S_V ——电压调整率（取绝对值）；

S_1 ——负载调整率（取绝对值）；

$\Delta U_{\alpha(REF)}$ ——基准电压的精度所引起输出电压的变化量；

$\Delta U_{\alpha(G)}$ ——增益误差所引起输出电压的变化量；

$\Delta U_{\alpha(R)}$ ——取样电阻的精度所引起输出电压的变化量；

$\Delta U_{\alpha(TC)}$ ——当环境温度从最低温度 T_{min} 变化到最高温度 T_{max} 时，对输出电压的影响。

举例说明：某开关稳压器的电压调整率 $S_V = 0.5\%$ ，负载调整率 $S_1 = 1\%$ 。基准电压 $U_{REF} = 1.25V$ ，基准电压的精度为 1%。输出电压的表达式为

$$U_0 = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (1-1-4)$$

取样电阻 R_1 、 R_2 的精度均为 $\pm 0.25\%$ 。当 $R_1 = R_2 = R$ 时， $U_0 = 3.3V$ 。该开关稳压器在 $0 \sim 125^\circ C$ 范围内的温度系数 $\alpha_T = 100 \times 10^{-6} / ^\circ C$ 。增

益误差所引起输出电压的变化量可忽略不计, 即 $\Delta U_{\alpha(G)} \approx 0V$ 。不难算出

$$\Delta U_{\alpha(\text{REF})} = \frac{2R}{R} \times \frac{U_0}{2} \times 1\% = \frac{2R}{R} \times \frac{3.3}{2} \times 1\% = 33\text{mV}$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{\alpha(r)} &= [(0.25\%/V)U_0 + (0.25\%/V)U_0]U_{\text{REF}} \\ &= [(0.25\%/V) \times 3.3V + (0.25\%/V) \times 3.3V] \times 1.65V \\ &= 27\text{mV} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{\alpha(\text{TC})} &= \alpha_T (T_{\text{max}} - T_{\text{min}})U_0 \\ &= 100 \times 10^{-6}/^\circ\text{C} \times (125^\circ\text{C} - 0) \times 3.3V \\ &= 41.2\text{mV} \end{aligned}$$

利用式 (1-1-3) 计算该开关稳压器输出电压的总精度为

$$\begin{aligned} \gamma &= 0.15\% + 0.3\% + \frac{\sqrt{(33\text{mV})^2 + (27\text{mV})^2 + (41.2\text{mV})^2}}{3.3V} \times 100\% \\ &= 3.0\% \end{aligned}$$

测量输出电压精度的方法是给开关稳压器接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 U'_0 , 再与标称输出电压 U_0 进行比较, 最后用下式计算输出电压的精度

$$\gamma_v = \frac{U'_0 - U_0}{U_0} \times 100\% \quad (1-1-5)$$

11. 电源效率 (η)

电源效率是指开关电源或开关稳压器的转换效率, 即输出功率与输入功率的比值, 通常用百分数表示, 效率愈高, 能量损耗愈小。开关电源的总功率 P 就等于输出功率 P_0 与总功耗 P_D 之和

$$P = P_0 + P_D \quad (1-1-6)$$

因此, 开关电源的转换效率为

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_D} = \frac{P_0}{P} \times 100\% \quad (1-1-7)$$

12. 待机电流 (Standby Current)

待机电流是指开关电源被关断时所消耗的电流。此时开关电源处于待机 (备用) 模式。

13. 占空比 (Duty Cycle)

占空比 (D) 表示脉冲宽度 (信号高电平持续时间 t) 与周期

(T) 的百分比, 计算公式为

$$D = \frac{t}{T} \times 100\% \quad (1-1-8)$$

在测试脉宽调制 (PWM) 式开关电源及变频调速系统时, 经常需要测量脉冲信号的占空比。

14. 结温 (Junction Temperature)

由于芯片是由半导体 PN 结所构成的, 因此通常将芯片温度简称为结温, 通常用 T_j 表示。

15. 最高结温

单片开关电源或开关稳压器所允许的最高结温用 T_{jM} 表示, 超过此温度时将关闭输出, 以免造成永久性损坏。不同芯片的最高结温也不相同, 常见的最高结温为 125°C 或 150°C 。

16. 过热保护 (Overtemperature Protection)

当温度超过芯片的最高允许工作温度时, 开关电源立即关断输出, 起到保护作用。

17. 过电压保护 (Over Voltage Protection, 简称 OVP)

当输入电压超过最大值时, 开关电源能自动关断输出的功能。

18. 欠电压保护 (Under Voltage Protection, 简称 UVP)

当输入电压低于最小值时, 开关电源能自动将电源关断的功能。

19. 过电流保护 (Over Current Protection, 简称 OCP)

过电流保护亦称限流保护, 它是指当输出电流超过规定电流极限值时, 开关电源能自动限制或关断输出电流的功能。

20. 电池极性反接保护 (Reversed-Battery Protection)

当输入电源的极性接反时, 能保护开关电源不受损坏的一种保护功能。

21. 瞬态响应 (Transient Response)

瞬态响应是指在输出阶跃电流的条件下, 输出电压的最大允许变化量。瞬态响应与输出滤波电容的容量及等效串联电阻 (ESR)、旁路电容、最大允许负载电流等有关。瞬态响应时间越短, 说明开关电源对负载变化的调节速度越快, 这对于某些瞬变负载 (例如高速逻辑电路和射频/微波发射机) 至关重要。

用示波器观察 3A 降压式开关稳压器的瞬态响应波形如图 1-1-1

所示。负载电流 I_O 的刻度为 $1\text{A}/\text{div}$ (div 表示格), 输出电压 U_O 的刻度为 $100\text{mV}/\text{div}$ 。由图可见, 当 I_O 从 0.75A 阶跃到 2.25A 时, 会引起 U_O 的突然跌落, 大约经过 $100\mu\text{s}$ 即可恢复正常。反之, 当 I_O 从 2.25A 阶跃到 0.75A 时, 会使 U_O 突然升高。该开关稳压器的瞬态响应时间约为 $100\mu\text{s}$ 。

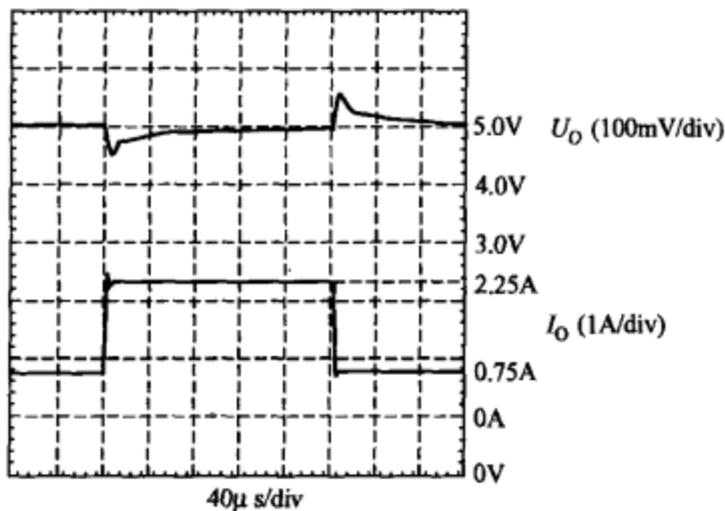


图 1-1-1 3A 降压式开关稳压器的瞬态响应波形

22. 电源抑制比 (Power Supply Rejection Ratio, PSRR)

电源抑制比亦称纹波抑制比 (Ripple Rejection Ratio, 简称 RRR), 它表示输入纹波电压与输出纹波电压的比值, 常用分贝 (dB) 表示。选择大容量、低等效串联电阻的输出滤波电容器, 能改善电源抑制比。

23. 输出噪声电压 (Output Noise Voltage)

输出噪声电压是指在规定频率范围内输出噪声电压的有效值, 一般用电压的峰-峰值来表示。

24. 电磁干扰滤波器 (EMI Filter)

能有效地抑制电网噪声, 提高电子设备抗干扰能力及系统可靠性的一种滤波装置。电磁干扰滤波器属于双向射频滤波器, 一方面要滤除从交流电网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。电磁干扰滤波器对串模干扰和共模干扰都能起到抑制作用。电磁干扰滤波器应接在开关电源的交流进线端。

25. 散热器 (Radiator 或 Heat Sink)

用于降低半导体器件工作温度的一种散热装置, 可避免因散热不良致使管芯温度超过最高结温, 使开关电源进行过热保护。散热途径是从管芯→小散热板 (或管壳) →散热器, 最后到周围空气。散热器有平板式、印制板 (PCB) 式、筋片式、叉指式等多种类型。散热器应尽量远离工频变压器、功率开关管等热源。

第二节 集成稳压电源的分类

一、集成稳压电源的分类

目前国内外生产的集成稳压电源芯片多达上万种, 大致可分成线性电源和开关电源两大类。集成稳压电源的分类及特点见表 1-2-1。

表 1-2-1 集成稳压电源的分类及特点

| | | | | | |
|--------|---------------------|------------------------------|------------------------------------|--------------|-----------------|
| 集成稳压电源 | 线性电源 | 标准线性稳压器 | 固定式 | 三端固定式 | 正压输出, 负压输出 |
| | | | | 多端固定式 | 正压输出, 负压输出 |
| | | | 可调式 | 三端可调式 | 正压输出, 负压输出, 跟踪式 |
| | | | | 多端可调式 | 正压输出, 负压输出, 跟踪式 |
| | | 低压差线性稳压器 | PNP 型低压差线性稳压器 (LDO) | 三端或多端固定式/可调式 | 正压输出, 负压输出, 跟踪式 |
| | | | | | |
| | 超低压差线性稳压器 (简称 VLDO) | | | | |
| | 开关电源 | 脉宽调制控制器 (PWM) | 集成度较低, 外围电路复杂, 但可构成大功率开关电源 | | |
| | | 脉频调制控制器 (PFM) | 集成度较低, 外围电路复杂, 开关频率可达 1MHz 以上, 高效率 | | |
| | | 开关稳压器 | 集成度较高, 内含功率开关管, 需配工频变压器 | | |
| 单片开关电源 | | 集成度很高, 外围电路简单, 适合构成中、小功率开关电源 | | | |

线性稳压器因其内部调整管与负载相串联且调整管工作在线性工作区而得名，又称作串联调整式集成稳压器。其优点是稳压性能好，输出纹波电压小，电路简单，成本低廉。主要缺点是调整管的压降较大，功耗高，稳压电源的效率比较低，一般为45%左右。线性集成稳压器主要包括两种：一种是采用NPN调整管的标准线性稳压器亦称NPN型线性稳压器；另一种是采用PNP调整管的PNP型低压差线性稳压器(LDO)。此外还有准超低压差线性稳压器(QLDO)和超低压差线性稳压器(VLDO)。按照输出电压的特点来划分，又有固定输出、可调输出、正压输出、负压输出、多路输出(含跟踪式输出)等多种形式。传统的标准线性稳压器的效率仅为45%左右，而LDO、VLDO在低压输入时的效率可达80%~95%。

开关电源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。开关电源内部的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70%~90%，比标准线性电源提高近一倍。开关电源集成电路主要包括以下4种：脉冲宽度调制(简称脉宽调制或PWM)器、脉冲频率调制(简称脉频调制PFM)器、开关稳压器、单片开关电源。

从电路原理上划分，稳压器可分成串联调整式线性稳压器、并联调整式线性稳压器和开关稳压器这三种类型，它们的等效电路分别如图1-2-1(a)~(c)所示。图中的 R_S 代表线性稳压器内部调整管的等效电阻，S代表开关稳压器中的功率开关管。串联调整式线性稳压器的调整管与负载电阻 R_L 相串联，调整管工作在线性放

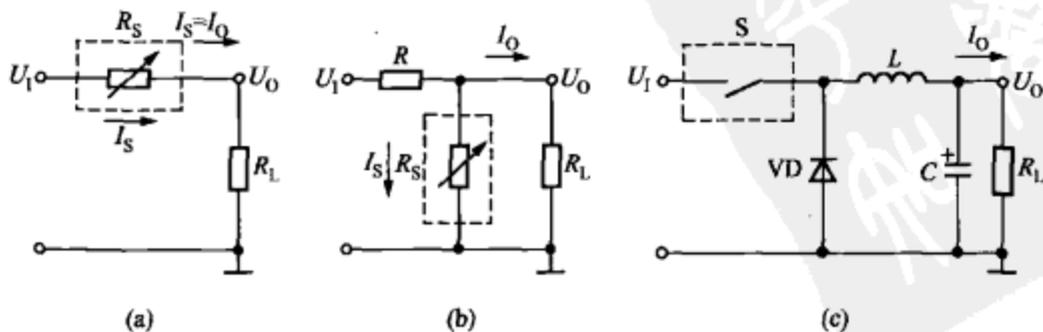


图 1-2-1 三种稳压器的等效电路

(a) 串联调整式线性稳压器；(b) 并联调整式线性稳压器；(c) 开关式稳压器

大区。其输出电压 U_o 就等于输入电压 U_i 减去调整管的压降 U_D 。显然，当 U_o （或 U_i ）发生变化时，通过线性地调节调整管的压降，即可使 U_o 保持稳定。

并联调整式线性稳压器的调整管与负载电阻想并联，这种稳压器的输出电压稳定度很高，但输出电流很小，一般只做基准电压源使用。

开关稳压器中的功率开关管能起到斩波作用。它在 PWM 控制器的控制下，可将直流输入电压变成占空比可调的高频矩形波，再经过输出整流滤波器获得直流输出。

二、开关电源的分类

1. 无工频变压器式开关电源

无工频变压器式开关电源是通过体积很小的高频变压器来代替笨重的工频变压器，实现与电网隔离的。由于开关电源内部器件工作在高频开关状态，因此本身消耗的能量很低，电源效率比普通线性电源提高近一倍。

2. 开关稳压器

这是在 20 世纪 80~90 年代发展起来的一种开关式集成稳压器，它将 PWM 控制器、功率输出级、保护电路等集成在一个芯片中，稳压器效率可达 90% 以上，有的还能连续调节输出电压，适合制造从几十瓦至几百瓦的开关电源。

3. 单片开关电源

单片开关电源是将开关电源的主要电路（含高压功率开关管 MOSFET、所需模拟及数字电路）都集成在芯片中，能实现输出隔离、脉宽调制及多种保护功能，其集成度最高。单片开关电源通过输入整流滤波器适配 85~265V、47~400Hz 的交流电。因此它属于 AC/DC 电源变换器。单片开关电源集成电路自 20 世纪 90 年代中期问世以来便显示出强大的生命力。它具有高集成度、高性价比、最简外围电路、最佳性能指标等优点，现已成为开发 600W 以下中、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。单片开关电源的问世，还为实现开关电源的优化设计创造了有利条件。

◆ 第三节 开关电源与线性电源的比较

一、开关电源的主要特点

与线性电源相比，尽管开关电源的设计比较复杂，某些性能指标还比不上线性电源，且噪声较大，但开关电源的主要优势体现在电源效率、体积和重量等方面。尤其是构成大功率稳压电源时，在相同的输出功率条件下其体积比线性电源大为减小，成本也显著降低。

开关电源亦称低损耗电源，它本身消耗的能量很低。开关电源所用集成电路分两种：①单端或双端输出式 PWM 控制器；②PFM 控制器。二者均可构成无工频变压器的开关电源。由于它们是利用体积很小的高频变压器来实现电压转换及电网隔离，因此能省掉体积笨重的工频变压器。目前，开关电源的工作频率已从 20kHz 提高到几百千赫，甚至 1MHz 以上，电源效率亦随之提高；输出功率范围包括小功率（几十瓦）、中功率（几百瓦）、大功率（几千瓦）。开关电源的缺点是输出电压的稳定性较差，输出纹波及噪声较大，不适合制作精密稳压电源。一种改进方案是把它当做前级稳压器来使用，而把开关式稳压器或低压差稳压器作为后级稳压器，构成两级稳压的高效、精密稳压电源。这种复合式电源兼有开关电源与线性电源之优点。

开关电源的效率一般在 70%~85% 之间，最高可达 90%。即使配上后置线性稳压器构成复合式稳压电源，其效率仍可达 60%~65%。而大多数线性电源（不含低压差线性稳压器）的效率仅为 30%~40%。与线性电源相比，传统的 20kHz 开关电源的外形尺寸仅为线性电源的 1/4，100~200kHz 开关电源的外形尺寸是线性电源的 1/8，而新型 200kHz~1MHz 开关电源的尺寸还可做得更小。开关电源在断电后输出电压的保持时间比线性电源更长，这是因为线性电源一般采用低压输入滤波电容器，而开关电源采用耐压为 200~400V 的高压输入滤波电容器，所存储的电荷 Q 更多，这是因为 Q 与 CU_1^2 成正比的缘故（ U_1 为输入直流高压）。

开关电源的不足之处是电压调整率和负载调整率指标较差，对负载变化的瞬态响应时间较长，输出纹波电压和噪声电压较高，容

易形成对外部形成电磁干扰。

二、开关电源与线性电源的比较

1. 开关器件与线性器件的比较

能实现功率转换的开关器件与线性器件的比较如图 1-3-1 (a)、(b) 所示。图 1-3-1 (a) 中用开关 S 代表开关器件，图 1-3-1 (b) 中是用可调电阻器 R 来代表线性调整器件。

(1) 开关器件的主要特点：

- 1) 器件工作在开关方式，转换效率高。
- 2) 要求必须有一个储能元件（储能电感或储能电容）。
- 3) 可对输入电压进行升压、降压或极性反转，获得高压、低压或负压输出。

4) 由于器件工作在开关状态，因此输出的纹波噪声大。

(2) 线性器件的主要特点：

- 1) 器件工作在线性方式，损耗大，转换效率低。
- 2) 外围电路简单，不需要储能元件。
- 3) 只能对输入电压进行降压。
- 4) 输出的纹波噪声小。

2. 开关稳压器与线性稳压器基本原理比较

(1) 线性稳压器的基本原理。普通线性稳压器亦称标准线性稳压器或 NPN 型线性稳压器，其原理如图 1-3-2 所示。典型产品有 7800 系列三端固定式线性集成稳压器，LM317 系列三端可调式线性集成稳压器。它们都属于 NPN 型线性稳压器，串联式调整管是

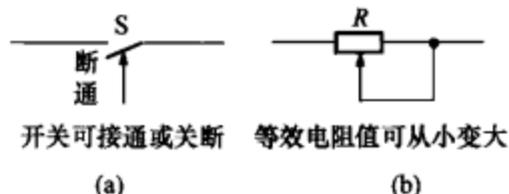


图 1-3-1 能实现功率转换的开关器件与线性器件的比较
(a) 开关器件；(b) 线性器件

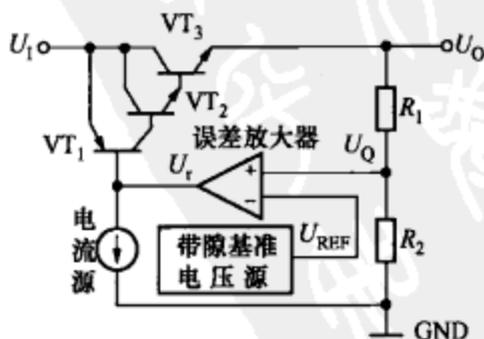


图 1-3-2 普通线性稳压器的基本原理

由 NPN 型晶体管 VT_2 、 VT_3 构成的达林顿管。 VT_1 为驱动管，它采用 PNP 型晶体管。 U_1 为输入电压， U_0 为输出电压。 R_1 和 R_2 为取样电阻，取样电压 U_Q 加到误差放大器的同相输入端，与加在反相输入端的基准电压 U_{REF} 相比较，二者的差值经误差放大器放大后产生误差电压 U_r ，用来调节串联调整管的压降，使输出电压达到稳定。举例说明，当输出电压 U_0 降低时， U_Q 和 U_r 均降低，因驱动电流增大，故调整管的压降减小，使输出电压升高。反之，若输出电压 $U_0 \uparrow$ ，误差放大器输出的驱动电流就会减小，调整管的压降随之增大，使 $U_0 \downarrow$ ，最终使 U_0 维持稳定。由于反馈环路总试图使误差放大器两个输入端的电位相等，即 $U_Q = U_{REF}$ ，因此

$$U_Q = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{REF} \quad (1-3-1)$$

根据式 (1-3-1) 可得到

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (1-3-2)$$

(2) 开关稳压器的基本原理。以最常用的降压式开关稳压器为例，其基本原理如图 1-3-3 所示。功率开关管可用开关 S 来等效。当 S 闭合时除向负载供电之外，还有一部分电能储存于 L 、 C 中， L 上的电压为 U_L ，其极性是左端为正、右端为负，此时续流二极管 VD 截止。当 S 断开时， L 上产生的反向电动势极性为左端负、右端正，使得 VD 导通， L 中的电能传送给负载，维持输出电压不变，并且 $U_0 < U_1$ 。

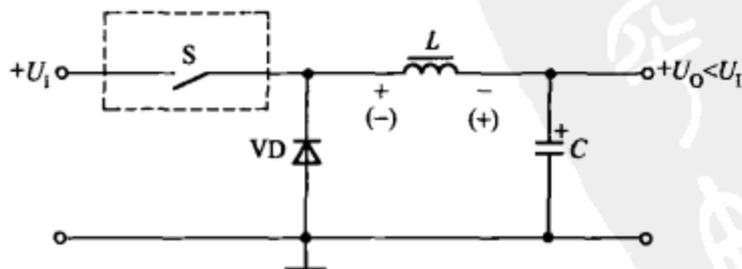


图 1-3-3 降压式开关稳压器的基本原理

降压式开关稳压器具有以下特点：

(1) U_1 先通过开关器件 S，再经过储能电感 L 。

(2) $U_1 = U_L + U_O$, 因 $U_O < U_1$, 故称之为降压式, 它具有降低电压的作用。

(3) 输出电压与输入电压的极性相同。

降压式开关稳压器的的工作波形如图 1-3-4 (a) 所示, PWM 表示脉宽调制波形。令 U_1 为直流输入电压, U_{DS} 为功率开关管 VT_1 的漏-源极电压。 D 为占空比, I_{F1} 为输出整流二极管上的电流, U_O 为输出电压, I_L 为负载电流。主要计算公式如下

$$U_O = \frac{t}{T} \cdot DU_1 \quad (1-3-3)$$

$$I_{D(\max)} = I_O \quad (1-3-4)$$

$$U_{DS} = U_1 \quad (1-3-5)$$

$$I_{F1} = (1 - D)I_O \quad (1-3-6)$$

$$U_{R1} = U_1 \quad (1-3-7)$$

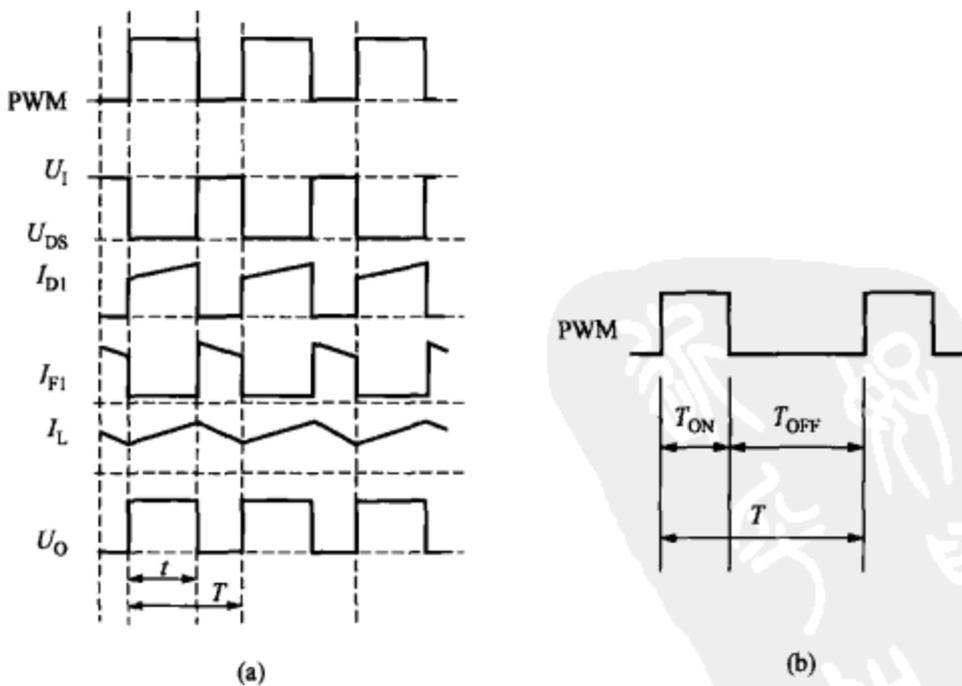


图 1-3-4 降压式开关稳压器的的工作波形
(a) 工作波形; (b) 计算脉宽调制波形的占空比

由图 1-3-4 (b) 可见, 设开关周期为 T , VT_1 的导通时间为 $t_{ON} = t$, 关断时间为 t_{OFF} 。计算脉宽调制波形占空比的公式应为

$$D = \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}}} \times 100\% = \frac{T_{\text{ON}}}{T} \times 100\% = \frac{t}{T} \times 100\%$$

(1-3-8)

3. 开关电源与线性电源的性能比较

仅以早期的 20kHz 开关电源为例,它与线性电源的性能比较见表 1-3-1。由表可见,开关电源的许多技术指标优于线性电源。目前开关电源的工作频率已提高到 100kHz 以上,甚至可达 1MHz,性能指标又有大幅度提高。

表 1-3-1 20kHz 开关电源与线性电源的性能比较

| 参 数 | 开关电源 | 线性电源 |
|---------------------------------|----------|----------|
| 电源效率 (%) | 70~85 | 30~40 |
| 单位体积下的输出功率 (W/cm ³) | 0.12 | 0.03 |
| 单位质量下的输出功率 (W/kg) | 88 | 22 |
| 电压调整率 (%) | 0.1~1 | 0.02~0.1 |
| 负载调整率 (%) | 1~5 | 0.5~2 |
| 输出纹波电压 (峰-峰值) (mV) | 50 | 5 |
| 输出噪声电压 (峰-峰值) (mV) | 50~200 | 极小 |
| 瞬态响应时间 (μs) | 100~1000 | 20 |
| 断电后输出电压的保持时间 (ms) | 20~30 | 1~2 |

● 第四节 开关电源的基本原理

一、开关电源的工作方式

开关电源按控制原理来分类,有以下 4 种工作方式:

(1) 脉冲宽度调制 (简称 PWM, 即脉宽调制) 式: 其特点是开关周期为恒定值, 通过调节脉冲宽度来改变占空比, 实现稳压目的。其核心是 PWM 控制器。脉宽调制式开关电源的应用最为

普遍，其占空比调节范围大，PWM 还可以和主系统的时钟保持同步。

(2) 脉冲频率调制（简称 PFM，即脉频调制）式：其特点是脉冲宽度为恒定值，通过调节开关频率来改变占空比，实现稳压目的。其核心是 PFM 控制器。脉频调制式开关电源特别适合于便携式设备，它能在低占空比、低频的条件下，降低控制芯片的静态电流。

(3) 脉冲密度调制（简称 PDM，即脉密调制）式：其特点是脉冲宽度为恒定值，通过调节脉冲数实现稳压目的。它采用零电压技术，能显著降低功率开关管的损耗。

(4) 混合调制式：它是 (1)、(2) 两种方式的组合。开关周期和脉冲宽度都不固定，均可调节。它包含了 PWM 控制器和 PFM 控制器。

以上 4 种工作方式统称为“时间比率控制”（简称 TRC）方式，其中以 PWM 控制器应用最广。

需要指出的是，PWM 控制器既可作为一片独立的集成电路使用（例如 UC3842 型脉宽调制控制器），亦可被集成在开关稳压器中（例如 L4960 型开关稳压器集成电路），或集成在开关电源中（例如 TOP262E 型单片开关电源集成电路）。其中，开关稳压器属于 DC/DC 变换器，开关电源一般为 AC/DC 变换器。

二、脉宽调制控制器的基本原理

开关电源的电路比较复杂，其基本构成如图 1-4-1 所示。主要由以下 5 部分构成：①输入整流滤波器：包括从交流电到输入整流滤波器的电路；②功率开关管（VT）及高频变压器（T）；③控制电路（PWM 控制器），含振荡器、基准电压源（ U_{REF} ）、误差放大器和 PWM 比较器，控制电路能产生脉宽调制信号，其占空比受反馈电路的控制；④输出整流滤波器；⑤反馈电路。除此之外，还需增加偏置电路、保护电路等。其中，PWM 控制器为开关电源的核心。

脉宽调制式开关电源的工作原理如图 1-4-2 所示。220V 交流电 u 首先经过整流滤波电路，变成直流电压 U_1 ，再由功率开关管 VT 斩波、高频变压器 T 降压，得到高频矩形波电压，最后通过整

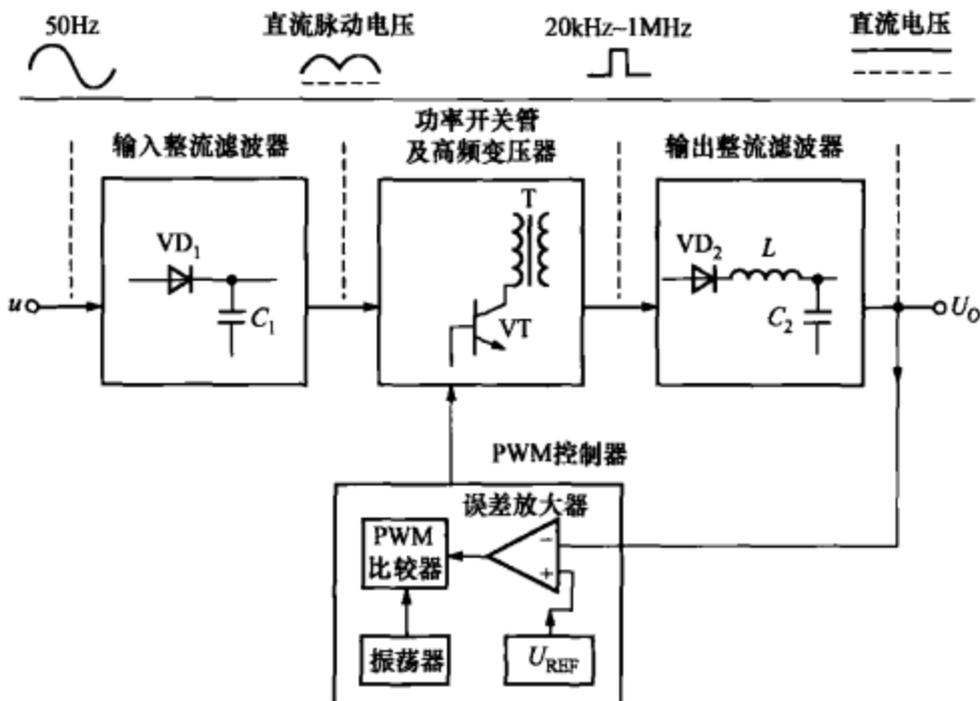


图 1-4-1 开关电源的基本原理

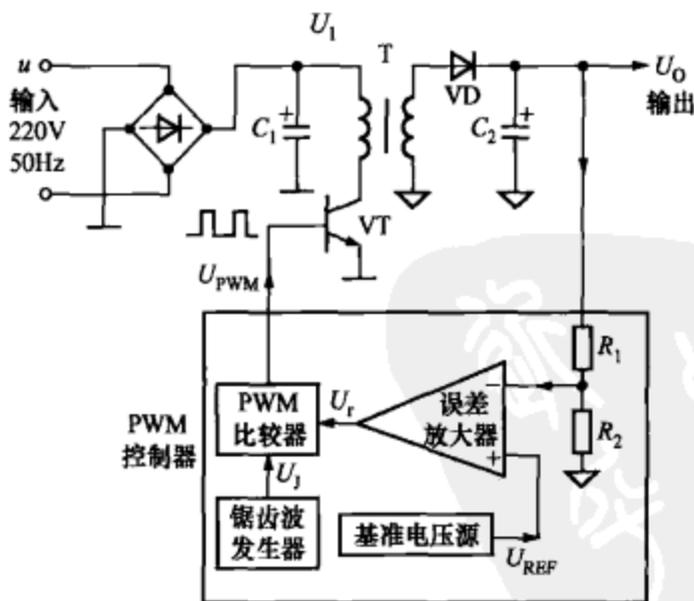


图 1-4-2 脉宽调制式开关电源的工作原理

流滤波后获得所需要的直流输出电压 U_o 。PWM 控制器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，进而调节输出电压的高低，达到稳压目的锯齿波发生器用于提供时钟信号。利用取样电阻、误差放大器和 PWM 比较器形成闭环调节

系统。输出电压 U_o 经 R_1 、 R_2 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基准电压 U_{REF} 进行比较，得到误差电压 U_r ，再用 U_r 的幅度去控制 PWM 比较器输出的脉冲宽度，最后经过功率放大和降压式输出电路使 U_o 保持不变。 U_j 为锯齿波发生器的输出信号。

需要指出，取样电压通常是接误差放大器的反相输入端，但也有的接同相输入端，这与误差放大器另一端所输入的锯齿波电压极性有关。一般情况下当输入的锯齿波电压为正极性时，取样电压接反相输入端；输入的锯齿波电压为负极性时，取样电压接同相输入端（下同）。

令直流输入电压为 U_1 ，开关式稳压器的效率为 η ，占空比为 D ，则功率开关管的脉冲幅度 $U_P = \eta U_1$ ，可得到公式

$$U_o = \eta D U_1 \quad (1-4-1)$$

这表明，当 η 、 U_1 一定时，只要改变占空比，即可自动调节 U_o 值。当 U_o 由于某种原因而升高时， $U_r \downarrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow U_o \downarrow$ 。反之，若 U_o 降低，则 $U_r \uparrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow U_o \uparrow$ 。这就是自动稳压的原理。自动稳压过程的波形如图 1-4-3 (a)、(b) 所示。图中， U_j 表示锯齿波发生器的输出电压， U_r 是误差电压， U_{PWM} 代表 PWM 比较器的输出电压。由图可见，当 U_o 降低时， $U_r \uparrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow U_o \uparrow$ ；反之，若

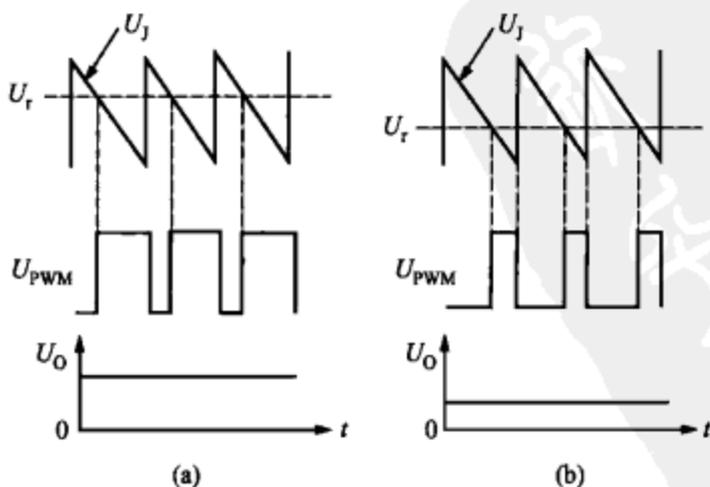


图 1-4-3 自动稳压过程的波形图

(a) 当误差电压升高时输出电压随之升高；

(b) 当误差电压降低时输出电压随之降低

U_o 因某种原因而升高, 则 $U_r \downarrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow U_o \downarrow$ 。

三、单片开关电源的构成与基本原理

单片开关电源的构成如图 1-4-4 所示, 该图也是单片开关电源印制板的典型布局示意图。

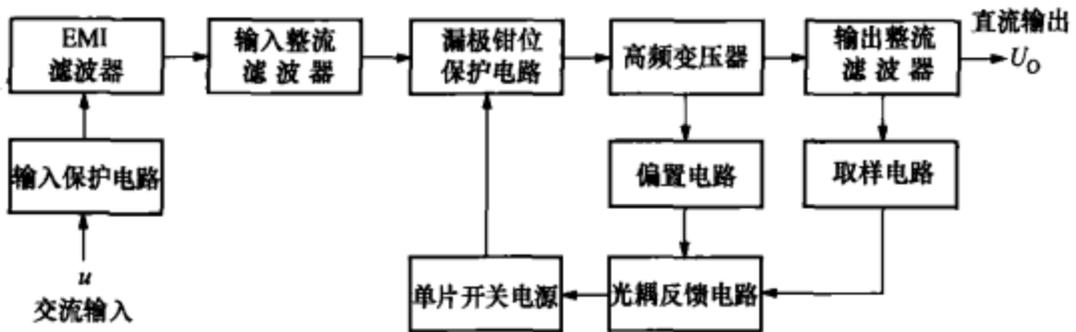


图 1-4-4 单片开关电源的构成

单片开关电源的基本原理如图 1-4-5 所示。主要由以下 7 部分构成：①输入整流滤波器，包括整流桥 BR 和输入滤波电容器 C_1 ；②单片开关电源 (TOPSwitch-II 系列产品)，内含功率开关管 (MOSFET) 和控制器 (含振荡器、基准电压源、误差放大器和 PWM 比较器)，MOSFET 的漏极、源极和控制端分别为 D、S 和 C；③漏极钳位保护电路 (VD_{Z1} 、 VD_1)；④高频变压器 (T)；⑤输出整流滤波器 (VD_2 、 C_2)；⑥光耦反馈电路 (稳压管 VD_{Z2} 、电阻 R 及光耦合器)；⑦偏置电路 (VD_3 、 C_3)，给光耦合器的光敏三极管提供偏压。

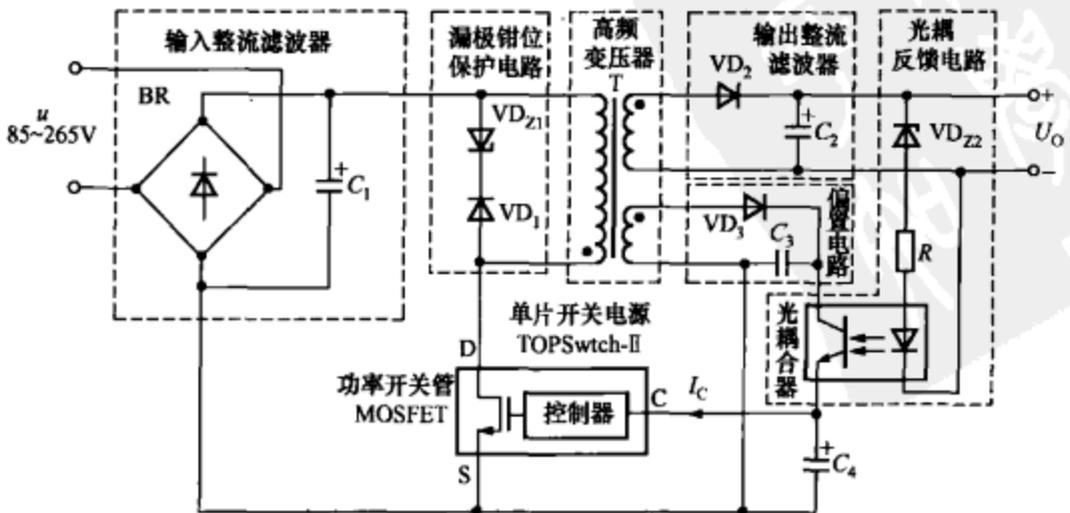


图 1-4-5 单片开关电源的基本原理

85~265V 交流电经过输入整流滤波后获得直流高压，接至高频变压器一次绕组的一端，一次绕组的另一端接 MOSFET 的漏极 D。漏极钳位保护电路由瞬态电压抑制器 VD_{Z1} (TVS)、阻塞二极管 VD_1 组成，当 MOSFET 关断时可将高频变压器漏感产生的尖峰电压限制在安全范围以内，对 MOSFET 的漏极起到保护作用。二次绕组的输出电压经过 VD_2 整流，再经过 C_2 滤波后获得直流输出电压 U_O 。为满足高频整流的需要， VD_2 应使用超快恢复二极管或肖特基二极管。

该电源采用配稳压管的光耦反馈电路。由 VD_{Z2} 提供参考电压 U_{Z2} ，当输出电压 U_O 发生波动时，在光耦合器内部的 LED 上可获得误差电压。因此，该电路相当于给 TOPSwitch-II 增加了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 U_O 进行精细地调整。电阻 R 用于设定控制环路的增益。设光耦中 LED 的正向压降为 U_F ， R 两端的压降为 U_R ，输出电压由下式确定

$$U_O = U_{Z2} + U_F + U_R \quad (1-4-2)$$

现将其稳压原理分析如下：当由于某种原因致使 $U_O \uparrow$ ， $U_O > U_{Z2} + U_F + U_R$ 时，所产生的误差电压 $U'_r = U_O - (U_{Z2} + U_F + U_R)$ 就令 LED 上的电流 $I_F \uparrow$ ，经过光耦合器使接收管的发射极电流 $I_E \uparrow$ ，进而使 TOPSwitch-II 的控制端电流 $I_C \uparrow$ ，占空比 $D \downarrow$ ，导致 $U_O \downarrow$ ，从而实现了稳压目的。反之， $U_O \downarrow \rightarrow I_F \downarrow \rightarrow I_E \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow U_O \uparrow$ ，同样能起到稳压作用。

◆ 第五节 开关电源集成电路的产品分类

一、PWM 控制器集成电路的产品分类

目前生产的开关电源大多采用 PWM 方式。目前国内外生产的 PWM 控制器集成电路多达数百种，典型产品分类见表 1-5-1。需要说明几点：① PWM 控制器分双端输出、单端输出两种。前者为推挽输出式，可构成几百瓦至上千瓦的大功率开关电源；后者外围电路简单，适合制作几十瓦至上百瓦的中、小功率开关电源。② 开关频率愈高，开关电源的效率愈高而体积愈小，通常将开关频率达 1MHz 的称为高速型开关电源。③ 表中打斜杠的为系列产品，以

UC1840/2840/3840 为例，它们的内部电路及主要性能指标相同，区别只是工作温度范围不同。它们分别属于 I 类军用级（-55~+125℃）、II 类工业级（-40~+85℃）、III 类民品级（0~+70℃）。

表 1-5-1 PWM 控制器典型产品的分类

| 特点 | 国外型号 ^① | 最高开关频率 f_{max} (Hz) | 输出最大峰值电流 I_{PM} (A) | 国内型号 | 封装形式 |
|--------------|-------------------|--------------------------|--------------------------|------------------|--------|
| 双端输出、 中速型 | MC3520 UC3520 | 100k | 0.1×2 | CW3520 | DIP-16 |
| | SG3525A | 500k | 0.4×2 | CW3525A | DIP-16 |
| | TL494 UC494A | 300k | 0.2×2 | CW494 | DIP-16 |
| 单端输出、 中速型 | UC1840/2840/3840 | 500k | 0.4 | CW1840/2840/3840 | DIP-18 |
| | UC1842/2842/3842 | 500k | 1 | CW1842/2842/3842 | DIP-8 |
| | UC1841/2841/3841 | 500k | 1 | | DIP-18 |
| | TEA2018 | 500k | 0.5 | CW2018 | DIP-8 |
| | μ PC1094 | 500k | 1.2 | | DIP-14 |
| 单端输出、 高速型 | UC1823/2823/3823 | 1M | 1.5 | | DIP-16 |
| | UC1825/2825/3825 | 1M | 1.5 | | DIP-16 |
| | UC1848/2848/3848 | 1M | 2 | | DIP-16 |

①UC 是美国尤尼特德 (Unitrode) 公司产品，该公司现已并入 TI 公司；SG、TL 为美国德州仪器公司 (TI) 产品，TEA 为意-法半导体公司 (ST) 产品。

二、单片开关电源集成电路的产品分类

由 PI 公司生产的单片开关电源集成电路主要有 18 个系列。

1. 通用单片开关电源集成电路

包括 TOPSwitch 系列（第一代产品）、TOPSwitch-II 系列（第二代产品）、TOPSwitch-FX 系列（第三代产品）、TOPSwitch-GX 系列（第四代产品）和 TOPSwitch-HX 系列（第五代产品）。

2. 峰值功率输出式单片开关电源集成电路

具有峰值功率输出能力的单片开关电源集成电路有 PeakSwitch 系列、TinySwitch-PK 两大系列。

3. 微型单片开关电源集成电路

微型单片开关电源集成电路有 TinySwitch 系列（第一代产品）、TinySwitch-II 系列（第二代产品）和 TinySwitch-III 系列（第三代产品）。

4. 高效节能型单片开关电源集成电路

可代替线性电源的高效节能型单片开关电源集成电路有 LinkSwitch 系列、LinkSwitch-TN 系列、LinkSwitch-HF 系列、LinkSwitch-XT 系列、LinkSwitch-LP 系列、LinkSwitch-II 系列和 LinkSwitch-CV 系列。

5. 单片 DC/DC 电源变换器

单片 DC/DC 电源变换器有 DPA-Switch 系列。

6. 半桥式 PFC 及 LLC 控制器

半桥式 PFC 及 LLC 控制器目前只有 HiperPLC 系列。

单片开关电源集成电路的产品分类见表 1-5-2。表中的 P_{OM} 表示最大输出功率。

表 1-5-2 单片开关电源集成电路的产品分类

| 名称 | 系列产品 | 产品型号 | P_{OM} (W) | 备注 |
|---------------|----------------|---------------------------|--------------|-----------|
| 通用单片开关电源 | TOPSwitch | TOP100/TOP200 | 125 | 第一代产品 |
| | TOPSwitch-II | TOP221~TOP227 | 150 | 第二代产品 |
| | TOPSwitch-FX | TOP232~TOP234 | 75 | 第三代产品 |
| | TOPSwitch-GX | TOP242~TOP250 | 290 | 第四代产品 |
| | TOPSwitch-HX | TOP254~TOP262 | 333 | 第五代产品 |
| 峰值功率输出式单片开关电源 | PeakSwitch | PKS603~PKS607 | 75 (峰值 127) | 能输出峰值功率 |
| | TinySwitch-PK | TNY375~TNY380 | 36.5 (峰值 45) | 能输出峰值功率 |
| 微型单片开关电源 | TinySwitch | TNY253~TNY256 | 19 | 第一代产品 |
| | TinySwitch-II | TNY264~TNY268 | 23 | 第二代产品 |
| | TinySwitch-III | TNY274~TNY280 | 36 | 第三代产品 |
| 高效节能微型单片开关电源 | LinkSwitch | LNK500、LNK501 和 LNK520 | 5.5 | 恒压/恒流式 |
| | LinkSwitch-LP | LNK562~LNK564 | 3 | 不用钳位保护电路 |
| | LinkSwitch-TN | LNK304~LNK306 | (360mA) | 隔离式、节能型 |
| | LinkSwitch-HF | LNK353~LNK354 | 5 | 隔离式、增强型 |
| | LinkSwitch-XT | LNK362~LNK364 | 9 | 外围电路简单 |
| | LinkSwitch-II | LNK603~LNK606 | 6.1 | 精密恒压/恒流式 |
| | LinkSwitch-CV | LNK623~LNK364 | 17 | 一次侧精密恒压控制 |
| 单片 DC/DC 变换器 | DPA-Switch | DPA423~DPA426 | 100 | 能实现同步整流 |

三、开关稳压器集成电路的产品分类

目前国内外生产的开关稳压器多达上万种，常用的有4种类型：降压式、升压式、降压/升压式、电荷泵式。开关稳压器典型产品的分类见表1-5-3。

表 1-5-3 开关稳压器典型产品的分类

| 产品类型 | 型号 | 输入电压 U_1 (V) | 输出电压 U_o (V) | 最大输出电流 I_{OM} (mA) | 封装形式 |
|------|----------|--------------------------|-------------------------|-------------------------|----------------|
| 降压式 | MAX639 | 5.5~11.5 | 5 | 100 | DIP-8 |
| | MAX758A | 4~16 | 1.25~ U_1 | 750 | DIP-8 |
| | LM2576 | ≤ 40 (或 ≤ 60) | 3.3, 5, 12, 15 (或可调) | 3000 | TO-220, TO-263 |
| | LM2596 | ≤ 40 | 3.3, 5, 12 (或可调) | 3000 | TO-220, TO-263 |
| 升压式 | MAX770 | 2~16.5 | 5 (或可调) | 1000 | DIP-8 |
| | MAX773 | 2~16.5 | 5, 12, 15 (或可调) | 1000 | DIP-8 |
| | MAX1771 | 2~16.5 | 12 (或可调) | 2000 | DIP-8, SO-8 |
| | LM2577 | 3.5~40 | 12, 15 | 3000 | TO-220, TO-263 |
| 电荷泵式 | ICL7660 | 1.5~10.5 | $-U_1$ | 20 | DIP-8, TO-99 |
| | ICL7662 | 4.5~20 | $-U_1$ | 20 | DIP-8, TO-99 |
| | NCP1729 | 1.15~5.5 | 3, 5 | 50 | TSOP-6 |
| | MAX5008 | 2.95~5.5 | 5 | 125 | μ MAX-10 |
| | LTC3200 | 2.7~4.5 | 5 | 100 | MSOP-8 |
| | TPS60100 | 1.8~3.6 | 3.3 | 200 | TSSOP-20 |

开关电源的基本电路

本章首先介绍开关电源的基本电路、基本原理及特点，然后阐述线性稳压器保护电路的工作原理，包括过电流保护电路、调整管安全工作区保护电路、过热保护电路、极性颠倒保护及反偏压保护电路。

第一节 基准电压源电路

基准电压源是一种用来作为电压标准的高稳定度电压源。目前，它已被广泛用于各种集成线性稳压器。零温度系数的基准电压源，是人们在电子仪器和精密测量系统中长期追求的一种理想器件。传统的基准电压源是基于稳压管或晶体管的原理而制成的，其电压温漂为 $\text{mV}/^\circ\text{C}$ 级，电压温度系数高达 $10^{-3}/^\circ\text{C} \sim 10^{-4}/^\circ\text{C}$ ，无法满足现代电子测量之需要。随着带隙基准电压源和隐埋式齐纳稳压管的问世，才使上述愿望变为现实。下面首先介绍传统基准电压源存在的缺点，然后阐述基准电压源的分类及应用领域。

一、传统基准电压源的基本原理

传统的基准电压源有以下 4 种获取方法：

(1) 利用齐纳稳压管（以下简称稳压管）获取基准电压。当稳压管被反向击穿时，其稳定电压（即击穿电压）基本保持恒定，在要求不高的情况下可作基准电压源使用。稳压管在工作时需要串联一只限流电阻。其主要优点是成本低廉，缺点是稳定性差、高温漂移（电压温度系数为 $10^{-3}/^\circ\text{C} \sim 10^{-4}/^\circ\text{C}$ ）、功耗及噪声较高、输出阻抗较高（输出电流为 5mA 时内阻约为 100Ω ， 1mA 时约为

600Ω)。但其稳压范围很宽(2~200V,视管子型号而定);输出功率较大(几毫瓦至几瓦),很适合用作电压钳位保护电路。另一种解决方案是利用有源电路来代替齐纳稳压管,就能克服稳压管的上述缺点。

(2) 将基极与集电极短接,利用硅晶体管发射结 E-B 的正向压降作基准,电路如图 2-1-1 所示。

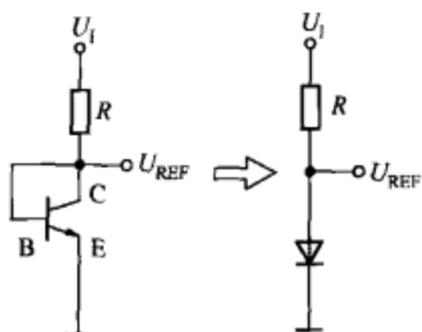


图 2-1-1 利用晶体管的发射结正向压降作基准电压

用此方法可获得 0.6~0.7V 的基准电压值。其优点是噪声电压极低,稳定电压值也低。缺点是具有负的温漂,发射结正向电压的温度系数 $\alpha_T \approx -2.1\text{mV}/^\circ\text{C}$, 折合 0.3%/°C; 另外其动态电阻较大。图 2-1-1 中的 U_{REF} 表示基准电压。

需要说明两点: ①这里选用硅晶体管的发射结来代替硅二极管,是因为将 B、C 极短接后,集电结压降 $U_{\text{BC}}=0\text{V}$,硅管呈饱和状态,此时集电极电流 I_{C} 具有恒流特性,可使 U_{REF} 不受 I_{C} 变化的影响,提高基准电压的稳定性; ②若把 N 只硅晶体管的发射结相串联,可得到 $0.7N$ (V) 的基准电压值。

(3) 利用硅晶体管发射结 (E-B) 的反向击穿电压作基准电压,电路如图 2-1-2 所示。此法能获得 5.8~7V 的基准电压值。但它也存在以下缺点: ①该基准电压具有正的温漂,发射结反向击穿电压的温度系数 $\beta_T \approx +3.5\text{mV}/^\circ\text{C}$, 大约折合 0.05%/°C; ②动态电阻较大,当通过发射结的电流变化时, U_{REF} 值也随之改变; ③因为工作在反向击穿状态,所以热噪声电压较高,尤其当芯片温度较高时,该稳压源将输出十分可观的噪声电压。

(4) 将两个硅发射结正、反向串联后作为基准电压源。如上所述,硅管发射结的正向电压具有负的温度系数,而反向击穿电压具有正的温度系数,若把一个正向 E-B 结同一个反向 E-B 结串联起来,即可抵消掉大部分的温漂。国产带温度补偿的 2DW7 型稳压管就是基于上述补偿原理而设计成的,其内部电路如图 2-1-3 所示。显然,由于 $\beta_T > |\alpha_T|$, $\beta_T T - \alpha_T T \neq 0$, 因此用这种方法只能减小温度漂移量(降至 +1.4mV/°C),却不能使之为零。

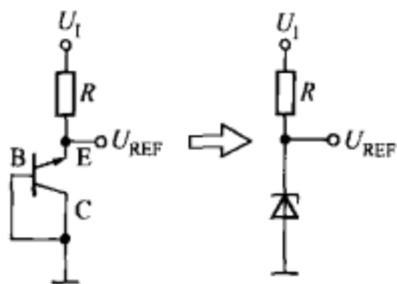


图 2-1-2 用硅晶体管发射结反向击穿电压作基准电压

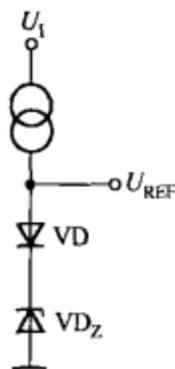


图 2-1-3 将两个硅发射结正、反向串联后作为基准电压

综上所述，传统基准电压源已无法满足线性及开关稳压电源发展的需要。

二、带隙基准电压源的基本原理

20 世纪 70 年代初，维德拉（Widlar）首先提出能带间隙基准电压源的概念，简称带隙（bandgap）电压。所谓能带间隙是指硅半导体材料在 0K 温度下的带隙电压，其数值约为 1.205V，用 U_{g0} 表示。带隙基准电压源的基本原理是利用电阻压降的正温漂去补偿晶体管发射结正向压降的负温漂，从而实现了零温漂。由于未采用工作在反向击穿状态下的稳压管，因此噪声电压极低。目前生产的基准电压源大多为带隙基准电压源。

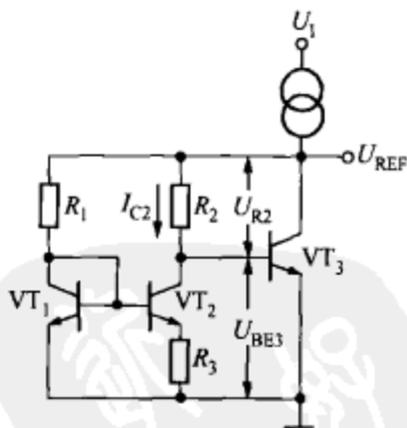


图 2-1-4 带隙基准电压源的简化电路

带隙基准电压源的简化电路如图 2-1-4 所示。基准电压源的表达式为

$$U_{REF} = U_{BE3} + I_{C2}R_2 = U_{BE} + \frac{R_2}{R_3} \times \frac{kT}{q} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (2-1-1)$$

式 (2-1-1) 中， k 为玻耳兹曼常数， q 为电子电量， T 是热力学温度。其电压温度系数

$$\alpha_T = \frac{dU_{REF}}{dT} = \frac{dU_{BE}}{dT} + \frac{R_2}{R_3} \times \frac{k}{q} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (2-1-2)$$

式 (2-1-2) 中，右边的第一项为负数 ($dU_{BE}/dT \approx -2.1\text{mV}/^\circ\text{C}$)，

第二项为正数。因此只要选择适当的电阻比，使两项之和等于零，即可实现零温漂。其条件是

$$U_{BE0} + \frac{R_2}{R_3} \times \frac{kT_0}{q} \ln \frac{R_2}{R_1} = U_{e0} = 1.205(\text{V}) \quad (2-1-3)$$

式(2-1-3)中， U_{BE0} 是常温 T_0 下的 U_{BE} 值。这表明从理论上讲，基准电压与温度变化无关。实际上由于受基极电流 I_B 等因素的影响， U_{REF} 只能接近于零温漂。

带隙基准电压源与普通稳压管的性能比较见表 2-1-1。

表 2-1-1 带隙基准电压源与普通稳压管的性能比较

| 带隙基准电压源 | 普通稳压管 |
|--|-----------------------------|
| 高精度，精度可达 0.05% | 精度低，约为 1% |
| 静态工作电流小（从几 μA 到 1mA 左右），适合低功耗应用 | 工作电流较大（1~10mA），适合对功耗要求不高的应用 |
| 一般不需要外接电阻 | 外部需要接限流电阻 |
| 输出电压的温度滞后量小 | 输出电压的温度滞后量大 |
| 部分器件不能流入灌电流 | 只能流入灌电流 |
| 长期稳定性好 | 长期稳定性差 |
| 电源电压范围较窄 | 电源电压范围较宽 |

第二节 误差放大器电路

误差放大器的作用是通过比较取样电压 (U_Q ，亦称反馈电压) 与基准电压 (U_{REF}) 之间的误差值来产生误差电压 (U_r)，进而调

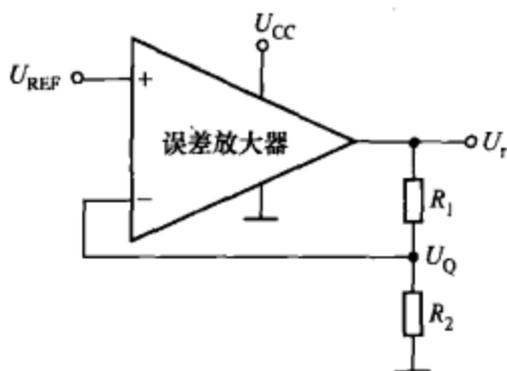


图 2-2-1 差分输入式误差放大器的简化电路

节 NPN 型晶体管的压降，使输出电压维持不变。在基准电压稳定的前提下，误差放大器是影响线性稳压器性能的关键因素。

差分输入式误差放大器的简化电路如图 2-2-1 所示。当电源电压 (U_{CC}) 和芯片温度保持恒定时，由误差放大器输

出的误差电压为

$$U_r = A_{VO}(U_{REF} - U_Q) = A_{VO}(U_{REF} - U_r\beta) \quad (2-2-1)$$

其中, A_{VO} 为放大器的开环增益; β 为反馈系数, $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ ($\beta \leq 1$)。

从式(2-2-1)中解出

$$U_r = \frac{U_{REF}}{\beta + \frac{1}{A_{VO}}} \quad (2-2-2)$$

当 A_{VO} 接近于无穷大时, 式(2-2-2)可简化为

$$U_r = \frac{U_{REF}}{\beta} = U_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2-2-3)$$

在 U_{REF} 和 A_{VO} 保持不变的情况下, 误差电压 U_r 的温漂通常为 $\pm(5.0 \sim 15)\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 这会导致 U_r 成比例的变化。解决方法是使误差放大器的输入晶体管尽可能匹配, 并使反馈系数 $\beta=1$ 。此外, 当电源电压 U_{CC} 变化时, U_r 也随之改变, 利用 A_{VO} 、电源抑制比(PSRR)和共模抑制比(CMRR)都很高的放大器能减小这种影响。

误差放大器的等效输出阻抗 (Z_O) 由下式确定

$$Z_O = \frac{\Delta U_r}{\Delta I_r} \quad (2-2-4)$$

为使负载电流对输出电压的影响为最小, 应尽可能降低 Z_O 。减小 Z_O 的一种简单方法是用射极跟随器(VT)实现阻抗转换, 电路如图2-2-2所示。 I_O 为稳压器的输出电流, I_r 为误差放大器的输出电流。当 I_r 变化 ΔI_r 时, 其输出电流仅变化 $\Delta I_O = \Delta I_r / h_{FE}$, 因此可使 Z_O 减小到 Z_O / h_{FE} 。

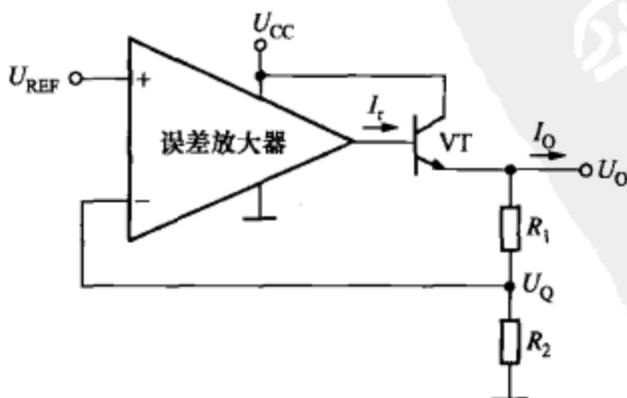


图 2-2-2 用射极跟随器实现阻抗转换

对误差放大器的基本要求如下：

(1) 具有很高的共模抑制比 (K_{CMR})。误差放大器对共模信号的抑制能力称作共模抑制比，它表示差模电压增益 A_{VD} 与共模电压增益 A_{VC} 之比，有关系式 $K_{\text{CMR}} = |A_{\text{VD}}/A_{\text{VC}}|$ 。

(2) 具有很高的开环增益 (A_{VD})。开环增益表示当误差放大器作开环使用时，输入电压的变化量与差模输入电压的变化量之比。

(3) 具有很低输入失调电压 (U_{IO})。输入失调电压表示当输出电压为零时，加在两个输入端之间的直流补偿电压。由于集成电路的输入晶体管不是完全匹配的，因此在放大器的工作过程中可利用补偿电压实现匹配。

(4) 当电路的反馈系数 $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1$ 时，稳压性能为最佳。

(5) 带射极跟随器输出。

实际的误差放大器电路还需增加 RC 型相位补偿网络，以提高控制环路的稳定性。

◆ 第三节 电压控制型开关电源的基本电路

开关电源有两种控制类型，一种是电压控制 (Voltage Mode Control)，另一种是电流控制 (Current Mode Control)。二者有各自的优缺点，很难讲某种控制类型对所有应用都是最优化的，应根据实际情况加以选择。

电压控制是开关电源最常用的一种控制类型。以降压式开关稳压器 (即 Buck 变换器) 为例，电压控制型的基本原理及工作波形分别如图 2-3-1 (a)、(b) 所示。电压控制型的特点是首先通过对输出电压进行取样 (必要时需要增加取样电阻分压器)，所得到的取样电压 U_{Q} 就作为控制环路的输入信号；然后将取样电压 U_{Q} 和基准电压 U_{REF} 进行比较，并将比较结果放大成误差电压 U_{r} ，再将 U_{r} 送至 PWM 比较器与锯齿波电压 U_{J} 进行比较，获得脉冲宽度与误差电压成正比的调制信号。图中的振荡器有两路输出，一路输出为时钟信号 (方波或矩形波)，另一路为锯齿波信号， C_{T} 为锯齿波振荡器的定时电容。T 为高频变压器，VT 为功率开关管。降压式

输出电路由整流管 VD_1 、续流二极管 VD_2 、储能电感 L 和滤波电容 C_0 组成。PWM 锁存器的 R 为复位端，S 为置位端，Q 为锁存器输出端，输出波形见图 2-3-1 (b)。

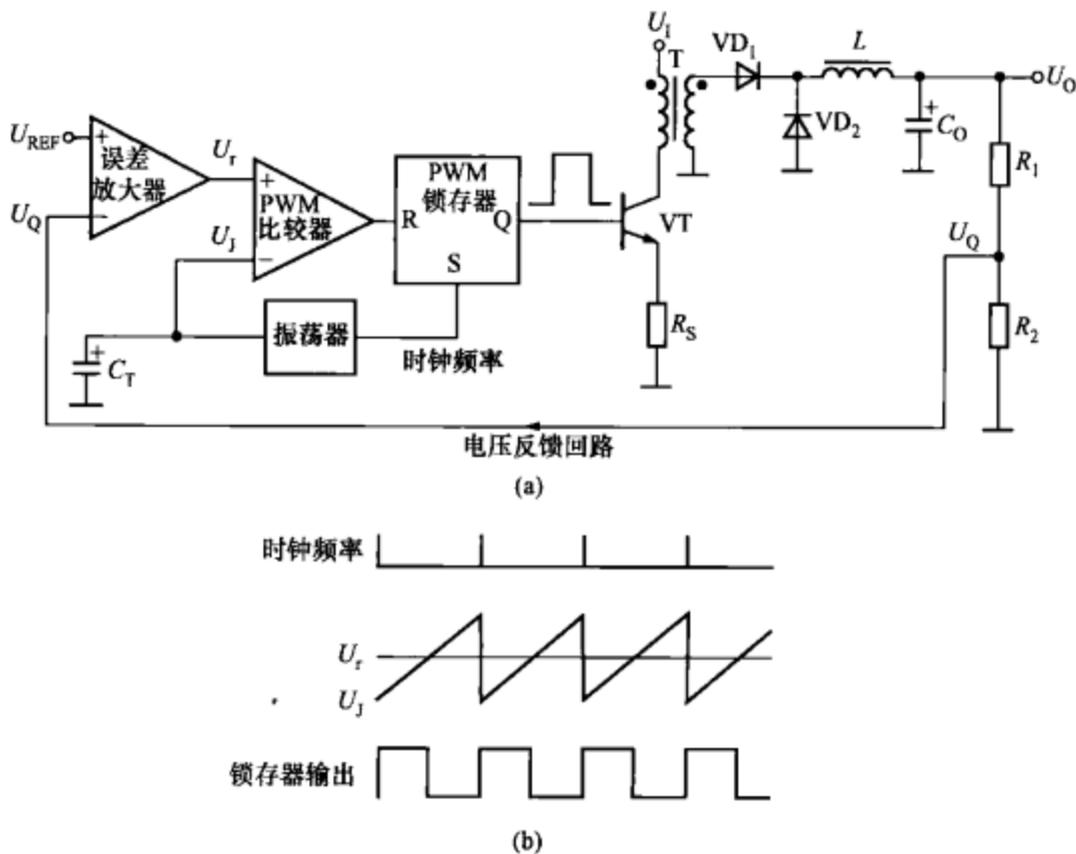


图 2-3-1 电压控制型开关电源的基本原理及工作波形

(a) 基本原理；(b) 工作波形

电压控制型开关电源具有以下优点：

- (1) 它属于闭环控制系统，且只有一个电压反馈回路（即电压控制环），电路设计比较简单。
- (2) 在调制过程中工作稳定。
- (3) 输出阻抗低，可采用多路电源给同一个负载供电。

电压控制型的主要缺点如下：

- (1) 响应速度较慢。虽然在电压控制型电路中使用了电流检测电阻 R_s ，但 R_s 并未接入控制环路。因此，当输入电压发生变化时，必须等输出电压发生变化之后，才能对脉冲宽度进行调节。由于滤波电路存在滞后时间，输出电压的变化要经过多个周期后才能表现出来。所以电压控制型的响应时间较长，使输出电压稳定性也

受到一定影响。

(2) 需另外设计过电流保护电路。

(3) 控制回路的相位补偿较复杂，闭环增益随输入电压而变化。

◆ 第四节 电流控制型开关电源的基本电路

电流控制型开关电源是在电压控制环的基础上又增加了电流控制环，其基本原理及工作波形分别如图 2-4-1 (a)、(b) 所示。 U_s 为电流检测电阻的压降，此时 PWM 比较器兼作电流检测比较器。

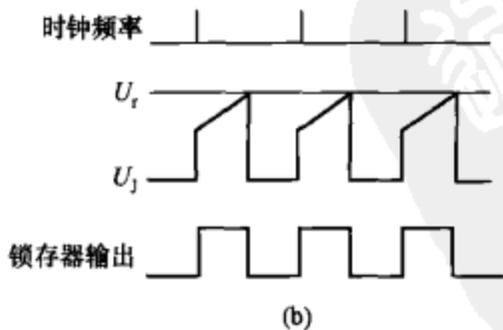
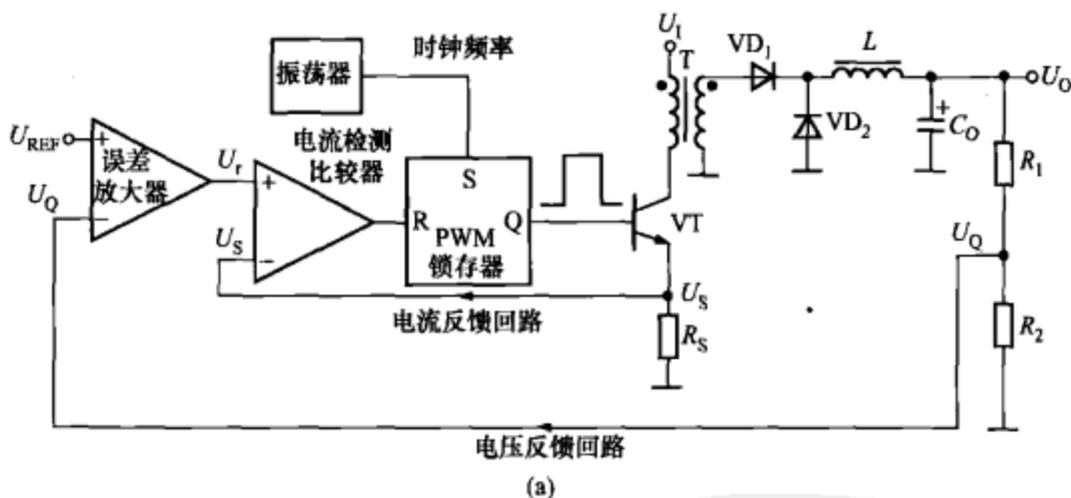


图 2-4-1 电流控制型开关电源的基本原理及工作波形

(a) 基本原理；(b) 工作波形

电流控制型需通过检测电阻来检测功率开关管的开关电流，并且可逐个周期的限制电流，便于实现过电流保护。固定频率的时钟脉冲将 PWM 锁存器置位，从 Q 端输出的驱动信号为高电平，使功

率开关管 VT 导通，高频变压器一次侧的电流线性地增大。当电流检测电阻 R_s 上的压降达到并超过 U_s 时，电流检测比较器翻转，输出的高电平将锁存器复位，从 Q 端输出的驱动信号变为低电平，令开关管关断，直到下一个时钟脉冲使 PWM 锁存器置位。

电流控制型开关电源具有以下优点：

(1) 它属于双闭环控制系统，外环由电压反馈电路构成，内环由电流反馈电路组成，并且电流反馈电路受电压反馈电路的控制。与电压反馈电路相比，电流反馈电路的增益带宽 (Gain Bandwidth) 更大。

(2) 对输入电压瞬态变化的响应速度快，当输入电压发生变化时能迅速调整输出电压达到稳定值。这是因为输入电压的变化会导致一次侧电感电流发生变化，进而使 U_s 改变，无须经过误差放大器，直接通过电流检测比较器就能改变输出脉冲的占空比。

(3) 在电压控制环和电流控制环的共同控制下，可提高电压调整率指标。

(4) 能简化误差放大器补偿网络的设计。

(5) 只要开关电流脉冲的峰值达到设定的阈值，PWM 比较器就动作，使功率开关管关断，维持输出电压稳定。

(6) 本身带限电流保护电路，只需改变 R_s 值，即可精确设定限电流阈值。

电流控制型的主要缺点如下：

(1) 由于存在两个控制环路，给电路设计及分析带来困难。

(2) 当占空比超过 50% 时可能造成控制环路工作不稳定，需增加斜率补偿电路。

(3) 对噪声的抑制能力较差，因一次侧电感工作在连续储能模式，开关电流信号的上升斜率较小，只要在电流信号上叠加较小的噪声，就容易导致 PWM 控制器误动作，需增加噪声抑制电路。

第五节 电荷泵式开关电源的基本电路

电荷泵式变换器亦称开关电容式变换器，或极性反转式变换器。其特点是在开关频率作用下利用一只电容器快速地传递能量，

使输出电压的极性与输入电压相反，且输出负电压的幅度既可高于输入电压，也可低于或等于输入电压。因此亦可将其列入降压/升压式变换器。

电荷泵式变换器是一种利用所谓的“快速”（flying）或“泵送”电容（而非电感或变压器）来储能的 DC-DC（变换器）。它们能使输入电压升高或降低，也可以用于产生负电压。其内部的 FET 开关阵列以一定方式控制快速电容器的充电和放电，从而使输入电压以一定因数（0.5、2、3）倍增或降低，从而得到所需要的输出电压。这种特别的调制过程可以保证高达 80% 的效率，而且只需外接陶瓷电容。由于电路是开关工作的，电荷泵结构也会产生一定的输出纹波和 EMI（电磁干扰）。

电荷泵式开关电源的基本结构如图 2-5-1 所示。主要包括振荡器、逻辑电路、开关阵列和电压调节器。外围元件有泵电容 C_1 、 C_2 ， C_3 为输出电容器（可省略）。输入正压（ $+U_I$ ）经过电荷泵后可获得负压输出（ $-U_O$ ）。

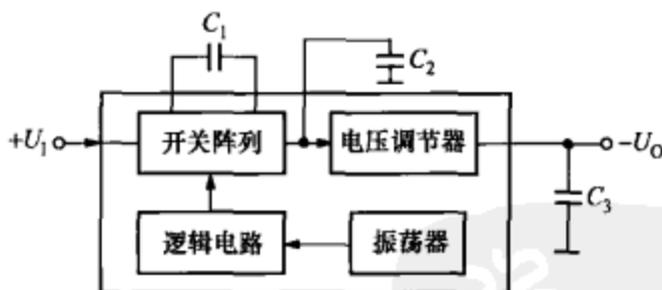


图 2-5-1 电荷泵式开关电源的基本结构

电荷泵式开关电源的简化电路如图 2-5-2 所示。以模拟开关 S_1 和 S_2 为一组， S_3 和 S_4 为另一组，两组开关交替通、断。正半周时 S_1 与 S_2 闭合， S_3 和 S_4 断开， C_1 被充电到 U_{DD} 。负半周时 S_3 和 S_4 闭合， S_1 与 S_2 断开， C_1 的正端接地，负端接 U_O 。由于 C_1 与 C_2 并联，使 C_1 上的一部分电荷就转移到 C_2 ，并在 C_2 上形成负压输出。在模拟开关的作用下， C_1 被不断地充电，使其两端压降维持在 U_{DD} 值。显然， C_1 就相当于一个“充电泵”，故称之为泵电容，由 C_1 、 C_2 等构成泵电源。该电路属于高效电源变换器，电能损耗极低。这种电源变换器的典型产品有美国 Itersil 公司生产的

ICL7660 和 ICL7662, TI 公司生产的 TPS60110 和 TPS60111。

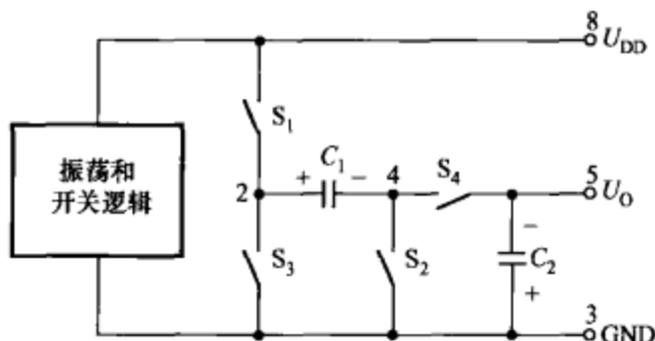


图 2-5-2 电荷泵式变换器的简化电路

电荷泵式变换器具有以下特点：

(1) 电源效率高（可达 95% 以上）、外围电路简单（仅需两只电容），还容易实现倍压或多倍压输出。

(2) 在开关周期内，首先将电荷储存在电容中，然后转移到输出端。 C_1 的电容量与开关频率和输出负载电流有关。 C_1 、 C_2 应采用漏电小、性能稳定的钽电容器。

(3) 芯片中的 S_1 和 S_2 可采用 CMOS 模拟开关（小电流输出），亦可采用功率开关管 MOSFET（大电流输出）。

(4) 电荷泵式变换器的输出未经过稳压，必要时可增加稳压控制电路。

第六节 反馈电路的基本类型

以 TOPSwitch 系列单片开关电源为例，开关电源的反馈电路主要有 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 的光耦反馈电路。它们的简化电路如图 2-6-1 所示。

图 2-6-1 (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、经济型开关电源；其缺点是稳压性能较差，电压调整率 $S_V = \pm 1.5\% \sim \pm 2.5\%$ ，负载调整率 $S_I \approx \pm 5\%$ 。

图 2-6-1 (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 $\pm 2.5\%$ 。 VD_Z 的稳定电压

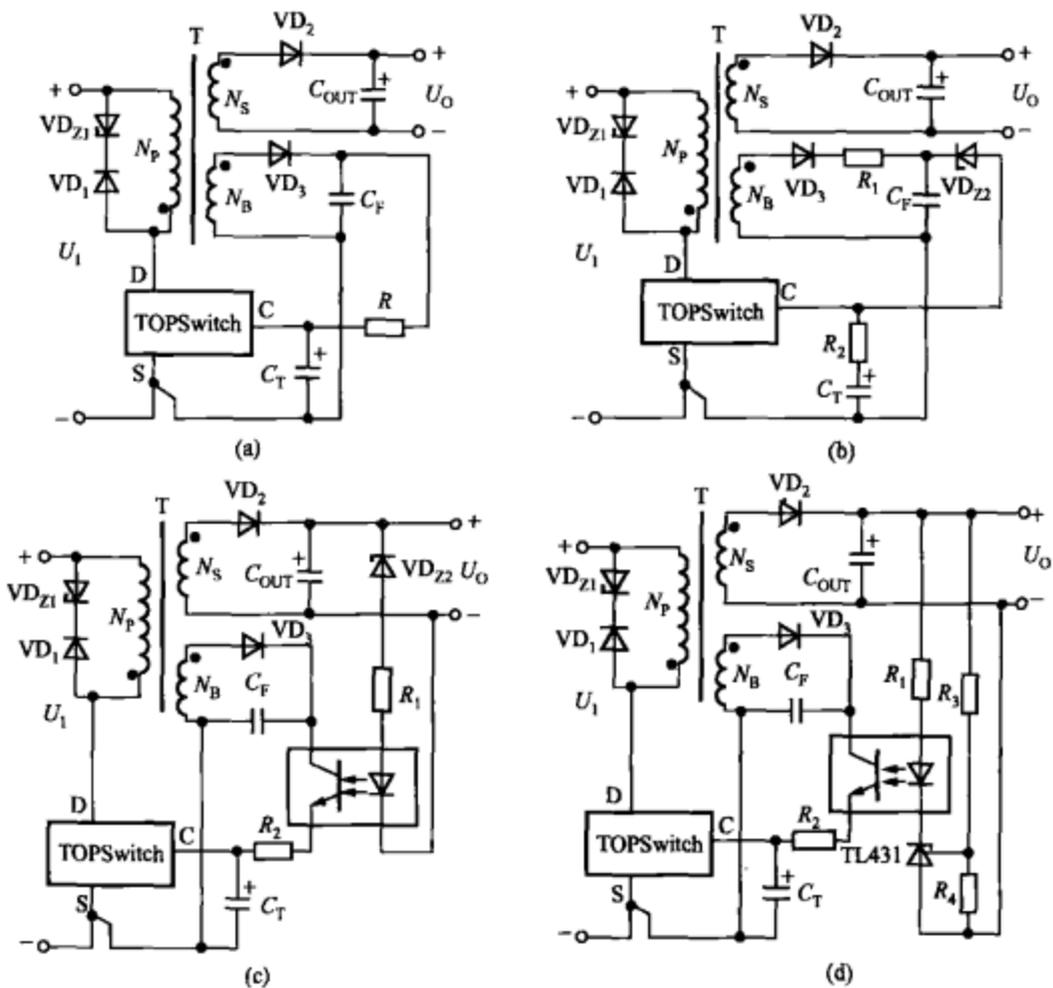


图 2-6-1 反馈电路的 4 种基本类型

(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 的光耦反馈电路

一般为 22V，必须相应增加偏置绕组的匝数，以获得较高的偏置电压 U_B ，满足电路的需要。

图 2-6-1 (c) 是配稳压管的光耦反馈电路。由 VD_{z2} 提供参考电压 U_z ，当输出电压 U_o 发生波动时，在光耦内部的 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 U_o 进行调整。这种反馈电路能使电压调整率达到 $\pm 1\%$ 以下。

图 2-6-1 (d) 是配 TL431 的光耦反馈电路，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普通的稳压管，构成外部误差放大器，进而对 U_o 作精细调整，可

使单路输出式开关电源的电压调整率和负载调整率分别达到 $\pm 0.2\%$ 、 $\pm 0.5\%$ ，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。

第七节 开关电源的过热保护电路

当芯片的工作温度达到最高结温（亦称热关断温度） T_{jM} 时，开关电源立即关断输出，防止因过热而损坏芯片。

过热保护电路的基本原理如图 2-7-1 所示。这里的稳压管 VD_Z 实际上是利用硅晶体管发射结（E-B）的反向击穿电压作基准电压 U_{REF} 的。此法能获得 $5.8\sim 7V$ 基准电压值，该基准电压具有正的温漂，发射结反向击穿电压的温度系数 $\beta_T \approx +3.5mV/^\circ C$ ，即环境温度每升高 $1^\circ C$ ， U_{REF} 大约增加 $3.5mV$ 。

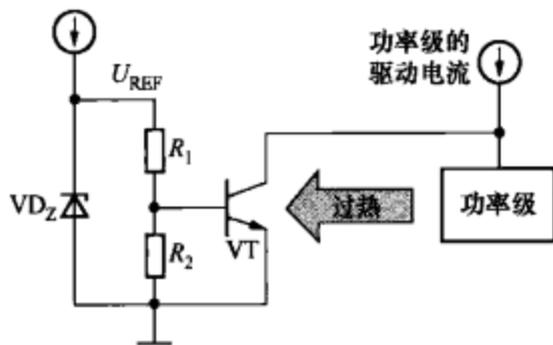


图 2-7-1 过热保护电路的基本原理

NPN 型晶体管 VT 作温度传感器使用。 R_1 和 R_2 为基极偏置电阻，将 VT 放置在靠近功率级（即调整管）的位置，以便感知调整管的温度。NPN 型晶体管的发射结电压 U_{BE} 具有负的温度系数， $\alpha_T \approx -2.1mV/^\circ C$ ，即环境温度每升高 $1^\circ C$ ， U_{BE} 就下降 $2.1mV$ 。常温下由于 U_{BE} 远低于 NPN 管的开启电压，因此 VT 截止。若由于某种原因（过载或环境温度升高），使芯片温度升到最高结温（ T_{jM} ）时，VT 导通，功率级驱动电流就被 VT 分流，使负载电流减少甚至完全被切断，从而达到了过热保护之目的。

为防止当 $T=T_{jM}$ 时因结温发生波动而使过热保护电路频繁地动作，提高保护电路的可靠性，过热保护电路一般都具有热滞后特性，如图 2-7-2 所示。一旦芯片温度 T 达到或超过最高结温 T_{jM} 时，开关电源立即被关断。但是当芯片温度刚低于 T_{jM} 时开关电源

仍处于关断状态，而必须降至安全温度 T_j 时才重新启动开关电源。 T_j 一般要比 T_{jM} 低 $20\sim 75^\circ\text{C}$ ，具体数值视芯片型号而定。这表明过热保护电路具有滞后温度（亦称热关断迟滞温度），用 T_{HYST} 表示， $T_{\text{HYST}} = T_{jM} - T_j$ 。例如，TOPSwitch-HX 系列五代单片开关电源的热关断温度 $T_{jM} = 142^\circ\text{C}$ （典型值），滞后温度 $T_{\text{HYST}} = 75^\circ\text{C}$ 。上述迟滞特性与数字电路中的施密特触发器有相似之处。

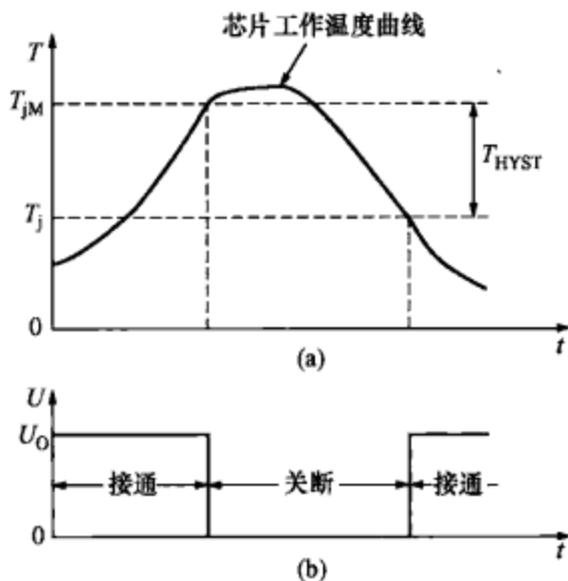


图 2-7-2 热滞后特性



开关电源一次侧外围电路的设计

开关电源的一次侧电路旧称高频变压器的初级电路，它包含开关电源的输入电路、输入保护电路及变换器的核心器件。一次侧外围电路主要有输入保护电路、电磁干扰滤波器、输入整流滤波器、功率开关管及钳位保护电路。本章专门介绍一次侧外围电路的设计，有关 PWM 控制器及单片开关电源集成电路的选择，详见第一章第五节。

第一节 输入保护电路的设计

一、输入保护电路的基本构成

开关电源输入保护电路的基本构成如图 3-1-1 所示。开关电

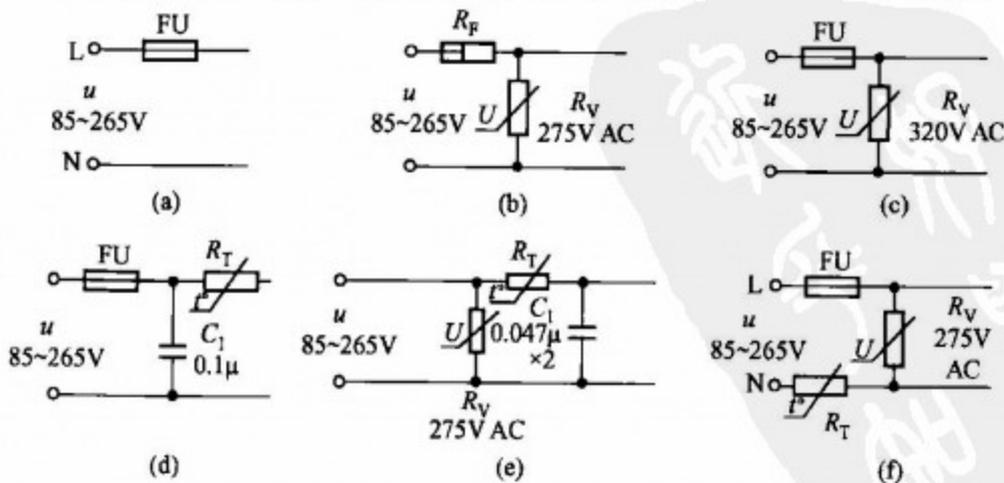


图 3-1-1 开关电源输入保护电路的基本构成

- (a) 由熔丝管构成的输入保护电路；(b) 由熔断电阻器和压敏电阻器构成的输入保护电路；(c) 由熔丝管和压敏电阻器构成的输入保护电路；(d) 由熔丝管和负温度系数热敏电阻器构成的输入保护电路；(e) 由压敏电阻器和负温度系数热敏电阻器构成的输入保护电路；(f) 由熔丝管、压敏电阻器和负温度系数热敏电阻器构成的输入保护电路

源常用输入保护元件的主要性能比较见表 3-1-1。

表 3-1-1 开关电源常用输入保护元件的主要性能比较

| 保护元件类型 | 熔丝管 | 熔断电阻器 | 负温度系数热敏电阻器 | 压敏电阻器 |
|---------------|--|-------------------------------|---|--|
| 电路符号 | FU | R_F | R_T | R_V |
| 英文缩写 | FU | RF | NTCR | VSR |
| 主要特点 | 熔点低, 电阻率高, 熔断速度快, 成本低廉; 但熔断时会产生火花, 甚至管壳爆裂, 安全性较差 | 熔断时不会产生电火花或烟雾, 不会造成火花干扰, 安全性好 | 电阻值随温度升高而降低, 电阻温度系数 α_T 一般为 $-(1 \sim 6)\%/^{\circ}\text{C}$ | 电阻值随端电压而变化, 对过电压脉冲响应快, 耐冲击电流能力强, 漏电流小, 电阻温度系数低 |
| 功能 | 过电流保护 | 过电流保护 | 通电时瞬间限流保护 | 吸收浪涌电压, 防雷击保护 |
| 种类 | 普通熔丝管, 快速熔丝管 | 阻燃型、防爆型 | 圆形、垫圈形、管形 | 普通型、防雷击型 |
| 中小功率开关电源常用元件值 | 熔断电流应等于额定电流的 1.25~1.5 倍 | 4.7~10 Ω , 1~3W | 1~47 Ω , 2~10W | 275V、 320V (AC) |

二、熔丝管

熔丝管俗称保险管, 其电路符号为 FU。熔丝管是用铅锡合金或铅铋合金材料制成的, 具有熔点低、电阻率高及熔断速度快的特点。正常情况下熔丝管在开关电源中起到连接输入电路的作用。一旦发生过载或短路故障, 使通过熔丝管的电流超过熔断电流, 熔丝就被熔断, 将输入电路切断, 从而起到过电流保护作用。

1. 工作原理

当熔丝管上有电流流过时, 因电能转换成热量会使熔体的温度升高。正常工作时熔丝管所产生的热量可通过热对流、热传导等方式散发到周围空气中, 使发热量与散热量达到平衡。若发热量大于散热量, 多余的热量就逐渐积累在熔丝上, 使之温度进一步升高。当温度超过熔点时, 熔丝就被熔化而切断电路中的电流。这就是熔丝管的工作原

理。实际上熔丝管是否会熔断，还取决于发热速率和散热速率。这分3种情况：①发热速率小于散热速率，熔丝管不会熔断；②发热速率等于散热速率，熔丝管在相当长的时间内也不会熔断；③发热速率大于散热速率，只要温度超过熔点，熔丝管就被熔断。

熔丝管一般由3部分组成：①熔体，它是熔丝管的核心，熔断时起到切断电流的作用；②两个电极，它是熔体与电路的连接部分，其导电性要好，安装时的接触电阻要小；③管卡和支架，它应具有良好的机械强度、耐热性和阻燃性，使用中不应产生断裂、变形、燃烧及短路故障。电力设备所使用的熔丝管还应具有灭弧装置，常用的灭弧材料为石英砂。此外，某些熔丝管还带熔断指示装置，当熔丝管熔断后能自动进行光报警，有的还能带指示器。

2. 产品分类

熔丝管的产品分类见表3-1-2。

表3-1-2 熔丝管的产品分类

| 分类方式 | 产品类型 |
|-------------|--|
| 按额定电压分类 | 高压熔丝管（如微波炉用的5kV熔丝管）、低压熔丝管（如250V熔丝管）、安全电压熔丝管（如32V熔丝管） |
| 按熔断电流分类 | 1A、2A、3A、5A、10A、15A、25A、30A等 |
| 按保护形式分类 | 过电流保护熔丝管、过热保护熔丝管（温度熔丝管）、温度开关（热保护器）、一次性电流熔丝管、自恢复熔丝管 |
| 按外形尺寸分类 | 微型、小型、中型及大型熔丝管 |
| | φ2、φ3、φ4、φ5、φ6等规格的熔丝管 |
| 按形状分类 | 平头管状熔丝管、尖头管状熔丝管、螺旋式熔丝管、插片式熔丝管、贴片式熔丝管、平板式熔丝管、铡刀式熔丝管 |
| 按封装形式分类 | 玻璃封装、陶瓷封装、贴片封装等 |
| 按用途分类 | 仪器仪表及家用电器使用的熔丝管、汽车熔丝管、机床熔丝管、电力熔丝管 |
| 按熔断速率分类 | 特慢速熔丝管（TT）、慢速熔丝管（T）、中速熔丝管（M）、快速熔丝管（F）、超快速熔丝管（FF） |
| 按熔断特性分类 | 快速熔断型、延时熔断型 |
| 按所采用的安全标准分类 | IEC（中国、欧洲等标准）、UL（美国标准）等 |

慢速熔丝管亦称延时熔丝管，它能在出现非故障性脉冲电流时正常工作，并对长时间的过载提供保护。有的开关电源在开机瞬间所产生的脉冲电流可达正常工作电流的几倍，尽管持续时间很短，但这种脉冲电流很大，仍能使普通熔丝管熔断，导致开关电源无法正常开机。若选择更大容量的熔丝管，则电路过载时将得不到保护。慢速熔丝管采用特殊工艺制成的熔体，具有吸收能量的作用，适当调整能量吸收比，可使它既能抗浪涌电流，又能对过载进行有效地保护。

3. 主要参数

(1) 额定电压。熔丝管在安全工作状态下所允许的最高工作电压，额定电压分 32V、125V、250V、600V 等规格。需要指出，熔丝管是否被熔断只取决于流过它的电流大小，而与工作电压无关。熔丝管的额定电压只是为安全使用熔丝管而规定的。仅当工作电压不超过额定电压时熔丝管才能安全可靠地工作，熔断时不会出现飞弧或被击穿现象。

(2) 额定电流。额定电流是指熔丝管正常工作时的最大电流。

(3) 熔断电流。熔丝管在额定电压下能可靠熔断的电流值。熔断电流等于额定电流乘以熔断系数，熔断系数一般为 1.1~1.5。由此可见，即使流过熔丝管的电流大于它的额定电流但并未超过熔断电流，熔丝管也不会熔断。

(4) 压降。熔丝管在通过额定电流时产生的压降，它反映了熔丝管内阻的大小。熔丝管的压降应足够小，以降低功率损耗。

(5) 电阻。熔丝管是用正温度系数的材料制成的，其冷态电阻小于热态电阻。

(6) 环境温度。环境温度越高，熔丝管的工作温度越高，其承载电流能力越低，寿命越短。因此，在较低温度下工作可延长熔丝管的寿命。

(7) 温升。当熔丝管流过 1.1 倍额定电流时熔丝管的温升值，它等于实测温度与环境温度的差值。

(8) 熔断时间。熔丝管熔断过程所需时间。

4. 使用注意事项

(1) 所选熔丝管的额定电压应大于被保护回路的输入电压。例

如，开关电源的输入电压为交流 220V，应选择额定电压为 250V 的熔丝管。

(2) 实际使用熔丝管时，额定电流应小于标称值的 75%。例如电路中工作电流为 0.75A，可选额定电流至少为 1A 的熔丝管。

(3) 快速熔丝管适用于工作电流比较恒定、浪涌电流较小的电路。延时熔断型熔丝管适用于电路中只存在正常的浪涌电流，且没有对浪涌电流敏感的元器件。

(4) 环境温度越高，熔丝管的工作寿命越短。可根据厂家提供的温度影响曲线来选择额定电流。当环境温度过高时会降低熔丝管的使用寿命。延时型熔丝管不允许长时间工作在 150℃ 以上，快速熔丝管不能长期工作在 175~225℃ 以上。

(5) 熔丝管老化后额定电流值会降低，容易造成误保护，当过载电流较小时就切断电路。

(6) 熔丝管与管夹的接触电阻越小越好，一般应小于 3mΩ。更换开关电源的熔丝管时，必须与原来的规格一致。

三、熔断电阻器

熔断电阻器亦称保险电阻器或可熔断电阻器。它兼有电阻器和熔断器的双重功能，在正常工作时它相当于一只小电阻。当电路发生故障，导致电流增大并超过其熔断电流时，就迅速熔断，对电路和元器件起到过电流保护作用。熔断电阻器适用于低压电源的保险装置。用可熔断电阻器代替保险管的优点是它在熔断时不会产生电火花或烟雾，既安全又不造成干扰。

熔断电阻器的外形及国标符号如图 3-1-2 所示。熔断电阻器的功率一般为 0.125~3W，阻值为零点几欧姆至几十欧姆，最高可达几千欧姆。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 系列则是具有阻燃特性的熔断电阻器，其技术指标详见表 3-1-3。熔断电阻器大多属于一次性产品，当电阻器达到某一温度时，涂有熔断材料的电阻膜立即熔断，使电阻器断路，熔断后需更换同种规格的产品。使用一次性熔断电阻器时应悬空安装在印制板上。但目前也有供多次使用的可修复熔断电阻器。它是在电阻器的一端用低熔点焊料焊接弹性金属片或金属丝上，过热时焊点首先熔断，使弹性金属

片或金属丝与电阻器断开，但经过修复后可继续使用。

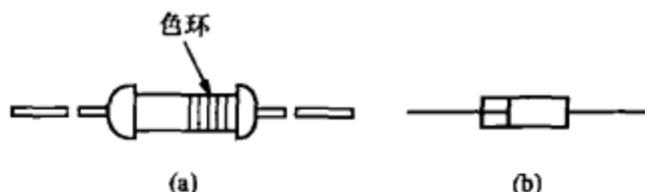


图 3-1-2 熔断电阻器
(a) 外形；(b) 国标电路符号

表 3-1-3 RF10 和 RF11 系列产品技术指标

| 系列 | 额定功率 (W) | 阻值范围 (Ω) | 阻值偏差 \pm (%) | 稳定度 (%) | 温度系数 ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) | 耐压 (V) | 外形尺寸 (mm) |
|------|-------------|----------------------|-------------------|------------|--|-----------|------------------------------|
| RF10 | 0.25 | 0.47~1k | 5 | 5 | 350 | 250 | $\phi 2.5 \times 7$ |
| | 0.5 | 0.47~1k | 5 | 5 | 350 | 250 | $\phi 3.9 \times 10.5$ |
| | 1 | 0.47~1k | 5 | 5 | 350 | 350 | $\phi 5.5 \times 14$ |
| | 2 | 0.47~1k | 5 | 5 | 350 | 350 | $\phi 6.5 \times 17$ |
| RF11 | 0.5 | 0.33k~1.5k | 5 | 5 | 350 | 1000 | $\phi 6.3 \times 13.5$ |
| | 1 | 0.33k~1k | 5 | 5 | 350 | 1000 | $6.5 \times 6.5 \times 14$ |
| | 2 | 0.33k~1k | 5 | 5 | 350 | 1000 | $7.4 \times 7.4 \times 19$ |
| | 3 | 0.33k~3.3k | 5 | 5 | 350 | 1000 | $10.5 \times 10.5 \times 23$ |

四、负温度系数功率热敏电阻器

负温度系数热敏电阻器简称 NTCR，其特点是在工作温度范围内电阻值随温度的升高而降低，电阻温度系数 α_T 一般为 $-(1 \sim 6)\%/^{\circ}\text{C}$ 。当温度大幅度升高时，其电阻值可降低 3~5 个数量级。典型 NTCR 的外形、电路符号及电阻-温度特性曲线分别如图 3-1-3 (a)、(b)、(c) 所示。常见的热敏电阻器有圆形、垫圈形、管形等。NTCR 的电路符号，文字符号则用 R_T 表示。NTCR 是由锰、钴、镍的氧化物烧成半导体陶瓷而成的。热敏电阻器大多为直热式，即热源是从电阻器本身通过电流时发热而获取的。此外还有旁热式，需外加热源。国产 NTCR 有 MF 系列产品，其中的 M 表示敏感元件，F 代表负温度系数。国外产品有 10K3A1IA、SB-1、D22A 等型号。

NTCR 的主要参数如下：

R_T ——零功率电阻值。“零功率”的含义是指不存在热效应(或由热效应所引起的测量误差可忽略不计)。 R_T 通常是在 25℃ 环境温度下测得的阻值,即热敏电阻器上所标出的阻值。

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℃ 所引起的电阻值的相对变化量,单位是 %/℃。

δ ——耗散系数,是指热敏电阻器每变化 1℃ 所消耗的功率相对变化量:有公式 $\delta = \Delta P / \Delta t$,单位是 mW/℃。

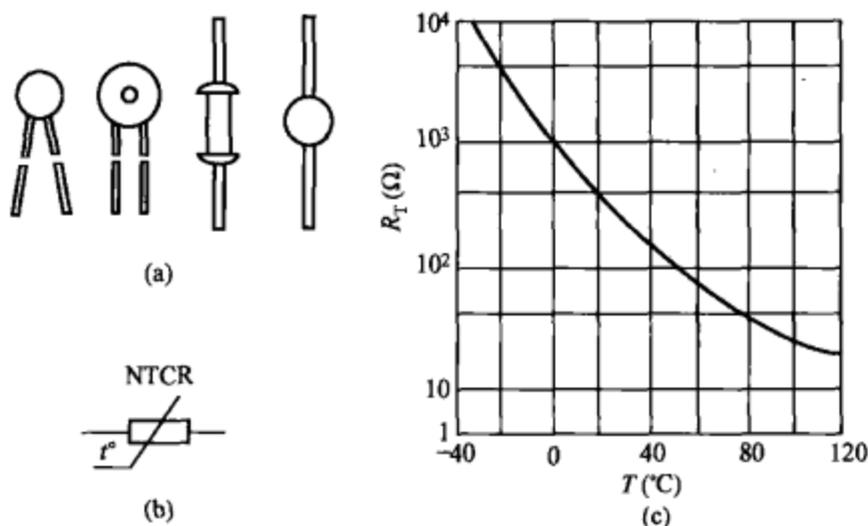


图 3-1-3 典型 NTCR 的外形、电路符号及电阻-温度特性曲线
(a) 外形; (b) 电路符号; (c) 电阻-温度特性曲线

近年来问世的功率热敏电阻器亦称软启动功率元件,它也属于 NTCR 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),特别适合做各种电源的启动保护元件。其外形与图 3-1-3 (a) 中的圆片形 NTCR 相同,直径为 $\phi 5 \sim \phi 15\text{mm}$ 。典型产品见表 3-1-4,型号中前边的数字表示直径(mm),中间数字是标称阻值,末尾数字为额定电流(A)。

表 3-1-4 功率热敏电阻器的典型产品

| 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 |

续表

| 型 号 | 标称阻值 (Ω) | 额定电流 (A) | 额定功率 (W) |
|--------|-------------------|----------|----------|
| 10-103 | 10 | 3 | 90 |
| 13-056 | 5 | 6 | 180 |
| 15-204 | 20 | 4 | 320 |
| 15-473 | 47 | 3 | 423 |

功率热敏电阻器在开关电源通电时能起到瞬间限流保护作用。刚通电时因滤波电容上的压降不能突变，容抗趋于零，故瞬间充电电流很大，很容易损坏高压电解电容。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低阻值限流电阻 R 。然而普通电阻器的阻值是基本恒定的，在开关电源转入正常工作之后， R 上的功耗势必导致电源效率降低。更好的方案是选用功率热敏电阻器代替普通限流电阻，并且限流值可选得稍高些。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，但伴随着电流通过发出的热量，其阻值迅速减小，功耗明显降低，真正做到了一举两得。

五、压敏电阻器

压敏电阻器是电压敏感电阻器的简称，其英文缩写为 VSR，它属于一种过电压保护元件。

1. 性能特点

压敏电阻器是以氧化锌 (ZnO) 或碳化硅 (SiC) 为主要材料而制成的金属-氧化物-半导体陶瓷元件，其电阻值随端电压而变化。压敏电阻器的主要特点是工作电压范围宽 (6~3000V，分若干挡)，对过电压脉冲响应快 (几纳秒至几十纳秒)，耐冲击电流的能力很强 (可达 100A~20kA)，漏电流小 (低于几微安至几十微安)，电阻温度系数低 (小于 0.05%/°C)，且价格低廉，体积小，是一种理想的保护元件。由它可构成过电压保护电路、防雷击保护电路、消除火花电路、浪涌电压吸收回路。

压敏电阻器的主要参数如下：

(1) 标称电压 U_{1mA} ：当通过 1mA 直流电流时，元件两端的电

压值。选择标称电压的原则如下：对于直流电压 U_{DC} ，应选 $U_{1mA} \geq (1.3 \sim 2.6)U_{DC}$ ；对于交流电压 U_{AC} ，应选择 $U_{1mA} \geq (1.9 \sim 2.2)U_{AC}$ ；对于脉冲峰值电压 U_P ，可选 $U_{1mA} \geq (1.4 \sim 2.0)U_P$ 。

(2) 漏电流：当元件两端电压等于 $75\%U_{1mA}$ 时，元件上所通过的直流电流。

(3) 通流量：在规定时间 ($8/20\mu s$) 内，允许通过脉冲电流的最大值。其中，脉冲电流从 $90\%U_P$ 到 U_P 的时间为 $8\mu s$ ，峰值持续时间为 $20\mu s$ 。

压敏电阻器的外形、电路符号及伏安特性曲线如图 3-1-4 所示。VSR 本身没有极性，其正、反向伏安特性曲线呈对称性，都具有稳压作用，因此它不仅能用于交、直流电路，还可作为小电流 ($<1mA$) 电路中的双向限幅或稳压元件。压敏电阻器的伏安特性曲线呈非线性。

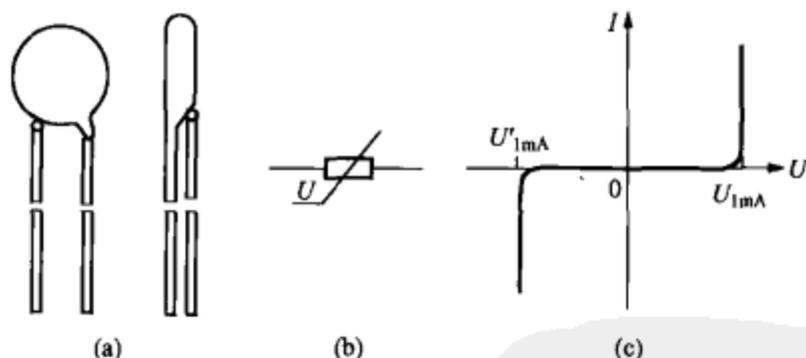


图 3-1-4 压敏电阻器

(a) 外形；(b) 电路符号；(c) 伏安特性曲线

2. 产品分类

国产压敏电阻器的型号中，MY 代表压敏电阻器，它又分普通型、防雷型、消磁型、稳压型等多种类型。例如，MY31-270/3 表示标称电压为 270V、通流容量为 3kA 的普通型压敏电阻器，MYL1-1 表示防雷电用压敏电阻器。每种型号又分多种规格。常见的标称电压有 6V、18V、22V、24V、27V、33V、39V、47V、56V、82V、100V、120V、150V、200V、216V、240V、250V、270V、283V、320、375V、470V、850V、900V、1100V、1500V、1800V、3000V 等规格。压敏电阻器典型产品的主要参数见表 3-1-5。

表 3-1-5 压敏电阻器典型产品的主要参数

| 产品型号 | 标称电压 U_{1mA} (V) | 漏 电 流 (μ A) | 通 流 量 [A/(8/20 μ s)] | 外形尺寸 (mm) |
|---------|-----------------------|---------------------|-----------------------------|----------------------|
| MYL07DK | 22~82 | ≤ 10 | 100 | $\phi 10 \times 4.2$ |
| MYL10DK | 22~82 | ≤ 10 | 200 | $\phi 14 \times 4.3$ |
| MYL14DK | 22~82 | ≤ 10 | 500 | $\phi 17 \times 4.3$ |
| MYL20D | 22~82 | ≤ 10 | 1k | $\phi 23 \times 4.3$ |
| MYL25DK | 22~82 | ≤ 10 | 3k | $\phi 28 \times 5$ |
| MYL30DK | 82~1500 | ≤ 10 | 5k | $\phi 34 \times 12$ |
| MYL40DK | 82~1500 | ≤ 10 | 10k | $\phi 43 \times 12$ |

第二节 电磁干扰滤波器的设计

一、电源噪声及其抑制方法

目前,随着电子设备、计算机和家用电器的大量涌现与广泛普及,电磁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,特别是瞬态电磁干扰,其电压幅度高(几百伏至上千伏)、上升速率快、持续时间短、随机性强,容易对数字电路产生严重干扰,常使人们防不胜防,这已引起国内外电子界的高度重视。

电源噪声是电磁干扰(EMI)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,电源噪声可分为两大类:一类是从电源进线引入的外界干扰;另一类是由电子设备产生并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,EMI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,一方面要滤除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干扰和共模干扰都起到抑制作用。

电磁干扰滤波器 (EMI Filter) 亦称电源噪声滤波器 (Power Noise Filter, 英文缩写为 PNF), 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, 被广泛应用于开关电源、电子测量仪器、计算机机房设备等领域。EMI 滤波器是由电容器、电感等元件组成的, 其优点是结构简单, 成本低廉, 便于推广应用。

简易 EMI 滤波器采用单级 (亦称单节) 式结构; 复杂 EMI 滤波器采用双级 (亦称双节) 式结构, 内部包含两个单级式 EMI 滤波器, 后者抑制电网噪声的效果更好。

二、简易电磁干扰滤波器的设计

1. EMI 滤波器的基本电路

EMI 滤波器的基本电路及典型应用图解分别如图 3-2-1 和图 3-2-2 所示。该五端器件有两个输入端、两个输出端和一个接地

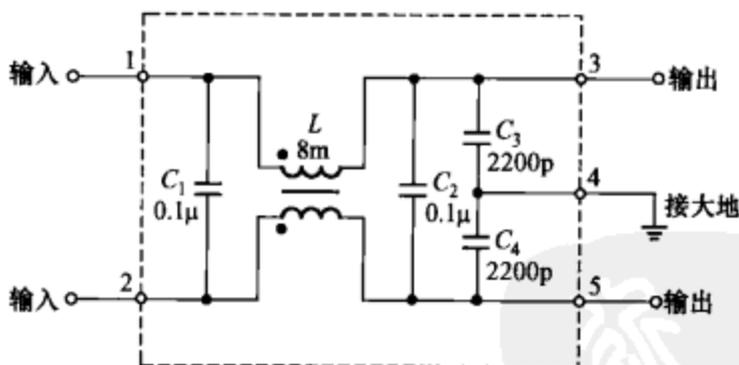


图 3-2-1 EMI 滤波器的基本电路

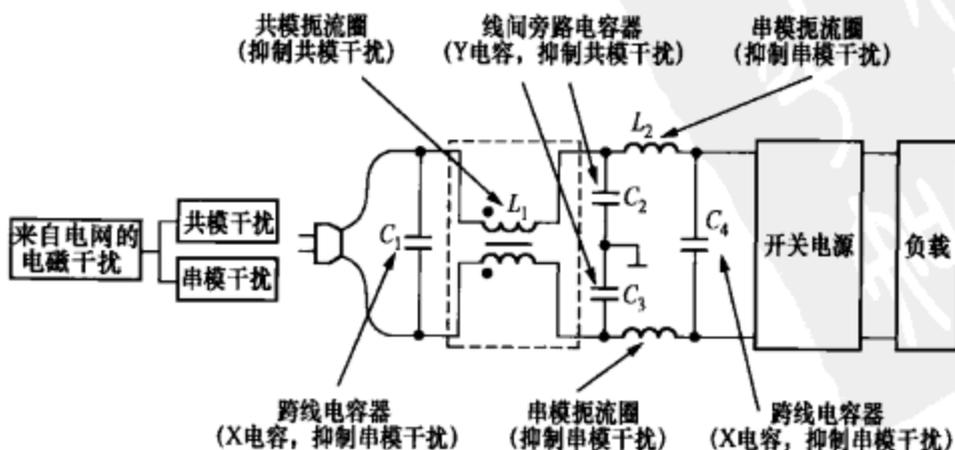


图 3-2-2 EMI 滤波器典型应用图解

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 $C_1 \sim C_4$ 。 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。当有共模电流通过时,两个线圈上产生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,见表3-2-1。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 $0.01 \sim 0.47 \mu\text{F}$,主要用来滤除串模干扰。 C_3 和 C_4 跨接在输出端,并将电容器的中点接通大地,能有效地抑制共模干扰。 C_3 和 C_4 的容量范围是 $2200\text{pF} \sim 0.1 \mu\text{F}$ 。为减小漏电流,电容器量不宜超过 $0.1 \mu\text{F}$ 。 $C_1 \sim C_4$ 的耐压值均为 630VDC 或 250VAC 。

表 3-2-1 电感量范围与额定电流的关系

| 额定电流 $I(\text{A})$ | 1 | 3 | 6 | 10 | 12 | 15 |
|----------------------|------|-----|---------|---------|----------|----------|
| 电感量范围 $L(\text{mH})$ | 8~23 | 2~4 | 0.4~0.8 | 0.2~0.3 | 0.1~0.15 | 0.0~0.08 |

2. EMI 滤波器的主要参数

EMI 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 EMI 滤波器性能优劣的主要指标。

插入损耗(A_{dB})表示插入 EMI 滤波器前后负载上噪声电压的对数比,并且用 dB 表示,分贝值愈大,说明抑制噪声干扰的能力愈强。设 EMI 滤波器插入前后传输到负载上噪声电压分别为 U_1 、 U_2 ,且 $U_2 \ll U_1$ 。在某一频率下计算插入损耗的公式为

$$A_{\text{dB}} = 20 \lg \left(\frac{U_1}{U_2} \right) \quad (3-2-1)$$

由于插入损耗 (A_{dB}) 是频率的函数, 理论计算比较烦琐且误差较大, 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 3-2-3 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。

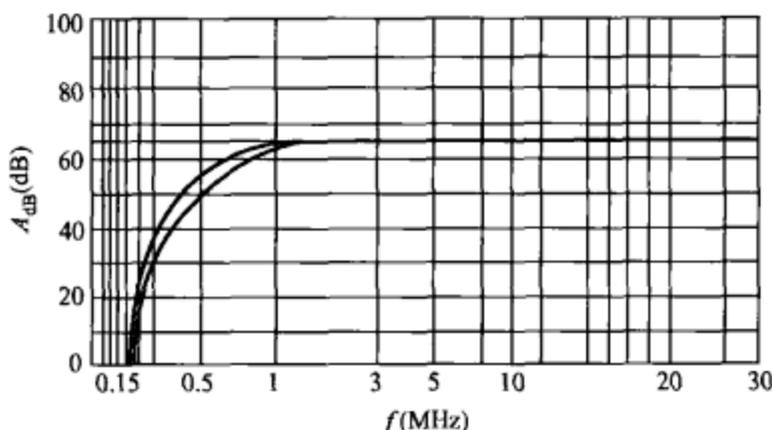


图 3-2-3 典型的插入损耗曲线

计算 EMI 滤波器对地漏电流的公式为

$$I_{LD} = 2\pi f C U_C \quad (3-2-2)$$

其中, I_{LD} 为漏电流; f 是电网频率。以图 3-2-1 为例, $f=50\text{Hz}$, $C=C_3+C_4=4400\text{pF}$, U_C 是 C_3 、 C_4 上的压降, 亦即输出端对地电压, 可取 $U_C \approx 220\text{V}/2=110\text{V}$ 。由式 (3-2-2) 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, 一般应为几百微安至几毫安。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。例如国外有的生产厂家就给出下述经验公式

$$I = I_1 \sqrt{\frac{85 - T_A}{45}} \quad (3-2-3)$$

其中, I_1 为 40°C 时的额定电流。例如, 当 $T_A=50^\circ\text{C}$ 时, $I=0.88I_1$; 而当 $T_A=25^\circ\text{C}$ 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。

3. 几种简易 EMI 滤波器的性能比较

为降低成本和减小体积，开关电源一般采用简易 EMI 滤波器，主要包括共模扼流圈 L 和滤波电容。开关电源常用的 4 种简易 EMI 滤波器电路分别如图 3-2-4 (a)~(d) 所示。以图 3-2-4 (c) 为例， 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。当出现共模干扰时，由于 L 中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。 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。

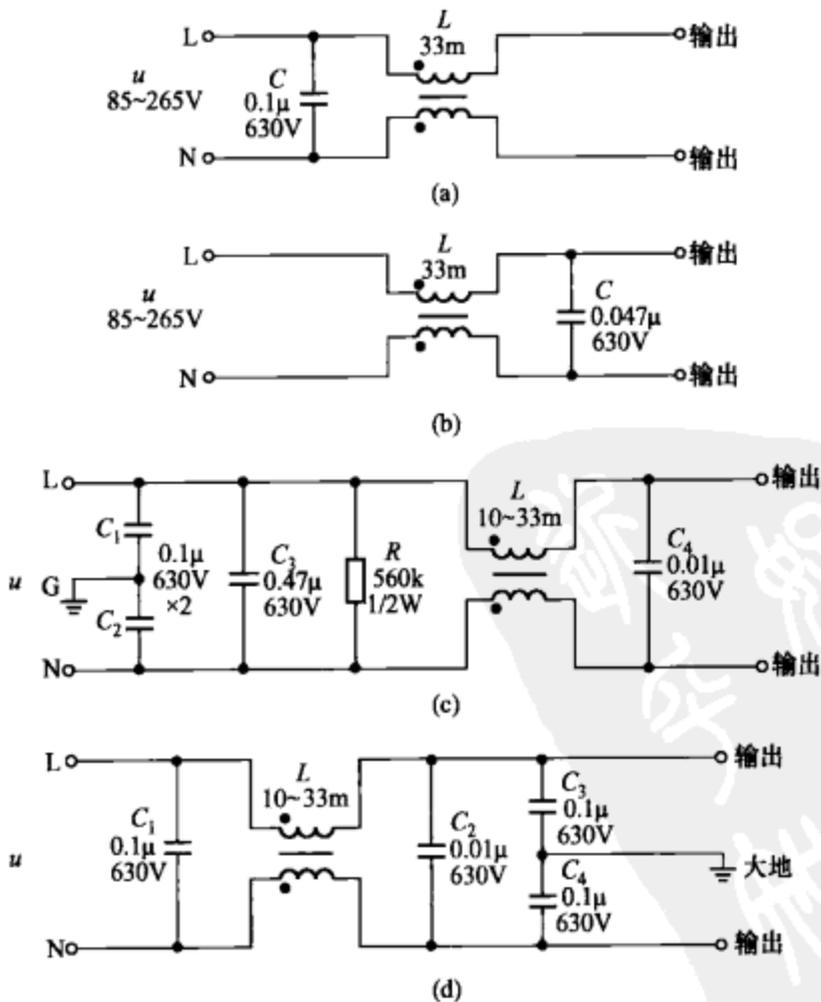


图 3-2-4 开关电源常用的 4 种简易 EMI 滤波器电路

加 EMI 滤波器前、后干扰波形的比较如图 3-2-5 所示。曲线 a 为不加 EMI 滤波器时开关电源上 0.15MHz~30MHz 传导噪声的波形（即电磁干扰峰值包络线）。曲线 c 是插入如图 3-2-5 (d) 所示 EMI 滤波器后的波形，它能将电磁干扰衰减 50dB_{μV}~70dB_{μV}。显然，这种 EMI 滤波器的效果更佳。

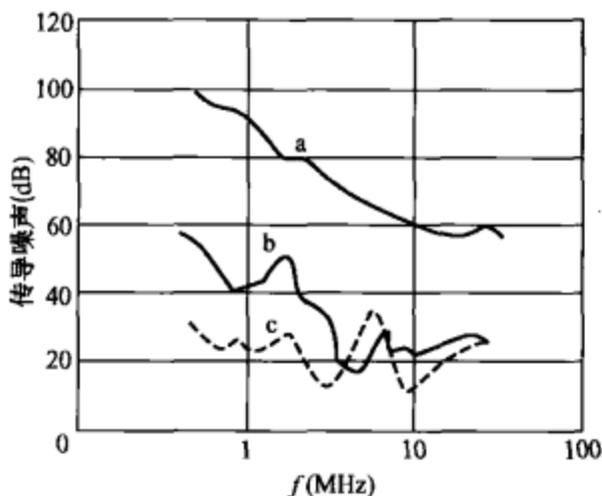


图 3-2-5 加 EMI 滤波器前、后干扰波形的比较

三、复杂电磁干扰滤波器的设计

一种复合式 EMI 滤波器的内部电路如图 3-2-6 所示，由于采用双级滤波，因此滤除噪声的效果更佳。

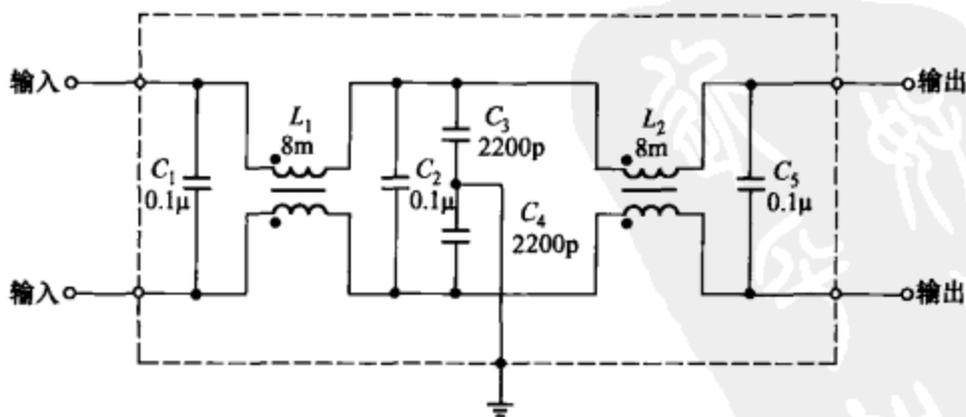


图 3-2-6 一种复合式 EMI 滤波器的内部电路

一种专供 300W 大屏幕液晶电视机开关电源使用的 EMI 滤波器电路如图 3-2-7 所示，它也属于复合式 EMI 滤波器。 L_1 、 L_2 均为共模扼流圈， L_3 为串模扼流圈。 C_1 、 C_2 、 C_5 和 C_6 ，用于滤除共模

干扰， C_3 、 C_4 和 C_7 用来滤除串模干扰。压敏电阻器 R_V 用来抑制浪涌电压， R_T 为具有负温度系数的功率热敏电阻。

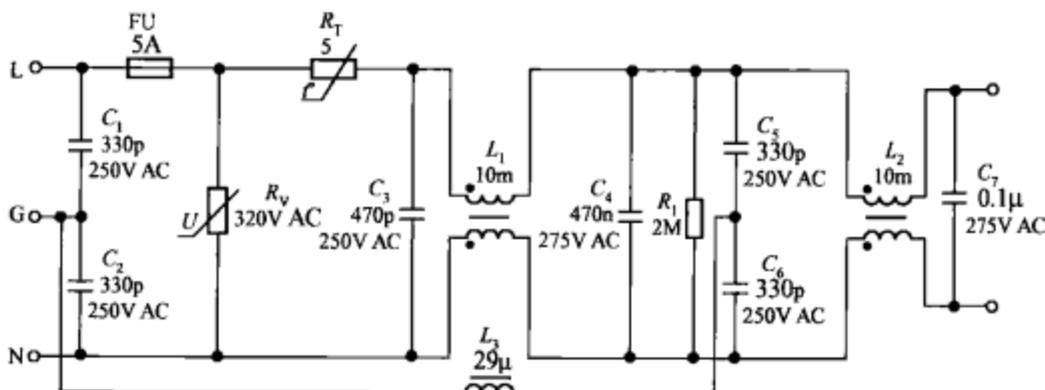


图 3-2-7 一种专供 300W 大屏幕液晶电视机开关电源使用的 EMI 滤波器电路

针对某些用户现场存在重复频率为几千赫兹的快速瞬态群脉冲干扰的问题，最近国内外还开发出群脉冲滤波器（亦称群脉冲对抗器），能对上述干扰起到抑制作用。

● 第三节 开关电源输入整流滤波电路的设计

一、输入整流管的选择

对于非隔离式开关电源，可采用输入整流管进行半波整流。隔离式开关电源一般采用由整流管构成的整流桥，亦可直接选用成品整流桥完成桥式整流。近年来，以大管芯、小封装为特点的各种塑料封装（以下简称塑封）硅整流管大量上市。它们的体积很小、性能优良、价格低廉，可取代原国产 2CZ 系列整流管。塑封整流管的典型产品有 1N4001~1N4007 (1A)、1N5391~1N5399 (1.5A)、1N5400~1N5408 (3A)，主要技术指标见表 3-3-1，外形如图 3-3-1 所示，靠近色环（通常为白颜色）的引线为负极。注意，1N4007 也有封装成球形的。

二、输入整流桥的选择

全波桥式整流器简称硅整流桥，它是将四只硅整流管接成桥路形式，再用塑料封装而成的半导体器件。它具有体积小、使用方

便、各整流管的参数一致性好等优点，可广泛用于开关电源的整流电路。硅整流桥有 4 个引出端，其中交流输入端、直流输出端各两

表 3-3-1 常见塑封硅整流管的技术指标

| 型号 | 最高反向工作电压 $U_{RM}(V)$ | 额定整流电流 $I_F(A)$ | 最大正向压降 $U_{FM}(V)$ | 最高结温 $T_{JM}(^{\circ}C)$ | 封装形式 | 国内参考型号 |
|--------|-------------------------|--------------------|-----------------------|-----------------------------|-------|--|
| 1N4001 | 50 | 1.0 | ≤ 1.0 | 175 | DO-41 | 2CZ11~2CZ11J 2CZ55B~M |
| 1N4002 | 100 | | | | | |
| 1N4003 | 200 | | | | | |
| 1N4004 | 400 | | | | | |
| 1N4005 | 600 | | | | | |
| 1N4006 | 800 | | | | | |
| 1N4007 | 1000 | | | | | |
| 1N5391 | 50 | 1.5 | ≤ 1.0 | 175 | DO-15 | 2CZ86B~M |
| 1N5392 | 100 | | | | | |
| 1N5393 | 200 | | | | | |
| 1N5394 | 300 | | | | | |
| 1N5395 | 400 | | | | | |
| 1N5396 | 500 | | | | | |
| 1N5397 | 600 | | | | | |
| 1N5398 | 800 | | | | | |
| 1N5399 | 1000 | | | | | |
| 1N5400 | 50 | 3.0 | ≤ 1.2 | 170 | DO-27 | 2CZ12~2CZ12J 2DZ2~2DZ2D 2CZ56B~M |
| 1N5401 | 100 | | | | | |
| 1N5402 | 200 | | | | | |
| 1N5403 | 300 | | | | | |
| 1N5404 | 400 | | | | | |
| 1N5405 | 500 | | | | | |
| 1N5406 | 600 | | | | | |
| 1N5407 | 800 | | | | | |
| 1N5408 | 1000 | | | | | |

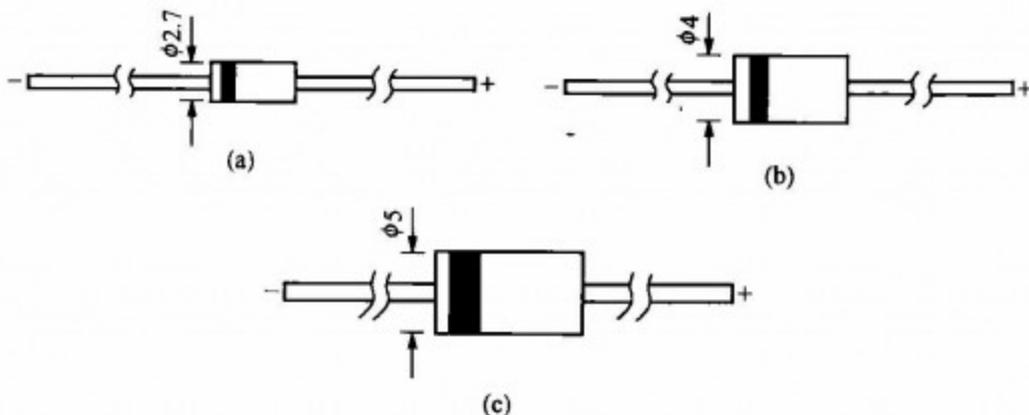


图 3-3-1 塑封硅整流管的外形

(a) 1N4001~1N4007; (b) 1N5391~1N5399; (c) 1N5400~1N5408

个。图 3-3-2 示出几种硅整流桥的外形。硅整流桥的最大整流电流平均值分 0.5A、1A、1.5A、2A、3A、4A、6A、8A、10A、15A、25A、35A、40A 等规格，最高反向工作电压有 50V、100V、200V、400V、800V、1000V 等规格。小功率硅整流桥可直接焊在印刷板上，大、中功率硅整流桥则要用螺钉固定，并且需安装合适的散热器。

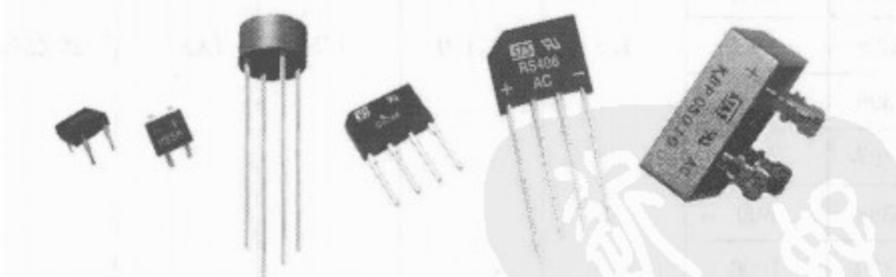


图 3-3-2 几种硅整流桥的外形

1. 整流桥的导通时间与选通特性

50Hz 交流电压经过全波整流后变成脉动直流电压 u_1 ，再通过输入滤波电容得到直流高压 U_1 。在理想情况下，整流桥的导通角本应为 180° （导通范围是从 $0^\circ \sim 180^\circ$ ），但由于滤波电容器 C 的作用，仅在接近交流峰值电压处的很短时间内，才有输入电流流经过整流桥对 C 充电。50Hz 交流电的半周期为 10ms，整流桥的导通时间 $t_c \approx 3\text{ms}$ ，其导通角仅为 54° （导通范围是 $63^\circ \sim 117^\circ$ ）。因此，整流

桥实际通过的是窄脉冲电流。桥式整流滤波电路的原理如图 3-3-3 (a) 所示, 整流滤波电压及整流电流的波形分别如图 3-3-3 (b) 和图 3-3-3 (c) 所示。

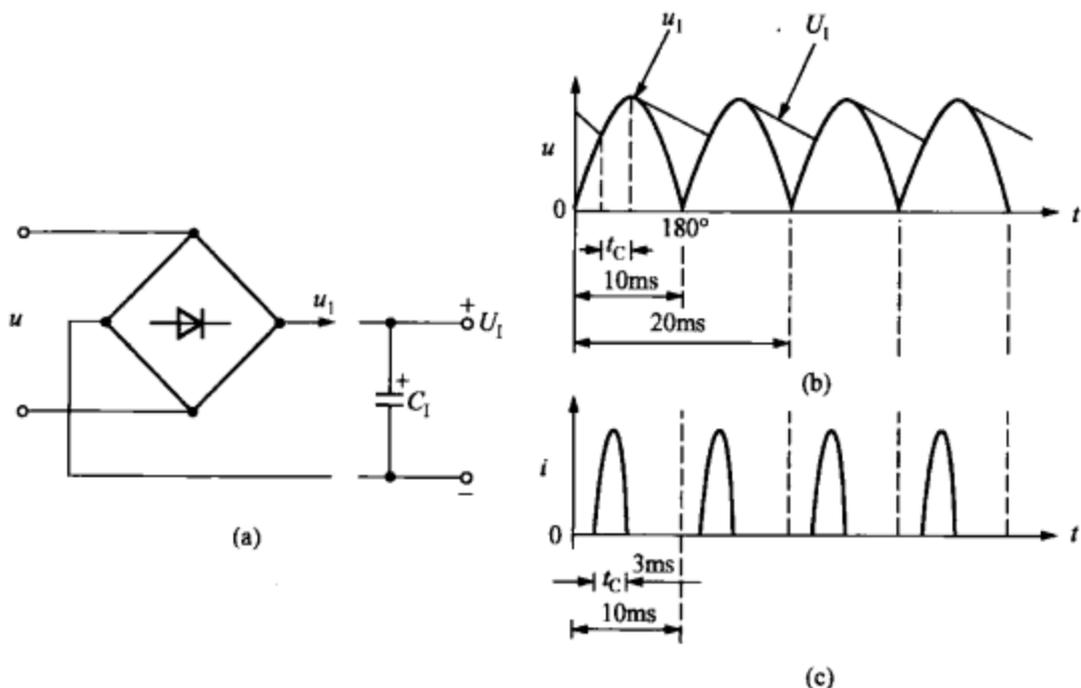


图 3-3-3 整流滤波电压及整流电流的波形

(a) 桥式整流滤波电路; (b) 整流滤波电压的波形; (c) 整流电流的波形

最后总结几点:

(1) 整流桥的上述特性可等效成对应于输入电压频率的占空比大约为 30%。

(2) 整流二极管的一次导通过程, 可视为一个“选通脉冲”, 其脉冲重复频率就等于交流电网的频率 (50Hz)。

(3) 为降低开关电源中 500kHz 以下的传导噪声, 有时用两只普通硅整流管 (例如 1N4007) 与两只快恢复二极管型 (如 FR106) 组成整流桥, FR106 的反向恢复时间 $t_{rr} \approx 250\text{ns}$ 。

2. 整流桥的参数选择

整流桥的主要参数有反向峰值电压 U_{RM} (V)、正向压降 U_F (V)、平均整流电流 $I_{F(AV)}$ (A)、正向峰值浪涌电流 I_{FSM} (A)、最大反向漏电流 I_R (μA)。整流桥的典型产品有美国威世 (VISHAY) 半导体公司生产的 3KBP005M~3KBP08M, 其主要技术指标见表 3-3-2。

整流桥的反向击穿电压 U_{BR} 应满足下式要求

$$U_{RRM} \geq 1.25\sqrt{2}u_{\max} \quad (3-3-1)$$

表 3-3-2 3KBP005M~3KBP08M 型整流桥主要技术指标

| 型号 | 3KBP005M | 3KBP01M | 3KBP02M | 3KBP04M | 3KBP06M | 3KBP08M |
|----------------|----------|---------|---------|---------|---------|---------|
| $U_{RM}(V)$ | 50 | 100 | 200 | 400 | 600 | 800 |
| $U_F(V)$ | 1.05 | | | | | |
| $I_{F(AV)}(A)$ | 3.0 | | | | | |
| $I_{FSM}(A)$ | 80 | | | | | |
| $I_R(\mu A)$ | 5.0 | | | | | |

举例说明,当交流输入电压范围是 85~132V 时, $u_{\max}=132V$,由式 (3-3-1) 计算出 $U_{BR}=233.3V$, 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 $U_{BR}=468.4V$, 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。例如可选 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。

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 $I_{BR} \geq 2I_{RMS}$ 。计算 I_{RMS} 的公式如下

$$I_{RMS} = \frac{P_O}{\eta u_{\min} \cos\varphi} \quad (3-3-2)$$

其中, P_O 为开关电源的输出功率; η 为电源效率; u_{\min} 为交流输入电压的最小值; $\cos\varphi$ 为开关电源的功率因数,允许 $\cos\varphi=0.5 \sim 0.7$ 。由于整流桥实际通过的并不是正弦波电流,而是窄脉冲电流(见图 3-3-3),因此整流桥的平均整流电流 $I_d < I_{RM}$,一般可按 $I_d = (0.6 \sim 0.7)I_{RM}$ 来计算 I_{AVG} 值。

例如,设计一个 7.5V/2A(15W) 开关电源,交流输入电压范围是 85~265V,要求 $\eta=80\%$ 。将 $P_O=15W$ 、 $\eta=80\%$ 、 $u_{\min}=85V$ 、 $\cos\varphi=0.7$ 一并代入式 (3-3-2) 得到, $I_{RMS}=0.32A$,进而求出 $I_d=0.65 \times I_{RMS}=0.21A$ 。实际选用 1A/600V 的整流桥,以留

出一定余量。

整流桥亦可由 4 只整流管构成，例如可选 1N4007 型 1A/1000V 硅整流管。需要指出，图 3-3-4 中采用两只 FR106 型 1A/800V 快恢复二极管 (VD_1 、 VD_2)、两只 1N4007 型普通硅整流管 (VD_3 、 VD_4)，目的是降低开关电源中 500kHz 以下的传导噪声。FR106 的反向恢复时间 $t_{rr} \approx 250\text{ns}$ 。

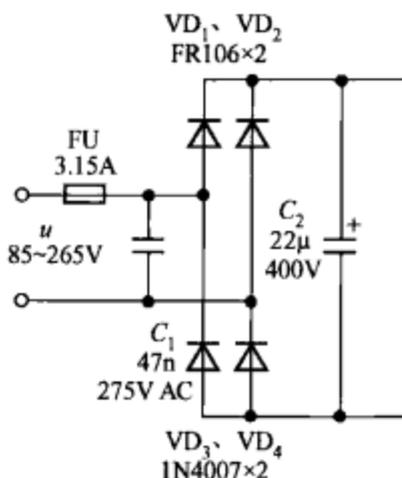


图 3-3-4 由硅整流管和快恢复二极管组成整流桥

三、输入滤波电容器的选择

1. 输入滤波电容器容量的选择

为降低整流滤波器的输出纹波，输入滤波电容器的容量 C_1 必须选得合适。令每单位输出功率 (W) 所需输入滤波电容器容量 (μF) 的比例系数为 k ，当交流电压 $u = 85 \sim 265\text{V}$ 时，应取 $k = (2 \sim 3)\mu\text{F}/W$ ；当交流电压 $u = 230\text{V}(1 \pm 15\%)$ 时，应取 $k = 1\mu\text{F}/W$ 。输入滤波电容器容量的选择方法详见表 3-3-3， P_o 为开关电源的输出功率。

表 3-3-3 输入滤波电容器容量的选择方法

| $u(\text{V})$ | $U_{L(\text{min})}(\text{V})$ | $P_o(\text{W})$ | $k(\mu\text{F}/\text{W})$ | $C_1(\mu\text{F})$ |
|---------------|-------------------------------|-----------------|---------------------------|--------------------|
| 110(1±15%) | ≥90 | 2~3 | (2~3) | ≥(2~3) P_o 值 |
| 85~265 | ≥90 | 2~3 | (2~3) | ≥(2~3) P_o 值 |
| 230(1±15%) | ≥240 | 1 | 1 | ≥ P_o 值 |

2. 准确计算输入滤波电容器容量的方法

输入滤波电容的容量是开关电源的一个重要参数。 C_1 值选得过低，会使 $U_{L(\text{min})}$ 值大大降低，而输入脉动电压 U_R 却升高。但 C_1 值取得过高，会增加电容器成本，而且对于提高 $U_{L(\text{min})}$ 值和降低脉动电压的效果并不明显。下面介绍计算 C_1 准确值的方法。

设交流电压 u 的最小值为 u_{min} 。 u 经过桥式整流和 C_1 滤波，在 $u = u_{\text{min}}$ 情况下的输入电压波形如图 3-3-5 所示。该图是在 $P_o = P_{\text{CM}}$ ，

$f=50\text{Hz}$ 、整流桥的导通时间 $t_c=3\text{ms}$ 、 $\eta=80\%$ 的情况下绘出的。由图可见，在直流高压的最小值 U_{imin} 上还叠加一个幅度为 U_R 的一次侧脉动电压，这是 C_1 在充放电过程中形成的。欲获得 C_1 的准确值，可按下式进行计算

$$C_1 = \frac{2P_o \left(\frac{1}{2f} - t_c \right)}{\eta (2u_{\text{min}}^2 - U_{\text{imin}}^2)} \quad (3-3-3)$$

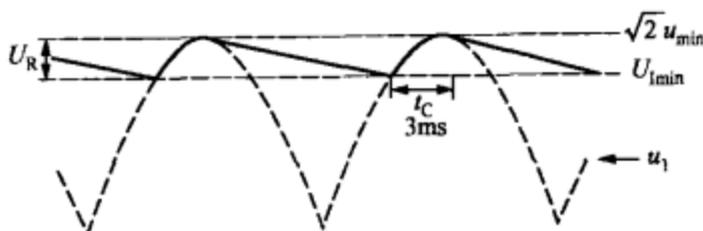


图 3-3-5 交流电压为最小值时的输入电压波形

举例说明，在宽范围电压输入时， $u_{\text{min}}=85\text{V}$ 。取 $U_{\text{imin}}=90\text{V}$ ， $f=50\text{Hz}$ ， $t_c=3\text{ms}$ ，假定 $P_o=30\text{W}$ ， $\eta=80\%$ ，一并带入式 (3-3-3) 中求出 $C_1=84.2\mu\text{F}$ ，比例系数 $C_1/P_o=84.2\mu\text{F}/30\text{W}=2.8\mu\text{F}/\text{W}$ ，这恰好在 $(2\sim 3)\mu\text{F}/\text{W}$ 允许的范围之内。

四、倍压整流及交流输入电压转换电路的设计

1. 倍压整流电路的设计

某些小功率的工业控制电源，要求能在工业现场提供的安全电压下工作。所谓安全电压，是指为防止发生触电事故而由特定电源供电所采用的电压系列。按照国家标准 GB/T3805—2008《特低电压 (ELV) 限值》的规定，我国安全电压额定值的等级为 42V、36V、24V、12V 和 6V。具体数值应根据作业场所、操作员条件、使用方式、供电方式、线路状况等因素加以确定。

例如要求低压输入式工业控制辅助电源的交流电压输入范围为 $u=18\sim 30\text{V}$ 。而 TinySwitch-III 系列单片开关电源能够正常启动和工作的最低漏极直流电压为 50V。当开关电源的输入直流电压 $U_1<50\text{V}$ 时，芯片就无法提供足够的偏压以维持正常工作，这就大大限制了 TinySwitch-III 系列产品在低压情况下的应用。为解决上述难题，使 TinySwitch-III 在超低交流输入电压下也能正常工作，可采用倍压整流电路。典型的倍压整流电路如

图 3-3-6 所示。

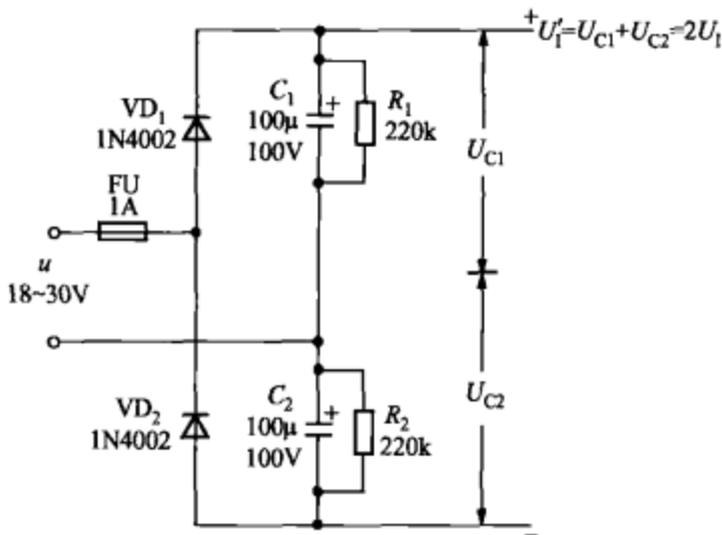


图 3-3-6 典型的倍压整流电路

由 VD_1 、 VD_2 、 C_1 和 C_2 组成倍压整流电路， VD_1 、 VD_2 可采用 1A/100V 的硅整流管 1N4002。 R_1 和 R_2 为均压电阻，用于平衡 C_1 、 C_2 的压降，使二者相等。 C_1 、 C_2 应采用较大容量的 $100\mu\text{F}/100\text{V}$ 电解电容器，以确保整流后的直流电压不低于 +50V。该电路的工作原理是在交流电的正半周， VD_1 进行半波整流， C_1 起到滤波作用。整流后的直流电压为 U_1 ，整流滤波器的输出电流在经过 C_2 返回时，还对 C_2 进行充电，使 C_2 两端的电压 $U_{C2} = U_1$ ，电压极性为上端为负，下端为正。在交流电的负半周， u 首先与 U_{C2} 叠加，然后依次通过 VD_2 、 VD_1 、 C_1 和 C_2 整流滤波后，获得 $U'_1 = U_{C1} + U_{C2} = 2U_1$ ，从而实现了倍压输出。由于小功率开关电源的负载很轻，而 C_1 、 C_2 的容量较大，因此 $U'_1 \approx 2\sqrt{2}u$ 。不难算出，当 $u = 18\text{V}$ 时， $U'_1 \approx 2\sqrt{2}u = 2 \times 1.414 \times 18\text{V} = 50.9\text{V} > 50\text{V}$ ，可满足 TinySwitch-III 对直流输入电压的需要。

2. 110V/220V 交流输入电压转换电路的设计

能实现 110V/220V 交流输入电压转换的两种电路分别如图 3-3-7 (a)、(b) 所示。二者适配桥式整流滤波器；它们的区别是图 3-3-7 (a) 采用单刀单掷开关，图 3-3-7 (b) 采用单刀双掷开关，并且开关在电路中的接法也不同。下面以图 3-3-7 (a) 为例，

分析其工作原理。VD₁~VD₄ 为整流桥中的 4 只整流管。S 为电源选择开关。将 S 闭合时选择 110V 交流电，进行倍压整流，R₁ 和 R₂ 为均压电阻，可以平衡滤波电容 C₁、C₂ 上的电压，避免某一电容因压降过高而被击穿。此外，在断电后这两只电阻还给滤波电容提供泄放回路。将 S 断开时选择 220V 交流电。

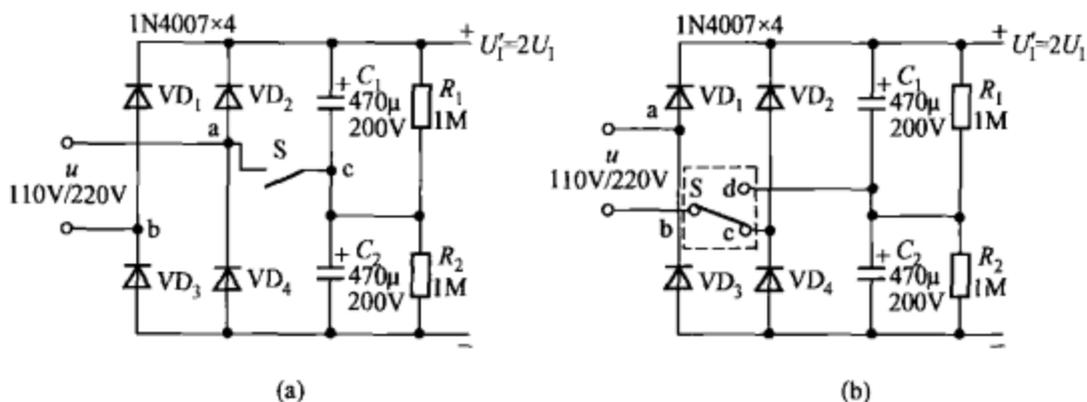


图 3-3-7 110V/220V 交流输入电压转换电路
(a) 电路一；(b) 电路二

图 3-3-7 (a) 所示 110V 倍压整流电路的工作原理如图 3-3-8 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 VD₂ 和 VD₃ 导通，VD₁ 与 VD₄ 截止 [见图 3-3-8 (a)]。110V 交流电就沿下述途径对 C₂ 充电： $u \rightarrow a \rightarrow c \rightarrow C_2 \rightarrow VD_3 \rightarrow b$ ，将 U_{C2} 充到约 $\sqrt{2} \times 110V = 155(V)$ ，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 [等效电路见图 3-3-8 (b)]。此时 VD₁、VD₄ 导通，VD₂、VD₃ 截止，电流沿着 $u \rightarrow b \rightarrow VD_1 \rightarrow C_1 \rightarrow c \rightarrow a$ 的路径对 C₁ 充电，使 $U_{C1} \approx 155V$ ，极性仍为上端正、下端负。显然，整流滤波器的实际输出电压 $U'_1 = U_{C1} + U_{C2} \approx 2 \times 155V = 310(V)$ ，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 VD₁~VD₄ 的导通压降很小，故整流滤波器的负载即一次侧的等效负阻抗 Z。

当 S 断开时就选择 220V 交流电。此时 C₁ 与 C₂ 相串联，总电容量变成 235µF。

图 3-3-7 (b) 的工作原理读者可自行分析。

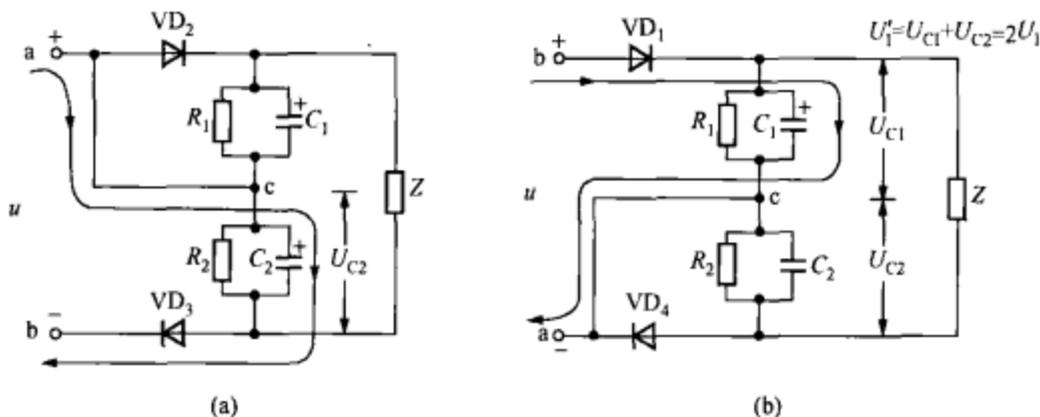


图 3-3-8 110V 倍压整流电路的工作原理

(a) 电源正半周; (b) 电源负半周

◆ 第四节 开关稳压器输入整流滤波电路的设计

一、输入整流滤波器的选择与设计曲线

1. 输入整流滤波器的选择

使用开关稳压器时需要配输入电源，主要包括工频变压器、整流器和滤波器，下面介绍整流滤波电路的设计。图 3-4-1 示出常见的 3 种整流方式：半波整流滤波器、全波整流滤波器、桥式整流（专指全桥整流，下同）滤波器。当电流较小时可采用半波整流；当电流较大时，若输入电压较低，可采用全波整流，输入电压较高时可采用桥式整流。

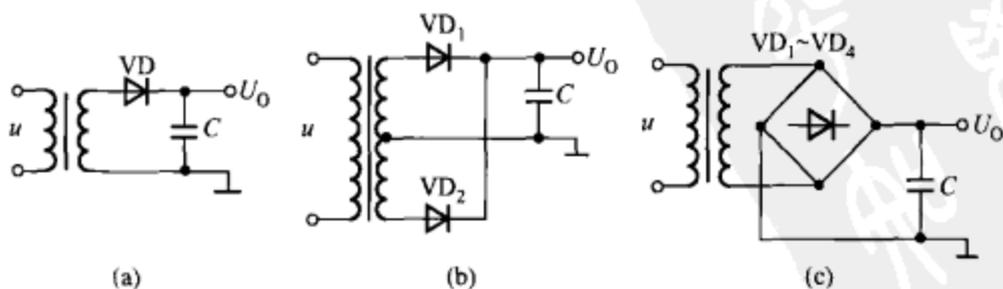


图 3-4-1 整流滤波电路

(a) 半波整流滤波器; (b) 全波整流滤波器; (c) 桥式整流滤波器

2. 输入整流滤波器的设计曲线

利用图解法可完成输入整流滤波器的优化设计。图 3-4-2~图 3-4-5 示出的各种曲线，可为设计半波、全波及桥式整流电路提供所有必要的信息。图 3-4-2、图 3-4-3 分别为半波整流、全波和桥式整流电路中输入滤波电容器的输出直流电压与最大空载电压的特性曲线。图 3-4-4 为通过每只整流管的电流有效值、峰值与平均值的比例特性曲线。图 3-4-5 为输入滤波电容器的脉动系数曲线。

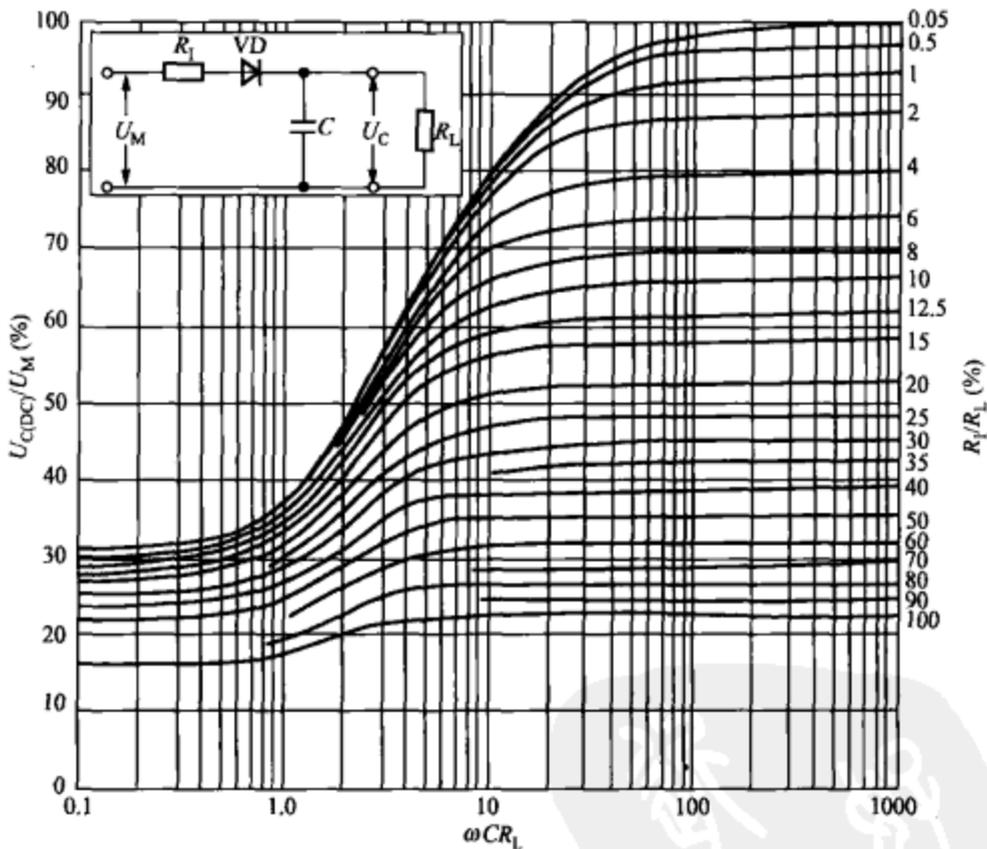


图 3-4-2 半波整流电路中输入滤波电容器的输出直流电压与最大空载电压的特性曲线

图 3-4-2~图 3-4-5 中各物理量的意义如下：

$U_{C(DC)}$ ——输入滤波电容器的满载平均直流输出电压；

$U_{R(P,P)}$ ——最大空载脉动电压的峰-峰值；

U_M ——最大空载电压；

R_L ——输入串联电阻， Ω ，包括工频变压器二次绕组的直流电阻、整流二极管的导通电阻和引线电阻，它等于整流滤

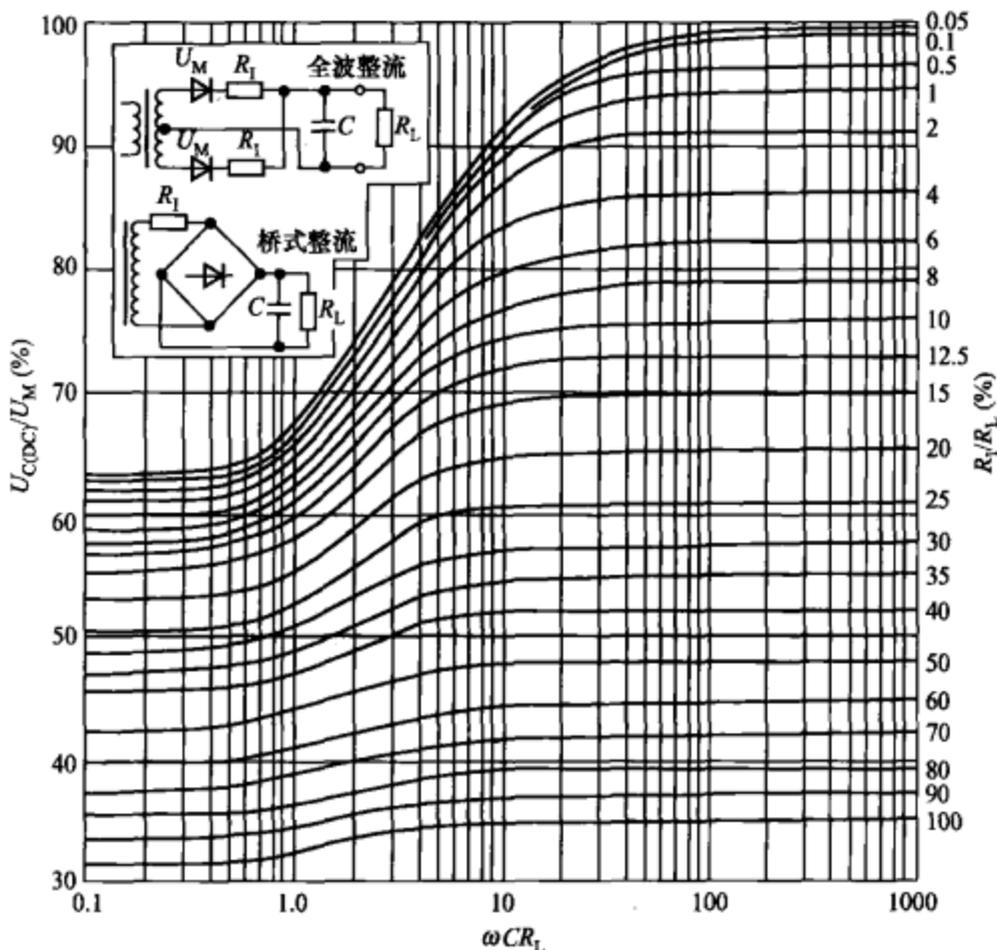


图 3-4-3 全波和桥式整流电路中输入滤波电容器的输出直流电压与最大空载电压的特性曲线

波器的总串联电阻值，但不含输入滤波电容器的等效串联电阻 (ESR)；

R_L ——负载电阻， Ω ；

C ——滤波电容器，F；

γ ——纹波系数， γ 等于纹波电压的有效值与直流输出电压的百分比；

ω ——角频率， $\omega=2\pi f$ ， f 为交流电频率，Hz；

$I_{F(AVG)}$ ——整流电流的平均值；

$I_{F(RMS)}$ ——整流电流的有效值；

$I_{F(PK)}$ ——整流电流的峰值。

由图 3-4-3 可见，对每条 $U_{C(DC)}/U_M$ 曲线而言，如要求其相对

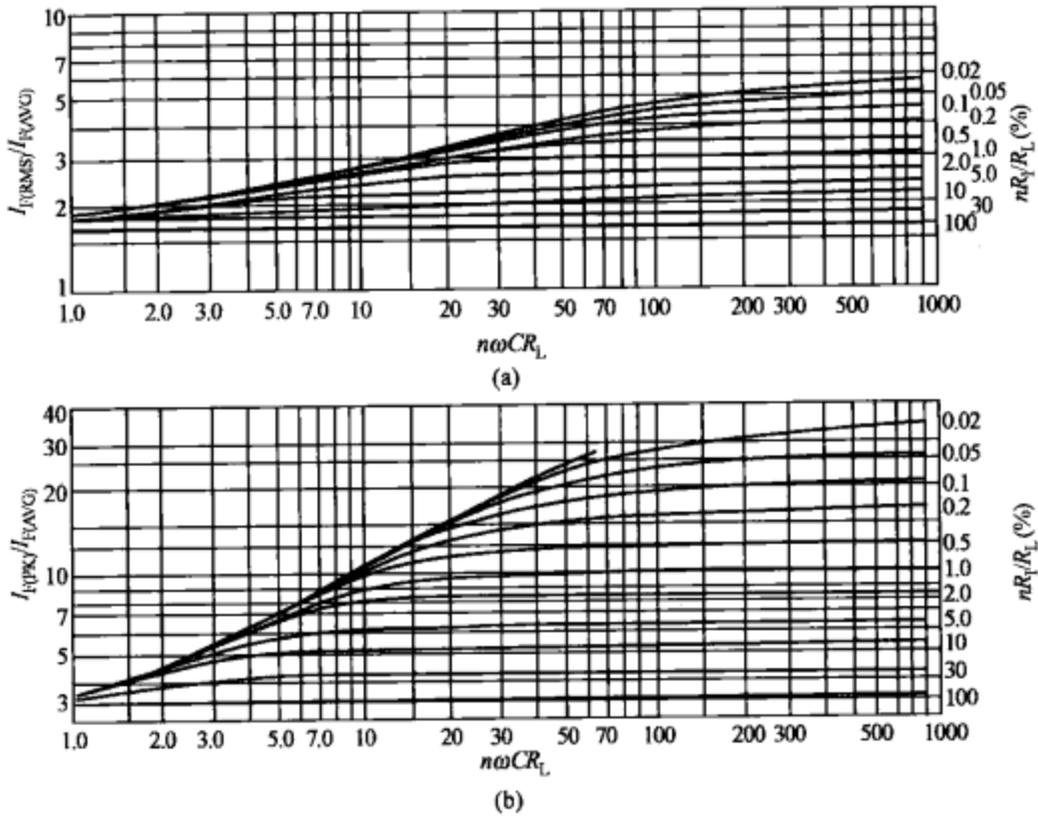


图 3-4-4 整流电流有效值、峰值与平均值的比例特性曲线（每只整流管）

(a) 电流有效值/平均值的比例特性曲线；(b) 电流峰值/平均值的比例特性曲线

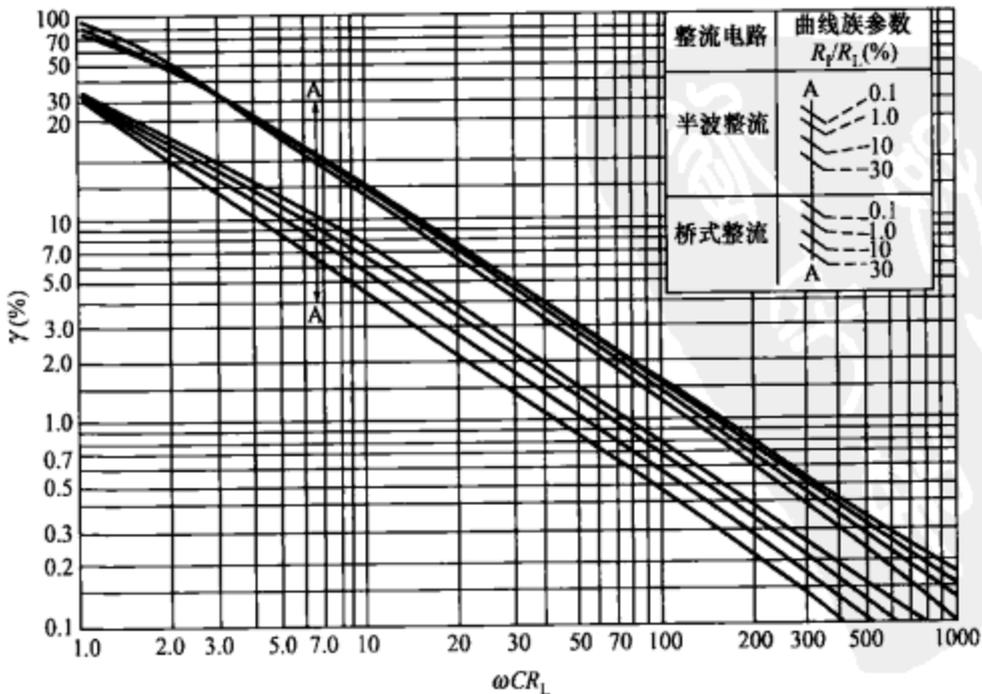


图 3-4-5 输入滤波电容器的脉动系数曲线

变化量小于 10%，就必须使 $\omega CR_L \geq 10$ ，如要求相对变化量小于 2.0%，必须使 $\omega CR_L \geq 40$ 。

由于工频变压器的漏感很小，因此允许在输入滤波电容出现较大的纹波电流。最大纹波电流约等于 U_M/R_1 ，电容量随时间常数 $\tau \approx R_1 C$ 而变化。但只要最大纹波电流小于二极管的正向不重复浪涌电流 I_{FSM} 的额定值，且 $\tau < 8.3\text{ms}$ ，就不会损坏二极管。因此，适当增大 R_1 值，可降低纹波电流，使整流滤波器的输出更接近于直流。有时为减小通电时产生的尖峰电流，还可在每只整流二极管上串联一只限流电阻。

二、输入整流滤波器的设计步骤

1. 确定输入滤波电容器的最小容量

(1) 计算纹波系数 γ 。纹波系数由下式确定

$$\gamma = \frac{U_{R(P-P)}}{2\sqrt{2}U_{C(DC)}} \times 100\% \quad (3-4-1)$$

根据 γ 值，可从图 3-4-5 所示曲线中查到 ωCR_L 值。

(2) 根据 $U_{C(DC)}$ 和 ωCR_L 值，从图 3-4-2 所示半波整流电路或图 3-4-3 所示全波和桥式整流电路中，可确定 R_1/R_L 值。若在第 (1) 步查出 $\omega CR_L > 10$ ，即可从图 3-4-2 或图 3-4-3 中由 ωCR_L 的最小值来确定 R_1/R_L 值。对于给定的 γ 和 $U_{C(DC)}/U_M$ 值，有时需要反复查阅图 3-4-2 和图 3-4-5 (或图 3-4-3 和图 3-4-5)，才能找到 R_1/R_L 的准确值。

(3) 计算滤波电容器的容量。计算公式为

$$C = \frac{\omega CR_L}{2\pi f \frac{U_{C(DC)}}{I_{CO}}} \quad (3-4-2)$$

2. 计算整流滤波器参数

(1) 流过整流二极管的电流平均值 $[I_{F(AVG)}]$ 。令滤波器的满载输出电流为 I_{CO} ，对于半波整流电路， $I_{F(AVG)} = I_{CO}$ ；对于全波整流电路， $I_{F(AVG)} = I_{CO}/2$ 。

(2) 额定整流电流的有效值 $[I_{F(RMS)}]$ 和峰值 $[I_{F(PK)}]$ 。利用图 3-4-4 (a) 确定 $I_{F(RMS)}$ 和 $I_{F(PK)}$ 。

(3) 半波或全波整流二极管的反向峰值电压 U_{RM} 。半波或全

波整流二极管的反向峰值电压额定值为 $2U_M$ ，全桥整流器为 U_M 。考虑到线路中可能出现瞬间脉冲， U_M 应再留出 20%~50% 的余量。

(4) 最大脉动电流 $I_{R(\max)}$ 。计算最大脉动电流的公式为

$$I_{R(\max)} = \frac{U_M}{R_1 + R_{ESR}} \quad (3-4-3)$$

其中， R_{ESR} 为输入滤波电容器的最小等效串联电阻。

3. 计算工频变压器参数

(1) 计算二次侧的电压有效值 U_S 。计算公式为

$$U_S = \frac{U_M + nU_F}{\sqrt{2}} \quad (3-4-4)$$

其中， U_F 为每只整流二极管的导通压降，计算时可取 $U_F = 1V$ 。 n 为比例系数，对于半波整流和全波整流电路， $n=1$ ；对桥式整流电路而言， $n=2$ 。

(2) 计算等效输入电阻 R_1 。首先从图 3-4-2 或图 3-4-3、图 3-4-4 中查出 R_1/R_L 的百分比，再根据已知的 R_L 求出 R_1 值。

(3) 计算二次侧电流的有效值。若令整流器的电流有效值为 I_{RMS} ，则半波或全波整流电路为 I_{RMS} ，桥式整流电路为 $\sqrt{2}I_{RMS}$ 。

(4) 计算工频变压器的额定功率。设工频变压器的额定功率为 P (单位是 VA)，对半波整流电路， $P=U_S I_{RMS}$ ；对全波整流电路， $P=2U_S I_{RMS}$ ；对桥式整流电路， $P=\sqrt{2} U_{S(RMS)} I_{RMS}$ ， $U_{S(RMS)}$ 为二次侧电压的有效值。

三、输入整流滤波器的设计实例

已知输入滤波器的满载平均直流输出电压 $U_{C(DC)} = 16V$ ，最大空载脉动电压的峰-峰值 $U_{R(P-P)} = 3.0V$ ，最大空载电压 $U_M = 25V$ ，滤波器的满载输出电流为 $I_{CO} = 1.0A$ ，交流电频率 $f = 50Hz$ 。拟采用桥式整流电路，试确定输入滤波电容的容量、二次侧电压及电流的有效值。

(1) 根据式 (3-4-1) 得到

$$\gamma = \frac{U_{R(P-P)}}{2\sqrt{2}U_{C(DC)}} \times 100\% = \frac{3.0}{2\sqrt{2} \times 16} \times 100\% = 6.6\%$$

从图 3-4-5 所示的曲线族中不难查出， $\omega CR_L \approx 7 \sim 15$ 。

(2) 计算 R_I

$$\frac{U_{C(DC)}}{U_M} = \frac{16}{25} = 0.64 = 64\%$$

取 $\omega CR_L = 10$ 时, 从图 3-4-3 中查到 $R_I/R_L = 20\%$, 进而得到

$$R_I = 20\%R_L = \frac{U_{C(DC)}}{I_{CO}} = 0.2 \times \frac{16}{1.0} = 3.2(\Omega)$$

(3) 代入式 (3-4-2) 中, 滤波电容器的容量为

$$\begin{aligned} C &= \frac{\omega CR_L}{2\pi f \frac{U_{C(DC)}}{I_{CO}}} = \frac{10}{2 \times 3.14 \times 50 \times \frac{16}{1.0}} \\ &= 1.990 \times 10^{-3} \text{F} = 1990(\mu\text{F}) \end{aligned}$$

实际可选 $2200\mu\text{F}$ 的标称容量。

(4) 计算整流滤波器的参数。 $I_{F(AVG)} = I_{CO}/2 = 1.0\text{A}/2 = 0.5\text{A}$ 。采用桥式整流电路时图 3-4-4 (a)、(b) 中的比例系数 $n=2$ 。取 $\omega CR_L = 10$ 时, $2\omega CR_L = 20$; 利用前面求出的 $R_I/R_L = 20\%$, 得到 $2R_I/R_L = 40\%$ 。根据 $2\omega CR_L = 20$ 、 $2R_I/R_L = 40\%$, 从图 3-4-4 (a) 中很容易查出 $I_{F(RMS)}/I_{F(AVG)} = 2$, 由此得到 $I_{F(RMS)} = 2I_{F(AVG)} = 2 \times 0.5\text{A} = 1.0\text{A}$ 。再根据 $2\omega CR_L = 20$ 、 $2R_I/R_L = 40\%$, 从图 3-4-4 (b) 中查出 $I_{F(PK)}/I_{F(AVG)} = 5.2$, 因此 $I_{F(PK)} = 5.2I_{F(AVG)} = 5.2 \times 0.5\text{A} = 2.6\text{A}$ 。

对于桥式整流电路, $U_{RM} = U_M = 25\text{V}$, 留出一倍的余量后实际取 $U_{RM} = 50\text{V}$ 。若忽略 R_{ESR} , 则利用式 (3-4-3) 可计算出, $I_{R(max)} \approx U_M/R_I = 25\text{V}/3.2\text{A} = 7.8\text{A}$ 。

(5) 计算工频变压器的参数。二次侧的电压有效值为

$$U_{S(RMS)} = \frac{U_M + nU_F}{\sqrt{2}} = \frac{25 + 2 \times 1.0}{\sqrt{2}} = 19(\text{V})$$

额定的二次侧电流有效值为 $I_{S(RMS)} = \sqrt{2} I_{RMS} = \sqrt{2} \times 1.0\text{A} = 1.4(\text{A})$ 。工频变压器的额定功率为 $P = \sqrt{2} U_{S(RMS)} I_{RMS} = \sqrt{2} \times 19\text{V} \times 1.4\text{A} = 27(\text{VA})$ 。

最后需要说明的是, 在实际设计输入整流滤波器时允许输入电压变化 $+10\% \sim -15\%$, 输入滤波电容器的允许误差为 $+75\% \sim -10\%$ 。

第五节 功率开关管的选择

对单片开关电源或开关稳压器而言，功率开关管集成在芯片内部。但使用脉宽调制（PWM）器构成开关电源时，就必须选择功率开关管。开关电源中使用的功率开关管主要有两种类型：一种为双极型功率开关管，它属于双极型晶体管（BJT），因其输出功率大，故最早称作巨型晶体管（GTR），现泛指大功率晶体管；第二种为金属-氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）。此外还有绝缘栅-双极型晶体管（IGBT），主要应用于交流变频器、逆变器等电气设备及电磁炉中。

选择开关电源的功率开关管时，还需注意其导通压降（或通态电阻）和开关速度。功率开关管的导通压降和开关速度与额定电压有关，额定电压越高，导通压降越大，开关速度越慢。因此，在满足额定电压为实际工作电压 1.2~1.5 倍的条件下，应尽量选择低压功率开关管。

一、双极型功率开关管的选择

双极型功率开关管（BJT）是具有开关特性和功率输出能力的双极、结型晶体管。因有两种载流子（电子与空穴）流过晶体管，故称之为双极型，这与仅有一种载流子的场效应管不同。双极型功率管属于电流驱动型功率器件，常用的耐压值在 1kV 以下，工作电流从几安培到几百安培。其优点是价格便宜；缺点是电流放大系数低，驱动电流较大，开关频率低（几十千赫以下），适合中、小功率的开关电源。

使用双极型功率开关管时需要注意以下事项：

（1）双极型功率开关管有一个以集电极最大电流、集电极最大允许功耗、二次击穿电流和集电极-发射极击穿电压为边界的安全工作区。无论在瞬态还是稳态下，晶体管的工作电流和工作电压都不得超出安全工作区范围。此外，安全工作区的边界值还与环境温度、脉冲宽度等参数有关。当环境温度升高时，安全工作区也应降额使用。

（2）双极型功率开关管的电流放大系数 β 值较低，其最小值一

一般为 5~10 倍。

(3) 环境温度每升高 10°C ，集电极漏电流就增加一倍。这会引引起关断损耗。

(4) 为降低功率开关管的导通损耗，它在导通时一般处于过饱和状态，这势必增加了存储时间，降低开关速度。为减少存储时间，需要在功率开关管关断时给发射结加反向电压，但反向电压过大，发射结将被反向击穿（硅功率开关管的发射结反向击穿电压约为 5~6V）。为避免击穿电流过大，可用电阻来限制反向电流不致过大。

(5) 为了快速关断功率开关管，可采用如图 3-5-1 所示的抗饱和电路。VD₁、VD₂ 为两只硅二极管，其导通压降分别为 U_{F1} 、 U_{F2} 。该电路的集电极-发射极饱和电压 $U_{CE} = U_{F1} + U_{BE} - U_{F2}$ 。令 $U_{F1} = U_{BE} = U_{F2} = 0.7(\text{V})$ ，则 $U_{CE} = 0.7\text{V} + 0.7\text{V} - 0.7\text{V} = 0.7(\text{V})$ ，使过大的驱动电流通过集电极，可降低功率开关管的饱和深度。为进一步降低饱和深度，还可在 VD₁ 上再串联一只二极管 VD₃，使饱和压降约为 1.4V。此时功率开关管只能进入准饱和状态，存储时间很短，提高了关断速度，但导通损耗会加大。

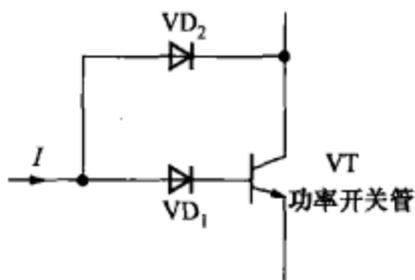


图 3-5-1 抗饱和电路

二、MOSFET 功率开关管的选择

MOSFET 属于绝缘栅型场效应管。其主要特点是在金属栅极与沟道之间有一层二氧化硅绝缘层，因此具有很高的输入电阻（最高可达 $10^{15}\Omega$ ）。它分 N 沟道管和 P 沟道管两种类型，符号如图 3-5-2 所示。通常将衬底（基板）与源极 S 接在一起。根据导电方式的不同，MOSFET 又分增强型、耗尽型两种。所谓增强型是指当 $U_{GS} = 0$ 时管子呈截止状态，加上正确的 U_{GS} （对 N 沟道管要求 $U_{GS} > 0$ ；对 P 沟道管则要求 $U_{GS} < 0$ ）时，多数载流子就被吸引到栅极，从而“增强”了该区域的载流子，形成导电沟道。耗尽型则是指当 $U_{GS} = 0$ 时即形成沟道，加上正确的 U_{GS} （对 N 沟道管要求 $U_{GS} < 0$ ）时，能使多数载流子流出沟道，因而“耗尽”了载流子，使管子转向截止。图 3-5-2 (c) 中的

VD 为保护二极管。

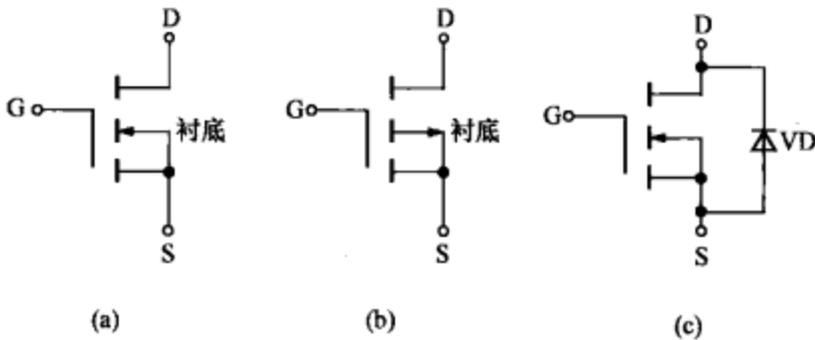


图 3-5-2 MOS 场效应管的符号

(a) N 沟道管；(b) P 沟道管；(c) N 沟道管（带保护二极管）

图 3-5-3 示出增强型 MOSFET 的两种结构。以 N 沟道为例，它是在 P 型硅衬底上制成高掺杂浓度的源扩散区 N^+ 和漏扩散区 N^+ ，再分别引出源极 S 和漏极 D。源极与衬底在内部连通，二者保持等电位。图 3-5-2 (a) 符号中的箭头方向是从外向里，表示从 P 型材料（衬底）指向 N 型沟道。当漏极接电源正极，源极接电源负极并使 $U_{GS}=0$ 时，沟道电流（即漏极电流） $I_D=0$ 。随着 U_{GS} 逐渐升高，受栅极正电压的吸引，在两个 N^+ 扩散区之间就感应出带负电的少数载流子，形成从漏极到源极的 N 型沟道，图中的虚线就代表沟道。当 U_{GS} 大于管子的开启电压 U_{TN} （一般约为 +2V）时，N 沟道管开始导通，就形成漏极电流 I_D 。

70

开关电源设计与应用丛书

开关电源设计入门与实例解析

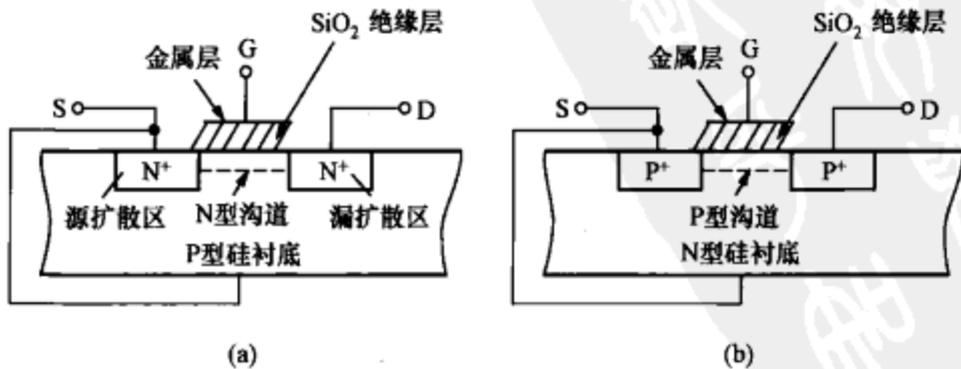


图 3-5-3 增强型 MOSFET 的结构

(a) N 沟道；(b) P 沟道

MOSFET 功率开关管与双极型功率开关管相比较，主要有以

下优点：开通时间短（几至几十纳秒），适用于开关频率为 100kHz~1MHz 的 PWM 控制器；它采用电压驱动，不需要静态驱动电流；可靠性高，无二次击穿现象；通态电阻小，损耗低。MOSFET 功率开关管一般采用 N 沟道管，因为在同样情况下 N 沟道管的通态电阻要比 P 沟道管小，且开关速度比 N 沟道管快。由于 MOSFET 的源极和漏极结构是对称的，因此使用时可以互换。对 N 沟道管而言，只要在栅极和源极（漏极）之间加上正电压就能双向导通。因此 MOSFET 可用作同步整流。MOSFET 功率开关管的工作电流从几安培到几百安培，输出功率从几十瓦到几千瓦，开关频率可达几百千赫至 1MHz 以上。目前在中、小功率开关电源中大都采用 MOSFET 作为功率开关管。此外还有 PMOS、NMOS、VMOS 场效应管等。

MOSFET 功率开关管的直流参数主要有漏极电流 I_D 、漏-源击穿电压 $U_{(BR)DS}$ 、漏-源通态电阻 $R_{DS(ON)}$ 、漏极功耗 P_D 。交流参数有开启时间 $t_{d(ON)}$ 、关断时间 $t_{d(OFF)}$ 、输入电容 C_i 、输出电容 C_o 等。开关电源中 MOSFET 的损耗主要有两种：导通损耗、开关损耗。导通损耗是在 MOSFET 完全导通时漏-源通态电阻 R_{ON} 上的损耗。开关损耗是 MOSFET 在交替导通与截止时的功率损耗。此外还有栅极损耗，即由于 MOSFET 栅极电容充、放电而产生的损耗，但它出现在栅极电阻或驱动电路上。

由美国国际整流器公司（IR）生产的 5 种 MOSFET 功率开关管的主要技术指标见表 3-5-1。这些管子在漏极与源极之间增加了一只保护二极管。

表 3-5-1 5 种 MOSFET 功率开关管的主要技术指标

| 型号 | I_D (A) | $U_{(BR)DS}$ (V) | $R_{DS(ON)}$ (Ω) | P_D (W) | $t_{d(ON)}$ (ns) | $t_{d(OFF)}$ (ns) |
|---------|-----------|------------------|---------------------------|-----------|------------------|-------------------|
| IRF840 | 8 | 500 | 0.85 | 125 | 14 | 49 |
| IRFP450 | 14 | 500 | 0.40 | 190 | 17 | 92 |
| IRFP460 | 20 | 500 | 0.27 | 280 | 18 | 110 |
| IRFP250 | 30 | 200 | 0.085 | 190 | 16 | 70 |
| IRFP150 | 41 | 100 | 0.055 | 230 | 16 | 60 |

第六节 漏极钳位保护电路的设计

对反激式开关电源而言，每当功率 MOSFET 由导通变成截止时，在开关电源的一次绕组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 U_I 和感应电压 U_{OR} 叠加在 MOSFET 的漏极上，很容易损坏 MOSFET。为此，必须在增加漏极钳位保护电路，对尖峰电压进行钳位或者吸收。

一、漏极上各电压参数的电位分布

下面详细介绍输入直流电压的最大值 U_{Imax} 、一次绕组的感应电压 U_{OR} 、钳位电压 U_B 与 U_{BM} 、最大漏极电压 U_{Dmax} 、漏-源击穿电压 $U_{(BR)DS}$ 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 TOPSwitch- $\times\times$ 系列单片开关电源，其功率开关管的漏-源击穿电压 $U_{(BR)DS} \geq 700V$ ，现取下限值 700V。感应电压 $U_{OR} = 135V$ （典型值）。本来钳位二极管的钳位电压 U_B 只需取 135V，即可将叠加在 U_{OR} 上由漏感造成的尖峰电压吸收掉，实际却不然。手册中给出 U_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 U_{BM} 要远高于 U_B 。实验表明，二者存在下述关系

$$U_{BM} \approx 1.4U_B \quad (3-6-1)$$

这表明 U_{BM} 大约比 U_B 高 40%。为防止钳位二极管对一次侧感应电压 U_{OR} 也起到钳位作用，所选用的 TVS 钳位电压应按下式计算

$$U_B = 1.5U_{OR} \quad (3-6-2)$$

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 一般采用快恢复或超快恢复二极管，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})，还需留出 20V 的电压余量。

考虑上述因素之后，计算 TOPSwitch- $\times\times$ 最大漏-源极电压的

经验公式应为

$$U_{Dmax} = U_{Imax} + 1.4 \times 1.5U_{OR} + 20V \quad (3-6-3)$$

TOPSwitch-××系列单片开关电源在 230V 交流固定输入时, MOSFET 的漏极上各电压参数的电位分布如图 3-6-1 所示, 占空比 $D \approx 26\%$ 。此时 $u = 230V \pm 35V$, 即 $u_{max} = 265V$, $U_{Imax} = \sqrt{2}u_{max} \approx 375V$, $U_{OR} = 135V$, $U_B = 1.5U_{OR} \approx 200V$, $U_{BM} = 1.4U_B = 280V$, $U_{Dmax} = 675V$, 最后再留出 25V 的电压余量, 因此 $U_{(BR)DS} = 700V$ 。实际上 $U_{(BR)DS}$ 也具有正向温度系数, 当环境温度升高时 $U_{(BR)DS}$ 也会升高, 上述设计就为芯片耐压值提供了额外的裕量。

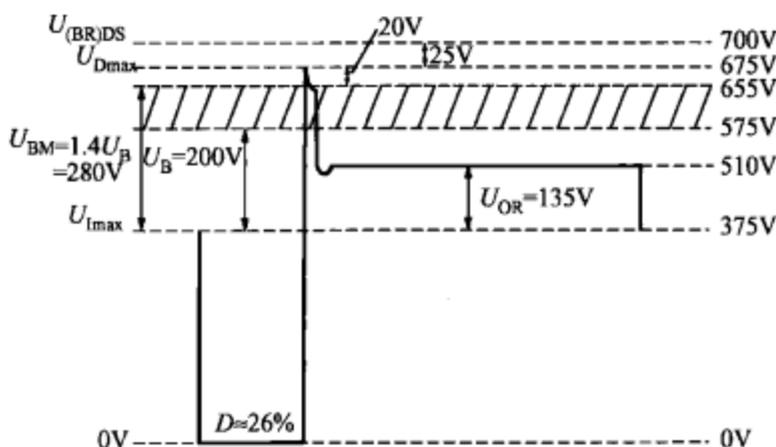


图 3-6-1 MOSFET 漏极上各电压参数的电位分布图

二、漏极钳位保护电路的设计

漏极钳位保护电路主要有以下 4 种设计方案 (电路见图 3-6-2):

(1) 利用瞬态电压抑制器 TVS (P6KE200) 和阻塞二极管 (超快恢复二极管 UF4005) 组成的 TVS、VD 型钳位电路, 如图 3-6-2 (a) 所示。图中的 N_P 、 N_S 和 N_B 分别代表一次绕组、二次绕组和偏置绕组。但也有的开关电源用反馈绕组 N_F 来代替偏置绕组 N_B 。

(2) 利用阻容吸收元件和阻塞二极管组成的 R、C、VD 型钳位电路, 如图 3-6-2 (b) 所示。

(3) 由阻容吸收元件、TVS 和阻塞二极管构成的 R、C、TVS、VD 型钳位电路, 如图 3-6-2 (c) 所示。

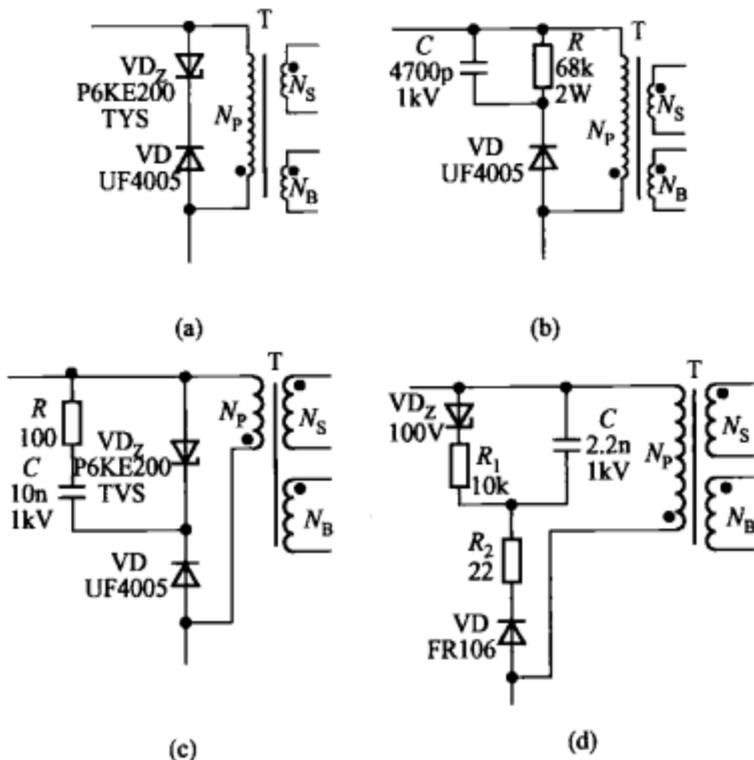


图 3-6-2 4 种无源漏极钳位保护电路
 (a) TVS、VD 型钳位电路；(b) R、C、VD 型钳位电路；
 (c) R、C、TVS、VD 型钳位电路；(d) VD_z 、R、
 C、VD 型钳位电路

(4) 由稳压管 (VD_z)、阻容吸收元件和阻塞二极管 (快恢复二极管 FRD) 构成的 VD_z 、R、C、VD 型钳位电路, 如图 3-6-2 (d) 所示。

上述方案中以 (3) 的保护效果最佳, 它能充分发挥 TVS 响应速度极快、可承受瞬态高能量脉冲之优点, 并且还增加了 RC 吸收回路。鉴于压敏电阻器 (VSR) 的标称击穿电压值 (U_{1mA}) 离散性较大, 响应速度也比 TVS 慢很多, 在开关电源中一般不用它构成漏极钳位保护电路。

需要指出, 阻塞二极管一般可采用快恢复或超快恢复二极管。但有时也专门选择反向恢复时间较长的玻璃钝化整流管 VD_5 (1N4005GP), 其目的是使漏感能量能够得到恢复, 以提高电源效率。玻璃钝化整流管的反向恢复时间介于快恢复二极管与普通硅整流管之间, 但不得用普通硅整流管 1N4005 来代替

1N4005GP。

常用钳位二极管和阻塞二极管的选择见表 3-6-1。

表 3-6-1 钳位二极管和阻塞二极管的选择

| u (V/AC) | 钳位电压 U_b (V) | 钳位二极管 | 阻塞二极管 |
|------------------|----------------|------------------|-----------------|
| 固定输入: 110 | 90 | P6KE91(91V/5W) | BYV26B(400V/1A) |
| 通用输入: 85~265 | 200 | P6KE200(200V/5W) | UF4005(600V/1A) |
| 固定输入: 230(1±15%) | 200 | | BYV26C(600V/1A) |

第四章

高频变压器的设计

高频变压器是开关电源的重要部件，它可起到储存能量、传输能量的作用。高频变压器的设计是制作开关电源的一项关键技术。本章首先介绍高频变压器磁心、导线的选择，然后重点阐述高频变压器设计方法及设计实例，最后介绍设计高频变压器的注意事项及防止高频变压器磁饱和的方法。

第一节 高频变压器磁心的选择

磁性材料分软磁材料、硬磁材料两种。经过磁化后很容易退磁的磁性材料称为软磁材料，其矫顽力很小。硬磁材料（如磁钢、永磁合金）则不容易退磁。

软磁铁氧体磁心是磁性材料中重要的一大类。其应用领域非常广泛，例如收音机中的磁棒，收录机、电视机中的磁心，偏转线圈的磁环，录像机磁头，开关电源中的高频变压器。

软磁铁氧体磁心的品种繁多，形状各异，大致可做如下分类：

(1) 按形状分类。主要有螺纹磁心，环形磁心（简称磁环），管形磁心，罐形磁心（即磁罐），E形、日形、U形、T形、工字形、王字形磁心。此外还有单孔、双孔和多孔磁心。

(2) 按工作频率划分。有低频、中频、高频、甚高频磁心。

(3) 按材料划分。材料牌号如下：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。

软磁铁氧体磁心的外形如图 4-1-1 所示。软磁铁氧体磁心典型产品的性能见表 4-1-1。

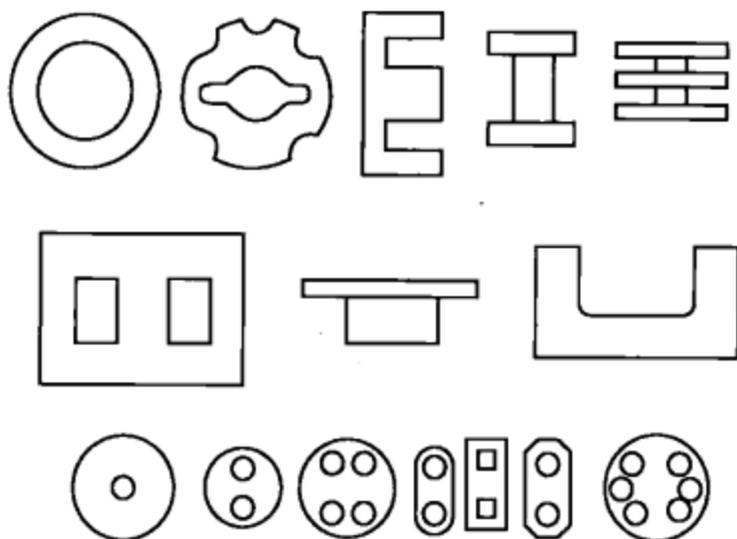


图 4-1-1 软磁铁氧体磁心的外形

表 4-1-1 软磁铁氧体磁心典型产品的性能

| 型号 | 起始磁导率 $\mu(H/m)$ | 居里温度 $T_c(^{\circ}C)$ | 电阻率 $\rho(\Omega \cdot cm)$ | 磁饱和时的 磁通密度 $B_s(mT)$ | 矫顽力 $F(A/m)$ | 工作频率 $f(MHz)$ |
|----------|---------------------|--------------------------|--------------------------------|----------------------------|-----------------|------------------|
| 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 |

由表可见，MXO 型锰锌铁氧体适合工作在中频（几百千赫兹），其电阻率很低， $\rho \approx 1 \times 10^2 \Omega \cdot cm$ ，NXO 型镍锌铁氧体可工作在高频（几十兆赫兹），其电阻率较高， $\rho \approx 1 \times 10^6 \Omega \cdot cm$ ，而 NQ、NGO、GTO 型磁性材料的工作频率达几百兆赫兹，因其电阻率极高，接近于无穷大，故表中未列出具体的数值。

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 4-1-2 所示。用它制成的 E 型磁心的外形如图 4-1-3 所示。这种磁心具有漏感小、磁耦合性能好、

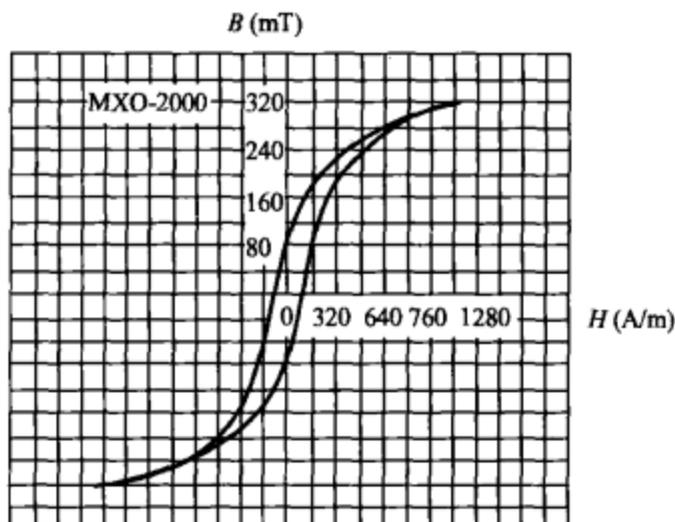


图 4-1-2 MXO-2000 材料的 B-H 曲线

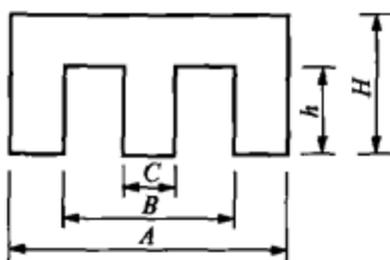


图 4-1-3 E 型磁心的外形

绕制方便等优点。国产 E 型磁心部分产品的规格见表 4-1-2。表中，C 为舌宽 (mm)，D 为磁心厚度， S_j 为磁心有效截面积，有

$$S_j = CD \quad (4-1-1)$$

其中， S_j 的单位取 cm^2 。

表 4-1-2 部分国产 E 型磁心的尺寸规格

| 产品型号 ^① | 外形尺寸 (mm) ^② | | | | | | 磁心截面积 $S_j(\text{cm}^2)$ |
|-------------------|------------------------|----|-----|----|------|------|--------------------------|
| | A | B | C | h | H | D | |
| E-12 | 12 | 8 | 3 | 4 | 6 | 3 | 0.09 |
| 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-43 | 43 | 28 | 12 | 14 | 21.5 | 12 | 1.44 |

续表

| 产品 型号 ^① | 外形尺寸 (mm) ^② | | | | | | 磁心截面积 S_J (cm ²) |
|-----------------------|------------------------|----|----|------|----|----|-----------------------------------|
| | A | B | C | h | H | D | |
| E-50 | 50 | 34 | 15 | 24.5 | 33 | 15 | 2.25 |
| E-60 | 60 | 44 | 16 | 36 | 28 | 16 | 2.56 |

① 除表中所列型号之外, 还有 E-20 等多种型号。

② 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。

EI 型铁氧体磁心的外形如图 4-1-4 所示, 其外形尺寸见表 4-1-4。

高频变压器的最大承受功率 P_M 与磁心截面积 S_J (单位是 cm²) 之间存在下述经验公式

$$S_J = 0.15 \sqrt{P_M} \quad (4-1-2)$$

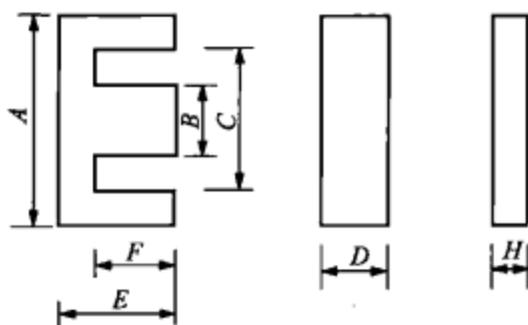


图 4-1-4 EI 型铁氧体磁心的外形

其中, P_M 的单位取 W。

举例说明, 某开关电源的额定输出功率为 55W, 电源效率 $\eta=70\%$, 则高频变压器的额定输入功率 $P_1=55W/70\%=78.6(W)$ 。实取 $P_M=80W$, 代入式 (4-1-2) 中求出 $S_J=1.34\text{cm}^2$ 。可选择 E-40 型磁心, 其磁心截面积为 1.38cm^2 (见表 4-1-2)。中小功率开关电源输出功率与磁心型号的对照情况见表 4-1-3, 可供选择磁心时参考。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, 磁心尺寸也要相应增加; ②在同样情况下, 采用三层绝缘线可选择尺寸较小的磁心, 以减小高频变压器的体积。

近年来, 一种被称为超微晶 (nanocrystalline, 亦称纳米非晶) 的新型软磁材料材料已经问世。超微晶磁心具有高磁导率、高矩形比、磁心损耗低、高温稳定性好等优点而备受人们的青睐。用超微晶磁心取代传统的铁氧体磁心, 能减小开关电源的体积。

表 4-1-3 中小功率开关电源输出功率与磁心型号对照表

| 输出功率范围 P_o (W) | 铁氧体磁心的型号 | |
|---------------------|---|--|
| | 用常规漆包线绕制 | 用三层绝缘线绕制 |
| 0~10 | EE20 EEL16 或 EEL19 EPC25 EPD25 | EE16 或 EE19 EFD15 EF16 EPC17 |
| 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 |



表 4-1-4

EI 型磁心的尺寸规格

| 部分产品 型号 | 外形尺寸 (mm) ^① | | | | | | |
|------------|------------------------|----|----|----|----|------|-----|
| | A | B | C | D | E | F | H |
| EI-30 | 30 | 19 | 11 | 11 | 21 | 16 | 5.5 |
| EI-40 | 40 | 27 | 12 | 12 | 27 | 21 | 7.5 |
| EI-50 | 50 | 34 | 15 | 15 | 33 | 24.5 | 9 |
| EI-60 | 60 | 44 | 16 | 16 | 36 | 28 | 8.5 |

①B 为最小尺寸, E 为参考尺寸。

第二节 高频变压器导线的选择

一、漆包线的选择

漆包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。其作用是通过感应电流来产生磁场 (或通过切割磁力线来产生感应电流), 实现电能与磁能的互相转换。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。目前国内常用的是 QQ 型高强度漆包线。

国内外漆包线规格对照见表 4-2-1。我国采用公制线规。表中的 AWG 为美制线规, SWG 为英制线规, 其线号愈大, 导线愈细。欧美国家常用“圆密耳”(circularmil) 作导线横截面积单位, 换算关系为 $1\text{mm}^2 = 1980$ 圆密耳。

表 4-2-1

国内外漆包线规格对照表

| 公制裸线 线径 ^① (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 ^② (匝/cm) |
|---------------------------------|-------------------|-------------------|------------------------|----------------------------------|------------------------------------|
| 0.050 | 43 | 47 | 0.065 | 0.001 96 | 153.8 |
| 0.060 | 42 | 46 | 0.080 | 0.002 83 | 125.0 |
| 0.070 | 41 | 45 | 0.090 | 0.003 85 | 111.1 |
| 0.080 | 40 | 44 | 0.100 | 0.005 03 | 100.0 |
| 0.090 | 39 | 43 | 0.110 | 0.006 36 | 90.9 |

续表

| 公制裸线 线径 ^① (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 ^② (匝/cm) |
|---------------------------------|-------------------|-------------------|------------------------|----------------------------------|------------------------------------|
| 0.100 | 38 | 42 | 0.125 | 0.007 85 | 80.0 |
| 0.110 | 37 | 41 | 0.135 | 0.009 50 | 74.0 |
| 0.130 | 36 | 39 | 0.155 | 0.013 27 | 64.5 |
| 0.140 | 35 | — | 0.165 | 0.015 39 | 60.6 |
| 0.160 | 34 | 37 | 0.190 | 0.020 11 | 52.6 |
| 0.180 | 33 | — | 0.210 | 0.025 45 | 47.6 |
| 0.200 | 32 | 35 | 0.230 | 0.031 42 | 43.4 |
| 0.230 | 31 | — | 0.265 | 0.041 15 | 37.7 |
| 0.250 | 30 | 33 | 0.290 | 0.049 09 | 34.3 |
| 0.290 | 29 | 31 | 0.330 | 0.066 05 | 30.3 |
| 0.330 | 28 | 30 | 0.370 | 0.085 53 | 27.0 |
| 0.350 | 27 | 29 | 0.390 | 0.096 21 | 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 | 18 | 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 |
| 3.000 | — | — | — | 7.0683 | — |

①国外公制线径还有 0.220mm、0.280mm、0.320mm、0.550mm 等规格。

②仅对国产 QQ-1 高强度漆包线而言。

尼龙/聚氨酯涂层是首选的漆包线绝缘层。这种涂层的优点是在接触到熔化的焊料时会蒸发掉，不需要预先剥离漆层。绝缘涂层应为高强度型或双绝缘层，以便能承受手工绕制过程中产生的应力。若使用普通的磁漆或聚酰亚胺绝缘，在将绕组引线焊接到高频变压器引脚时，就必须采用机械或化学的方法来剥离绝缘层。

二、三层绝缘线的选择

1. 三层绝缘线的结构特点

三层绝缘线 (Triple Insulated Wire) 亦称三重绝缘线，它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 1kV 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 20~100 μm 。三层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 3000VAC 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。三层绝缘线的质地坚韧，需加温到 200~300 $^{\circ}\text{C}$ 才能变软，进行绕制。绕制完毕，遇冷后线圈即可自动成型。

三层绝缘线的结构分为三种：标准型、自粘接型、绞合线型，结构如图 4-2-1 所示。图 4-2-1 (a) 为标准型结构，其绝缘层材料可选软钎焊的聚脂类耐热树脂和聚酰胺类树脂构成，具有良好的电气性能。图 4-2-1 (b) 为自粘接型结构，它是在标准型的外侧附加了自粘着层，适合于无线圈的骨架。图 4-2-1 (c) 为绞合线型结构，其导线采用了多股胶合线，外侧具有三个绝缘层，适用于高频领域。

表 4-2-2 分别列出了由日本古河电气工业公司生产的 UEW、TEX-E 标准型三层绝缘线、由上海罗坤电气科技发展有限公司自主研发的国产 TIW 标准型三层绝缘线的主要性能指标。

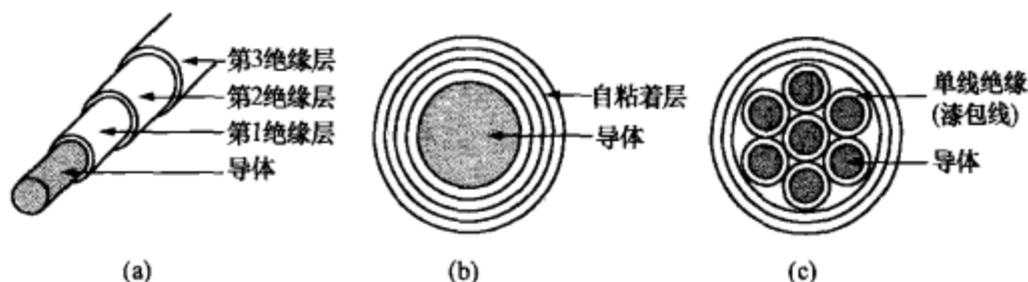


图 4-2-1 三层绝缘线的结构图

(a) 标准型; (b) 自粘型; (c) 绞合线型

表 4-2-2 UEW、TEX-E、TIW 标准型三层绝缘线的主要性能指标

| 三层绝缘线类型 | | UEW | TEX-E | TIW |
|----------------------|-------|-------|-------|-------|
| 尺寸 (mm) | 导线直径 | 0.400 | 0.400 | 0.400 |
| | 成品外径 | 0.440 | 0.600 | 0.600 |
| | 被膜层厚度 | 0.020 | 0.100 | 0.100 |
| 绝缘击穿电压 [共三层] (kV) | | 11.0 | >19.1 | >19.1 |
| 耐电压 [1分钟, 共三层] (kV) | | — | >10.0 | 6.0 |
| 软钎焊所需焊接时间 [420℃] (s) | | 2.0 | 2.0 | 2.0 |
| 火花试验 [3000V] (个/30m) | | 4~15 | 0 | 0 |
| 软化温度(℃) | | 270 | 231 | 231 |
| 单向磨损(N) | | 14.31 | 19.31 | 19.31 |
| 往复磨损(次) | | 60 | 285 | 285 |
| 耐化学性 (混合二甲苯、苯乙烯) | | 5H | 3H | 3H |

三层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, 而质量大约减小 2/3, 可大大节省材料和加工费用。两种高频变压器的结构比较情况如图 4-2-2 所示。鉴于三层绝缘线的价格昂贵, 因此它特别适合于绕制小型化开关电源的高频变压器二次绕组, 而一次绕组和反馈绕组仍采用普通漆包线绕制。三层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、CSAC22.2No.950-95、EN60950A3A4、HD195S6。TEX-E

标准型三层绝缘线的产品规格见表 4-2-3。国产 TIW 标准型三层绝缘线的产品规格与之相同，仅部分参数略有差异。

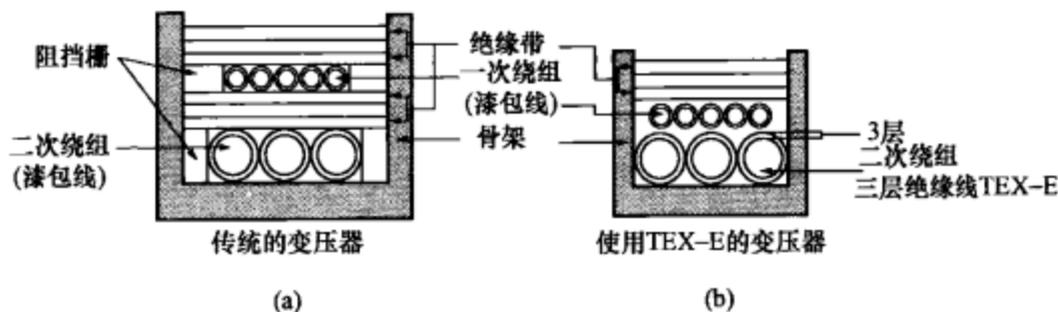


图 4-2-2 两种高频变压器的结构比较

(a) 用漆包线绕制；(b) 用三层绝缘线绕制

表 4-2-3 TEX-E 标准型三层绝缘线的产品分类

| 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 |

2. 三层绝缘线的使用注意事项

(1) 三层绝缘线存放条件是环境温度为 $-25\sim 30^{\circ}\text{C}$ ，相对湿度为 $5\%\sim 75\%$ ，保存期为一年。禁止在高温、高湿度、日光直射、

粉尘环境下存放三层绝缘线。对超过保管期的三层绝缘线，必须重新做绝缘击穿电压、耐压、可绕性试验，方可使用。

(2) 绕线需注意下列注意事项：三层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；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；切断的导线末端十分锐利，不要贴近导线被膜。

(3) 剥离被膜时需采用三层绝缘线剥膜机、可调式剥膜机等专用设备。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) 焊接三层绝缘线的装置有两种。一种是静止式软钎料槽，适于焊接 $\phi 0.40\text{mm}$ 以下的三层绝缘线。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。

● 第三节 高频变压器设计实例

下面就以 UC3842 构成的 35W (5V、7A) 开关电源电路为例，介绍高频变压器的设计方法。关于 UC3842 的原理与应用详见第七章第一节。

1. 磁心的选择

高频变压器的最大承受功率 P_M 与磁心截面积 S_j （单位是 cm^2 ）之间存在下述经验公式

$$S_j = 0.15 \sqrt{P_M} \quad (4-3-1)$$

其中， P_M 的单位取 W。

UC3842 适合制作 20~50W 的开关电源。现实际输出功率 $P_o = I_o U_o = 7 \times 5 = 35(\text{W})$ 。设开关电源的效率 $\eta = 70\%$ ，则高频变压器的额定输入功率 $P_i = P_o / \eta = 50(\text{W})$ 。设计高频变压器时应留出余量，可取 $P_M = 80\text{W}$ ，代入式 (4-3-1) 中求出 $S_j = 1.34\text{cm}^2$ 。查表 4-1-2 可知，E-43 型磁心的 $S_j = 1.44\text{cm}^2$ ，与之最为接近。E-43 的饱和磁通密度 $B_s = 400\text{mT}$ ，使用时为防止出现磁饱和现象而损坏开关功率管，可取磁通密度 $B = 250\text{mT}$ 。

2. 计算脉冲信号的最大占空比 D_{\max}

当电网电压在 $220\text{V} \pm 20\%$ 范围内变化时, 就对应于 $176 \sim 264\text{V}$ 。经全波整流和滤波后直流输入电压的最大值、最小值分别为 $U_{\text{imax}} \approx 360\text{V}$, $U_{\text{imin}} \approx 240\text{V}$ 。单端反激式开关电源中所产生的反向电动势 $e \approx 170\text{V}$, 绕组漏感造成的尖峰电压 $U_L \approx 100\text{V}$ 。由于 $U_{\text{imax}} + e + U_L \approx 630(\text{V})$, 因此开关功率管应能承受 630V 以上的高压。

计算脉冲信号最大占空比的公式为

$$D_{\max} = \frac{e}{e + U_{\text{imin}}} \cdot 100\% \quad (4-3-2)$$

即

$$D_{\max} = \frac{170}{170 + 240} \cdot 100\% = 41.5\%$$

3. 计算一次绕组的电感量 L_1

高频变压器一次绕组的电感量 L_1 由下式确定

$$L_1 = \frac{\eta(U_{\text{imin}} D_{\max})^2}{2P_0 f} \quad (4-3-3)$$

将 $\eta = 70\%$, $U_{\text{imin}} = 240\text{V}$, $D_{\max} = 41.5\%$, $f = 40\text{kHz}$ 一并代入式 (4-3-3) 中得到

$$L_1 = \frac{70\% (240 \times 41.5\%)^2}{2 \times 35 \times 40\text{k}} = 2.48(\text{mH})$$

设满载时的峰值电流为 I_P , 在进行短路保护时的过载电流为 I_S , 有

$$I_P = \frac{2P_0}{\eta U_{\text{imin}} D_{\max}} \quad (4-3-4)$$

$$I_S = 1.3I_P \quad (4-3-5)$$

不难求出 $I_P = 1.0\text{A}$, $I_S = 1.3\text{A}$ 。

在一次绕组上储存的电能为

$$W = \frac{1}{2} \times 2.48 \times 10^{-3} \times 1.3^2 = 2.1(\text{mJ})$$

4. 确定一次绕组的匝数 N_1

一次绕组的安匝数 $N_1 I_S$ 与所储存的电能 W 之间存在下述关系式

$$N_1 I_S = \frac{2 \times 10^7 W}{BS_j} \quad (4-3-6)$$

将 $W=2.1\text{mJ}$, $B=250\text{mT}$, $S_1=1.44\text{cm}^2$ 一并代入式 (4-3-6) 中, 得到 $N_1 I_s=116.7$ 安匝。因此

$$N_1 = \frac{N_1 I_s}{I_s} = \frac{116.7}{1.3} = 89.7(\text{匝})$$

实取 $N_1=90$ 匝, 可采用 $\phi 0.31\text{mm}$ 的高强度漆包线绕制而成。

5. 确定自馈绕组 N_2 和二次绕组 N_3 的匝数

一旦一次绕组匝数确定之后, 利用下式即可计算 N_2 、 N_3 的匝数

$$N = \frac{N_1 (U_O + U_F)(1 - D_{\max})}{U_{\min} D_{\max}} \quad (4-3-7)$$

式中 U_O ——绕组 N_2 (或 N_3) 两端的电压;

U_F ——输出整流二极管的正向压降。

自馈绕组 N_2 回路中的整流管 VD_1 采用 FR305 型快恢复二极管, 其 $U_F \approx 1\text{V}$ 。绕组两端的有效值电压为 20V 时, 经整流滤波后可获得大约 16V 的直流电源, 向 UC3842 供电。不难算出

$$N_2 = \frac{90(20+1) \times (1-41.5\%)}{240 \times 41.5\%} = 11.1(\text{匝})$$

实取 $N_2=11$ 匝, 采用 $\phi 0.51\text{mm}$ 的高强度漆包线绕制。

二次绕组 N_3 回路中选用肖特基整流二极管 D80-004, $U_F \approx 0.4\text{V}$, $U_O=5\text{V}$, 故

$$N_3 = \frac{90(5+0.4) \times (1-41.5\%)}{240 \times 41.5\%} = 2.85(\text{匝})$$

鉴于当输出电流 I_O 达到 7A 时, 在绕组的铜阻及输出引线电阻上均会产生较大的压降, 会造成输出电压的跌落, 因此应适当增加 N_3 的匝数, 以提升 U_O 。实际取 $N_3=4$ 匝, 用 4 股 $\phi 1.0\text{mm}$ 高强度漆包线并联后绕制而成, 电流密度可取 $J=2.1\text{A}/\text{mm}^2$ 。

6. 计算空气隙 δ

为防止高频变压器发生磁饱和现象而损坏开关功率管, 需在 EE-12 型磁心的两个侧面各留出一定的空气隙 δ 。假定磁场集中于气隙处而未向外部泄漏, 则

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{0.04\pi N_1 I_s}{B} = \frac{0.04 \times 3.14 \times 90 \times 1.3}{250} \\ &= 0.06(\text{cm}) = 0.6\text{mm} \end{aligned}$$

每边可留出 0.3mm 的气隙,亦可取 0.4~0.5mm 的空气隙。

7. 开关功率管的选择

开关功率管可选用双极型功率管或 MOS 功率管。双极型功率管是具有功率输出能力的双极、结型晶体管 (BJT)。因有两种载流子 (电子与空穴) 流过晶体管,故称之为双极型,这与仅利用一种载流子的场效应管不同。目前大量使用的 PNP 或 NPN 面结型功率管均属于双极型功率管,其开关时间为微秒级,一般只能工作在几十千赫以下。这种功率管在工作时若 U_{CE} 突然跌落,管子就在极短时间内从高压小电流变成低压大电流状态,所呈现的负阻现象称作二次击穿。由于它存在二次击穿现象,因此只能用在安全工作区以内,这就使实际功耗必须大大低于器件的最大允许功耗。

MOS 功率管具有输入阻抗极高、开关速度快、通态电阻低、高耐压、成本低廉等优点,是一种极有发展前途的新型 MOS 功率器件。由于前面已计算出开关功率管应能承受 630V 以上的高压,因此需用耐压 1000V 的管子。这里采用美国国际整流器公司 (IR) 生产的 IRFPG407 型 MOS 功率管,其漏-源极可承受最高电压 $U_{DM}=1000V$,最大漏极电流 $I_{DM}=4.3A$,最大漏极耗散功率 $P_{DM}=150W$,完全能满足要求。但在使用时必须加合适的散热器,并在接触面上涂一层导热硅脂。

8. 自馈绕组回路中整流管的选择

可选 FR309 型快恢复二极管 (FRD),其耐压值为 1000V,额定整流电流为 3A,留出的余量很大。

9. 输出级整流二极管的选择

为提高低压、大电流整流的效率,宜选用肖特基二极管 (SBD)。这种管子属于高频、大电流、低功耗器件,其正向导通压降仅 0.4V 左右,约为快恢复二极管 U_F 值的一半。D80-004 型肖特基二极管的主要参数为:平均整流电流 $I_d=15A$,反向峰值耐压 $U_R=40V$,反向恢复时间小于 10ns。

10. 输出级滤波电容的选择

滤波电容 C_{10} 的容量可按经验数据来选取。当开关频率为几十千赫时,每安培的输出电流所对应的电容量大约为 $1000\mu F$ 。当 $I_0=7A$ 时,可取标称值容量 $6800\mu F$ 。建议采用无感电容。若无此

种电容，可将几只容量较小的电解电容并联而成，以减小等效电感。例如，用3只 $3300\mu\text{F}$ 电解电容器并联后可代替 $10\,000\mu\text{F}$ 的电容器。

11. 设计注意事项

(1) 由于所选磁心材料、元器件参数以及高频变压器制作工艺的不同，必要时需对匝数作适当调整。例如当 U_0 偏低时可适当增加 N_1 、 N_3 的匝数， N_1 可达130匝， N_3 可达6匝，应以加额定负载后输出电压能达到5V为准。

(2) 空载时 U_0 会升高到7~8V，这属于正常现象。必要时可在输出端并联一只阻值较小的假负载，或者接一只稳压管，把空载电压降下来，使之接近于5V。

◆ 第四节 利用软件设计开关电源及 高频变压器的实例

PI Expert 7.1 是美国 PI 公司于 2008 年 12 月推出的最新版本专家系统。由 PI 公司提供的 PI Expert Suite 7.1 软件包，还包括辅助软件 PI Viewer 7.1 浏览器和 PI Xls Designer 电子数据表格软件，适合设计 AC/DC 变换器和 DC/DC 变换器。利用 PI Expert 7.1 可快速完成单片开关电源的优化设计工作。PI Expert 7.1 为免费软件，读者可登录 <http://www.powerint.cn/> 网站下载 PI Expert Suite 7.1 软件包。

一、PI Expert 7.1 的主要特点

(1) PI Expert 7.1 是基于 PC 的设计软件，它能根据设计人员输入的技术指标来确定开关电源的最佳拓扑电路，包括元器件选择（确定输入滤波电容、漏极钳位保护电路、高频变压器、输出整流管等关键元器件的型号及参数值）和高频变压器结构设计，帮助用户迅速完成一个低成本、高效率、隔离式开关电源或 DC/DC 变换器的设计。单片开关电源可选择连续模式或不连续模式，最大输出功率可达 333W（开关电源）或 600W（半桥 LLC 谐振变换器）。

(2) 该软件采用交互式设计模式，具有直观的图形界面（包括产品选择指南、设计结果和设计提示），引导用户完成设计。它可帮

助用户设置 PI 器件所提供的先进电源特性, 例如过电压和欠电压保护、过热保护、外部电流限制等。在设计结果中还包含电路的结构图。

(3) 具有多路输出式开关电源的优化设计功能, 最多可支持六路输出 (允许有一路负压输出), 并可选择低成本优化设计或高效率优化设计。优化过程是首先生成多种设计方案, 然后与 PI 公司编译专家设计的规范数据库进行比较, 并给每种设计方案打分, 最后以分值最高的作为最佳设计方案。

(4) 将专供设计高频变压器使用的辅助工具软件 PI Transformer Designer 作为 PI Expert 7.1 的一部分, 从而可在 PI Expert 7.1 中快速、方便地完成高频变压器的全部设计。在 PI Expert 7.1 中更改设计时, 高频变压器参数也随之更新。这是其显著特点之一。

PI Expert 7.1 和 PI Xls Designer 的适用范围见表 4-4-1。表中的 P_{OM} 表示最大输出功率, 打“√”的栏目表示相应软件所支持的 PI 系列产品。

表 4-4-1 PI Expert 7.1 和 PI Xls Designer 的适用范围

| PI 系列产品 | 产品型号 | $P_{OM}(W)$ | PI Expert 7.1 | PI Xls Designer |
|----------------|------------------------|-------------|---------------|----------------------|
| TOPSwitch-GX | TOP242~TOP250 | 290 | √ | √ |
| TOPSwitch-HX | TOP254~TOP261 | 333 | √ | √ |
| PeakSwitch | PKS603~PKS607 | 127 | √ | √ |
| TinySwitch-II | TNY264~TNY268 | 23 | √ | √ |
| TinySwitch-III | TNY274~TNY280 | 36 | √ | √ |
| TinySwitch-PK | TNY375~TNY380 | 45 | √ | √ |
| DPA-Switch | DPA423~DPA426 | 100 | √ | √ (仅支持正激式) |
| LinkSwitch | LNK500、LNK501 和 LNK520 | 5.5 | — | √ |
| LinkSwitch-LP | LNK562~LNK564 | 3 | — | √ |
| LinkSwitch-TN | LNK304~LNK306 | (360mA) | — | √ (支持反激式、降压式及降压/升压式) |
| LinkSwitch-HF | LNK353~LNK354 | 5 | — | √ |
| LinkSwitch-XT | LNK362~LNK364 | 9 | √ | √ |
| LinkSwitch-II | LNK603~LNK606 | 6.1 | — | √ |
| LinkSwitch-CV | LNK623~LNK364 | 17 | — | √ |

(5) 能自动生成开关电源的结构框图、部分单元电路和数据表格。所增加的恒压/恒流 (CV/CC) 输出选项以及对设计反馈电路的支持, 能为设计电池充电器提供方便。

二、利用软件设计开关电源的实例

利用 PI Expert 7.1 专家系统的设计向导, 设计一个由 TOPSwitch-HX 系列构成的 25W (峰值 32.6W) 多路输出式开关电源。交流输入电压范围是 85~265V, 4 路输出分别为 U_{O1} (+3.3V/2A, 峰值电流为 3A)、 U_{O2} (+5V/2.5A, 峰值电流为 3.2A)、 U_{O3} (+12V/0.5A)、 U_{O4} (-12V/0.05A)。第 3、4 路不需要峰值输出。总输出功率为 25W, 峰值输出功率为 32.5W。设计的步骤如下:

(1) 打开 PI Expert 7.1 专家系统, 单击新建一个设计文件按钮 , 运行 PI Expert 7.1 设计向导。首先弹出的设计选项面板如图 4-4-1 所示。该面板有 5 个设计选项, 每个选项都有一个下拉菜单。当 PI 系列选择 TinySwitch-HX 时, 默认的拓扑结构为反激式 (Flyback), 采用最新式的 EN (eSIP-7C) 无铅封装, 开关频率选 132kHz, 外形选择敞开式结构 (Open Frame)。

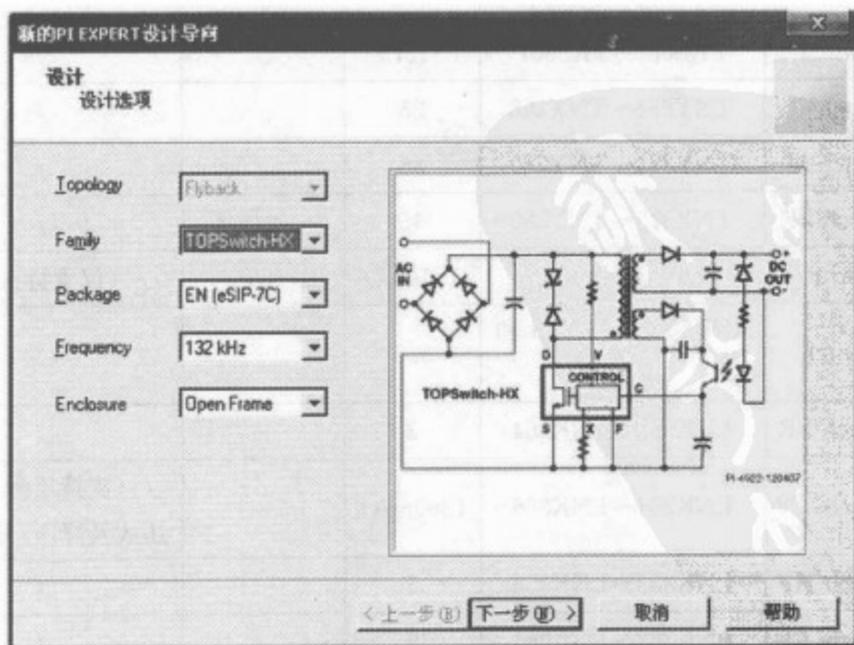


图 4-4-1 设计选项面板

(2) 单击“下一步”，进入如图 4-4-2 所示的输入面板。AC Defaults (默认) 为世界通用的交流输入范围“Universal (85 ~ 265V)”。

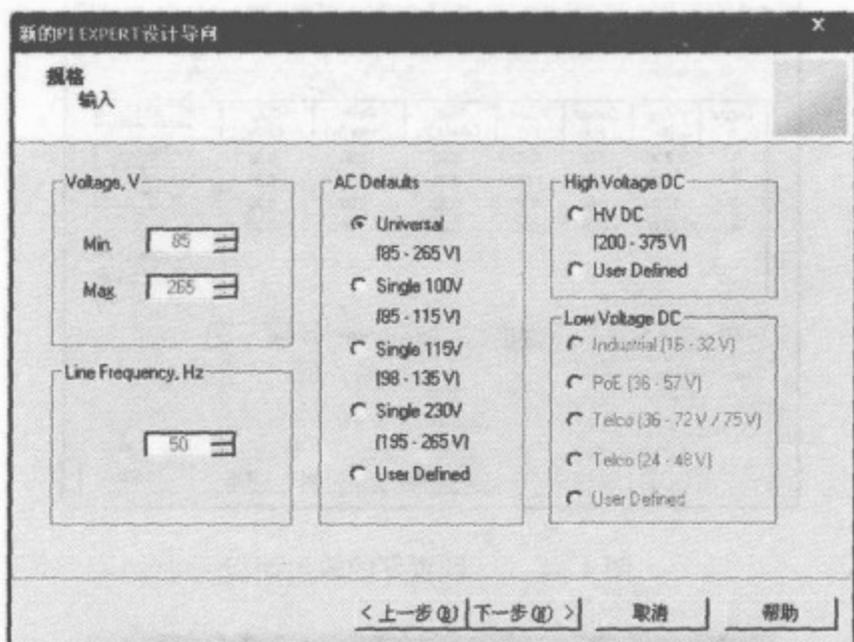


图 4-4-2 输入面板

(3) 单击“下一步”，进入输出面板。选择峰值负载 (Peak Loads)。单击添加按钮“Add”，在输出编辑对话框内设定第一路输出为 3.3V、2A(峰值电流为 3A)。再用添加方式依次设置其余 3 路的输出。设计 -12V 输出时应首先将电压复选框前面的加号 (+) 改成减号 (-)，然后键入该路的负压输出值及输出电流值，最后单击 OK 按钮。注意，PI Expert 7.1 只允许开关电源有一路为负压输出。设置好的输出面板如图 4-4-3 所示。由图可见，该电源的连续输出功率为 25.70W，峰值输出功率可达 32.50W。输出使用二阶滤波器 (Use Post Filter)。工作方式 (Operation Mode)，选择仅恒压 (CV Only) 输出。

(4) 单击“下一步”，进入设计设置面板。输入新设计的文件名“25W (峰值 32.5W) 多路输出式开关电源”，进行优化时的元件集使用全部记录 (All Records)，指定完成所有优化设计后屏幕将要显示的是结构框图。选择使用屏蔽绕组 (Use Shield Windings)，采用国际单位制 (SI Units)，并选择显示新的设计设置

(Show Settings for New Design)。设计好的设计设置面板如图 4-4-4 所示。

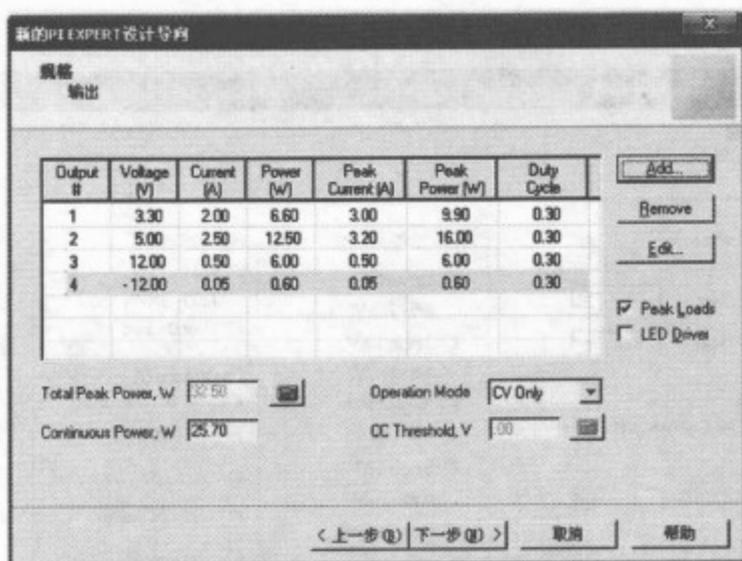


图 4-4-3 设置好的输出面板

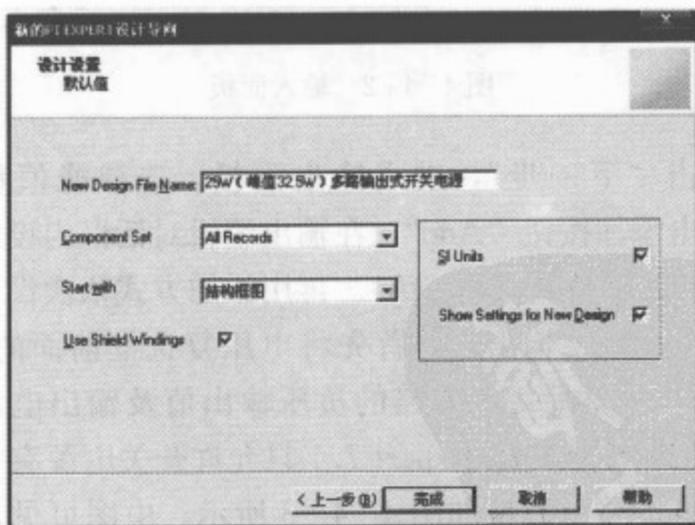


图 4-4-4 设计好的设计设置面板

(5) 单击“完成”按钮，进入解决方案过滤器面板如图 4-4-5 所示。利用该面板可设置最佳解决方案的数目，并指定主输出的匝数、磁心尺寸的优化设置。

(6) 单击“OK”按钮，即可显示出可能的组合方案供用户选择，现选择默认的解决方案 1 (Solution1)。单击“Open”按钮，即可获得 25W (峰值 32.5W) 多路输出式开关电源的结构框图，如图

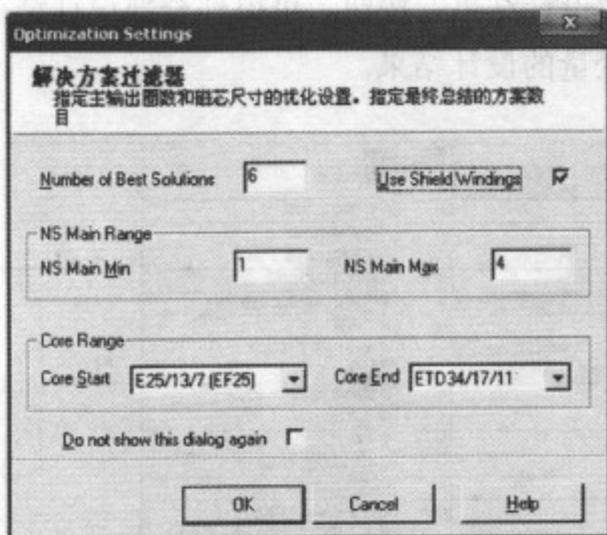


图 4-4-5 解决方案过滤器面板

4-4-6 所示。窗口提示为“设计通过（优化已完成）”。由图可见，这里选用的是 TOPSwitch-HX 系列中的 TOP256EN 型单片开关电源。单击设计结果面板中的结构框图按钮（即图中阴影区域），可弹出所对应单元的对话框，查阅元器件参数值或单元电路图。

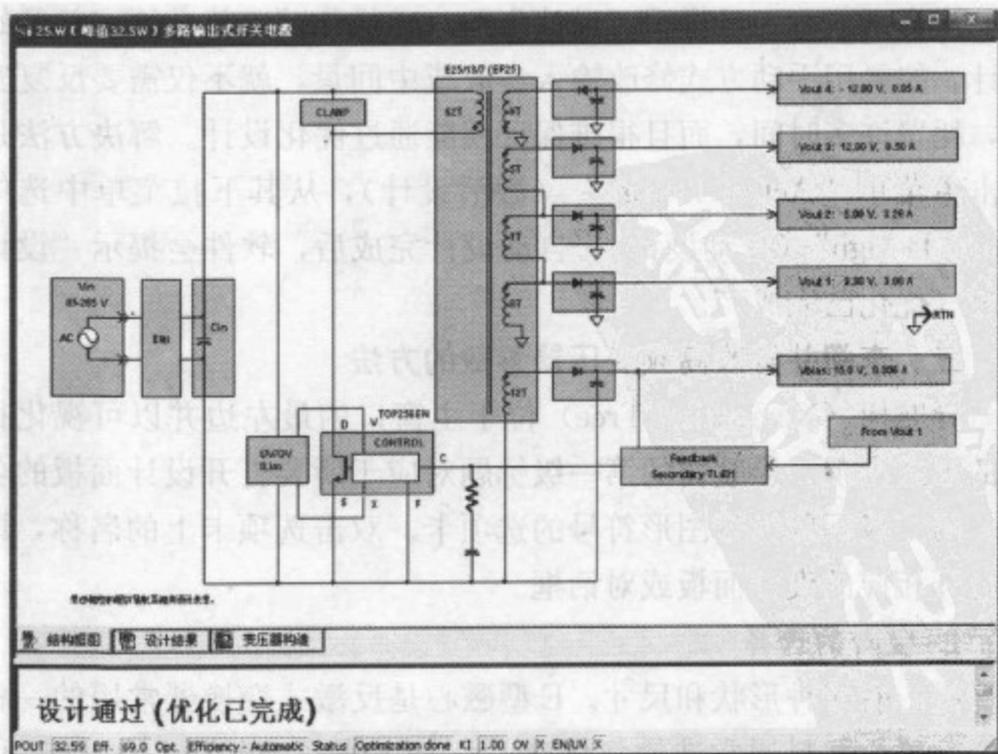


图 4-4-6 25W（峰值 32.5W）多路输出式开关电源的结构框图

(7) 单击“设计结果”按钮，可得到全部设计结果。图 4-4-7 中仅示出器件变量的设计结果。



图 4-4-7 器件变量的设计结果

(8) 最后单击“变压器构造”按钮，得到高频变压器的设计结果(局部，仅包括电特性原理图和绕组结构图)，如图 4-4-8 所示。

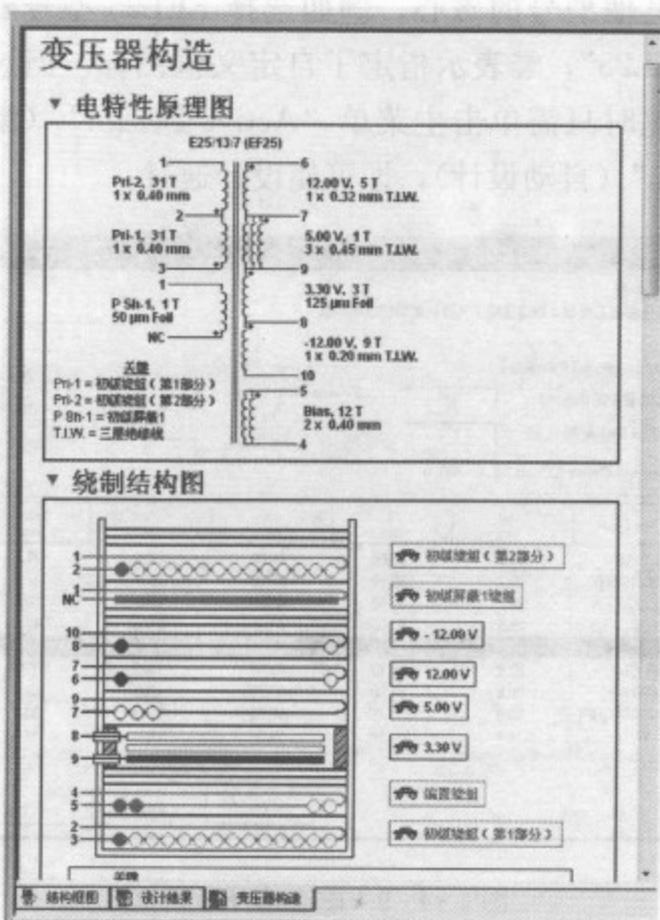
注意事项：一旦提示“设计失败(无优化)”，就必须重新开始设计。如果用手动方式修改输入参数或中间量，就不仅需要反复实验，耗费许多时间，而且很难保证就能通过优化设计。解决方法是单击主菜单“Active Design”(激活设计)，从其下拉菜单中选中“Auto Design”(自动设计)。自动设计完成后，软件会提示“设计通过(优化已完成)”。

三、查阅并修改高频变压器参数的方法

导航树(Navigation Tree)位于主窗口的最左边并以可视化目录的形式出现。导航树的第一级标题对应于所要打开设计面板的名称，第二级标题为带图形符号的选项卡。双击选项卡上的名称，即可打开相应的设计面板或对话框。

1. 磁心的选择

磁心有多种形状和尺寸。E型磁心是反激式变换器常用的一种磁心。磁心材料通常选铁氧体磁心，其工作频率超过 100kHz，而损耗比其他材料低很多。在骨架的左右两边均应留出安全边距。默



要还可选择其他型号的磁心，例如选择 EEL25 型号磁心时，就显示“选择 EEL25”，选择 EEL25 表示指定了自定义值图标。但这有可能导致设计失败，此时只需单击主菜单“Active Design”（激活设计）→“Auto Design”（自动设计），即可使设计通过。

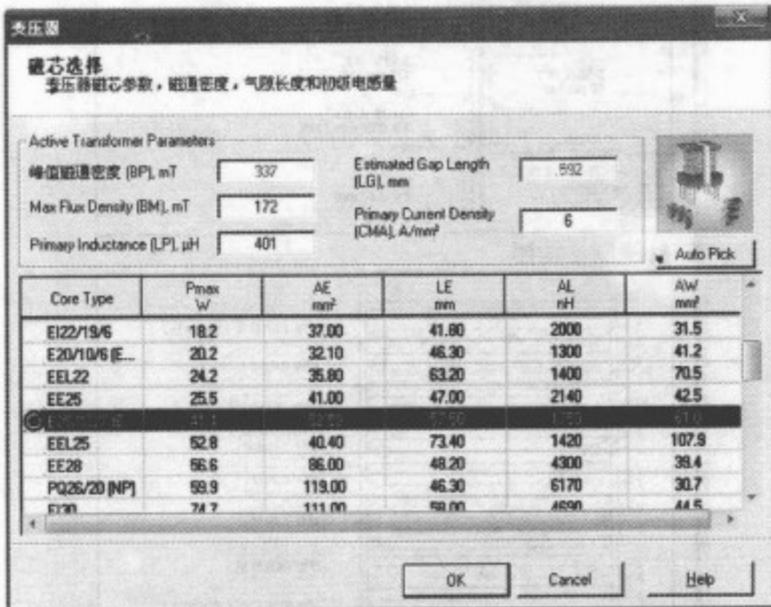


图 4-4-9 磁心选择对话框

2. 骨架的选择

骨架的对话框如图 4-4-10 所示，软件给出一种合适的骨架型号。

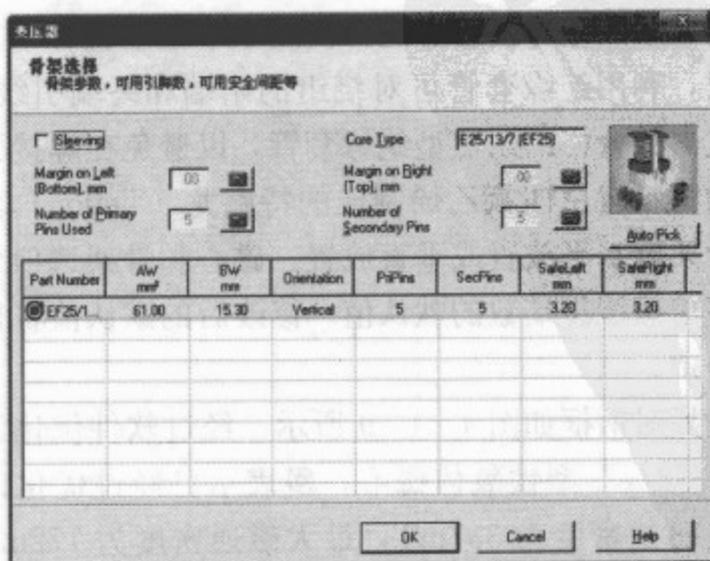


图 4-4-10 骨架的对话框

3. 一次绕组（初级）与偏置绕组的参数选择

一次绕组（初级）与偏置绕组参数的对话框如图 4-4-11 所示，左边为一次绕组的复选框，右边为偏置绕组的复选框。用户可对参数进行修改。例如，一次绕组的线径尺寸的计算值为 0.40mm。单击复选框右边的图标，使之变成自定义值图标，用户可从线径尺寸的下拉菜单中选择其他线径尺寸，如 0.35mm、0.45mm 等。修改完毕，单击 OK 按钮即可。

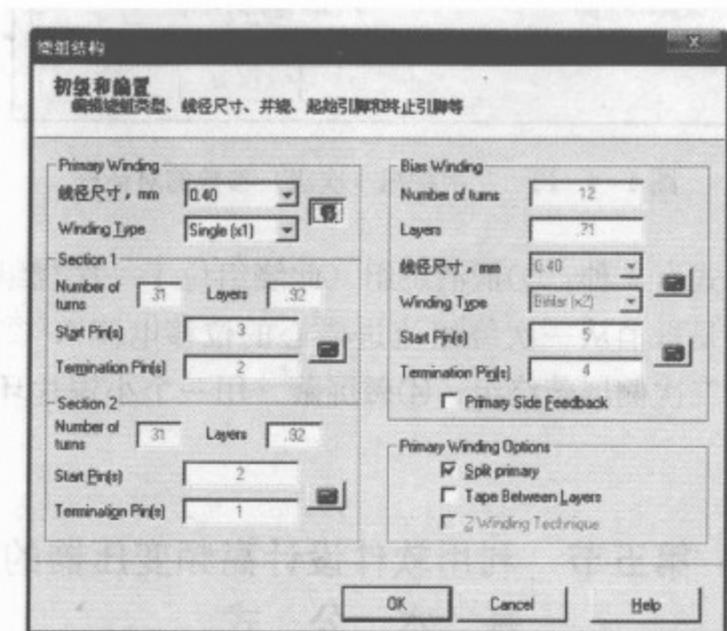


图 4-4-11 一次绕组（初级）与偏置绕组参数的对话框

4. 二次绕组（次级）的参数选择

二次绕组（次级）参数的对话框如图 4-4-12 所示。绕组顺序（Winding order）默认为 Output 1 开始，到 Output 4 结束。单击输出按钮可分别弹出 4 路输出所对应的对话框，供查阅或修改绕组参数用。但需注意，用户可修改的仅限于右边带图标的对话框内数值。

5. 屏蔽层的选择

屏蔽有两种设计方案，一种是采用由绕组构成的屏蔽层，它属于内屏蔽，另一种是采用外屏蔽。屏蔽绕组是与一次绕组和二次绕组保持隔离的独立绕组，其作用是降低一次绕组与二次绕组的耦合电容。屏蔽绕组的另一端应接地电位。

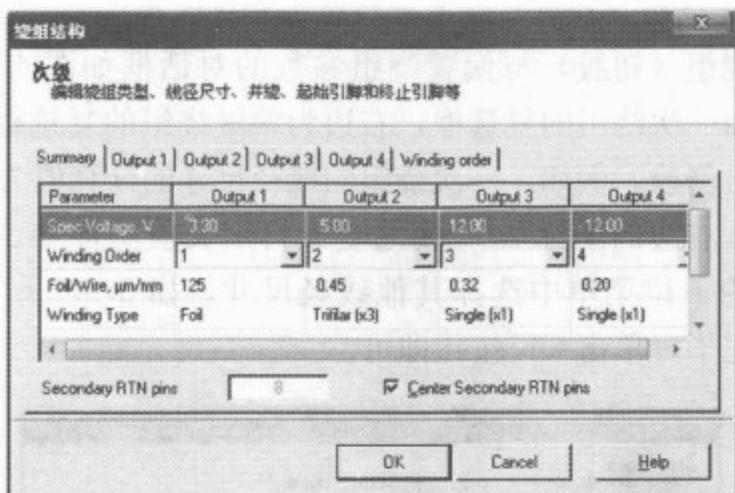


图 4-4-12 二次绕组（次级）参数的对话框

屏蔽方式有 4 种：①抵消绕组（此绕组位于一次绕组和磁心之间，其功能是抵消从一次绕组流进磁心的位移电流）；②一次侧屏蔽绕组；③二次侧屏蔽绕组；④磁屏蔽（用一个小铜片环绕在变压器外部）。

第五节 利用软件设计高频变压器的基本公式

高频变压器的设计是研制单片开关电源的关键技术。下面将以 7.5V、2A(15W) 开关电源为例，详细阐述利用软件设计高频变压器的基本公式。需要说明两点：第一，由于开关电源的设计是多个变量的迭代过程，因此 PI Expert 7.1 软件最终计算结果可能与公式略有点差异，这是允许的；第二，开关电源的其他主要计算公式，将在第六章第七节做进一步介绍。

设高频变压器一次绕组的电感量为 L_P ，最大磁通密度为 B_M ($B_M = 0.2 \sim 0.3\text{T}$)，一次绕组的电流密度为 J ($J = 4 \sim 10\text{A/mm}^2$)，磁心的气隙宽度为 δ ($\delta \geq 0.51\text{mm}$)。单片开关电源的最大占空比为 D_{max} 。一次绕组、二次绕组和偏置绕组的匝数分别为 N_P 、 N_S 和 N_B 。一次侧的峰值电流为 I_P ，有效值电流为 I_{RMS} 。开关电源一次侧感应电压为 U_{OR} ，额定输出电压为 U_O ，额定输出电流为 I_O 。二次

绕组的导线最小直径（裸线）为 D_{sm} ，最大直径（带绝缘层）为 D_{SM} 。输出滤波器上的纹波电流为 I_{RI} ，二次侧有效值电流为 I_{SRMS} 。一次绕组导线的最小直径（裸线）为 D_{Pm} ，最大直径（带绝缘层）为 D_{PM} 。在设计高频变压器时必须确定以下 9 个主要参数： L_P 、 δ 、 N_P 、 N_S 、 N_B 、 D_{Pm} 、 D_{PM} 、 D_{sm} 和 D_{SM} 。上述参数中，除 L_P 可单独计算之外，其余 8 个参数都是互相关联的，通常是从二次绕组匝数开始计算的。另外，由于偏置绕组上的电流很小（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. 计算一次绕组的电感量 L_P

在每个开关周期内，由一次绕组传输给二次绕组的磁场能量变化范围是 $1/2 \times L_P I_P^2 \sim 1/2 \times L_P (I_P - I_R)^2$ 。一次绕组的电感量由下式确定

$$L_P = \frac{10^6 P_O}{I_P^2 K_{RP} \left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) f} \times \frac{Z(1-\eta) + \eta}{\eta} \quad (4-5-1)$$

其中， L_P 的单位为 μH ； P_O 为开关电源的输出功率； I_P 为一次侧峰值电流； I_{RMS} 为一次侧有效值电流； K_{RP} 为一次侧脉动电流与峰值电流的比例系数； f 为开关频率； Z 为损耗分配系数，代表二次侧损耗与总功耗的比值； η 为电源效率。

将 $P_O = 15\text{W}$ 、 $I_P = 0.74\text{A}$ 、 $K_{RP} = 0.92$ 、 $f = 100\text{kHz}$ 、 $Z = 0.5$ 和 $\eta = 80\%$ 一并带入式 (4-5-1) 中得到， $L_P = 620.3\mu\text{H}$ ，软件最终计算结果为 $623\mu\text{H}$ 。

2. 计算二次绕组的匝数 N_S

对于交流 230V 或 85~265V 宽范围输入应取 0.6 匝/V。考虑到在肖特基整流二极管 VD_1 上的正向导通压降 $U_{F1} = 0.4\text{V}$ （近似值），因此计算二次绕组匝数的公式为

$$N_S = (U_O + U_{F1}) \times 0.6 \text{ 匝/V} \quad (4-5-2)$$

将 $U_O = 7.5\text{V}$ 、 $U_{F1} = 0.4\text{V}$ 代入式 (4-5-2) 中计算出， $N_S = 4.74$ 匝。由于二次绕组的导线电阻会形成一定的压降，实取 $N_S = 5$ 匝。

3. 计算一次绕组的匝数 N_P

$$N_P = N_S \cdot \frac{U_{OR}}{U_O + U_{F1}} \quad (4-5-3)$$

将 $U_{OR}=85V$ 、 $U_O=7.5V$ 、 $U_{F1}=0.4V$ 与 $N_S=5$ 匝一同代入式 (4-5-3) 中计算出, $N_P=53.8$ 匝, 实取 54 匝。

4. 计算偏置绕组的匝数 N_B

$$N_B = N_S \cdot \frac{U_{FB} + U_{F2}}{U_O + U_{F1}} \quad (4-5-4)$$

偏置绕组的输出整流管 VD_2 一般采用小功率硅整流管 1N4148, 其压降 $U_{F2}=0.7V$, 直流偏置电压 $U_B=10.4V$, 代入式 (4-5-4) 中计算出, $N_B=7$ 匝。

5. 计算有效骨架宽度 b_E

根据一次绕组层数 d 、骨架宽度 b 和安全边距 M , 利用下式计算有效骨架宽度 b_E (单位是 mm)

$$b_E = d(b - 2M) \quad (4-5-5)$$

将 $d=2$, $b=8.43\text{mm}$, $M=0$ 代入式 (4-5-5) 中求得, $b_E=16.86\text{mm}$ 。

再利用下式计算一次绕组导线的外径 (带绝缘层) D_{PM}

$$D_{PM} = \frac{b_E}{N_P} \quad (4-5-6)$$

将 $b_E=16.86\text{mm}$, $N_P=54$ 匝代入式 (4-5-6) 中求出, $D_{PM}=0.31\text{mm}$ 。扣除漆皮后, 裸导线的内径 $D_{sm}=0.26\text{mm}$ 。

6. 验证一次绕组导线的电流密度

一次绕组导线的电流密度 J 应在 $4\sim 10\text{A}/\text{mm}^2$ 的允许范围内。计算电流密度的公式为

$$J = \frac{1.28I_{RMS}}{D_{PM}^2} \quad (4-5-7)$$

其中, 一次绕组有效值电流 $I_{RMS}=0.32\text{A}$ (I_{RMS} 值用第六章第七节公式算出)。与 $D_{PM}=0.26\text{mm}$ 一并代入式 (4-5-7) 中得到 $J=6.1\text{A}/\text{mm}^2$, 在 $4\sim 10\text{A}/\text{mm}^2$ 范围之内。

若 $J > 10\text{A}/\text{mm}^2$, 则应选较粗的导线并配较大尺寸的磁心和骨架, 使 $J < 10\text{A}/\text{mm}^2$; 若 $J < 4\text{A}/\text{mm}^2$, 宜选较细的导线和较小的磁心骨架, 使 $J > 4\text{A}/\text{mm}^2$; 亦可适当增加 N_P 的匝数。

查表 4-2-1 可知, 与直径 0.26mm 接近的公制线规为 $\phi 0.28\text{mm}$ 。

7. 计算磁心中的最大磁通密度 B_M

$$B_M = \frac{100I_P L_P}{N_P S_J} \quad (4-5-8)$$

利用第六章第七节公式可计算出 $I_P = 0.74\text{A}$ 。采用 E-25 型磁心时，从表 4-1-2 中查出磁心截面积 $S_J = 0.42\text{cm}^2$ 。与 $L_P = 623\mu\text{H}$ 一并代入式 (4-5-8) 中，得到 $B_M = 0.208\text{T}$ 。

需要指出，若 $B_M > 0.3\text{T}$ ，则需增加磁心的横截面积或增加一次绕组的匝数 N_P ，使 B_M 在 $0.2 \sim 0.3\text{T}$ 范围之内；如 $B_M < 0.2\text{T}$ ，就应选择尺寸较小的磁心或者减小 N_P 值。

8. 计算磁心的气隙宽度 δ

$$\delta = 40\pi S_J \left(\frac{N_P^2}{1000L_P} - \frac{1}{1000A_L} \right) \quad (4-5-9)$$

其中， δ 的单位是 mm； A_L 为磁心不留间隙时的等效电感。将 $S_J = 0.42\text{cm}^2$ 、 $N_P = 54$ 匝、 $L_P = 623\mu\text{H}$ 及 $A_L = 2.4\mu\text{H}/\text{匝}^2$ ，一并代入式 (4-5-9) 中得到， $\delta = 0.22\text{mm}$ 。所留气隙应位于磁路中心处，要求 $\delta \geq 0.051\text{mm}$ 。若 δ 小于此值，则需增大磁心尺寸或者增加 N_P 值。

9. 计算留有气隙时磁心的等效电感 A_{LG}

$$A_{LG} = \frac{L_P}{N_P^2} \quad (4-5-10)$$

将 $L_P = 623\mu\text{H}$ 、 $N_P = 54$ 匝代入式 (4-5-10) 中得到， $A_{LG} = 0.214\mu\text{H}/\text{匝}^2$ 。

10. 计算二次侧峰值电流 I_{SP}

二次侧峰值电流 I_{SP} 取决于一次侧峰值电流 I_P 、一次绕组与二次绕组的匝数比 n ，有公式

$$I_{SP} = nI_P = \frac{N_P}{N_S} \cdot I_P \quad (4-5-11)$$

已知 $I_P = 0.74\text{A}$ ， $N_P = 54$ 匝， $N_S = 5$ 匝，不难算出 $n = N_P/N_S = 10.8$ 。代入式 (4-5-11) 中得到 $I_{SP} = 7.99\text{A}$ 。经过多次迭代后，软件计算值为 7.95A 。

11. 计算二次侧有效值电流 I_{SRMS}

计算二次侧有效值电流 I_{SRMS} 的公式为

$$I_{SRMS} = I_{SP} \sqrt{(1 - D_{max}) \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)} \quad (4-5-12)$$

将 $I_{SP}=7.95\text{A}$ 、 $D_{max}=51\%$ 和 $K_{RP}=0.92$ 代入式 (4-5-12) 中求得, $I_{SRMS}=3.35\text{A}$ 。软件计算结果为 3.36A 。

12. 计算输出滤波电容上的纹波电流 I_{RI}

先求出输出电流 $I_O = P_O / U_O = 15\text{W} / 7.5\text{A} = 2\text{A}$, 再代入下式计算 I_{RI}

$$I_{RI} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2} \quad (4-5-13)$$

将 $I_{SRMS} = 3.36\text{A}$ 、 $I_O = 2\text{A}$ 代入式 (4-5-13) 中计算出, $I_{RI} = 2.70\text{A}$ 。

最后计算二次绕组的裸导线直径, 有公式

$$D_{sm} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}} \quad (4-5-14)$$

将 $I_{SRMS} = 3.36\text{A}$ 、 $J = 5.18\text{A}/\text{mm}^2$ 代入式 (4-5-14) 中求出, $D_{sm} = 0.91\text{mm}$ 。实选 $\phi 0.90\text{mm}$ 的公制导线。

需要指出, 当 $D_{sm} > 0.4\text{mm}$ 时, 应采用 $\phi 0.40\text{mm}$ 的两股导线双线并绕 N_s 匝。与采用单股粗导线绕制方法相比, 双线并绕能增大二次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导线的电阻值, 降低功率损耗。

若选用三层绝缘线来绕制二次绕组, 则导线外径的计算公式为 (单位是 mm)

$$D_{SM} = \frac{b - 2M}{N_s} \quad (4-5-15)$$

将 $b = 8.43\text{mm}$ 、 $M = 0$ 和 $N_s = 5$ 匝一并代入式 (4-5-15) 中得到, $D_{SM} = 1.69\text{mm}$ 。可选导线直径 $D_{sm} \geq 0.91\text{mm}$ 、绝缘层外径 $D_{SM} \leq 1.69\text{mm}$ 的三层绝缘线。

13. 计算输出整流管、偏置电路整流管的最高反向峰值电压

设输出整流管、偏置电路整流管的最高反向峰值电压分别为, $U_{(BR)S}$ 、 $U_{(BR)B}$, 有公式

$$U_{(BR)S} = U_O + U_{Imax} \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (4-5-16)$$

$$U_{(BR)B} = U_{FB} + U_{I_{max}} \cdot \frac{N_B}{N_P} \quad (4-5-17)$$

将 $U_0=7.5V$ 、 $U_B=10.4V$ 、 $U_{I_{max}}=375V$ 、 $N_S=5$ 匝、 $N_P=54$ 匝和 $N_B=7$ 匝，分别代入式 (4-5-16)、式 (4-5-17) 中计算出， $U_{(BR)S}=42.2V$ ， $U_{(BR)FB}=59V$ 。

第六节 设计高频变压器的注意事项

1. 绕线注意事项

(1) 尽量不要使用线径大于 $\phi 0.56mm$ 的漆包线。漆包线越粗，就越难绕制，而且可能因应力过大而使骨架破裂。为减小集肤效应，应尽量采用多股较细的漆包线来代替粗导线。

(2) 尽量不要使用线径小于 $\phi 0.13mm$ 的漆包线。这种漆包线在绕制过程中很容易断裂。

(3) 尽量不要在高频变压器的相邻层上使用规格相差很大的绕线。例如，一次绕组使用 $\phi 0.45mm$ 的漆包线，而偏置绕组采用 $\phi 0.13mm$ 的漆包线，绕制将费时费力。在这种情况下，偏置绕组更适于使用 $\phi 0.33mm$ 的漆包线。

(4) 如果绕组层数不是整数值或绕线未占满一层，最好将该层的绕线展开，使其在整个绕线宽度上均匀分布，而不要将所有的绕线集中在一个区域。

(5) 在绕制高频变压器时，利用绝缘套管可对绕组的始端和终端引线进行绝缘。应采用电气参数合格的耐热型绝缘套管，以避免在焊接引线时被熔化。高频变压器骨架上二次绕组的引脚经过安全基座焊接在骨架插脚上，如图 4-6-1 所示。

(6) 骨架的线轴定位如图 4-6-2 (a)、(b) 所示。图 4-6-2 (a) 为水平放置的骨架，两个磁心是水平装配的，它与印制板保持平行；图 4-6-2

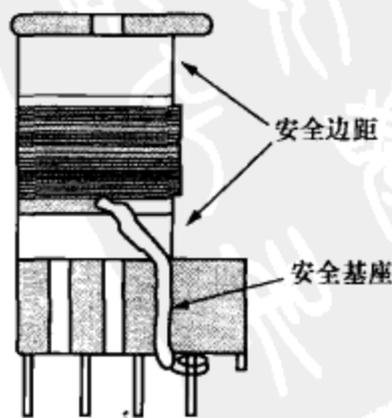


图 4-6-1 二次绕组引脚经过安全基座焊接在骨架插脚上

(b) 为垂直放置的骨架，两个磁心是垂直装配的，与印制板保持垂直。

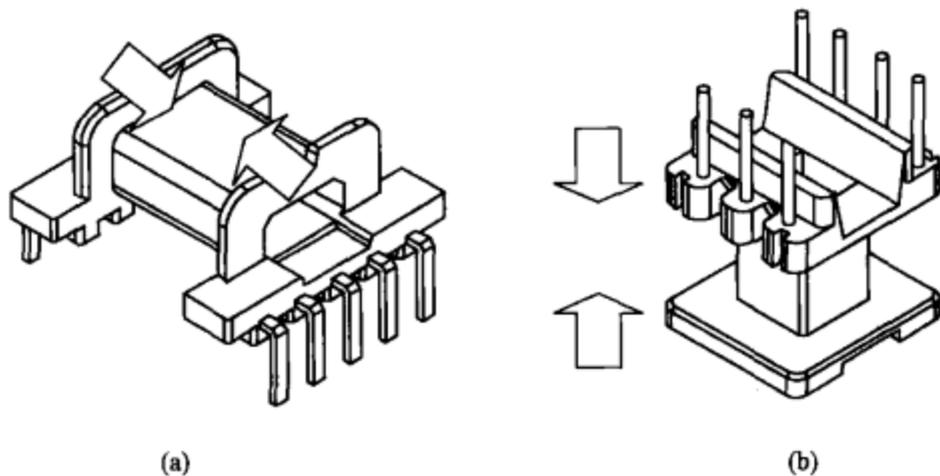


图 4-6-2 骨架的线轴定位
(a) 水平放置的骨架；(b) 垂直放置的骨架

(7) 磁心有多种形状和尺寸。E 型磁心是反激式变换器最常用的一种磁心。磁心材料通常选铁氧体磁心，其工作频率超过 100kHz，而损耗比其他材料低很多。当开关频率约为 100kHz 时，合适的铁氧体材料型号有 Nippon Ceramic 公司生产的 NC-2H、TDK 公司生产的 PC40、西门子公司生产的 N67 或 N87。当开关频率为 300~400kHz 时，可采用 Ferroxcube 公司生产的 3F3 型磁心。

在骨架的左右两边均应留出安全边距。对于交流 110V 输入电压，总安全边距为 2.5~3mm；对于交流 220V 输入电压和 85~265V 通用输入电压范围，总安全边距为 5~6mm。当二次绕组采用三层绝缘线或选择 36~72V 低压直流输入时，可不留安全边距。骨架材料可选酚醛树脂、聚丁烯或聚苯二甲酸乙二醇酯。因尼龙材料在焊接时很容易熔化，故禁止使用。

2. 一次绕组

一次绕组（初级）类型有以下 3 种：单股绕线、双股并绕、多股并绕。当开关电源输出功率大于 30W 时，一次绕组采用分层绕制法能减少漏感。此时可将一次绕组分成两部分各绕一层，而

将二次绕组夹在这两层中间，亦称“三明治绕法”或“夹层绕法”。通常是将一次绕组的一半绕在最里层，另一半绕在最外层。在绕制最外层绕组之前，需要对一次绕组与二次绕组采取进一步的绝缘措施，采用分层绕制法不会改变一次绕组的电气性能，但可降低漏感。在一次绕组与二次绕组之间加胶带层，可降低分布电容器。绝缘带可采用耐压为1kV的聚酯绝缘胶带，通常在一次、二次绕组之间使用两层绝缘胶带。若二次绕组采用三层绝缘线，就不需要使用绝缘胶带。亦可在两层一次绕组之间加上一层绝缘胶带，这层胶带可减少绕组分布电容器所存储的能量，从而降低空载能耗。

对于多层高频变压器绕组，可采用Z型绕组或C型绕组的绕制方法，分别如图4-6-3(a)、(b)所示。Z型绕组的特点是一次绕组的排列和走线方式像英文字母Z，可减小高频变压器一次绕组的分布电容器，从而降低了一次侧的交流开关损耗。Z型绕组适用于要求空载功耗低，待机效率高的应用，但会使漏感稍微增加，降低骨架的利用率。对于其他应用，可采用结构较简单的C型绕组。C型绕组的一次绕组排列和走线方式像英文字母C，其优点是绕制简单，但效率略低，损耗较高。在使用多股漆包线并绕的情况下，需要优化电流分布，使电流能平均分配到每根漆包线上。但随着引线数量的增多，焊接到引脚上的困难就越多。若漆包线的线径较粗而骨架引脚很细，困难就会更大。一般情况下，焊到同一个引脚上的引线数量不宜超过4条。但如果使用的漆包线较细，即使在同一引脚上焊接5~6条漆包线也不会有太大问题。

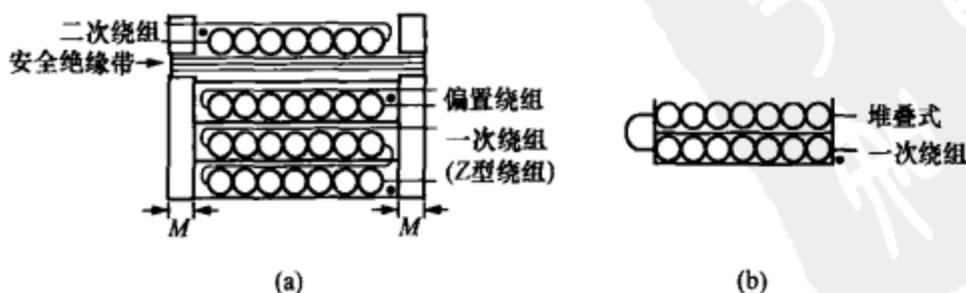


图4-6-3 采用Z型或C型绕组

(a) Z型绕组；(b) C型绕组

3. 二次绕组

多路输出式开关电源的二次绕组（次级）有两种绕制方法，一种是分离式绕法，另一种是堆叠式绕法。二次绕组两种绕法的比较见表 4-6-1，两者的结构分别如图 4-6-4 (a)、(b) 所示。

表 4-6-1 二次绕组两种绕法的比较

| 绕制方法 | 优点 | 缺点 |
|-------|--|---|
| 分离式绕法 | (1) 排列具有灵活性 (2) 可将输出电流较大的某一路输出靠近一次侧，能把漏感引起的能量损失减至最小 | (1) 漏感较大，在输出滤波电容器上会产生峰值充电效应，导致轻载下的负载调整率变差 (2) 制造成本较高 (3) 骨架上的引脚较多 |
| 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) 骨架上的引脚数量较少 (4) 制造成本低 | (1) 电压最低（或最高）的绕组须靠近一次侧 (2) 为降低大电流时的漏感缺乏灵活性 |

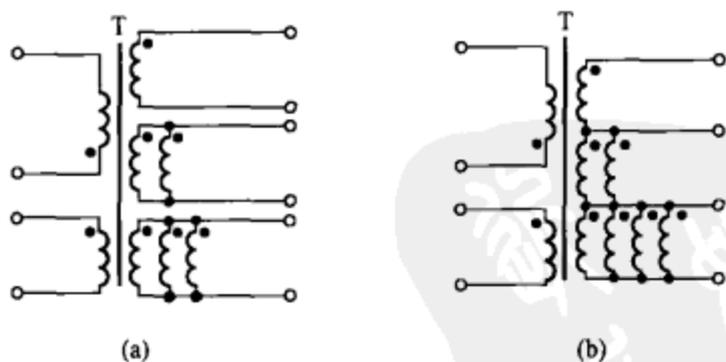


图 4-6-4 二次绕组的两种绕制方法

(a) 分离式绕法；(b) 堆叠式绕法

采用堆叠式绕法可改善辅助输出的交互稳压特性。分离式绕法的每个输出绕组均单独使用导线，每个绕组上仅传输与该路特定负载有关的电流，在确定各绕组的排列顺序上具有一定的灵活性。设计者可单独设计每个二次绕组，并且各二次绕组之间在电气上相互隔离。采用堆叠式绕法时，高压绕组就叠加在低压绕组上部。这些叠加绕组采用同一根导线绕制。这样，低电压绕组可分担高电压绕

组的负载电流。某个叠加绕组的始端是指所有叠加绕组的公共点(通常为接地点)。在骨架上绕制所需的绕组匝数后,每个叠加绕组在高频变压器的骨架引脚处结束绕制。下一个叠加绕组的绕制就从上一绕组的终端引脚处开始。因此,每个电压更高的输出绕组“叠加”在下一个电压更低的绕组上面。但必须与一次绕组和反馈绕组实现电气隔离。此外,还可将分离式绕组与堆叠式绕组组合起来使用。

4. 屏蔽

(1) 一次侧屏蔽绕组。因该绕组位于一次绕组与二次绕组之间,并以一次侧为参考,故称之为一次侧屏蔽绕组。对于多路输出式开关电源,二次侧是指第一个二次绕组,即距离一次绕组最近的那个绕组。通常应使输出电流最大或稳压性能要求最严格的那路输出绕组距离一次绕组最近。

(2) 二次侧屏蔽绕组。该绕组也位于一次绕组与二次绕组之间,但它以二次侧为参考,因此命名为二次侧屏蔽绕组。若二次绕组采用三层绝缘线,则其屏蔽绕组也应使用同样的线材,并将二次侧屏蔽绕组的两端都接到骨架的一个引脚上以符合安全标准。

(3) 磁屏蔽。为防止高频变压器对相邻电路造成干扰,还可在高频变压器外部增加磁屏蔽。最简单的方法是把一个薄铜片环绕在变压器外部,构成如图4-6-5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。此外,也可将磁屏蔽接到稳定直流的节点上,以减少静电耦合干扰。

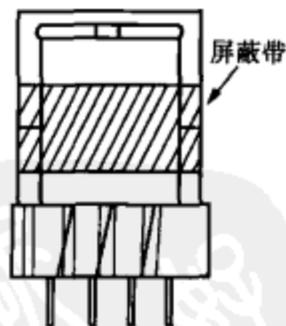


图4-6-5 高频变压器的屏蔽带

5. 集肤效应

当高频电流通过导体时,电流将集中在导体表面流通,这种现象称为集肤效应(Skin Effect,亦称趋肤效应)。由于存在集肤效应,而将电流限制在导体截面上的一部分区域,这不仅降低了导线的有效使用面积,还增加了等效电阻。集肤效应可用该频率下的“透入深度” d 来表示。集肤效应的示意图如图4-6-6所示。电流趋向于流过导线的阴影区域。导线的其余部分为未使用的面积。透

入深度由下式确定

$$d = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (4-6-1)$$

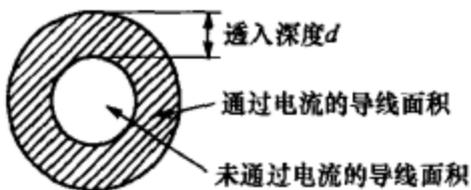


图 4-6-6 集肤效应的示意图

其中, f 为开关频率; μ 为导线的磁导率; σ 为导线的电导率; d 的单位是 cm。

对于铜导线, 当环境温度为 20°C 时, 式 (4-6-1) 可简化为

$$d = \frac{6.61}{\sqrt{f}} \quad (4-6-2)$$

当环境温度为 100°C 时, 公式变为

$$d = \frac{7.65}{\sqrt{f}} \quad (4-6-3)$$

显然, 当开关频率固定时, 透入深度为一常数。因此, 采用多股导线并绕的方法可减小铜导线的未使用面积。

6. 临近效应

临近效应与距离很近的两根导线的磁场相关。当高频变压器中两根相邻导线的开关电流方向相同时, 电流就会趋向于沿导线彼此不接近的半侧流动, 如图 4-6-7 所示。图中的 \times 代表磁场方向。同理, 如果开关电流方向相反, 电流就会趋向于沿导线彼此接近的半侧流动。上述情况均会导致导线有效面积降低。当高频变压器采用多层结构时, 邻近效应比集肤效应的影响大。设计时应尽量少用多层结构。

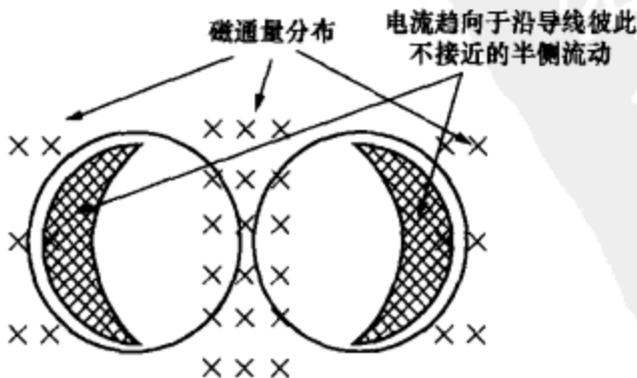


图 4-6-7 临近效应的示意图

7. 高频变压器的损耗

高频变压器的损耗是导致高频变压器温升的主要原因。高频变压器损耗主要包括铜损耗和磁心损耗。令 P 表示高频变压器损耗，铜损耗的符号为 P_{Cu} ，磁心损耗的符号可用 P_{CORE} 表示。当磁通密度增加时，磁滞损耗将增大，而铜损耗会降低。当磁心损耗与铜损耗近似相等时，所选择的磁通密度为最佳值。高频变压器的总损耗与磁通密度的关系曲线如图 4-6-8 所示。高频变压器的总损耗就等于磁心损耗和铜损耗之和，有公式

$$P = P_{Cu} + P_{CORE} \quad (4-6-4)$$

8. 磁心的气隙宽度

为防止磁心饱和，高频变压器的磁心应留有一定的空气间隙。气隙宽度一般为 0.02~0.1mm。开关稳压器常用的 EI、EE 和 POT 型磁心的磁通路径分别如图 4-6-9 (a)、(b)、(c) 所示。因空隙附近的磁通密度很高，容易产生磁通噪声，故磁通不要跨过气隙到达其他磁心的位置。由于 EI、EE 型磁心的价格便宜且容易制造，因此在开关稳压器中使用的非常广泛。POT 型铁氧体磁心的辐射噪声最小，制造起来比环形磁心更容易。

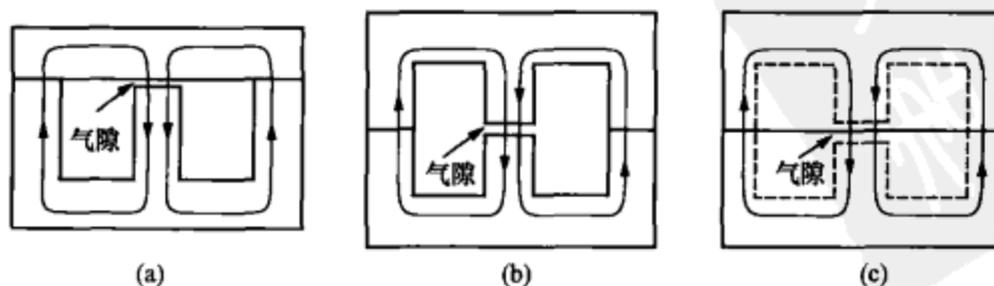


图 4-6-9 EI、EE 和 POT 型磁心的磁通路径

(a) EI 型磁心；(b) EE 型磁心；(c) POT 型磁心

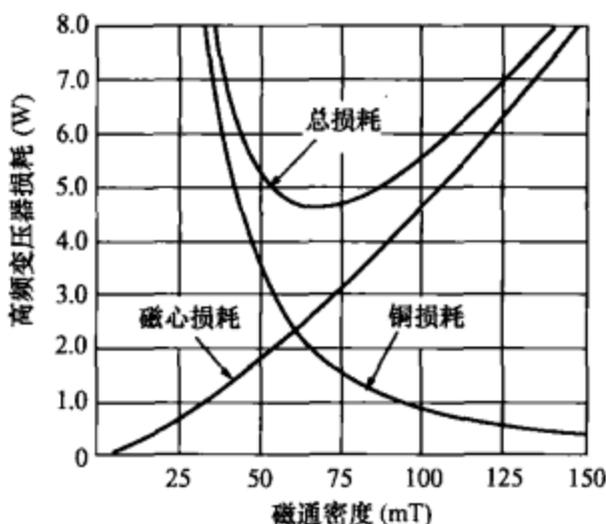


图 4-6-8 高频变压器的总损耗与磁通密度的关系曲线

第七节 防止高频变压器磁饱和的方法

一、磁饱和对开关电源的危害及避免方法

在铁磁性材料被磁化的过程中，磁感应强度 B 首先随外部磁场强度 H 的增加而不断增强；但是当 H 超过一定数值时，磁感应强度 B 就趋近于某一个固定值，达到磁饱和状态。典型的磁化曲线如图 4-7-1 所示，当 $B \approx B_p$ 时就进入临界饱和区，当 $B \approx B_0$ 时就到

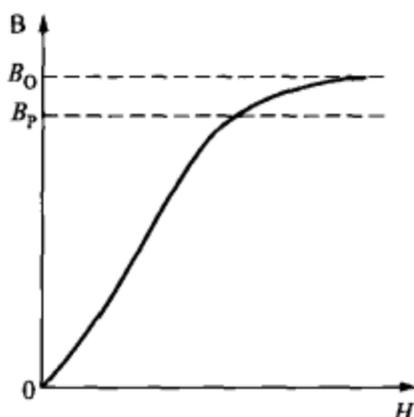


图 4-7-1 铁磁性材料的磁化曲线

达磁饱和区。对开关电源而言，当高频变压器内的磁通量 ($\Phi = BS$) 不随外界磁场强度的增大而显著变化时，称之为磁饱和状态。因磁场强度 H 变化时磁感应强度 B 变化很小，故磁导率显著降低，磁导率 $\mu = \Delta B / \Delta H$ 。此时一次绕组的电感量 L_p 也明显降低。由图可见，磁导率就等于磁化曲线的斜率，但由于磁化曲线是非线性的，因此 μ 并不是一个常数。

一旦发生磁饱和，对开关电源的危害性极大，轻则使元器件过热，重则会损坏元器件。在磁饱和时，一次绕组的电感量 L_p 明显降低，以至于一次绕组的直流电阻（铜阻）和内部功率开关管 MOSFET 的功耗迅速增加，导致一次侧电流急剧增大，有可能 TOPSwitch 内部的限流电路还来不及保护，MOSFET 就已经损坏。发生磁饱和故障时主要表现在：①高频变压器很烫，TOPSwitch 芯片过热；②当负载加重时输出电压迅速跌落，达不到设计输出功率。

防止高频变压器磁饱和的方法很多，主要是适当减小一次绕组的匝数。此外，尽量选择尺寸较大的磁心并且给磁心留出一定的气隙宽度 δ ，也能防止磁心进入磁饱和状态。

二、检测高频变压器磁饱和的简便方法

在业余条件下，检测高频变压器是否磁饱和比较困难。作者在

实践过程中总结出一种简便有效的方法，即测量一次绕组的电流斜率是否有突变，若有突变，则证明已经发生磁饱和了。检测磁饱和的方法如图 4-7-2 所示。首先由方波信号发生器产生 1~3kHz 的方波信号，然后经过带过电流保护的交流功率放大器输出 $\pm(10\sim 20)\text{V}$ 、 $\pm 10\text{A}$ 以内的功率信号，再通过一次绕组加到取样电阻 R_0 上，最后利用示波器来观测 R_0 上的电压波形。 R_0 可选 0.1Ω 、 2W 的精密线绕电阻。

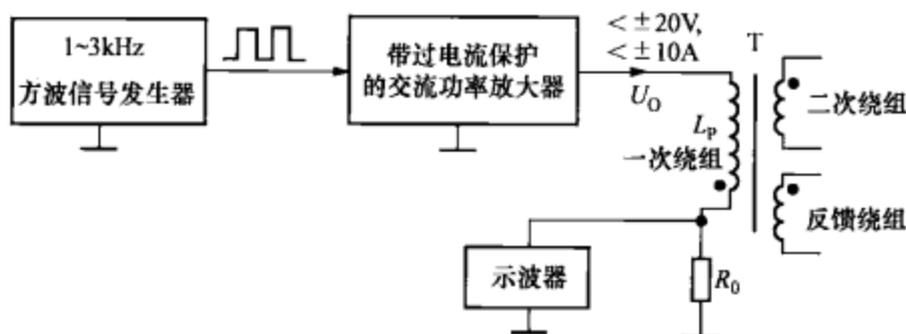


图 4-7-2 检测磁饱和的方法

对于一个理想电感，当施加固定的直流电压时，其电流 i 随时间 t 变化的波形如图 4-7-3 (a) 所示。在小电流情况下，可认为 i 是线性变化的。图 4-7-3 (b) 则是给电感施加方波电压 U_0 时所对应的电流波形。当方波输出为正半周时（例如在 $t_2 \rightarrow t_3$ 阶段，这对应于功率开关管的导通阶段），电感电流线性地上升到 A 点；当方波输出为负半周时（例如在 $t_3 \rightarrow t_4$ 阶段，这对应于功率开关管的关断阶段），电感电流线性地下降到 B 点。由于在降低过

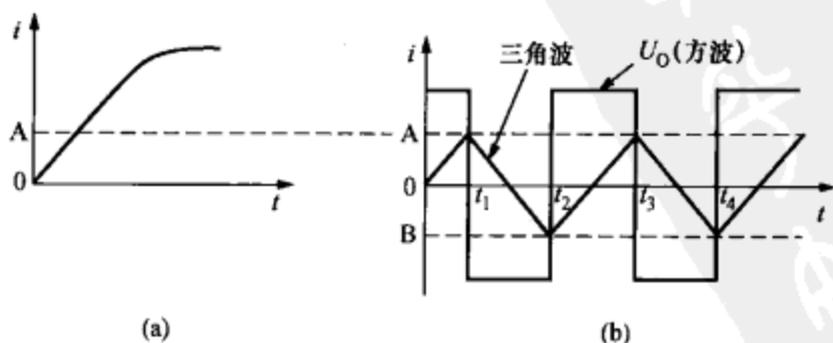


图 4-7-3 两种波形的对应关系

- (a) 施加固定的直流电压时理想电感的电流波形；
- (b) 施加方波电压时电感的电流波形

程和升高过程中电流波形的斜率是相同的，因此最终形成了对称的三角波。

未发生磁饱和时，利用示波器从 R_0 上观察到的电压波形 U_{R0} 应为三角波电压。若观察到的 U_{R0} 波形在顶端出现很小的尖峰电压，则证明一次绕组的电流斜率开始发生突变，由此判断高频变压器达到临界磁饱和区。若尖峰电压较高，就意味着电流斜率发生明显的突变，高频变压器已进入磁饱和区。未发生磁饱和时的波形、临界磁饱和波形和磁饱和波形的比较，如图 4-7-4 所示。

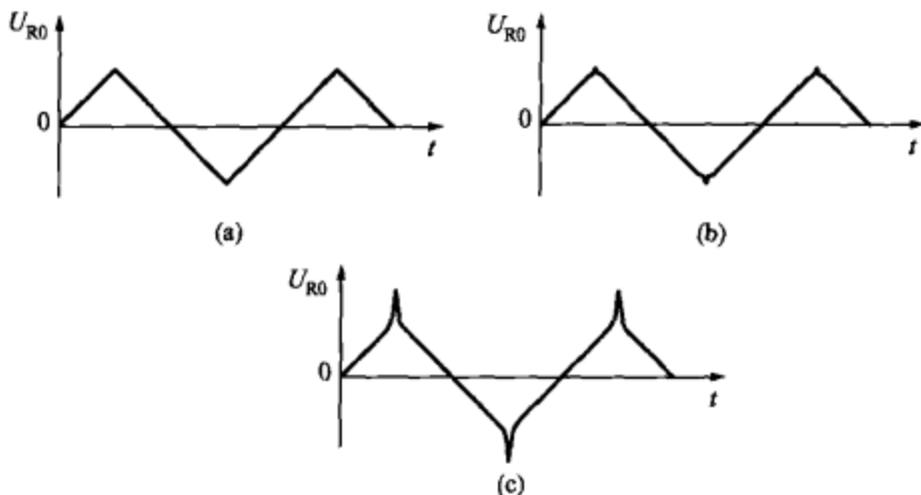


图 4-7-4 三种波形的比较

(a) 未发生磁饱和时的波形；(b) 临界磁饱和波形；(c) 磁饱和波形

上述方法具有以下特点：①能够模拟高频变压器是否发生磁饱和；②利用低压、大电流来检测临界磁饱和点，功率放大器输出能自动限定最大输出功率；③高频变压器不需要接任何外围元器件，操作简便，安全性好；④一次侧电流 i 的上升速率较低，便于进行观察与操作。

实测某开关电源的临界磁饱和电流，测试数据详见表 4-7-1。从中可总结出以下规律：①使用同一型号的磁心时，一次绕组的匝数愈少，其电感量愈小，临界磁饱和电流愈大；这是因为磁场强度 (H) 与一次绕组的匝数和一次侧峰值电流的乘积 ($N_p I_p$) 成正比，所以当 I_p 不变时， $N_p \downarrow \rightarrow H \downarrow$ ，就不容易引起磁心饱和。②在同样的输出功率下，选择尺寸较大的磁心能获得较大的临界磁饱和

电流。

最后需要指出的是，高频变压器的临界磁饱和电流应大于开关电源的电流极限值 I_{LIMIT} ，以免开关电源在过电流保护之前高频变压器就已进入磁饱和状态。

表 4-7-1 测试临界磁饱和电流的数据

| 磁心型号 | E30 | | E33 | | E40 | EI25 | EI40 |
|-------------|------|-----|------|-----|------|------|------|
| 一次绕组的匝数 (T) | 65 | 45 | 56 | 33 | 51 | 177 | 34 |
| 临界磁饱和电流 (A) | 1.92 | 2.9 | 2.25 | 4.0 | 5.21 | 1.04 | 7.5 |

第五章

开关电源二次侧电路及反馈电路的设计

开关电源二次侧电路、反馈及偏置电路所涉及的关键元器件很多。本章在介绍输出整流管、输出滤波电容器、磁珠、光耦合器及可调式精密并联稳压器的基础上，详细阐述了输出整流滤波电路、光耦反馈电路、控制端补偿电路及偏置电路的设计实例。

第一节 输出整流管的选择

开关电源的输出整流管一般采用快恢复二极管（FRD）、超快恢复二极管（SRD）或肖特基二极管（SBD）。它们具有开关特性好、反向恢复时间短、正向电流大、体积小、安装简便等优点。

一、快恢复及超快恢复二极管的选择

1. 反向恢复时间

反向恢复时间 t_{rr} 的定义是：电流通过零点由正向转向反向，再由反向转换到规定低值的时间间隔。它是衡量高频整流及续流器件性能的重要技术指标。

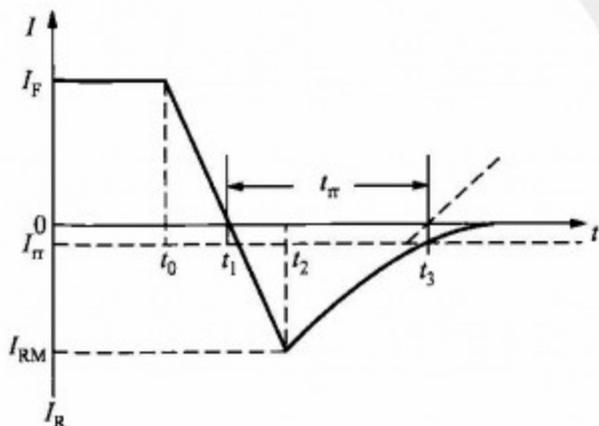


图 5-1-1 反向恢复电流的波形

反向恢复电流的波形如图 5-1-1 所示。图中， I_F 为正向电流， I_{RM} 为最大反向恢复电流， I_{π} 为反向恢复电流，通常规定 $I_{\pi} = 0.1 I_{RM}$ 。当 $t \leq t_0$ 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， $I=0$ 。然后整流管上流过反向电流 I_R ，并且 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_r 。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_r 。

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_r 值，还降低了瞬态正向电压，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，正向电流为几安培至几千安培，反向峰值电压可达几百至几千伏。

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_r 值可低至几十纳秒。

20A 以下的快恢复二极管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或超快恢复二极管，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 5-1-2 (a) 示出 C20-04 型快恢复二极管（单管）的外形及内部结构。图 5-1-2 (b)、(c) 分别示出 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 5-1-1。常用超快恢复二极管的型号及主要参数见表 5-1-2。几十安的快恢复、超快恢复二

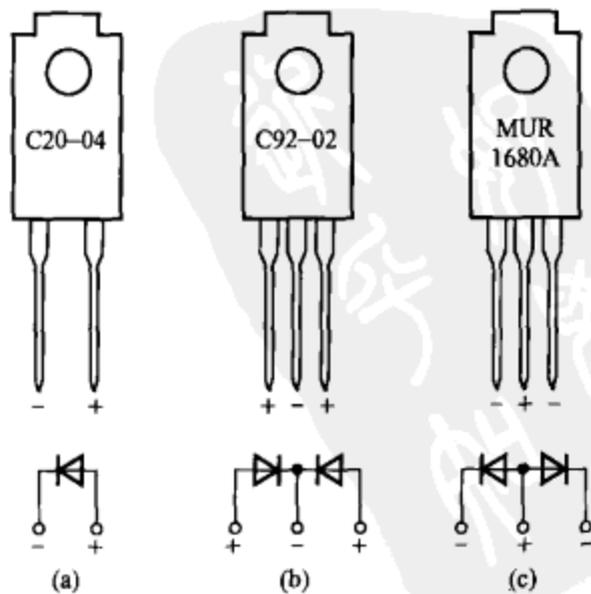


图 5-1-2 三种快恢复及超快恢复二极管的外形及内部结构

(a) 单管；(b) 共阴对管；(c) 共阳对管

极管一般采用 TO-3P 金属壳封装，更大容量（几百安至几千安）的管子则采用螺栓型或平板型封装。

表 5-1-1 几种快恢复、超快恢复二极管的主要技术指标

| 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 U_{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 |

表 5-1-2 常用超快恢复二极管的型号及主要参数

| 产品型号 | U_{RM} (V) | I_d (A) | t_{rr} (ns) | 生产厂家 |
|-----------|--------------|-----------|---------------|------------|
| UF4001 | 50 | 1 | 25 | GI 公司 |
| UF4002 | 100 | 1 | 25 | |
| UF4003 | 200 | 1 | 25 | |
| UF4004 | 400 | 1 | 50 | |
| UF4005 | 600 | 1 | 30 | |
| UF4006 | 800 | 1 | 75 | |
| UF4007 | 1000 | 1 | 75 | |
| UF5401 | 100 | 3 | 50 | |
| UF5402 | 200 | 3 | 50 | |
| UF5406 | 600 | 3 | 50 | |
| UF5408 | 1000 | 3 | 50 | Philips 公司 |
| BYV27-100 | 100 | 2 | 25 | |
| BYV27-150 | 150 | 2 | 25 | |
| BYV27-200 | 200 | 2 | 25 | |
| BYV26D | 800 | 2.3 | 75 | |
| BYV26E | 1000 | 2.3 | 75 | |

超快恢复二极管在开关电源中的典型应用如图 5-1-3 所示。图 5-1-3 (a) 中的漏极钳位保护电路使用一只 UF4007 型超快恢复二极管 VD_1 ，输出整流电路采用 MUR420 型 4A/200V 超快恢复二极管。图 5-1-3 (b) 中的输出整流管采用一只 MUR1640 型 16A/200V 超快恢复对管，以满足大电流输出的需要。

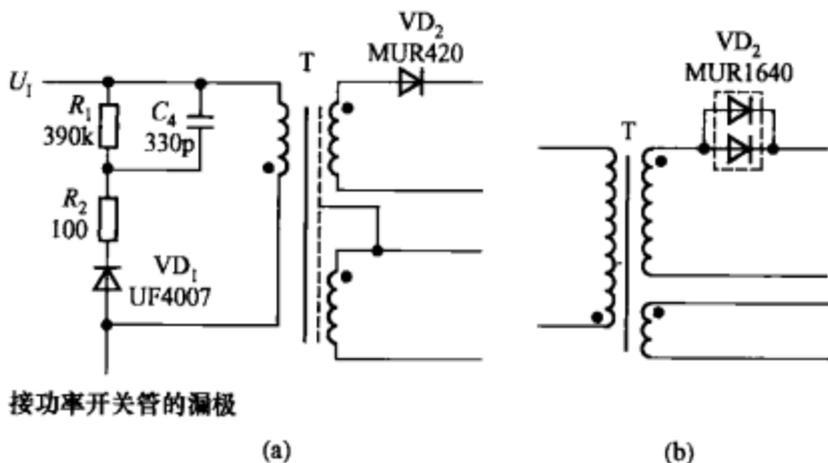


图 5-1-3 超快恢复二极管在开关电源中的典型应用

(a) 应用电路之一；(b) 应用电路之二

二、肖特基二极管的选择

1. 肖特基二极管的工作原理

肖特基二极管是以金、银、铂等贵金属为阳极，以 N 型半导体材料为阴极，利用两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，上面是用砷做掺杂剂的 N^- 外延层，最上面是由金属材料铂构成的阳极。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、阴极金属。典型的肖特基二极管内部结构如图 5-1-4 所示。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 5-1-5。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。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，使开关特性得到了明显改善。其反向恢复时间 (t_{rr}) 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。利用其低压降的特性，能显著提高低压、大电流整流（或续流）电路的效率。

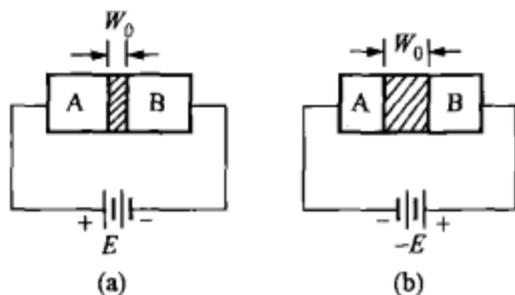
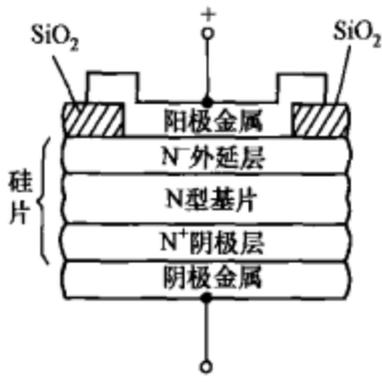


图 5-1-4 肖特基二极管的结构 图 5-1-5 加外偏压时势垒宽度的变化情况
(a) 加正偏压；(b) 加负偏压

2. 肖特基二极管在开关电源中的典型应用

可供开关电源输出电路使用的肖特基二极管型号参见表 5-1-3。

表 5-1-3 肖特基二极管的选择

| U_R | 额定输出电流 | |
|-------|-------------------------------|------------------------|
| | 3A | 4~6A |
| 20V | 1N5820, MBR320P, SR302 | 1N5823 |
| 30V | 1N5821, MBR330, 31DQ03, SR303 | 50WQ03, 1N5824 |
| 40V | 1N5822, MBR340, 31DQ04, SR304 | MBR340, 50WQ04, 1N5825 |
| 50V | MBR350, 31DQ05, SR305 | 50WQ05 |
| 60V | MBR360, DQ06, SR306 | 50WR06, 50SQ060 |

肖特基二极管在开关电源中的典型应用电路如图 5-1-6 所示（局部）。为了降低二次绕组及整流管的损耗，二次侧电路由两个绕组、两只整流管 VD_2 、 VD_3 并联而成，然后公用一套滤波器。二次侧整流管均采用 20A/100V 的肖特基对管 MBR20100，可以把整流管的损耗降至最低。 L 为共模电感。该开关电源的输出电压为 19V，最大输出电流为 3.68A。

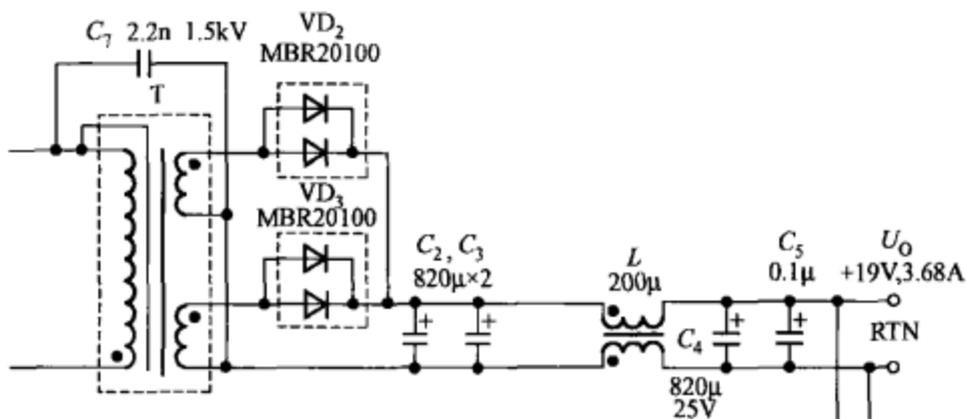


图 5-1-6 肖特基管在开关电源中的典型应用电路 (局部)

三、几种整流管的性能比较

肖特基二极管、快恢复二极管和普通高频硅整流管的典型伏安特性分别如图 5-1-7 中曲线 a、b、c 所示。由图可见，肖特基二极管的正向导通压降 U_F 最低，快恢复二极管较高，高频硅整流管最高。表 5-1-4 列出了肖特基二极管、超快恢复二极管、快恢复二极管、高频硅整流管的性能比较。由表可见，普通高频硅整流管的 t_r 与快恢复二极管相当，但平均整流电流很小，不能做大电流整流用。中、小功率肖特基二极管大多采用 TO-220 封装。

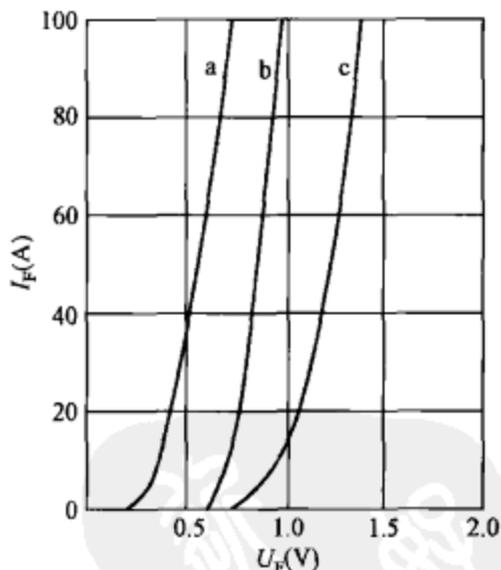


图 5-1-7 肖特基二极管、快恢复二极管和高频硅整流管的典型伏安特性

表 5-1-4 4 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) | 正向导通压降 | | 反向恢复时间 t_r (ns) | 反向峰值电压 U_{RM} (V) |
|------------|-----------|------------------|---------------|------------------|-------------------|---------------------|
| | | | 典型值 U_F (V) | 最大值 U_{FM} (V) | | |
| 肖特基二极管 | 16CMQ050 | 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 |
| 高频整流管 | PR3006 | 3 | 0.6 | 1.2 | 400 | 800 |

第二节 输出滤波电容器的计算与选择

滤波电容在开关电源中起着非常重要的作用，如何正确选择输出滤波电容，是设计或制作开关电源时需要解决的关键问题之一。

一、输出滤波电容器的容量计算

1. 电容器的高频特性

理想电容器可视为纯电容器，其阻抗随频率升高而降低。理想电容器的电路及阻抗特性分别如图 5-2-1 (a)、(b) 所示。其阻抗特性呈双曲线（仅在第一象限）。阻抗表达式为

$$Z = 1/(2\pi fC) \quad (5-2-1)$$

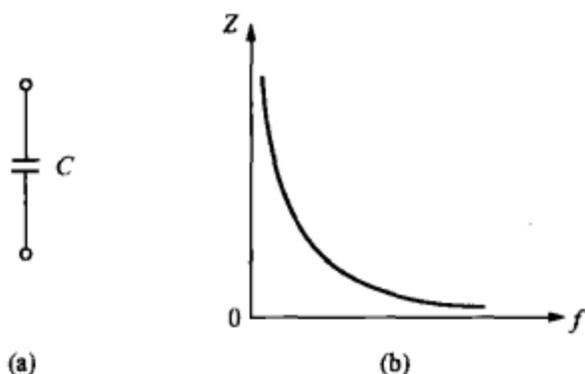


图 5-2-1 理想电容器的电路及阻抗特性
(a) 电路；(b) 阻抗特性

实际电容器中不仅包含一个纯电容器 C 和漏电阻 R ，还有两个重要参数：一个是等效串联电阻 (Equivalent Series Resistance)，英文缩写为 ESR，它表示与理想电容器相串联的等效电阻值 R_{ESR} ，该电阻值反映了滤波电容器的

特性；另一个为等效串联电感 (Equivalent Series Inductance)，英文缩写为 ESL，它表示与理想电容器相串联的等效电感值 L_{ESL} （即分布电感）。由于漏电阻 R 的阻值很高，对 C 的并联作用可忽略不计，因此实际电容器的总阻抗为

$$Z = \sqrt{R_{ESR}^2 + X^2} \quad (5-2-2)$$

其中， X 为电抗， $X = X_L - X_C = 2\pi fL_{ESL} - 1/(2\pi fC)$ 。

实际电容器的等效电路、阻抗特性及铝电解电容器的 R_{ESR} 与温度的关系曲线分别如图 5-2-2 (a)、(b) 和 (c) 所示。实际电容器的阻抗特性呈凹形，具有以下特点：

- (1) 在低频阶段， $f < f_r$ ，对应于图 5-2-2 (b) 中的 a 段，电容器呈容性， $X \approx X_C = 1/(2\pi fC)$ ，阻抗随频率的升高时而降低。
- (2) 当频率升到等效串联电感的自谐振频率时，即 $f = f_r$ ，对

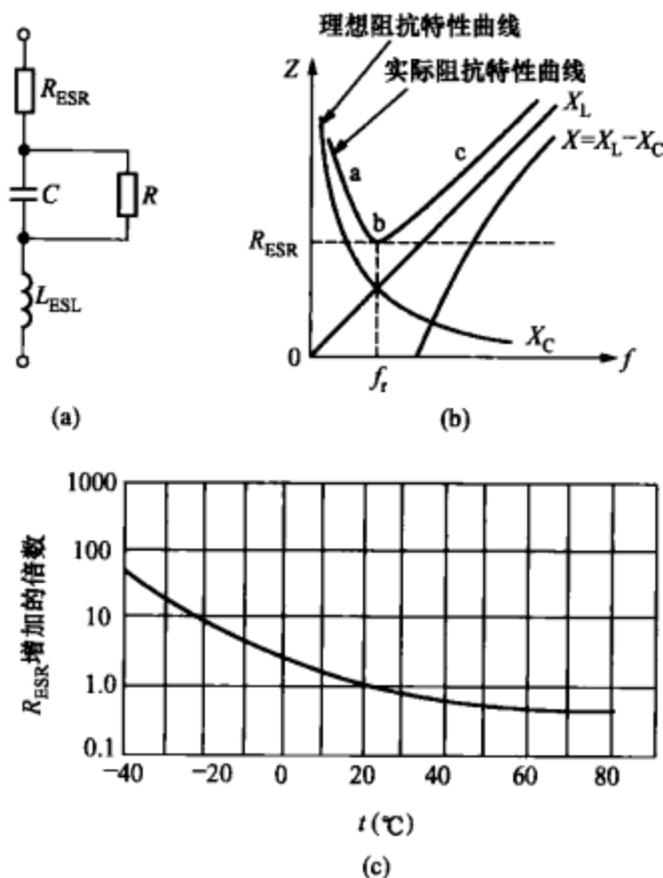


图 5-2-2 实际电容器的等效电路、阻抗特性及铝电解电容器的 R_{ESR} 与温度的关系曲线

(a) 等效电路; (b) 阻抗特性; (c) 铝电解电容器的 R_{ESR} 与温度的关系曲线

应于图 5-2-2 (b) 中的 b 点, 阻抗达到最小值 $Z = R_{ESR}$ 。

(3) 当 $f > f_r$ 时, 对应于图 5-2-2 (b) 中的 c 段, 电容器呈感性, $X \approx X_L = 2\pi f L_{ESL}$, 此时阻抗随着感抗的迅速增加而增大。

(4) 电容器的自谐振频率越高, 越适合在高频领域工作。

2. 输出滤波电容器的容量计算

开关频率 f 一般为几十至几百千赫兹, 输出滤波电容器 C_o 应采用高频电解电容器, 其自谐振频率可超过 10MHz。由于 $f < f_r$, 因此 C_o 工作在图 5-2-2 (b) 中的 a 段, 电容器呈容性。利用输出滤波电容器可降低开关电源的输出纹波电压 ΔU_o 。隔离式开关电源的 ΔU_o 约为输出电压的 1%~2%, 即 $\Delta U_o = (1\% \sim 2\%) U_o$, 一般为几十毫伏至几百毫伏。开关稳压器的输出纹波电压较小, 约为输出电压的 0.2%~0.5%, 一般情况下 ΔU_o 只有十毫伏至几十毫伏。

输出滤波电容器上的纹波电流估算公式为 $\Delta I_O = (0.2 \sim 0.4) I_O$ ，具体比例系数视输出滤波器的结构而定，例如使用一阶滤波器时可取 $\Delta I_L = 0.4 I_O$ 。使用二阶滤波器时可取 $\Delta I_L = 0.2 I_O$ 。

降压式 DC/DC 变换器的输出电路及工作波形分别如图 5-2-3 (a)~(d) 所示。 U_1 为输入直流高压， U_{PWM} 为功率开关管 VT 产生的脉宽调制信号， L 为滤波电感，VD 为续流二极管， C_O 为输出滤波电容器， U_O 为输出电压， I_O 为输出电流。 ΔU_O 、 ΔI_O 分别表示输出纹波电压和输出滤波电容器上的纹波电流， ΔI_L 为负载上的纹波电流， T 为开关周期（开关频率为 f ）。当 VT 导通时除向负载供电，还有一部分电能储存于 L 、 C 中， L 上的电压为 U_L ，其极性是左端为正、右端为负，此时 VD 截止。当 VT 关断时 L 上产生极

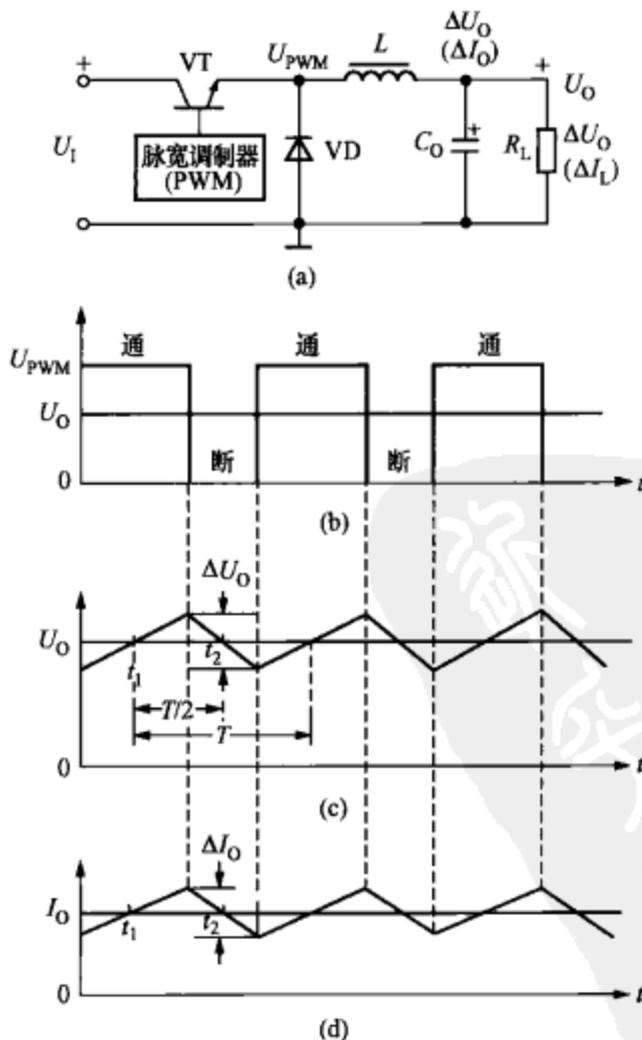


图 5-2-3 反激式开关电源的简化输出电路及工作波形

(a) 输出电路；(b) VD₂ 的输出波形；(c) 纹波电压的波形；(d) 纹波电流的波形

性为左端负、右端正的反向电动势，使 VD 导通，L 中的电能传送给负载，维持输出电压不变，并且 $U_o < U_1$ 。

由图 5-2-3 (d) 可见，在 VD 导通期间，当 $t=t_1$ 时 ΔI_o 通过零点，然后 ΔI_o 不断增大，并在 VD 关断时达到峰值。在 VD 关断期间， ΔI_o 不断减小，在 $t=t_2$ 时 ΔI_o 降至零点。输出纹波电压由下式确定

$$\Delta U_o = \frac{1}{C_o} \int_{t_1}^{t_2} i dt \quad (5-2-3)$$

由于从 t_1 到 t_2 期间纹波电流的平均值为 $(\Delta I_o/2)/2 = \Delta I_o/4$ ，并考虑到 $T=1/f$ ，因此对式 (5-2-3) 积分后可得到

$$\Delta U_o = \frac{\Delta I_o}{4C_o} \times \frac{T}{2} = \frac{\Delta I_o}{8fC_o} \quad (5-2-4)$$

从式 (5-2-4) 解出

$$C_o = \frac{\Delta I_o}{8f\Delta U_o} \quad (5-2-5)$$

需要注意两点：第一，为改善滤波效果，实际容量应大于按照式 (5-2-5) 计算出的数值；第二，上述公式是将 C_o 视为理想电容器，未考虑其等效串联电阻值 R_{ESR} 。因 R_{ESR} 是串联在 C_o 上的，故式 (5-2-4) 应改为

$$\Delta U_o = \Delta I_o \left(R_{ESR} + \frac{1}{8fC_o} \right) \quad (5-2-6)$$

这就是降压式 DC/DC 变换器输出纹波电压的完整表达式。

举例说明，已知 $U_o = 5V$ ， $I_o = 1A$ ， $f = 100kHz$ ，取 $\Delta I_o = 0.4I_o = 0.4A$ ，并假定 $R_{ESR} = 0.2\Omega$ 。当 $C_o = 100\mu F$ 时，按照式 (5-2-4) 计算 ΔU_o 时未考虑 R_{ESR} ，所得到的 $\Delta U_o = 0.4A \times 0.0125\Omega = 5(mV)$ ，该数值明显偏小。因为在同样情况下若根据式 (5-2-6) 计算， $\Delta U_o = 0.4A \times (0.2\Omega + 0.0125\Omega) = 89mV$ 。显然，89mV 才是合理数值。上例中，若采用 $R_{ESR} = 0.1\Omega$ 的高性能电解电容器，则 ΔU_o 即可减小到 45mV。从中不难发现，由 R_{ESR} 所引起的输出纹波电压远大于式 (5-2-6) 中的第二项，这表明， R_{ESR} 是造成输出纹波电压的关键因素，当 R_{ESR} 较大时，式 (5-2-6) 中的第二项甚至可忽略不计，此时公式简化成

$$\Delta U_o \approx \Delta I_o R_{ESR} \quad (5-2-7)$$

利用式 (5-2-7) 可估算所需 R_{ESR} 值, 以此作为选择 C_0 时的参考值。反之, 如果将 ΔU_0 当做预期值 (已知量), 即可利用式 (5-2-6) 计算出 C_0 的最小值

$$C_{0(\min)} = \frac{1}{8f \left(\frac{\Delta U_0}{\Delta I_0} - R_{\text{ESR}} \right)} \quad (5-2-8)$$

此时已不能忽略式 (5-2-6) 中的第二项, 并且实际容量应大于式 (5-2-8) 的计算结果。

负载上的纹波电流、输出纹波电压与等效负载有关, 其计算公式为 $\Delta I_L = \Delta U_0 / R_L$ 。通常 ΔI_L 远小于 ΔI_0 。

二、选用输出滤波电容器的注意事项

(1) 电解电容器的极性不得接反。滤波电容的接地端应尽可能靠近二次侧返回端 (地)。

(2) 电解电容器应降额使用, 一般情况下耐压值应为实际工作电压的 1.2~1.5 倍。

(3) 尽管从理论上讲滤波电容器的容量越大越好, 但实际上容量太大并不会显著改善上滤波效果。这是因为漏电阻随容量而增大, 等效串联电阻和等效串联电感也相应增加。

(4) 选择容量较小的输出电容器会使输出纹波电压增大, 但这可通过采用 R_{ESR} 非常小的电容器进行补偿, 最终仍可达到减小输出纹波电压之目的。

(5) 输出滤波电容器分径向引线 (RADIAL, 两条引线在电容器的一端引出)、轴向引线 (AXIAL, 两条引线分别从电容器的两端引出) 两种形式。图 5-2-4 示出分别采用轴向引线、径向引线的 3 种耐压 400V 的铝电解电容器阻抗特性。图中括号内的数字代表电容器的尺寸 (直径×长度, 单位为 mm)。由图可见, 径向引线电容器在低于 10MHz 的频段其阻抗都很低, 而轴向引线电容当频率高于 1MHz 时开始呈现感性阻抗, 总阻抗随频率升高而增大。因此, 推荐采用径向引线的电容器并在安装时应尽量减小引线长度, 而不要使用轴向引线电容器, 因后者的引线较长 (至少等于电容的直径), 使等效串联电感 L_{ESL} 增加, 进而使总阻抗增大。需要注意, 当频率超过 1MHz 时, 较大容量的轴向引线电容与较小容量的径向

引线电容相比，实际阻抗更高，会造成较大的传导干扰电流。

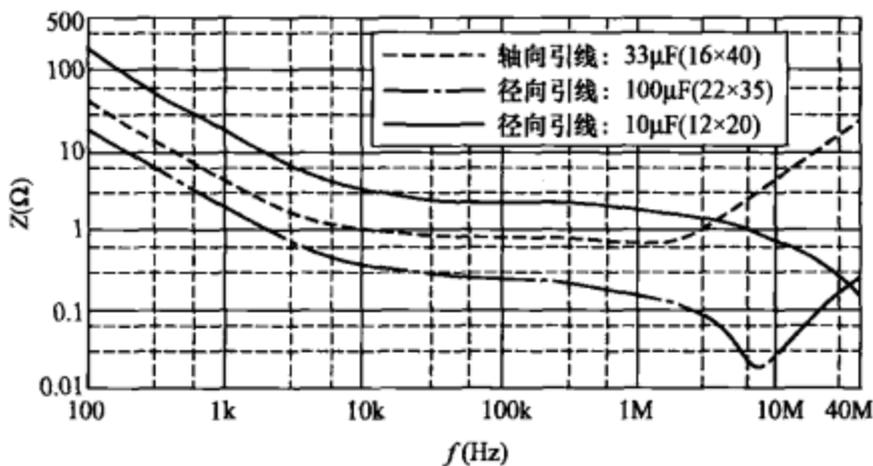


图 5-2-4 3 种耐压 400V 的铝电解电容器阻抗特性

(6) 电解电容器的使用寿命还与纹波电流、环境温度等因素有关。纹波电流越大，环境温度越高，使用寿命就越短。通常环境温度降低 10°C ，使用寿命大约可延长一倍。用于高温环境下的开关电源，可采用日本红宝石 (Rubycon) 公司生产的 105°C 电解电容器。

(7) 为进一步降低等效串联电阻，还可将几只相同容量的低 ESR 的电解电容器并联使用，代替一只大容量的电解电容器。这样做的另一个好处是能降低等效串联电感 L_{ESL} 。

(8) 为减小输出噪声，还可在电解电容器上再并联一只 $0.01 \sim 0.1\mu\text{F}$ 的小电容。

(9) 为改善滤波效果，可采用二阶 LC 型滤波器，通常滤波电感可以选择 $30 \sim 100\mu\text{H}$ 。

(10) 由于 R_{ESR} 的存在，电容器在充、放电过程中会产生功率损耗 $I^2 R_{\text{ESR}}$ (I 为电流有效值)，引起电容器发热，并降低电源效率。 R_{ESR} 值与频率、温度和额定电压有关。假定开关电源的开关频率为 100kHz ，要求输出纹波电流为 1A (峰-峰值)，纹波电压为 50mV (峰-峰值)。其电荷变化量为 $\Delta Q = 1\text{A} \times (1/100\text{kHz}) = 10(\mu\text{C})$ 。若不考虑 R_{ESR} ，则所需电容量 $C = \Delta Q/U = 10\mu\text{C}/50\text{mV} = 200(\mu\text{F})$ 。将两只 $100\mu\text{F}$ 的电解电容器并联使用，假定每只电容器在室温下的 R_{ESR} 典型值为 $100\text{m}\Omega$ 。为使纹波电压降至 50mV ，所需

要的 $R_{ESR} = 50\text{mV}/1\text{A} = 50(\text{m}\Omega)$ 。显然，将两只 $100\mu\text{F}$ 电解电容器并联使用即可满足要求。

(11) 应选择自谐振频率高、温度特性好的滤波电容器，以满足高频大电流滤波的需要。

◆ 第三节 磁珠的选择

由于开关电源的开关频率较高，因此在输出整流管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。尽管在输出整流管两端并联由阻容元件串联而成的 RC 型吸收电路，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。解决的办法是在二次侧整流滤波器上串联一只磁珠。

磁珠在开关电源中的典型应用电路如图 5-3-1 所示。二次侧输出整流管 VD 采用 SB580 型肖特基二极管。R 与 C_1 构成电磁干扰吸收网络。L 采用 $3.3\mu\text{H}$ 的磁珠。 C_4 为安全电容，容器 C_2 和 C_3 为输出滤波电容器。图 5-3-1 (b) 示出磁珠在电子设备中的典型应用电路，将两个磁珠 L_1 和 L_2 接在退耦电容器 C 的前面。由于磁珠对高频电流呈现高阻抗，因此可阻碍传输线上的高频干扰电流流入 IC。

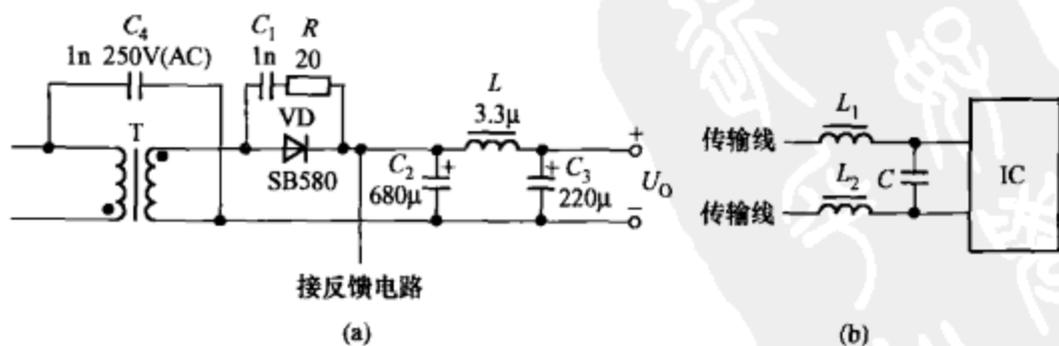


图 5-3-1 磁珠在开关电源中的应用电路 (局部)

一、磁珠的性能特点

“磁珠” (magnetic bead) 的全称为铁氧体磁珠滤波器，是近年来问世的一种超小型磁性元件。它是将铁氧体材料 (或非晶合金)

与导线在高温下烧结而成的。磁珠主要有以下特点：

(1) 磁珠具有高频损耗大、高电阻率、高磁导率（约为 $100\sim 1500\text{H/m}$ ）的特点，能在极宽的频带范围内抑制噪声干扰。将磁珠串联在信号或电源的通路中，能有效地抑制串模噪声干扰。开关电源常用磁珠的电感量很小，一般仅为几至几十微亨。

(2) 磁珠可等效于电感与电阻的串联电路，其等效电感和等效电阻与磁珠的长度成比例关系。在直流或低频段，磁珠呈现很低的感抗，不会影响数据线或信号线上的信号传输。而在 10MHz 以上的高频段，其感抗仍很小，但等效电阻却迅速增加，进而导致总阻抗增大，使高频噪声被大幅度衰减，而对低频信号的阻抗可忽略不计，并不影响电路的正常工作。因此，磁珠可等效于低通滤波器，它允许直流电流通过而将高频噪声滤掉。这种滤波器的性能优于普通的滤波电感。滤波电感容易产生谐振而形成新的干扰源，而磁珠不会产生谐振。

(3) 磁珠是按照它在某一频率产生的阻抗来度量的，其单位是 Ω ，而不是 H 。磁珠的数据表中所提供的频率-阻抗特性曲线，一般以 100MHz 为标准，例如“ $60\text{R}@100\text{MHz}$ ”就表示磁珠在 100MHz 频率时的阻抗为 60Ω ，以此类推。

(4) 磁珠对高频成分具有吸收作用，因此亦称之为吸收型滤波器。相比之下，电磁干扰滤波器中共模电感的作用是将电磁干扰反射回信号源，后者属于反射型滤波器。

(5) 磁珠是将高频能量转换成电涡流并以热量形式散发掉的器件，简称耗能器件，涡流损耗与噪声频率的平方成正比。而普通电感为存储能量的元件，简称储能元件。磁珠的最高工作频率可达 1GHz ，而电感的工作频率一般不超过 50MHz 。

(6) 磁珠能抑制开关噪声的产生。它属于主动抑制高频干扰。这是因为磁珠是接在产生尖峰脉冲的主回路（即输出电路）中的，利用其电感量可降低尖峰电流的上升率，故称之为“主动抑制型”。而电磁干扰滤波器只能被动的抑制干扰，因此称作“被动抑制型”，这是二者的根本区别。

(7) 允许将多个磁珠串联或并联使用。通常，磁珠应安装在靠近干扰源的地方。

(8) 磁珠不仅可用在高频开关电源、电子测量仪器以及各种对噪声要求非常严格的电路中，还可广泛用于手机、DVD、数码摄像机等数字家用电器中。片式磁珠能消除传输线中的射频干扰。在电磁兼容性 (EMC) 设计中，磁珠是抑制高频电磁干扰常用的一种磁性元件。

二、磁珠的选择方法

磁珠分管状、片状、排状（磁珠阵列，俗称磁珠排）等多种类型。管状磁珠又分单孔珠、双孔珠、多孔珠，可满足不同需要。目前，市场上常见的管状磁珠的外形尺寸有 $\phi 2.5 \times 3(\text{mm})$ 、 $\phi 2.5 \times 8(\text{mm})$ 、 $\phi 3 \times 5(\text{mm})$ 、 $\phi 3.5 \times 7.6(\text{mm})$ 等多种规格。其外形呈管状，引线穿心而过。表 5-3-1 列出 4 种管状磁珠典型产品的技术指标，其外形及典型产品的结构如图 5-3-2 所示。

表 5-3-1 管状磁珠典型产品的技术指标

| 型 号 | 尺 寸 (mm) | | | 阻 抗 值 (Ω) | |
|--------|---------------|---------------|---------------|--------------------|--------|
| | A | B | C | 25MHz | 100MHz |
| HT-A62 | 3.5 ± 0.2 | 0.6 ± 0.1 | 6.0 ± 0.3 | 50 | 90 |
| HT-B62 | 3.5 ± 0.2 | 0.6 ± 0.1 | 9.0 ± 0.3 | 70 | 120 |
| HT-S62 | 6.0 ± 0.2 | 0.6 ± 0.1 | 10 ± 0.4 | 320 | 580 |
| HT-R62 | 3.5 ± 0.2 | 0.6 ± 0.1 | 6.0 ± 0.3 | 100 | 130 |

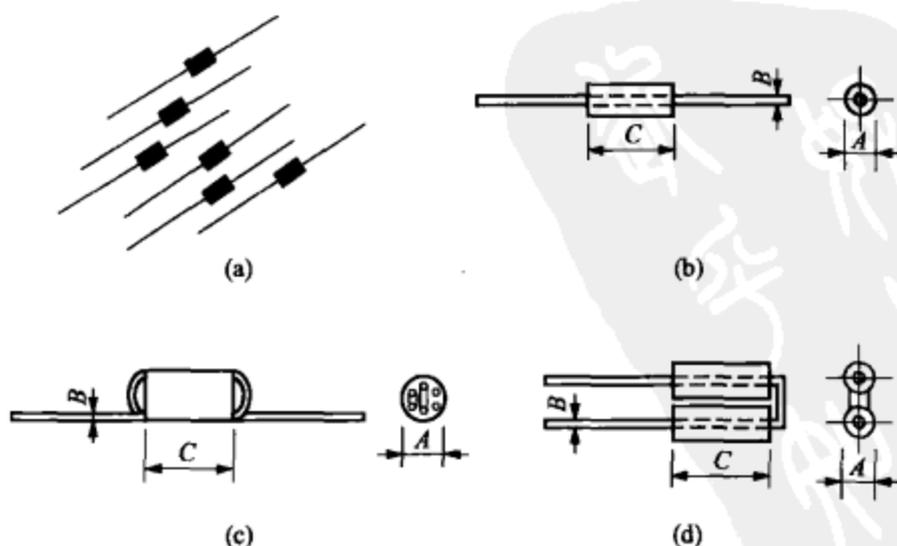


图 5-3-2 管状磁珠的外形及典型产品的内部结构

(a) 磁珠的外形图；(b) HT-A62、HT-B62 的结构；

(c) HT-S62 的结构；(d) HT-R62 的结构

片状磁珠分通用型、尖峰型和大电流型（1~6A）三种类型。表 5-3-2 列出了日本 Murata 公司生产的 5 种规格的片状磁珠的技术指标，其典型产品的外形尺寸如图 5-3-3 所示。其中，规格的微型片状磁珠，其外形尺寸仅为 $1\text{mm} \times 0.5\text{mm} \times 0.5\text{mm}$ （折合 $0.04\text{in} \times 0.02\text{in} \times 0.02\text{in}$ ）。磁珠阵列则是将多个（例如 2、4、6、8 个）磁珠封装在一起而制成的集成化片式器件。例如 BMA2010 型磁珠阵列就包含 4 个磁珠，外型尺寸仅为 $2.0\text{mm} \times 1.0\text{mm}$ 。采用磁珠阵列可节省占用印制板的面积。

表 5-3-2 5 种片状磁珠典型产品的技术指标

| 规格 | 阻抗值 (Ω , 100MHz) | 额定电流(mA) | 直流电阻最大值 (Ω) | 工作温度范围 ($^{\circ}\text{C}$) |
|------|-----------------------------|----------|-------------------------|----------------------------------|
| 0402 | 10~1000 | 50~500 | 0.05~1.50 | -55~+125 |
| 0603 | 120~1000 | 200 | 0.2~0.7 | |
| 0805 | | 200~500 | 0.15~1.1 | -55~+85, -55~+125 |
| 1206 | 26~600 | | 0.15~0.90 | -55~+125 |
| 1806 | 80~150 | | 0.1~0.5 | |

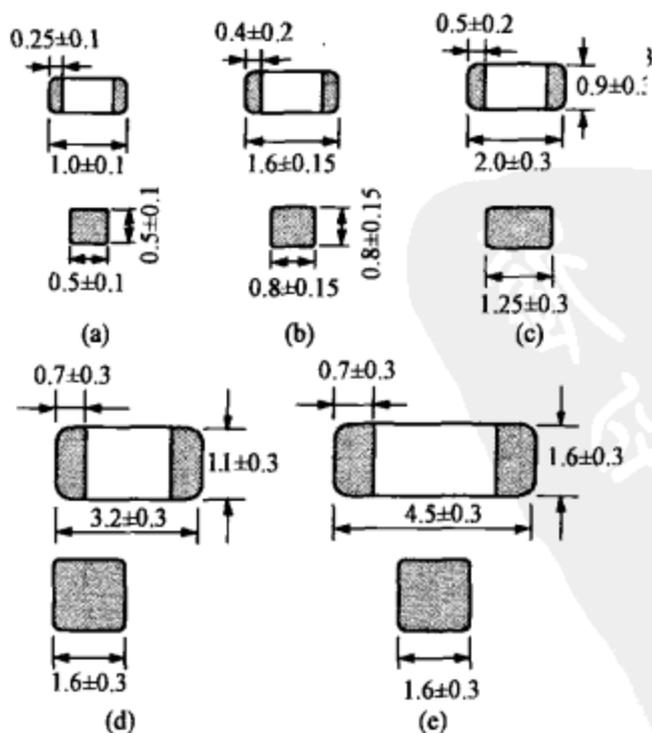


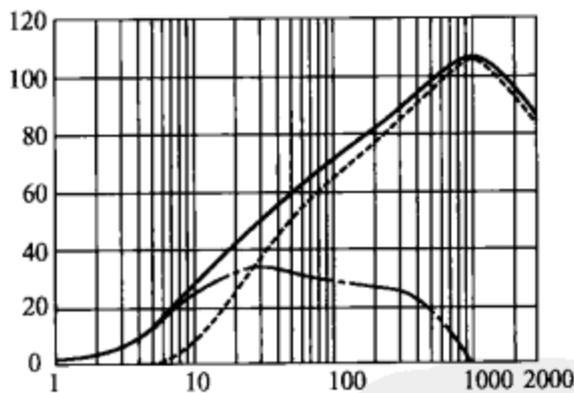
图 5-3-3 片状磁珠典型产品的外形尺寸 (单位: mm)

(a) 0402-BLM10A; (b) 0603-BLM11A; (c) 0805-BLM21A;

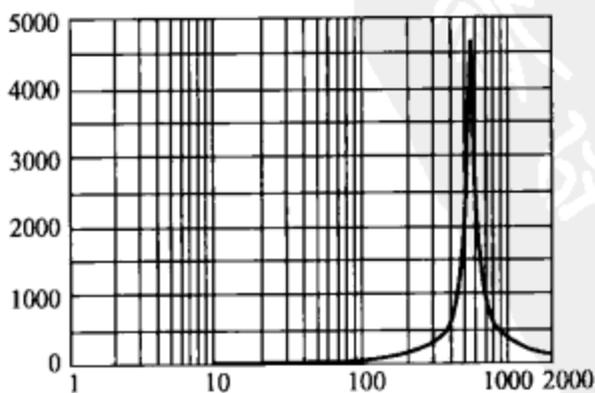
(d) 1206-BLM31A; (e) 1806-BLM41A

磁珠可等效于由电感 L 和损耗电阻 R 组成的串联电路。例如，BLM03AG700SN1 型磁珠的阻抗特性如图 5-3-4 (a) 所示。图中的 Z 表示阻抗， R 为损耗电阻， X_L 为感抗。其中， $X_L = 2\pi fL$ ， $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$ 。由图可见，当频率 f 从 1MHz 升到 1000MHz，磁珠的阻抗和损耗电阻迅速增大，当 $f=1000\text{MHz}$ 时， Z 、 R 均达到最大值。而感抗随频率升高缓慢增加，在 $f=30\text{MHz}$ 时 X_L 达到最大值，然后逐渐变小，当 $f=1000\text{MHz}$ 时， $X_L=0$ 。

某些电子设备在某一固定频率下会产生幅度很高的尖峰电压，用普通的 EMI 滤波器很难抑制。针对这种情况，专门有一种尖峰式铁氧体磁珠，其特性曲线在某一频率下呈尖峰状。例如，BLM15BA750SN1 型磁珠的阻抗-频率特性曲线如图 5-3-4 (b) 所示。



(a)



(b)

图 5-3-4 BLM03AG700SN1 型磁珠的阻抗特性

(a) BLM03AG700SN1; (b) BLM15BA750SN1

◆ 第四节 稳压管的选择

稳压管在开关电源中的应用非常普遍, 不仅可直接对输出电压进行稳压, 还可构成普通光耦反馈电路、漏极钳位保护电路、过电压保护电路等。稳压管是一种可工作非破坏性击穿(齐纳击穿)状态下的半导体器件。其稳定电压 U_Z 亦称齐纳电压。按照稳定电压 U_Z 值来划分, 稳压管有低压、高压两种。低压稳压管的 U_Z 一般在 40V 以下, 高压稳压管最高可达 200V。近年来全系列玻封稳压管已大量问世, 其优点是规格齐全 ($U_Z=2.4\sim 200\text{V}$)、稳压性能好、体积小、价格低廉。最大功耗分 0.5W (采用 DO-35 封装, 外形尺寸为 $\phi 2.0\text{mm}\times 4\text{mm}$, 不含引线, 下同)、1.5W (DO-41 封装, 外形尺寸为 $\phi 2.7\text{mm}\times 5.2\text{mm}$)。

稳压管的类型及产品分类分别见表 5-4-1~表 5-4-3。需要说明以下三点: ①稳定电压 U_Z 的标称值允许有 $\pm 5\%$ 的偏差, 但具体到某只稳压管则为确定值; ② U_Z 的电压温度系数 α_T 一般为 $\pm 0.1\%/^{\circ}\text{C}$ 左右。但专门采用温度补偿措施的稳压管(例如国产 2DW7A~2DW7C 型), α_T 值可降至 $0.05\%/^{\circ}\text{C}$, 此类管子属三端器件, 内含温度补偿二极管, 亦称精密稳压管; ③动态电阻 $R_Z=\Delta U_Z/\Delta I_Z$ 。

表 5-4-1 国产稳压管的类型

| 封装形式 | 用途及结构特点 | | 典型产品 | 标称值 U_Z (V) | 国外对应型号 |
|-------|---------|------|---------------|---------------|-----------------|
| 金属壳封装 | 低压 | N 型硅 | 2CW1~2CW23 | 2.5~43 | 1N808 等 |
| | | P 型硅 | 2DW1~2DW19 | 5~25 | |
| | | 精密型 | 2DW7A~2DW7C | 6~6.3 | |
| | 高压 | P 型硅 | 2DW130~2DW143 | 50~200 | |
| 玻璃封装 | 全系列 | N 型硅 | 2CW332~2CW378 | 2.4~200 | 1N5985B~1N6031B |
| | 低压 | N 型硅 | 2CW101~2CW121 | 3.3~39 | 1N5913B~1N5939B |
| | 高压 | P 型硅 | 2DW50~2DW64 | 43~200 | 1N5940B~1N5956B |

表 5-4-2 0.5W 玻封稳压管的技术指标

| 国外型号 | 稳定电压 U_z (V) | 工作电流 I_z (mA) | 最大工作 电流 I_{zm} (mA) | 最大动态 电阻 R_{zm} (Ω) | 电压温度 系数 α_T (%/°C) | 国产对应 型号 |
|---------|-------------------|--------------------|-----------------------------|-------------------------------------|---------------------------------|------------|
| 1N5985B | 2.4 | 10 | 177 | 150 | -0.100 | 2CW332 |
| 1N5986B | 2.7 | 10 | 157 | 150 | -0.100 | 2CW333 |
| 1N5987B | 3.0 | 10 | 141 | 120 | -0.095 | 2CW334 |
| 1N5988B | 3.3 | 10 | 128 | 100 | -0.090 | 2CW335 |
| 1N5989B | 3.6 | 10 | 118 | 90 | -0.085 | 2CW336 |
| 1N5990B | 3.9 | 10 | 109 | 80 | -0.080 | 2CW337 |
| 1N5991B | 4.3 | 10 | 99 | 70 | -0.075 | 2CW338 |
| 1N5992B | 4.7 | 10 | 90 | 60 | -0.070 | 2CW339 |
| 1N5993B | 5.1 | 5 | 83 | 50 | 0.050 | 2CW340 |
| 1N5994B | 5.6 | 5 | 76 | 25 | 0.050 | 2CW341 |
| 1N5995B | 6.2 | 5 | 68 | 15 | 0.060 | 2CW342 |
| 1N5996B | 6.8 | 5 | 63 | 15 | 0.065 | 2CW343 |
| 1N5997B | 7.5 | 5 | 57 | 10 | 0.070 | 2CW344 |
| 1N5998B | 8.2 | 5 | 52 | 15 | 0.077 | 2CW345 |
| 1N5999B | 9.1 | 5 | 47 | 20 | 0.081 | 2CW346 |
| 1N6000B | 10 | 5 | 43 | 25 | 0.085 | 2CW347 |
| 1N6001B | 11 | 5 | 39 | 30 | 0.088 | 2CW348 |
| 1N6002B | 12 | 5 | 35 | 30 | 0.090 | 2CW349 |
| 1N6003B | 13 | 5 | 33 | 35 | 0.092 | 2CW350 |
| 1N6004B | 15 | 5 | 28 | 35 | 0.095 | 2CW351 |
| 1N6005B | 16 | 5 | 27 | 40 | 0.097 | 2CW352 |
| 1N6006B | 18 | 5 | 24 | 40 | 0.099 | 2CW353 |
| 1N6007B | 20 | 5 | 21 | 50 | 0.100 | 2CW354 |
| 1N6008B | 22 | 5 | 19 | 60 | 0.105 | 2CW355 |
| 1N6009B | 24 | 5 | 18 | 70 | 0.110 | 2CW356 |
| 1N6010B | 27 | 5 | 16 | 80 | 0.105 | 2CW357 |
| 1N6011B | 30 | 5 | 14 | 80 | 0.108 | 2CW358 |
| 1N6012B | 33 | 5 | 13 | 90 | 0.110 | 2CW359 |

续表

| 国外型号 | 稳定电压 $U_z(V)$ | 工作电流 $I_z(mA)$ | 最大工作 电流 $I_{zm}(mA)$ | 最大动态 电阻 $R_{zm}(\Omega)$ | 电压温度 系数 $\alpha_T(\%/^{\circ}C)$ | 国产对应 型号 |
|---------|------------------|-------------------|----------------------------|--------------------------------|--|------------|
| 1N6013B | 36 | 5 | 12 | 90 | 0.115 | 2CW360 |
| 1N6014B | 39 | 2 | 11 | 95 | 0.120 | 2CW361 |
| 1N6015B | 43 | 2 | 9.9 | 95 | 0.125 | 2CW362 |
| 1N6016B | 47 | 2 | 9.0 | 100 | 0.126 | 2CW363 |
| 1N6017B | 51 | 2 | 8.3 | 110 | 0.130 | 2CW364 |
| 1N6018B | 56 | 2 | 7.6 | 110 | 0.133 | 2CW365 |
| 1N6019B | 62 | 2 | 6.8 | 200 | 0.135 | 2CW366 |
| 1N6020B | 68 | 2 | 6.3 | 200 | 0.138 | 2CW367 |
| 1N6021B | 75 | 2 | 5.7 | 300 | 0.140 | 2CW368 |
| 1N6022B | 82 | 2 | 5.2 | 300 | 0.145 | 2CW369 |
| 1N6023B | 91 | 2 | 4.7 | 400 | 0.150 | 2CW370 |
| 1N6024B | 100 | 1 | 4.3 | 400 | 0.155 | 2CW371 |
| 1N6025B | 110 | 1 | 3.9 | 650 | 0.155 | 2CW372 |
| 1N6026B | 120 | 1 | 3.5 | 800 | 0.155 | 2CW373 |
| 1N6027B | 130 | 1 | 3.3 | 950 | 0.155 | 2CW374 |
| 1N6028B | 150 | 1 | 2.8 | 1200 | 0.155 | 2CW375 |
| 1N6029B | 160 | 1 | 2.7 | 1400 | 0.155 | 2CW376 |
| 1N6030B | 180 | 1 | 2.4 | 1700 | 0.155 | 2CW377 |
| 1N6031B | 200 | 1 | 2.1 | 2000 | 0.155 | 2CW378 |

表 5-4-3

1.5W 玻封稳压管的技术指标

| 国外型号 | 稳定电压 $U_z(V)$ | 工作电流 $I_z(mA)$ | 最大工作 电流 $I_{zm}(mA)$ | 动态电阻 $R_z(\Omega)$ | 最高结温 $T_{jm}(^{\circ}C)$ | 国产对应 型号 |
|---------|------------------|-------------------|----------------------------|-----------------------|-----------------------------|------------|
| 1N5913B | 3.3 | 113 | 432 | 10 | 200 | 2CW101 |
| 1N5918B | 5.1 | 73 | 282 | 4.0 | 200 | 2CW103 |
| 1N5920B | 6.2 | 60 | 230 | 2.0 | 200 | 2CW104 |
| 1N5925B | 10 | 37 | 142 | 4.5 | 200 | 2CW108 |

续表

| 国外型号 | 稳定电压 $U_z(V)$ | 工作电流 $I_z(mA)$ | 最大工作 电流 $I_{ZM}(mA)$ | 动态电阻 $R_z(\Omega)$ | 最高结温 $T_{jM}(^{\circ}C)$ | 国产对应 型号 |
|---------|------------------|-------------------|----------------------------|-----------------------|-----------------------------|------------|
| 1N5932B | 20 | 18 | 71 | 14 | 200 | 2CW114 |
| 1N5936B | 30 | 12 | 47 | 28 | 200 | 2CW118 |
| 1N5942B | 51 | 7.3 | 28 | 70 | 200 | 2DW51 |
| 1N5946B | 75 | 5 | 19 | 140 | 200 | 2DW53 |
| 1N5949B | 100 | 3.7 | 14 | 250 | 200 | 2DW56 |
| 1N5953B | 150 | 2.5 | 9 | 600 | 200 | 2DW60 |
| 1N5956B | 200 | 1.9 | 7 | 1.2k | 200 | 2DW64 |

第五节 光耦合器的选择

光耦合器 (Optical Coupler) 亦称光电耦合器或光隔离器, 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 (红外发光二极管 LED) 与受光器 (光敏三极管) 封装在同一管壳内。当输入端加上电信号时, 发光器发出光线, 受光器在接收光线之后就产生光电流, 从输出端流出, 从而实现了“电-光-电”转换。光耦合器可广泛用于电平转换、信号隔离、级间隔离、远距离信号传输、脉冲放大、固态继电器、精密开关电源、仪器仪表及微机接口中。

一、光耦合器的工作原理

1. 光耦合器的类型

常见光耦合器的产品分类及内部电路如图 5-5-1 所示, 括号内是 8 种典型产品的型号。其中, 通用型属于中速光耦合器, 其电流传输比为 25%~300%。达林顿型光耦合器的速度较低, 而电流传输比可达 100%~5000%。高速型光耦合器具有速度快、输出线性好等优点。由光集成电路构成的光耦合器属于高速光耦, 电流传输比较大。光纤型光耦合器能够耐高压, 其绝缘电压值超过 100kV。光敏晶闸管型光耦合器属于大功率输出的光耦, 典型产品

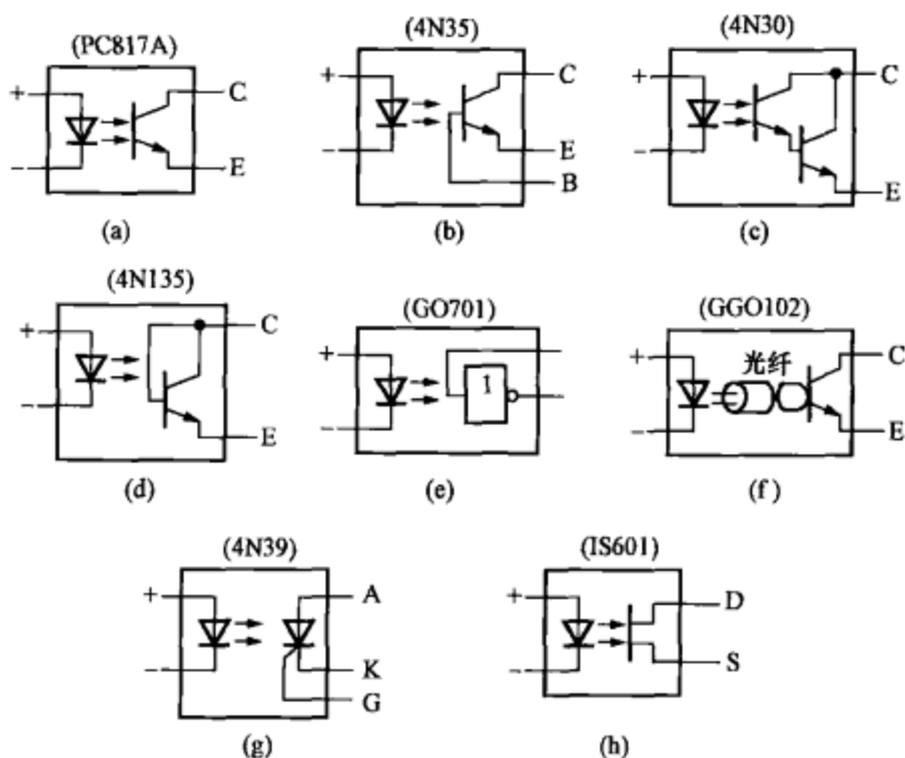


图 5-5-1 光耦合器的分类及内部电路

(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) 光集成电路型; (f) 光纤型; (g) 光敏晶闸管型; (h) 光敏场效应管型

有 4N39 (内含单向晶闸管)、IS607 (内含双向晶闸管)。光敏场效应管型光耦合器的特点是速度快, 交、直流两用。普通光耦合器典型产品的主要技术指标见表 5-5-1。

表 5-5-1 普通光耦合器典型产品的主要参数

| 型号 | 电流传输比 CTR (%) | 绝缘电阻 R (Ω) | 绝缘电压 U _{DC} (V) | 最大正向电流 I _{FM} (mA) | 反向击穿电压 U _{(BR)CEO} (V) | 饱和压降 U _{CES} (V) | 暗电流 I _R (μA) | 最大功耗 P _M (mW) | 封装形式 |
|-------|------------------|------------------|-----------------------------|--------------------------------|------------------------------------|------------------------------|----------------------------|-----------------------------|-------|
| 4N35 | >100 | — | 3550 | 60 | 30 | 0.3 | 50 | — | DIP-6 |
| 4N30 | >100 | 10 ¹¹ | 1500 | 60 | 30 | 1.0 | 100 | 100 | DIP-6 |
| GO111 | ≥60 | 10 ¹⁰ | 1000 | 60 | ≥30 | ≤0.4 | ≤10 | >5 | DIP-6 |

2. 光耦合器的性能特点

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，传输距离远，使用寿命长，传输效率高。

电流传输比是光耦合器的重要参数，通常用直流电流传输比来表示，当输出电压保持恒定时，它等于直流输出电流 I_C 与直流输入电流 I_F 的百分比。有公式

$$CTR = \frac{I_C}{I_F} \times 100\% \quad (5-5-1)$$

采用一只光敏三极管的光耦合器，CTR 的范围大多为 20%~300%，例如 4N35 型光耦合器的 $CTR > 100$ ，而 PC817A 型光耦合器则为 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} 有某种相似之处。

二、线性光耦合器的选择

在光耦反馈式开关电源中经常采用线性光耦合器，典型产品型号为 PC817A、CNY17-2 和 MOC8101。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 5-5-2 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 ($\Delta CTR = \Delta I_C / \Delta I_F$) 很接近于直流电流传输比 CTR 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。

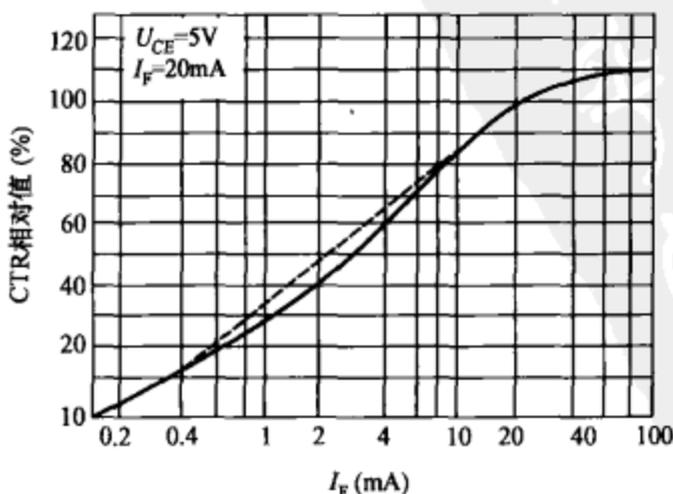


图 5-5-2 两种光耦合器的 $CTR-I_F$ 特性曲线

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 ($I_F > 50\text{mA}$), 才能正常控制占空比, 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, 有可能造成误触发, 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。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。

开关电源常用线性光耦合器的典型产品及主要参数见表 5-5-2。

表 5-5-2 线性光耦合器的典型产品及主要参数

| 产品型号 | CTR(%) | $U_{(BRCEO)}$ (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 | | |
| SFH610A-2 | 63~125 | 70 | Simens | |
| NEC2501-H | 80~160 | 40 | NEC | |
| CNY17-2 | 63~125 | 70 | Motorola, Simens, | DIP-6 (基极引出) |
| CNY17-3 | 100~200 | 70 | Toshiba | |
| SFH600-1 | 63~125 | 70 | Simens, Isocom | |
| SFH600-2 | 100~200 | 70 | | |
| CNY75GA | 63~125 | 90 | Temic | DIP-6 (基极未引出) |
| CNY75GB | 100~200 | 90 | | |
| MOC8101 | 50~80 | 30 | Motorola, Isocom | |
| MOC8102 | 73~117 | 30 | | |

第六节 可调式精密并联稳压器的选择

可调式精密并联稳压器是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，可广泛用于精密开关电源中，构成外部误差放大器，再与线性光耦合器组成隔离式光耦反馈电路。此外，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。

TL431 是由美国德州仪器公司 (TI) 和摩托罗拉公司 (Motorola) 生产的可调式精密并联稳压器，其输出电压可在 2.50~36V 范围内连续调节。TL431 的同类产品还有 LM431，它们的性能指标和引脚功能完全相同。

一、TL431 型可调式精密并联稳压器

TL431 大多采用 DIP-8 或 TO-92 封装形式，引脚排列分别如图 5-6-1 (a)、(b) 所示。图中，A 为阳极，使用时需接地。K 为阴极，需经限流电阻接正电源。 U_{REF} 是输出电压 U_O 的设定端，外接电阻分压器。NC 为空脚。TL431 的等效电路见图 5-6-1 (c)，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 U_{ref} ，并且设计的 $U_{REF} = U_{ref}$ ， U_{REF} 端常态下应为 2.50V，因此亦称基准端；②内部 2.50V (准确值应为 2.495V) 基准电压源 U_{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 间电源极性接反而损坏芯片。

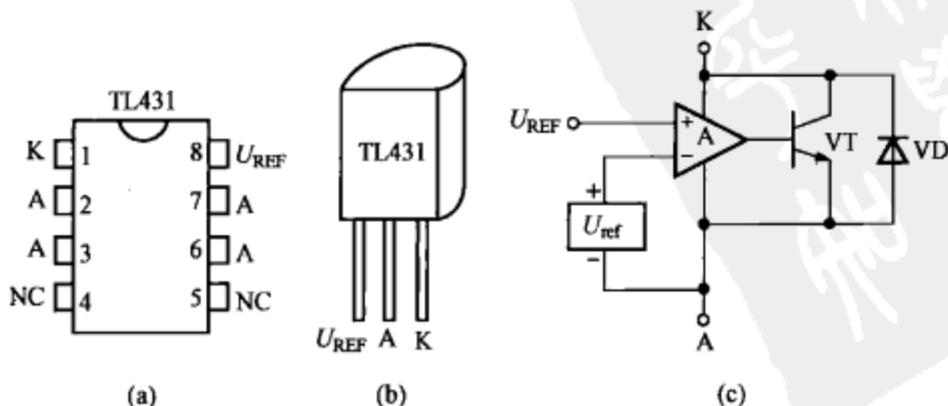


图 5-6-1 TL431 的引脚排列及等效电路
(a) DIP-8 封装；(b) TO-92 封装；(c) 等效电路

TL431 的电路符号和基本接线如图 5-6-2 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

$$U_O = U_{KA} = 2.50V \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (5-6-1)$$

R_3 是 I_{KA} 的限流电阻。选取 R_3 的原则是当输入电压为 U_i 时，必须保证 I_{KA} 在 $1 \sim 100\text{mA}$ 范围之内，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 $U_O \uparrow$ 时，取样电压 U_{REF} 也随之升高，使 $U_{REF} > U_{ref}$ ，比较器输出高电平，令 VT 导通， $U_O \downarrow$ 。反之， $U_O \downarrow \rightarrow U_{REF} \downarrow \rightarrow U_{REF} < U_{ref} \rightarrow$ 比较器再次翻转，输出变成低电平 \rightarrow VT 截止 $\rightarrow U_O \uparrow$ 。这样循环下去，从动态平衡的角度来看，就迫使 U_O 趋于稳定，达到了稳压目的，并且 $U_{REF} = U_{ref}$ 。TL431 在开关电源中的应用详见本章第八节。

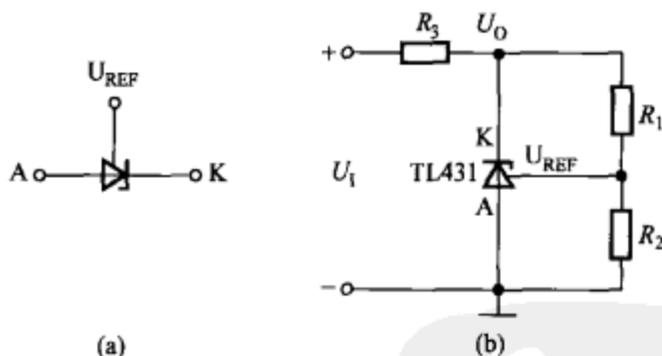


图 5-6-2 TL431 的电路符号与基本接线

(a) 电路符号；(b) 基本接线

二、NCP100 型可调式精密并联稳压器

NCP100 是美国安森美半导体 (ON Semiconductor) 公司生产的低压输出可调式精密并联稳压器，输出电压可在 $0.9 \sim 6.0\text{V}$ 范围内调节。NCP100 属于三端可调式器件，利用两只外部电阻可设定 $0.9 \sim 6.0\text{V}$ 范围内的任何基准电压值。当环境温度从 -40°C 变化到 $+85^\circ\text{C}$ 时，阴极工作电压 U_{KA} (即输出基准电压) 的变化量仅为 1.0mV 。阴极工作电流 $I_{KA} = 0.1 \sim 20\text{mA}$ 。其动态阻抗非常低，典型值为 0.2Ω 。

NCP100 采用 TO-92 或 TSOP-5 封装形式，引脚排列分别如图

5-6-3 (a)、(b) 所示。图中，A 为阳极，使用时需接地。K 为阴极，需经限流电阻接正电源。 U_{REF} 为输出电压 U_O 的设定端，接外部电阻分压器。NC 为空脚。NCP100 的等效电路见图 5-6-3 (c)，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，反相输入端接内部 0.7V 基准电压 U_{ref} ，并且设计的 $U_{REF} = U_{ref}$ ， U_{REF} 端常态下应为 0.7V，因此亦称基准端；②内部 0.7V（准确值应为 0.696V）基准电压源 U_{ref} ；③N 沟道场效应晶体管 V，它在电路中起到调节负载电流的作用；④保护二极管 VD_1 和 VD_2 ，利用 VD_1 能避免误差放大器进入饱和状态， VD_2 可防止因 K-A 间电源极性接反而损坏芯片。

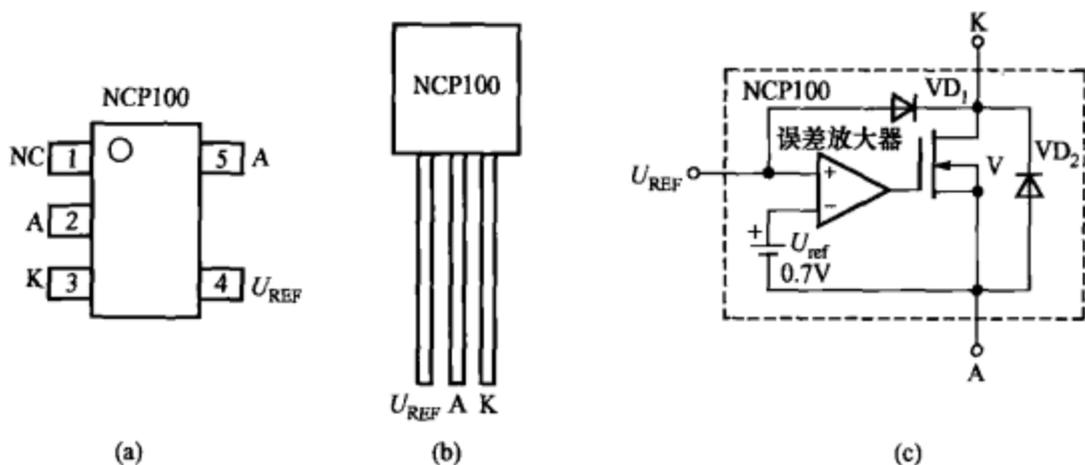


图 5-6-3 NCP100 的引脚排列及等效电路
(a) SOP-5 封装；(b) TO-92 封装；(c) 等效电路

NCP100 的电路符号和基本接线分别如图 5-6-4 (a)、(b) 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

$$U_{KA} = U_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 0.7V \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (5-6-2)$$

R_3 是 I_{KA} 的限流电阻。当取样电阻分压器选择 $R_1 = 1.5k\Omega$ 、 $R_2 = 4.3k\Omega$ 时，代入式 (5-6-2) 中得到 $U_{KA} = 0.94V$ 。

NCP100 的稳压原理可分析如下：当由于某种原因致使 $U_{KA} \uparrow$ 时，取样电压 U_{REF} 也随之升高，使 $U_{REF} > U_{ref}$ ，比较器输出高电平，令 V 导通， $U_{KA} \downarrow$ 。反之， $U_{KA} \downarrow \rightarrow U_{REF} \downarrow \rightarrow U_{REF} < U_{ref} \rightarrow$ 比较器再次翻转，输出变成低电平 \rightarrow V 截止 $\rightarrow U_{KA} \uparrow$ 。这样循环下去，

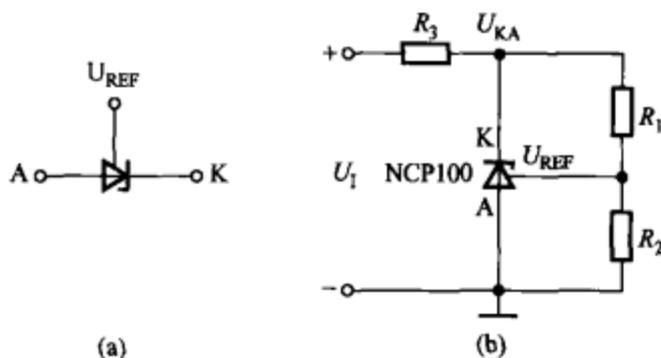


图 5-6-4 NCP100 的电路符号与基本接线

(a) 电路符号; (b) 基本接线

从动态平衡的角度来看就迫使 U_{KA} 趋于稳定, 达到稳压目的, 并且 $U_{REF} = U_{ref}$ 。

第七节 普通光耦反馈电路的设计实例

普通光耦反馈电路是由稳压管和光耦合器构成的, 具有电路简单、成本低廉的特点。其电压调整率可达 $0.5\% \sim 1\%$, 负载调整率约为 1% , 适合对开关电源稳压精度要求不太高的应用领域。下面通过几个典型实例介绍普通光耦反馈电路的设计。

一、待机电源的光耦反馈电路

待机电源的作用是当主电源断电后, 由待机电源继续给负载供电。某待机电源的交流输入电压为 $230V \pm 15\%$, 输出为 $+5V$ 、 $2A$, 电源效率高于 78% 。待机电源的光耦反馈电路(局部)如图 5-7-1 所示。 C_4 为安全电容, 能滤掉由一、二次侧耦合电容引起的共模干扰。二次侧输出首先经过 $3A/40V$ 的肖特基二极管 VD_2 (1N5822)、 C_5 整流滤波。再经过后置滤波器 L 与 C_6 进一步减小纹波, 获得 $+5V$ 稳压输出。RTN 为返回端。 L 采用 $10\mu H/2A$ 的磁珠, 能滤除开关噪声。

反馈电路由线性光耦合器 IC_2 (SFH615-2) 和稳压管 VD_2 (BZX79B3V9) 构成。 R_4 (150Ω) 为稳压管的偏置电阻, 可使稳定电流 $I_2 = 1V/150\Omega = 6.7mA$ 。输出电压 U_O 值取决于光耦合器中发光二极管正向压降 U_F (约 $1V$) 与稳压管的稳定电压 U_Z (约 $3.9V$)

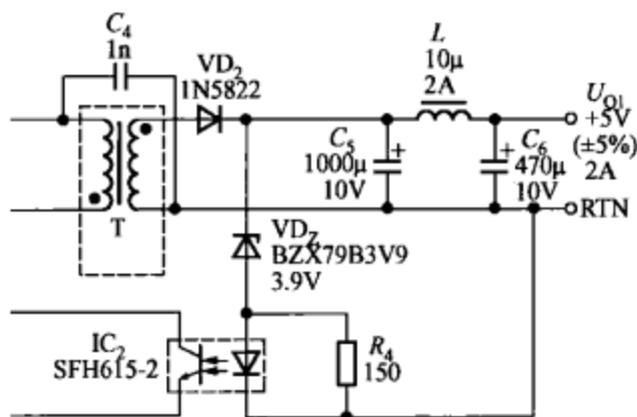


图 5-7-1 待机电源的光耦反馈电路 (局部)

之和, 即

$$U_O = U_F + U_Z \quad (5-7-1)$$

将 $U_F \approx 1V$ 、 $U_Z = 3.9V$ 代入式 (5-7-1) 中得到, $U_O \approx 4.9V$, 可近似为 $5V$ 。

二、通用开关电源的光耦反馈电路

某通用开关电源的直流输入电压为 $+250 \sim 380V$, 输出为 $+48V$ 、 $5.2A$ ($250W$), 电源效率可达 84% 。通用开关电源的光耦反馈电路 (局部) 如图 5-7-2 所示。二次绕组电压首先经过 VD_2 、

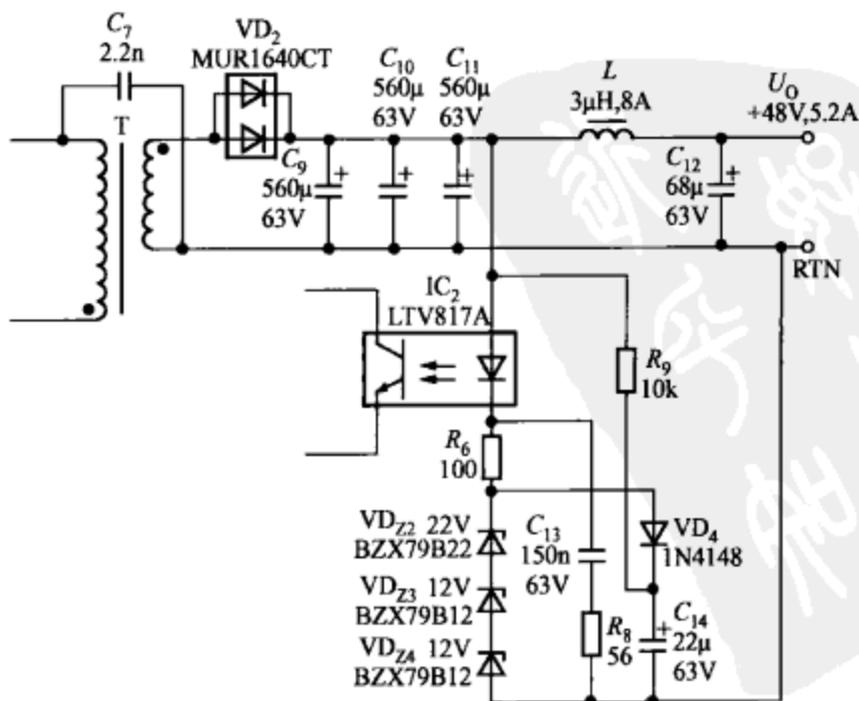


图 5-7-2 通用开关电源的光耦反馈电路 (局部)

$C_9 \sim C_{11}$ 整流和滤波, 再通过 L 、 C_{12} 滤除开关噪声之后, 获得稳定的直流输出电压 U_0 。为减小滤波电容的等效电感, 现将 C_9 、 C_{10} 和 C_{11} 并联使用。

由于输出电压为 +48V, 现将 3 只稳压管 VD_{Z2} (BZX79B22)、 VD_{Z3} (BZX79B12) 和 VD_{Z4} (BZX79B12) 串联使用, 它们的稳压值分别为 22V、12V、12V, 串联后的总稳压值 $U_Z = U_{Z4} + U_{Z2} + U_{Z3} = 46(V)$, 稳定电流 $I_Z = (U_0 - U_Z - U_F) / R_6 \approx (48V - 46V - 1V) / 100\Omega = 10 (mA)$ 。设光耦中红外发光二极管 LED 的正向压降为 U_F , 输出电压由下式确定

$$U_0 = U_{Z4} + U_{Z2} + U_{Z3} + U_F + U_{R6} \quad (5-7-2)$$

R_6 是 LED 的限流电阻, 它还决定控制环路的增益。二极管 VD_4 和电容 C_{14} 构成软启动电路。刚上电时, 由于 C_{14} 两端压降不能突变, 致使 VD_4 因负极接低电平而导通, 此时稳压管不工作。随着 C_{14} 被充电, 其两端的压降不断升高, 又使 VD_4 变成截止状态, 输出电压才建立起来。掉电后, C_{14} 上的电荷就经过 R_9 泄放掉。 C_{13} 和 R_8 为高压控制回路的频率补偿元件。

三、大功率音频功率放大器电源的光耦反馈电路

某大功率音频功率放大器电源的连续输出功率为 75W、峰值输出功率可达 126W。它属于多路输出反激式开关电源, 不仅稳压特性好, 还具有良好的瞬态响应及交叉负载调节率。5 路输出中包括两路主输出: U_{O1} (+26V、1.45A), U_{O2} (-26V、1.45A)。此外还有 3 路辅助输出: U_{O3} (+15V、150mA), U_{O4} (+5V、150mA), U_{O5} (-15V、150mA)。+26V、-26V 两路输出均可提供 1.45A 的连续输出电流 (或 2.42A 的峰值输出电流), 可用作 OCL 型音频功率放大器的电源。这种功率放大电路可采用 ±26V 双电源供电, 能省去输出电容, 改善音频功率放大器的低频响应。

大功率音频功率放大器电源的光耦反馈电路 (局部) 如图 5-7-3 所示。二次绕组电压首先经过 ±26V 的电压反馈电路由高增益光耦合器 IC_2 (PC817D)、稳压管 VD_{Z4} (1N5253B) 和 VD_{Z5} (1N5254B)、温度补偿二极管 VD_{15} 与 VD_{16} (两只 1N4148) 等构成。利用硅二极管的负温度系数可补偿稳压管的正压温度系数, 将温度变化对稳压值的影响减至最低。输出电压 U_0 由稳压管 VD_{Z4} 的稳定电压 U_{Z4} 、

VD_{Z5} 的稳定电压 U_{Z5} 、 R_{21} 上的压降 U_{R21} 、 VD_{15} 与 VD_{16} 的导通压降分别为 U_{VD15} 和 U_{VD16} 、光耦合器 PC817D 中 LED 的导通压降 U_F (即 U_{R22}) 来设定。有关系式

$$U_0 = U_{O1} + |U_{O2}|$$

$$= U_{Z4} + U_{Z5} + U_{R21} + U_{VD15} + U_{VD16} + U_F \quad (5-7-3)$$

其中, $U_{Z4} = 25V$, $U_{Z5} = 27V$, $U_{R21} + U_{VD15} + U_{VD16} \approx 2V$, $U_F \approx 1V$, 代入上式得到 $U_0 = 52V$ 。

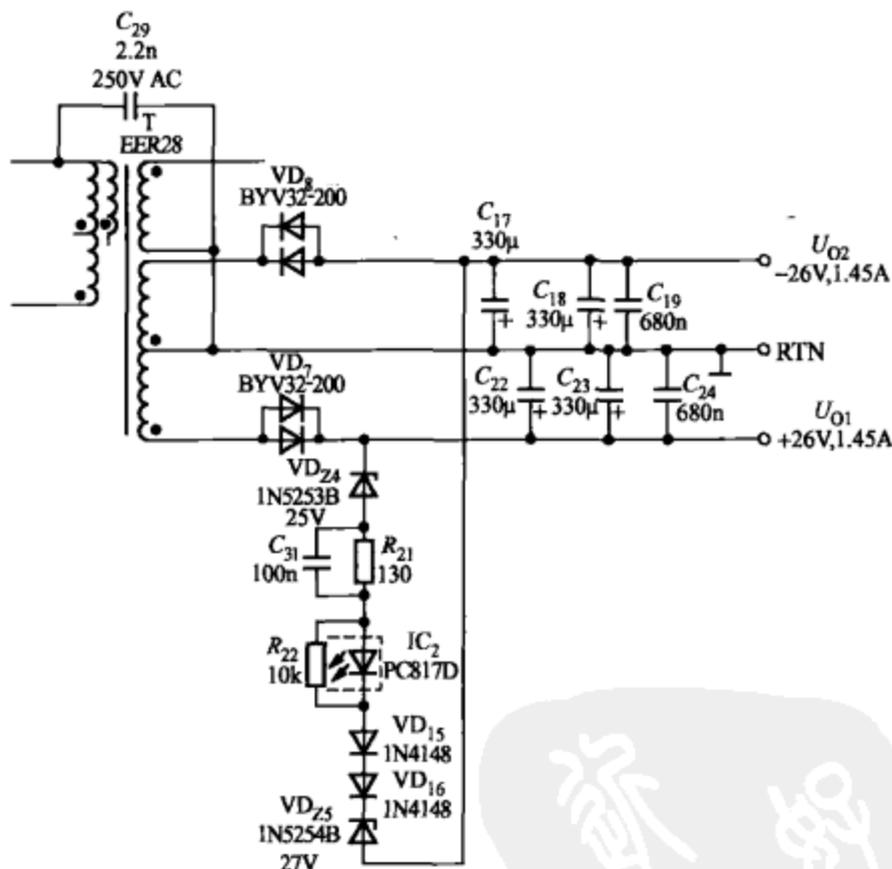


图 5-7-3 大功率音频功率放大器电源的光耦反馈电路 (局部)

第八节 精密光耦反馈电路的设计实例

精密光耦反馈电路是由光耦合器和可调式精密并联稳压器构成的。对单路输出式开关电源而言,电压调整率可达 0.2%,负载调整率约为 0.5%,适用于设计精密开关电源。下面通过几个典型实例介绍精密光耦反馈电路的设计。

一、由 TL431 构成的精密光耦反馈电路

1. 电源适配器的精密光耦反馈电路

电源适配器的精密光耦反馈电路（局部）如图 5-8-1 所示。该电源的交流输入电压范围是 90~265V，输出为 +19V、3.42A，电源效率超过 87.5%。二次绕组电压经过 VD_5 、 C_9 和 C_{10} 整流滤波，获得稳压输出。输出整流管 VD_5 采用 20A/60V 的肖特基对管 MBR2060CT。

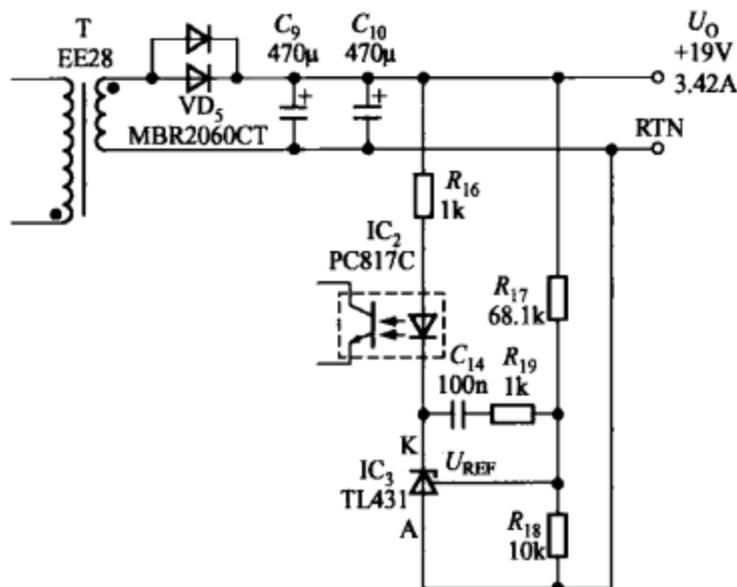


图 5-8-1 65W 电源适配器的精密光耦反馈电路（局部）

精密光耦反馈电路由 PC817C 和 TL431 组成。这里是用 TL431 型可调式精密并联稳压器来代替普通的稳压管，构成外部误差放大器，进而对 U_O 作精细调整。当输出电压 U_O 发生波动时，经电阻 R_{17} 、 R_{18} 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，在阴极 K 上形成误差电压，使光耦合器中的 LED 工作电流产生相应变化，再通过光耦合器去改变单片开关电源的控制端电流，进而调节输出占空比，使 U_O 维持不变，达到稳压目的。

2. 多路输出式待机电源的精密光耦反馈电路

某多路输出式待机电源的直流输入电压范围是 +200~375V，两路输出电压分别为 +5V/2A、+3.3V/2A，总输出功率为 16.6W。多路输出式待机电源的精密光耦反馈电路（局部）如图 5-8-2 所示。

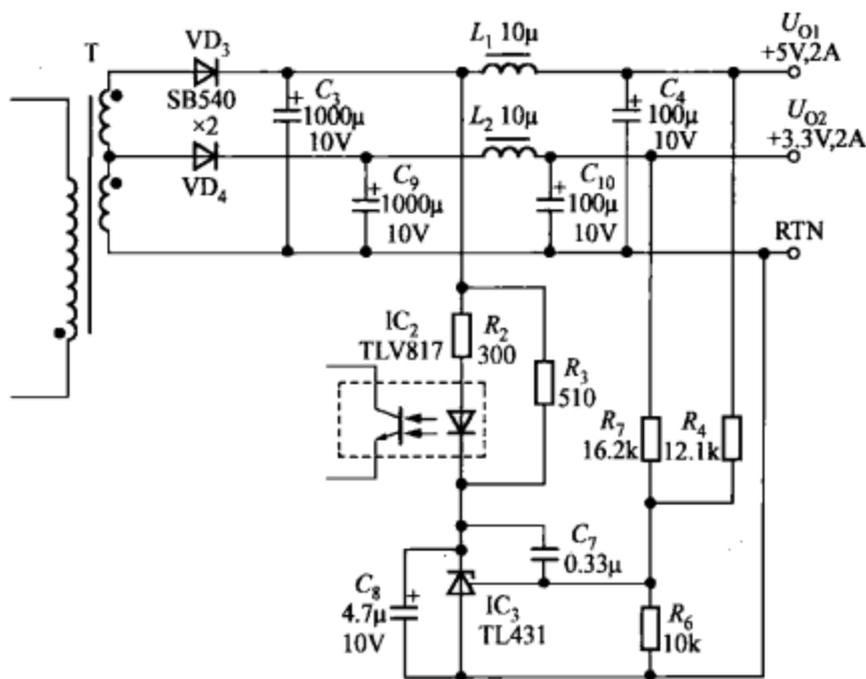


图 5-8-2 多路输出式待机电源的精密光耦反馈电路 (局部)

该开关电源以 +5V 作为主输出，3.3V 为辅助输出。由 R_7 、 R_4 、 R_6 组成两路取样电路，分别用来检测 +5V、+3.3V 输出。 R_2 用来设定环路的直流增益。 R_3 为 TL431 的偏置电阻。 C_7 为控制环路的相位补偿电容， C_8 为软启动电容。

3. LCD 显示器电源的精密光耦反馈电路

供液晶显示器使用的 +12V 和 +5V 双路输出式开关电源，采用隔离反激式变换器。交流输入电压为 90~265V，两路输出分别为 U_{O1} (+12V、2A)、 U_{O2} (+5V、2.2A)。总输出功率为 35W，满载时的电源效率超过 82%。LCD 显示器电源的精密光耦反馈电路 (局部) 如图 5-8-3 所示。

该电源采用交叉调节方式以改善两路输出的稳压特性。其特点是由 +12V 和 +5V 输出同时给 TL431 提供反馈信号，反馈比例系数可通过调节 R_{17} 、 R_{18} 和 R_{19} 的阻值来实现。当某一路输出电压因负载改变而发生变化时，能自动进行平衡调节。在极端情况下，当 +5V 输出带负载，而 +12V 输出空载时，就利用 R_{18} 和 VD_{23} 来提高交叉电压调节率。反馈电流通过光耦合器反馈到单片开关电源的控制端，通过调节占空比来提供稳定的输出电压。

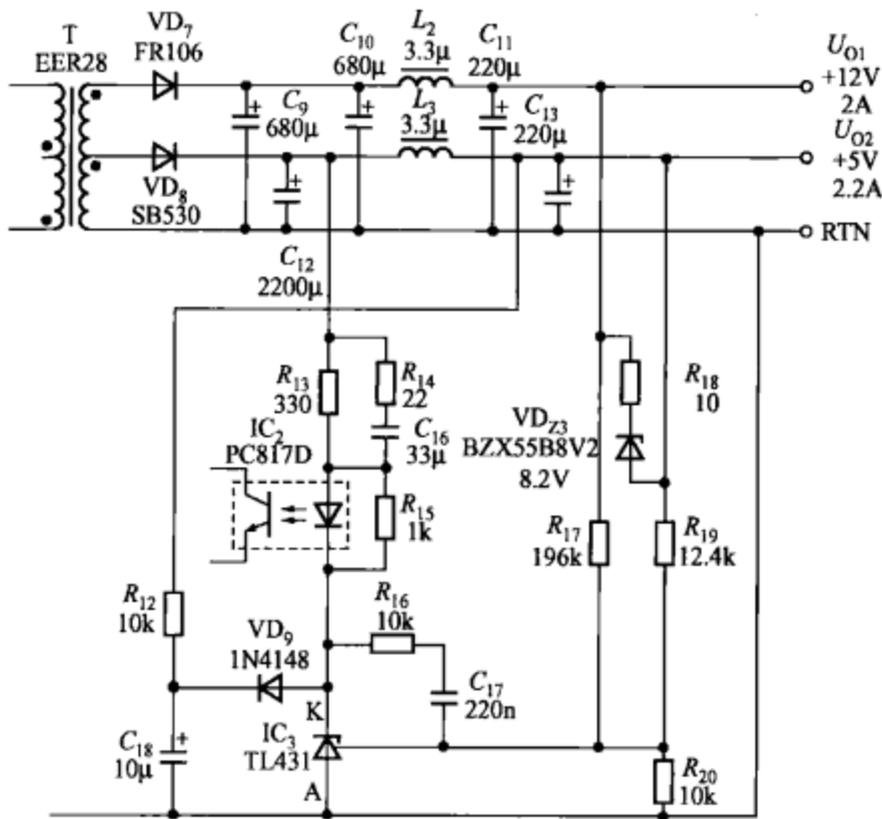


图 5 - 8 - 3 LCD 显示器电源的精密光耦反馈电路 (局部)

为避免刚接通电源时输出电压产生过冲现象，该电源还增加了软启动电容 C_{18} ，可确保在启动过程中输出无过冲现象。其作用如下：刚上电时由于 C_{18} 两端的压降不能突变，使得 $U_{KA} = 0V$ ，TL431 不工作。随着二次侧整流滤波器输出电压逐渐升高并由光耦合器中 LED 上的电流对 C_{18} 充电，使 C_{18} 上的电压不断升高，TL431 才逐渐转入正常工作状态，使输出电压在延迟时间内缓慢上升，最终达到稳定值。完成启动后，利用 VD_9 将 C_{18} 隔离到反馈环路之外，此时 C_{18} 上的电荷可经过 R_{12} 向 +5V 负载泄放掉。

二、由 NCP100 构成的精密光耦反馈电路

NCP100 在开关电源中的应用电路如图 5 - 8 - 4 所示。UC3842 (IC_1) 为 PWM 控制器，NCP100 (IC_2) 用作控制反馈回路的补偿放大器。输出电压通过 R_1 和 R_2 来设定，可获得比通常使用 TL431 更低的输出电压。其输出电压的最小值，就等于 NCP100 的最小阴极-阳极电压 $U_{KA(min)}$ (约 0.9V) 与光耦合器 (IC_3 ，包含 IC_{3a} 、 IC_{3b}) 中 LED 的正向导通压降 U_F (约 1.4V) 之和，即 $U_{O(min)} = U_{KA(min)} +$

$U_F \approx 2.3 \text{ (V)}$ 。

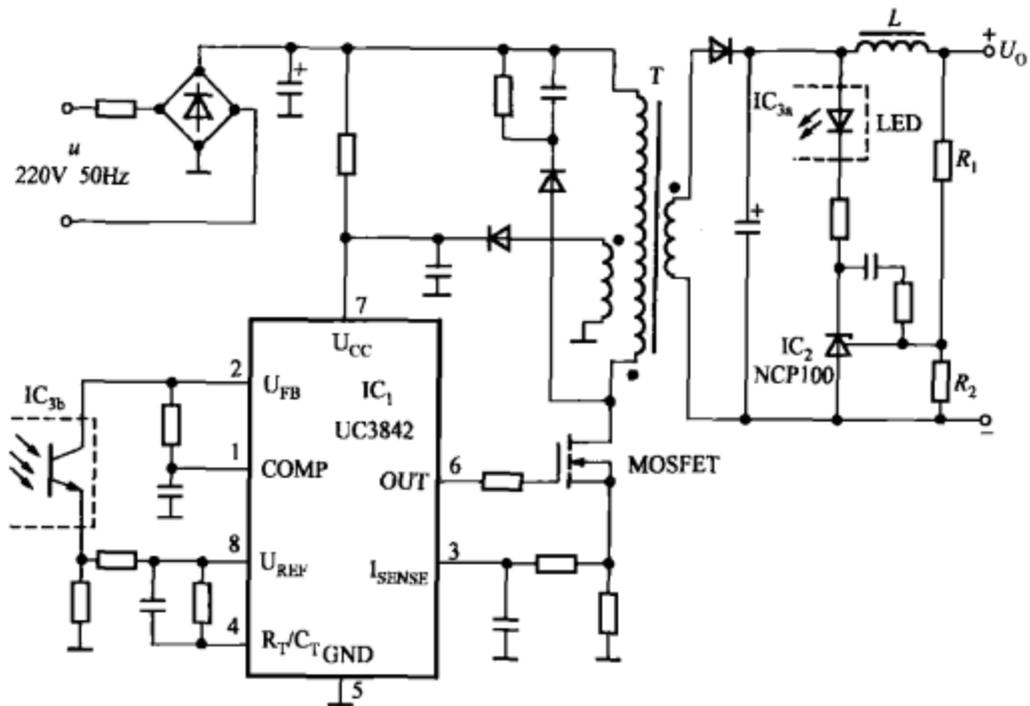


图 5-8-4 NCP100 在开关电源中的应用电路

● 第九节 控制端补偿及偏置电路的设计实例

一、控制端补偿电路的设计

TOPSwitch 系列单片开关电源的内部的控制环有两个极点。第一个极点的频率为 7kHz，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 17kHz，是由自动重新启动电容 ($47\mu\text{F}$) 和控制端动态阻抗 Z_C 而确定的。该极点适用于开关电源工作在不连续模式且占空比 $D \leq 50\%$ 的情况。

使用 TOPSwitch 单片开关电源时，需要从控制端来对内部控制环进行补偿。控制端的 3 种补偿电路如图 5-9-1 (a) ~ (c) 所示。图 5-9-1 (a) 中仅用一只 $47\mu\text{F}$ 补偿电容 C_1 。图 5-9-1 (b) 中，在 C_1 上串联一只 $2 \sim 15\Omega$ 的低阻值电阻 R ，以降低极点的频率值，这种补偿方法适合连续模式。图 5-9-1 (c) 中将 R 的阻值增

150

开关电源设计与应用系列书

开关电源设计入门与实例解析

加到 $15 \sim 100 \Omega$ ，目的是消除自动重启电容 C_1 对控制环路的影响。但此时须再增加旁路电容 C_2 ，且 R 不得超过 100Ω ，否则自动重启频率会显著升高。图 5-9-1 (c) 适用于不需要由 C_1 产生 17kHz 极点的情况。

二、偏置电路的设计

偏置电路是与光耦反馈电路配套使用的，可为光耦接收管（光敏三极管）提供偏压。

1. 典型的偏置电路

TOPSwitch 系列单片开关电源的典型偏置电路如图 5-9-2 所示。由偏置绕组 N_B 输出的电压经过 VD、 C_2 整流滤波，获得 $+12 \text{V}$ 偏置电压 U_{FB} ，给 TOPSwitch

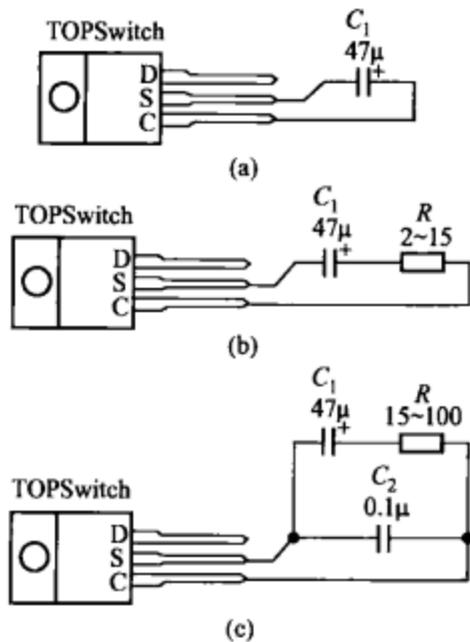


图 5-9-1 控制端的 3 种补偿电路
(a) 电容补偿电路；(b) 阻容补偿电路之一；
(c) 阻容补偿电路之二

witch 的内部电路提供偏压。由于 N_B 的输出电流较小，因此 VD 可采用硅高速开关二极管 1N4148，其最高反向工作电压 $U_{RM} = 75 \text{V}$ ，最大正向电流 $I_{FM} = 150 \text{mA}$ ，反向恢复时间 $t_{rr} = 4 \text{ns}$ 。当由于某种原因致使 $U_O \uparrow$ 时，所产生的误差电压就使光耦合器中 LED 的 $I_F \uparrow$ ，进而使光耦合器中接收管的 $I_E \uparrow$ ，控制端 (C) 的电流 $I_C \uparrow$ ，占空比 $D \downarrow$ ，导致 $U_O \downarrow$ ，从而实现了稳压目的。反之， $U_O \downarrow \rightarrow I_F \downarrow \rightarrow I_E \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow U_O \uparrow$ ，同样起到稳压作用。

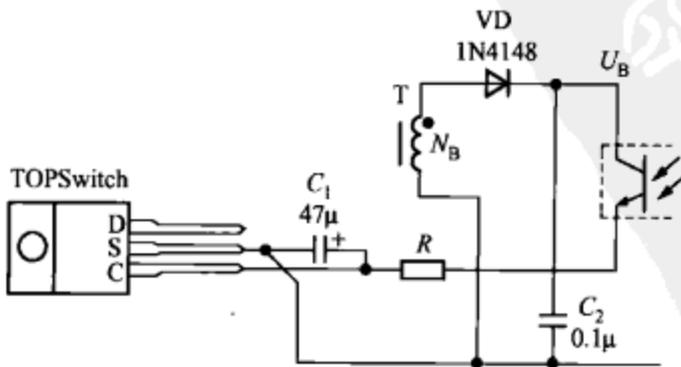


图 5-9-2 典型偏置电路

C_1 为控制端旁路电容，它可对控制环路进行补偿并设定自动重启频率。当 $C_1 = 47\mu\text{F}$ 时，自动重启频率为 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. 带过电压保护的偏置电路

一种带过电压保护的偏置电路如图 5-9-3 所示。这里使用一只 1N5231B 型 5.1V 、 20mA 的稳压管 VD_Z 来限制输出电压值。正常工作时控制端电压 $U_C = 5.7\text{V}$ 。一旦开关电源出现过电压故障，就导致偏置电压 U_B 迅速升高， VD_Z 立即被反向击穿，降控制端电压 U_C 钳位在 5.1V 。由于 $U_C < 5.7\text{V}$ ，就迅速关断功率开关管 (MOSFET)，起到保护作用。当光耦合器中的光敏三极管损坏或二次绕组开路时，该电路也能起到保护作用。1N5231B 可用国产稳压管 2CW340 代替。 R (47Ω) 为稳压管的偏置电阻。

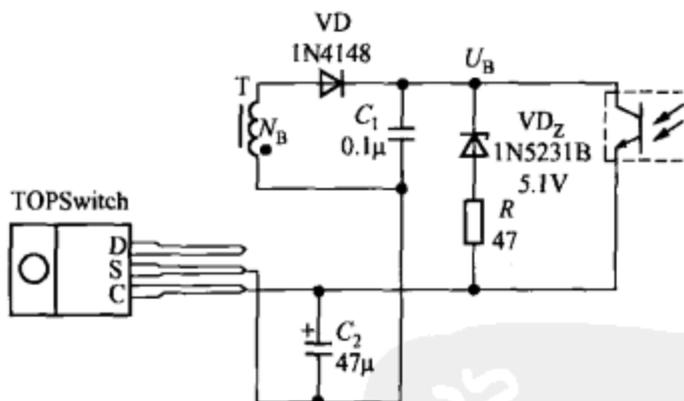


图 5-9-3 一种带过电压保护的偏置电路

开关电源整机电路的设计

开关电源整机电路的设计比较复杂。本章首先介绍由两种 PWM 控制器构成的开关电源整机电路设计,再介绍三种类型的单片开关电源整机电路设计,然后重点阐述开关电源设计方法与步骤、印制电路板设计、散热器设计等关键技术。

第一节 由 UC3842 构成的开关电源

传统的开关电源是由脉宽调制 (PWM) 控制器构成的,通过对脉冲宽度进行调制来实现稳压目的。

一、UC3842 的工作原理

1. UC3842 的性能特点

(1) UC3842 是目前使用较广的一种电流型、单端反激输出式脉宽调制控制器。它具有引脚少、外围电路简单、性能优良、价格低廉等优点,适合构成无工频变压器的 20~50W 小功率开关电源,是目前单端 PWM 的优选型号。同类产品还有 UC2842、UC3842A、UC3843A 等。最高开关频率为 500kHz。

(2) 频率稳定度达 0.2%。稳定性能好,电压调整率为 0.2% ($U_{CC}=12\sim 15V$),负载调整率为 0.3% ($I_O=1\sim 20mA$)。

(3) 具有输入端过电压保护、输出端过电流保护、欠电压锁定功能。

(4) 最高输入电压为 30V,最大峰值输出电流是 1A,平均电流为 0.2A,可驱动双极型功率管或双极型功率开关管或 MOSFET。正常工作电流是 15mA,最大功耗为 1W。经开关功率管后最大可输出 50W 功率。

2. UC3842 的工作原理

UC3842 大多采用 DIP-8 封装，引脚排列如图 6-1-1 所示。 U_{CC} 为芯片的工作电压端，刚启动时需接 +16V 电压。OUT 为脉宽调制信号的输出端，GND 为公共地， U_{REF} 为内部 5.0V 基准电压引出端。补偿端接外部阻容元件，可对控制环路进行补偿。输出电压经过取样电阻分压器获得反馈电压，接至反馈端。电流检测端需接外部电流检测电阻 R_S ， R_S 串联在功率开关管的电路中。 R_T/C_T 为外接定时电阻和定时电容的公共端。



图 6-1-1 UC3842 的引脚排列图

补偿端接外部阻容元件，可对控制环路进行补偿。输出电压经过取样电阻分压器获得反馈电压，接至反馈端。电流检测端需接外部电流检测电阻 R_S ， R_S 串联在功率开关管的电路中。 R_T/C_T 为外接定时电阻和定时电容的公共端。

UC3842 的内部框图如图 6-1-2 所示。主要包括：置位/复位电路 (S/R，输出高电平时将 PWM 锁存器置位，输出低电平把 PWM 锁存器复位)，5.0V 基准电压源 U_{REF} ，振荡器（亦称锯齿波发生器），误差放大器，电流检测比较器，PWM 锁存器，欠电压比较器，电流检测比较器，偏置电路，门电路，输出级（双极型功率开关管 VT_1 、 VT_2 ）。稳压管 VD_{Z1} 的作用是在启动过程中限制 U_{CC} 不超过 34V。利用稳压管 VD_{Z2} ，可将电流检测比较器的阈值电压设定为 1V。UC3842 的启动电压阈值电压为 16V；正常工作时最低工作电压为 10V，若 $U_{CC} < 10V$ ，则进行欠电压保护。

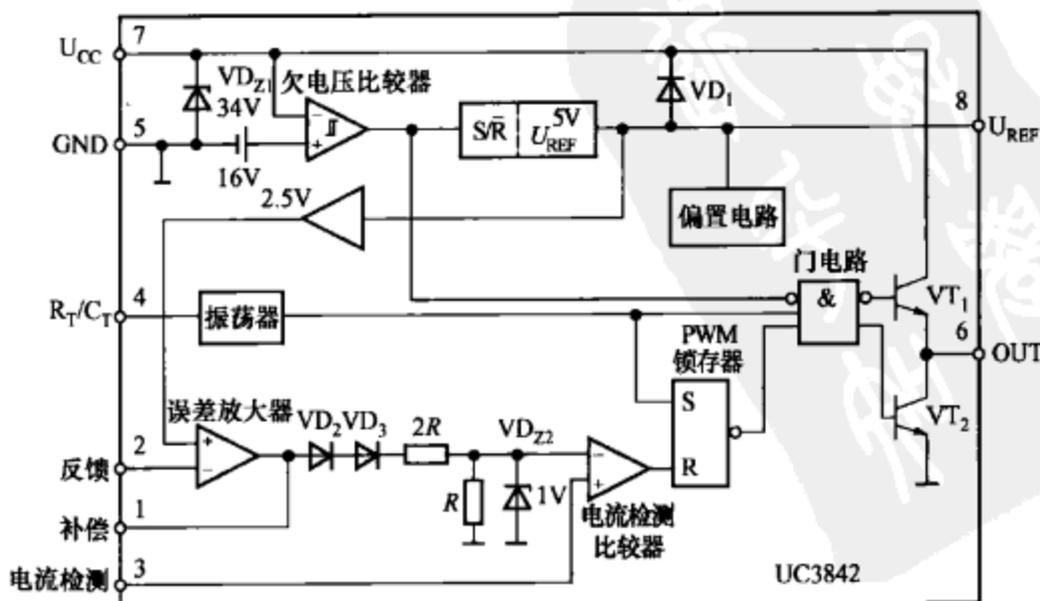
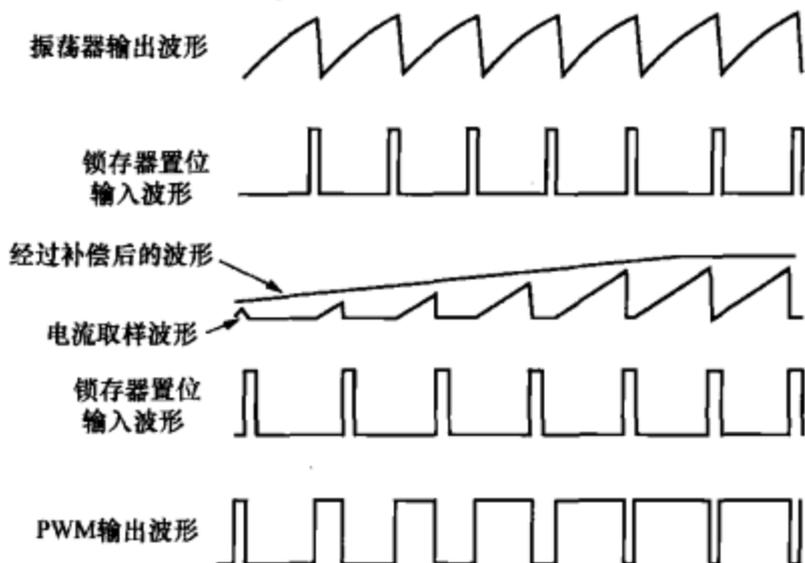


图 6-1-2 UC3842 的内部框图

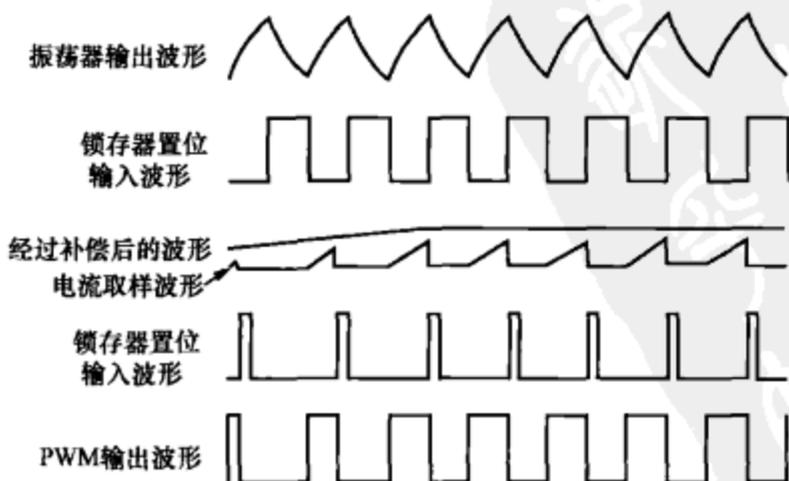
UC3842 采用单图腾柱式输出结构，其特征是输出级由两只 NPN 型晶体管 VT_1 、 VT_2 串联而成， VT_1 的集电极接电源 U_{CC} ， VT_1 的发射极接 VT_2 的集电极， VT_2 的发射极接地。两只管子的连接处作为输出端， VT_1 和 VT_2 是交替工作的。图腾柱输出的优点是上推和下拉的能力都很强，速度也很快。

UC3842 的时序波形如图 6-1-3 所示。振荡器的输出为锯齿波电压，其振荡频率即为开关频率，计算公式为

$$f \approx 1.8 / (R_T C_T) \quad (6-1-1)$$



(a)



(b)

图 6-1-3 UC3842 的时序波形

(a) R_T 选用大电阻，配小电容 C_T ；(b) R_T 选用小电阻，配大电容 C_T

不难看出，振荡频率取决于时间常数 $R_T C_T$ ，因此当 $R_T C_T$ 一定时， R_T 与 C_T 的数值可有多种搭配方式。图 6-1-3 (a) 为 R_T 选用大电阻配小电容 C_T ，图 6-1-3 (b) 为 R_T 选用小电阻配大电容 C_T 。这两种情况下的振荡频率相同，但锯齿波的形状不同。

UC3842 的最大峰值开关电流由外部电流检测电阻 R_S 来设定，计算公式为

$$I_{PK(max)} = 1.0V/R_S \quad (6-1-2)$$

二、UC3842 的驱动电路及启动方式

1. UC3842 的驱动电路设计

UC3842 能提供 $\pm 1A$ 的峰值驱动电流，可驱动双极型功率开关管或 MOS 场效应管 (MOSFET)，两种驱动电路分别如图 6-1-4 (a)、(b) 所示。图 6-1-4 (a) 采用双极型开关功率管 VT， R_1 (100Ω) 为基极限流电阻。 C_1 ($270pF$) 为加速电容，可使驱动脉冲的沿口陡直。 R_S 为电流检测电阻。由 R_2 和 C_2 构成的滤波器，可滤除电流取样波形中的前沿尖峰脉冲，以避免 UC3842 工作不稳。T 为高频变压器 (仅画出一一次绕组)。

图 6-1-4 (b) 采用 MOSFET 功率管。 R_1 ($10\sim 20\Omega$) 为串联在栅极上的阻尼电阻，能防止由 MOSFET 的输入电容和栅-源极分布电感而引起的自激振荡。

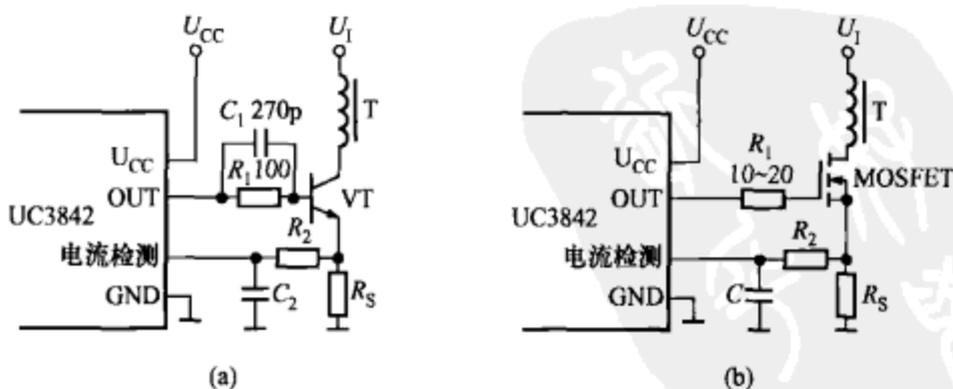


图 6-1-4 UC3842 的两种驱动电路

(a) 驱动双极型功率开关管；(b) 驱动 MOSFET

2. UC3842 的上电启动电路设计

开关电源刚通电时需要外部给 UC3842 提供直流工作电压，才能正常启动。UC3842 有多种启动方式，一种是将输入的直流高

压降压后给 UC3842 提供电源电压 (见图 6-1-6), 另一种是利用高压性稳压器构成启动电路。美国 Supertex 公司最新推出了 LR8 型高压输入式可调线性稳压器, 可构成开关电源上电启动电路, 如图 6-1-5 所示 (由 LR8 构成的另一种开关电源上电启动电路见图 6-6-8)。LR8 的输入电压范围是 13.2~450V (极限值为 480V), 输出电压可在 1.20~440V 范围内连续调节, 输出电流的极限值为 20mA。

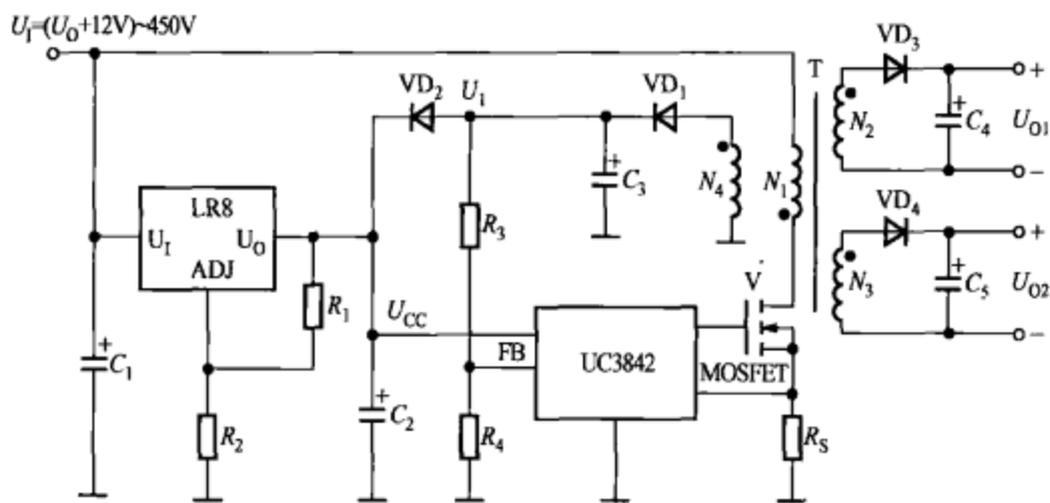


图 6-1-5 由 LR8 构成的开关电源上电启动电路

该电路的输入直流电压规定为 $(U_0 + 12V) \sim 450V$ 。T 为高频变压器, N_1 为一次绕组、 N_2 和 N_3 为二次绕组, N_4 为辅助绕组。刚启动时, UC3842 所需 +16V 工作电压 U_{CC} 由 LR8 提供。当开关电源转入正常工作后, N_4 上的高频电压就经过 VD_1 、 C_3 整流滤波得到 U_1 , 再经过 VD_2 给芯片供电, VD_2 为隔离二极管。UC3842 属于电流控制型 PWM, N_1 上的电流在过电流检测电阻 R_5 上建立的电压, 加至内部过电流检测比较器的同相端, 与反相端的误差电压 U_e 作比较, 进而控制输出脉冲的占空比, 使流过功率开关管的最大峰值电流始终受 U_e 的控制。只要 U_{RS} 达到 1V, 比较器就翻转, 输出为高电平, 将 PWM 锁存器置零, PWM 关断, 从而实现过电流保护。两路输出电压 U_{O1} 、 U_{O2} 的整流滤波电路分别由 VD_3 和 C_4 、 VD_4 和 C_5 组成。 VD_1 、 VD_2 采用快恢复二极管。输出整流管 VD_3 和 VD_4 应选用低压降的肖特基二极管。功率开关管采用 N 沟道 MOSFET。改变 R_1 、 R_2 值, 即可调节 LR8 的输出电压 (即启动电

压), 计算公式为

$$U_o = 1.20 \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (6-1-3)$$

三、UC3842 的典型应用

由 UC3842 构成 5V、7A 通用开关电源的总电路如图 6-1-6 所示。设计 $U_o = 5V$, $I_o = 7A$, $P_o = 35W$ 。开关功率管采用 IRF-PG407 型 N 沟道 MOS 管。该电路属于单端反激式变换器, 当开关功率管导通时, 整流二极管 VD_4 截止, 电能就储存在高频变压器 T 的一次侧绕组 N_1 中; 当开关功率管关断时 VD_4 导通, N_1 上储存的电能就传输给二次侧绕组 N_2 , 并经过 VD_4 、 C_{10} 整流滤波后向负载供电。其稳压过程是首先对输出电压进行取样, 然后依次经过误差放大器、电流检测比较器、PWM 锁存器、门电路和输出级, 去控制开关功率管的导通及关断时间, 最终达到稳压目的。需要指出, 取样电压是从偏置绕组 N_3 的整流滤波输出端引出的。

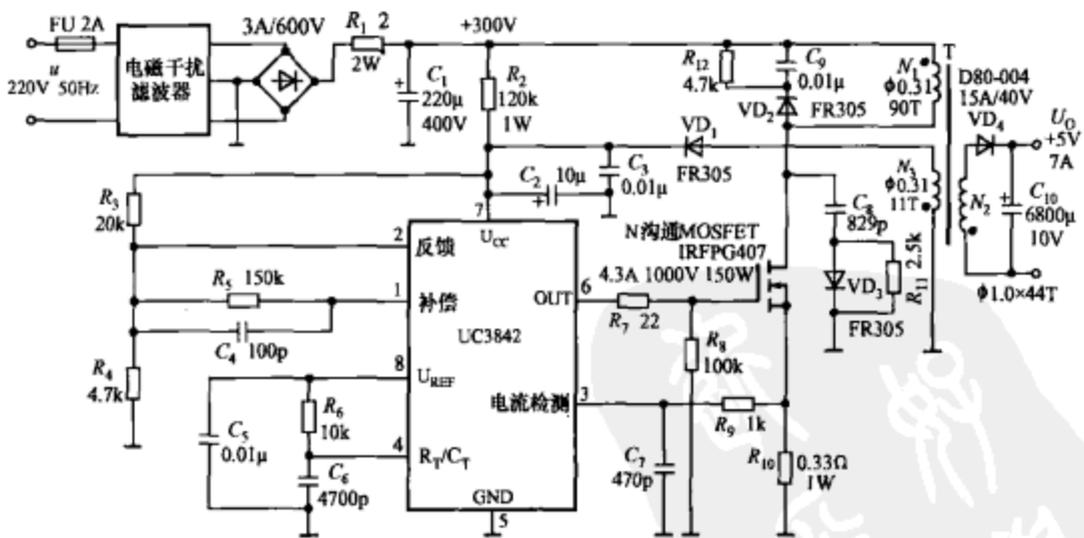


图 6-1-6 5V、7A 通用开关电源的总电路

刚启动时 UC3842 所需 +16V 工作电压由 R_2 、 C_2 电路提供。220V 交流电经桥式整流和电容滤波, 得到 +300V 直流高压, 再经 R_2 降压后接 U_1 端, 利用 C_2 的充电过程使 U_1 逐渐升至 +16V 以上, 从而实现启动。当开关电源转入正常工作后, N_2 上的高频电压经过 VD_1 、 C_2 整流滤波, 作为芯片的工作电压。UC3842 属于电流控制型 PWM, N_1 上的电流在电流检测电阻 R_{10} 上建立的电压, 加至

电流检测比较器的同相端，与反相端的误差电压 U_r 作比较，进而控制输出脉冲的占空比，使流过开关功率管的最大峰值电流始终受 U_r 的控制。只要 U_{R10} 达到 U_r 值 (U_r 的最大值为 1V)，比较器就翻转，输出为高电平，将 PWM 锁存器置零，使 PWM 关断。考虑到在开关功率管关断的瞬间，高频变压器的漏感会产生尖峰电压， N_1 上还会产生反向电动势，现利用 C_8 、 VD_3 、 R_{11} 、 R_{12} 、 C_9 、 VD_2 组成两级吸收回路，对开关功率管起到保护作用。 $VD_1 \sim VD_3$ 采用快恢复二极管。输出整流滤波电路由 VD_4 和 C_{10} 组成， VD_4 选用低压降的肖特基二极管。PWM 锁存器的作用是保证在每个时钟周期内只输出一个脉宽调制信号，可消除噪声干扰的影响。

输入欠电压锁定电路的开启电压为 16V，关断电压是 10V。仅当 $U_1 > 16V$ 时 UC3842 才能启动，此时芯片工作电流仅为 1mA，自馈电后变成 15mA。当输入欠电压时，开关功率管自行关断。此外，在芯片内部还有一只稳压管，一旦输入端出现高压，稳压管就将 U_1 钳位到 34V 上，起到了保护作用。

+5.0V 基准电压经过 R_6 给 C_6 充电， C_6 再经过芯片内部电路放电，于是在第 4 脚就得到锯齿波电压。取 $R_6 = 10k\Omega$ 、 $C_6 = 4700pF$ ，代入式 (6-1-1) 中得到 $f \approx 40kHz$ 。选 MOS 开关功率管时， f 可取 20~250kHz。采用双极型功率管时 f 不宜超过 40kHz。 R_5 、 C_4 用以调节误差放大器的增益和频率响应。偏置绕组的输出电压 U_1 经过 R_3 、 R_4 分压后作为比较电压。当电网电压升高导致输出电压升高时， $U_1 \uparrow \rightarrow U_r \downarrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow U_o \downarrow$ 。反之亦然。

第二节 由 SG3524 构成的开关电源

SG3524 为双端输出式 PWM 控制器，适合构成 100~500W 中功率推挽输出式开关电源。其同类产品还有 SG1524、SG2524。它们属于双闭环控制系统，由电压控制环和电流控制环组成，在两个环路的共同控制下能提高电压调整率指标。

一、SG3524 的工作原理

SG3524 采用 DIP-16 封装，引脚排列如图 6-2-1 所示。其中，第 1、2 脚分别为误差放大器的反相输入端和同相输入端。第 3 脚

为振荡器输出端。第 4、5 脚依次为限流比较器的电流检测+（同相输入端）、电流检测-（反相输入端）。第 6、7 脚分别接定时电阻与定时电容。第 9 脚为补偿端。第 10 脚为关断控制端，接高电平时能强迫 PWM 关断。E_A、E_B、C_A、C_B 分别为内部两只驱动管的发射极、集电极引出端，每路最大可输出 100mA 电流。U_I 端接 +5~30V 直流电源。U_{REF} 为 +5V 基准电压引出端。

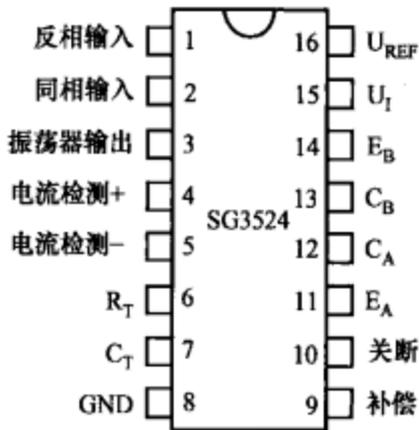


图 6-2-1 SG3524 的引脚排列图

SG3524 的内部框图如图 6-2-2 所示：主要包括 9 部分：① +5V 稳压器与基准电压源；② 振荡器；③ 误差放大器；④ PWM 比较器；⑤ 限流比较器；⑥ 触发器；⑦ 或非门（A、B）；⑧ 推挽式驱动管（VT₁、VT₂）；⑨ 关断电路。

SG3524 的内部框图如图 6-2-2

所示：主要包括 9 部分：① +5V 稳压器与基准电压源；② 振荡器；③ 误差放大器；④ PWM 比较器；⑤ 限流比较器；⑥ 触发器；⑦ 或非门（A、B）；⑧ 推挽式驱动管（VT₁、VT₂）；⑨ 关断电路。

① +5V 稳压器与基准电压源；② 振荡器；③ 误差放大器；④ PWM 比较器；⑤ 限流比较器；⑥ 触发器；⑦ 或非门（A、B）；⑧ 推挽式驱动管（VT₁、VT₂）；⑨ 关断电路。

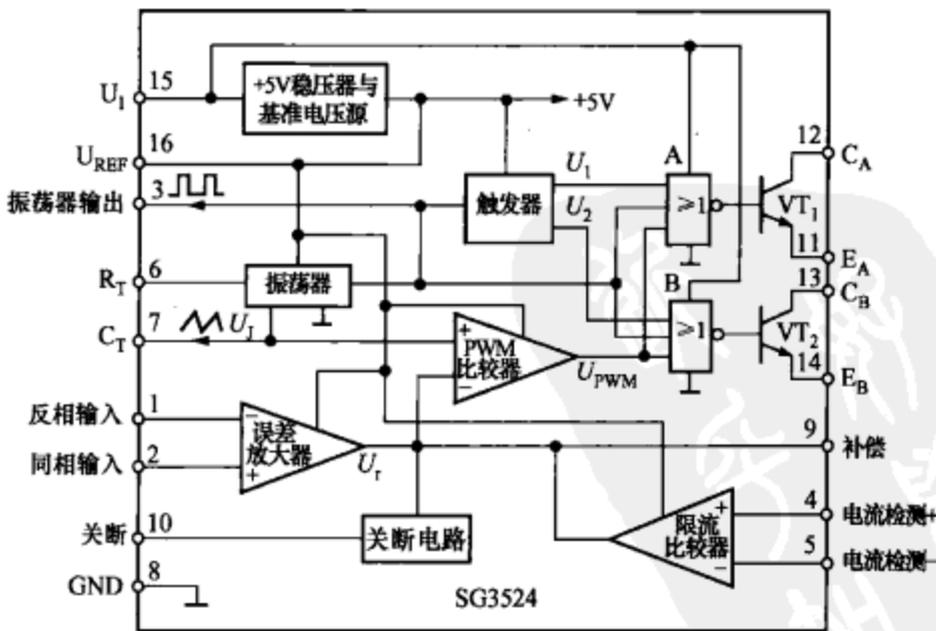


图 6-2-2 SG3524 的内部框图

+5V 稳压器属于小功率串联调整式稳压器，最大输出电流为 20mA。它除给各单元电路供电外，还作为 PWM 比较器的参考电压，并从第 16 脚输出。振荡器先产生锯齿波电压 U_J，再变换成矩形

波送至触发器、或非门，另外还从第3脚输出。振荡频率的公式为

$$f \approx 1.18 / (R_T C_T) \quad (6-2-1)$$

R_T 的阻值范围是 $1.8 \sim 100\text{k}\Omega$ ， $C_T = 0.001 \sim 0.1\mu\text{F}$ ，最高振荡频率为 300kHz 。输出电压经取样后接误差放大器的反相输入端，与同相端的基准电压进行比较后，产生误差电压 U_r ，送至 PWM 比较器的一个输入端，另一输入端则接锯齿波电压，由此可控制 PWM 比较器输出的脉宽调制信号 U_{PWM} 。最后依次通过或非门、推挽式功率放大和降压式输出电路，获得稳压输出。或非门 A、B 各有 3 个输入端，分别接触发器、振荡器以及 PWM 比较器的输出端，其特点是只要有一端为高电平，输出即为低电平。因触发器具有二分频作用，故开关频率 $f' = f/2$ 。它输出的两路信号 U_1 、 U_2 分别送至或非门 A、B。SG3524 的工作波形如图 6-2-3 所示， U_{T1} 、 U_{T2} 分别为 VT_1 、 VT_2 的驱动电压。每路输出的占空比调节范围是 $0 \sim 45\%$ 。制作几十瓦的小功率开关电源时，亦可将 VT_1 、 VT_2 做单端并联输出，此时 $f' = f$ ，占空比调节范围是 $0 \sim 90\%$ 。

限流比较器需外接电流检测电阻 R_s ，常态下输出为高电平，若 $U_{RS} > 200\text{mV}$ ，则输出为低电平，迫使误差电压 $U_r = 0$ ，立即将输出关断，起到过电流保护作用。关断电路能强行关断输出，将第 10 脚接高电平时 PWM 停止工作，接低电平或开路时 PWM 能正常工作。

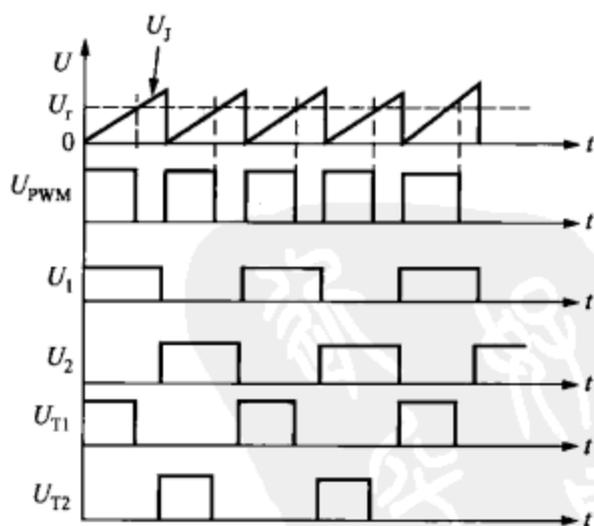


图 6-2-3 SG3524 的工作波形

二、SG3524 的典型应用

1. 由 SG3524 构成的 +5V、5A 开关电源

由 SG3524 构成双端推挽输出式 +5V、5A 开关电源的电路如图 6-2-4 所示。+5V 输出电压经取样电阻 R_1 、 R_2 分压后获得约 +2.5V 的取样电压，接至误差放大器反相输入端；+5V 基准电压经 R_3 、 R_4 分压成 +2.5V 电压，接同相输入端。当 $U_o \uparrow$ 时， $D \downarrow \rightarrow$

$U_o \downarrow$ ，即可使输出电压趋于稳定值。 R_5 、 C_2 分别为定时电阻与定时电容。取 $R_5 = 2k\Omega$ 、 $C_2 = 0.01\mu F$ 时， $f \approx 60kHz$ 。 R_6 、 R_7 分别为内部推挽式功率管 VT_1 、 VT_2 的上拉电阻。T 为高频变压器。输出电路中的全波整流器由肖特基二极管 VD_1 、 VD_2 组成。 L 为滤波电感， C_5 为滤波电容。 C_3 与 R_{10} 为误差放大器的补偿元件。 R_{11} 为电流检测电阻。

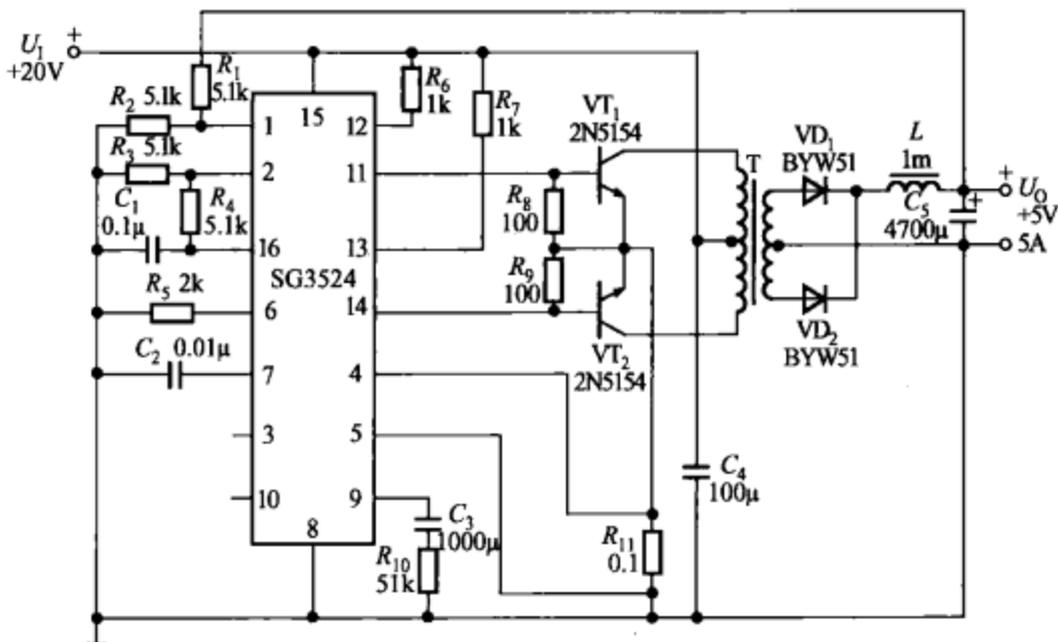


图 6-2-4 由 SG3524 构成双端推挽输出式 +5V、5A 开关电源电路

2. 由 SG3524 构成的微机开关电源

由 SG3524 构成微型计算机开关电源的电路框图和总电路分别如图 6-2-5、图 6-2-6 所示。电路中共使用 3 片集成电路： IC_1 (SG3524 型脉冲宽度调制器，简称脉宽调制器)、 IC_2 、 IC_3 (两片 NE555 定时器)。电路主要包括以下 5 部分：

(1) 桥式整流滤波器及辅助直流稳压电源。220V 交流电首先由电磁干扰滤波器 ($C_{30} \sim C_{33}$ 、 $L_1 \sim L_5$) 滤除从电网引入的噪声干扰，然后依次通过桥式整流器 (FI204)、大功率负温度系数的热敏电阻 (R_1 与 R_2)、滤波电容器 (C_1 和 C_2)，获得 +300V 直流高压，作为推挽式功率开关管的直流电源。220V 交流电还经过变压器 T_4 、 T_5 降压，再全波整流滤波后，得到辅助直流电源，作为 SG3524 的输入电源 U_1 。

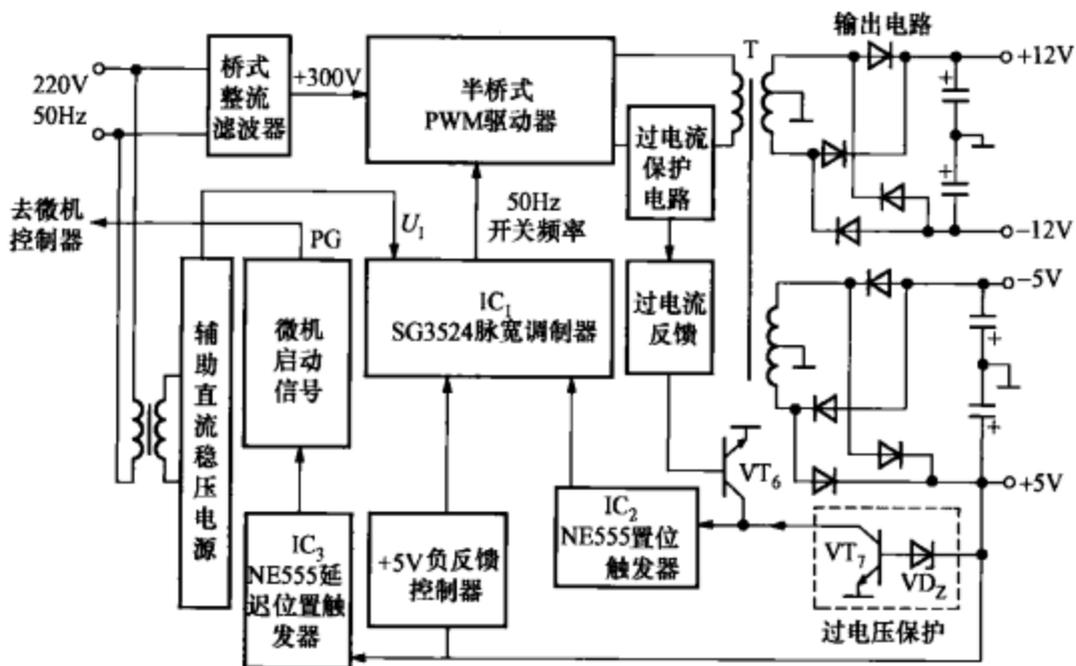


图 6-2-5 微型计算机开关电源的电路框图

(2) 脉宽调制器与驱动、输出电路。SG3524 采用双端输出方式，配推挽式驱动器，开关频率约为 50kHz。SG3524 内部包含 +5V 稳压器与基准电压源，振荡器，误差放大器，脉宽调制 (PWM) 比较器，限流比较器，触发器，门电路，推挽式驱动管，关断电路。从 SG3524 第 11、14 脚输出的脉宽调制信号，依次经过驱动管 VT_3 和 VT_4 、高频变压器 T_1 与 T_2 ，驱动功率开关管 VT_1 、 VT_2 ；再经过高频变压器 T_3 和降压式输出电路获得 $\pm 5V$ 、 $\pm 12V$ 四路稳压电源。开关电源还有一路输出专供机内的电风扇使用，以改善微机的散热条件。

(3) 过电流保护电路。过电流保护电路包括电流互感器 TA，二极管 $VD_{11} \sim VD_{15}$ ，阻容元件 R_{31} 、 RP_1 、 C_{27} ，晶体管 VT_6 、 VT_5 ，置位触发器 IC_2 (NE555)。当开关电源中任何一路输出发生短路故障，致使电流过大时，在 TA 上就感应出过电流信号，经整流滤波和 RP_1 分压后使 VT_6 导通， IC_2 的触发端 (第 2 脚) 变成低电平，从第 3 脚输出的高电平，就使得 VT_5 和 VT_{11} 导通，再通过 SG3524 强行关断输出级，令各路输出降为 0V，从而实现了过电流保护。

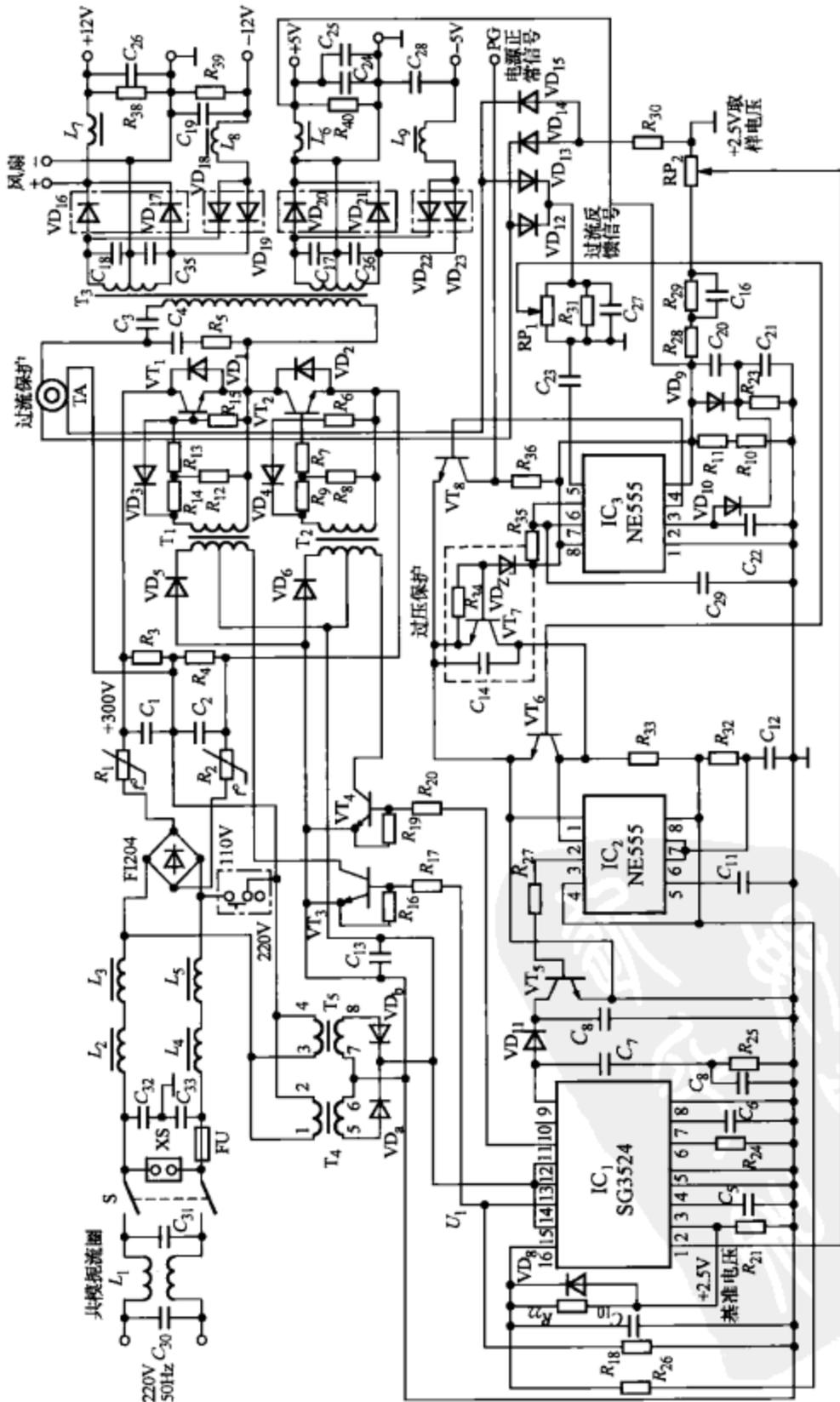


图 6-2-6 由 SG3524 构成微型计算机开关电源的总电路

(4) 过电压保护电路。过电压保护电路由稳压管 VD_2 、电阻 R_{34} 、晶体管 VT_7 和 VT_5 、置位触发器 IC_2 等组成。当 +5V 电源突然升高并超过规定值时, VD_2 被击穿后进入稳压区, 使 VT_7 导通, IC_2 的输出端变成低电平。此后的保护过程与过电流保护相同。

(5) 微机启动信号。鉴于通电后开关电源需经 100~500ms 的延迟时间才能达到稳定输出, 因此必须延迟启动微机。这里是由“电源正常端” PG (Power Good) 向微机发出一个高电平信号, 利用其上升沿作微机启动信号。刚开机时, 从 +5V 端引出的取样信号首先经过 C_{20} 和 C_{21} 分压, 因电容两端压降不能突变, 使得 VD_{10} 导通, 进而把延迟置位触发器 IC_3 (NE555) 的触发端钳位于 $U_{CC}/3$ 上, 由第 3 脚输出的高电平令 VT_8 导通, 将 R_{36} 上端的电位拉成 0V, 使信号 $PG=0$, 此时微机不能启动。只是经过一段延迟时间, 随着 C_{20} 和 C_{21} 充好电, 触发器变成高电平时, IC_3 才翻转, 从第 3 脚输出的低电平迫使 VT_8 截止。于是 +5V 电源就通过 R_{40} 发出电源正常信号 PG, 送至微机控制器, 允许启动微机。

◆ 第三节 由 TOPSwitch-GX 构成的开关电源

一、TOPSwitch-GX 系列的工作原理

1. 性能特点

TOPSwitch-GX 系列包括 TOP242P~TOP244P、TOP242G~TOP244G、TOP242R~TOP250R、TOP242Y~TOP250Y、TOP242F~TOP250F 等, 共 33 种型号。它们主要有以下特点:

(1) 该系列产品除具备 TOPSwitch-FX 系列的全部优点之外, 还将最大输出功率从 75W 扩展到 290W, 适合构成大、中功率的高效率、隔离式开关电源。

(2) 采用 TO-220-7C、TO-263-7C 和 TO-262-7C 封装的 TOP242~TOP250 产品, 新增加了线路检测端 (L) 和从外部设定极限电流端 (X) 这两个引脚, 用来代替 TOPSwitch-FX 的多功能端 (M) 的全部控制功能, 使用更加灵活、方便。

(3) 将开关频率提高到 132kHz, 这有助于减小高频变压器及整个开关电源的体积。

(4) 当开关电源的负载很轻时,能自动将开关频率从 132kHz 降低到 30kHz (半频模式下则由 66kHz 降至 15kHz),可降低开关损耗,进一步提高电源效率。

(5) 采用了被称作 EcoSmart[®] 的节能新技术,显著降低了在远程通/断模式下芯片的功耗,当输入交流电压是 230V 时,芯片功耗仅为 160mW。

2. 工作原理

TOPSwitch-GX 的引脚排列如图 6-3-1 所示。其中, TO-220-7C、TO-263-7C 和 TO-262-7C 封装均有 6 个引出端,它们分别是控制端 C、线路检测端 L、极限电流设定端 X、源极 S、开关频率选择端 F、漏极 D。利用线路检测端 (L) 可实现四种功能:过电压 (OV) 保护;欠电压 (UV) 保护;电压前馈 (当电网电压过低时用来降低最大占空比);远程通/断 (ON/OFF) 和同步。而利用极限电流设定端 (X),可从外部设定芯片的极限电流。DIP-8B 和 SMD-8B 封装仍保留多功能端 M,并且未设置开关频率选择端 F,故等效于四端器件。其余引脚功能与 TOPSwitch-FX 相同。

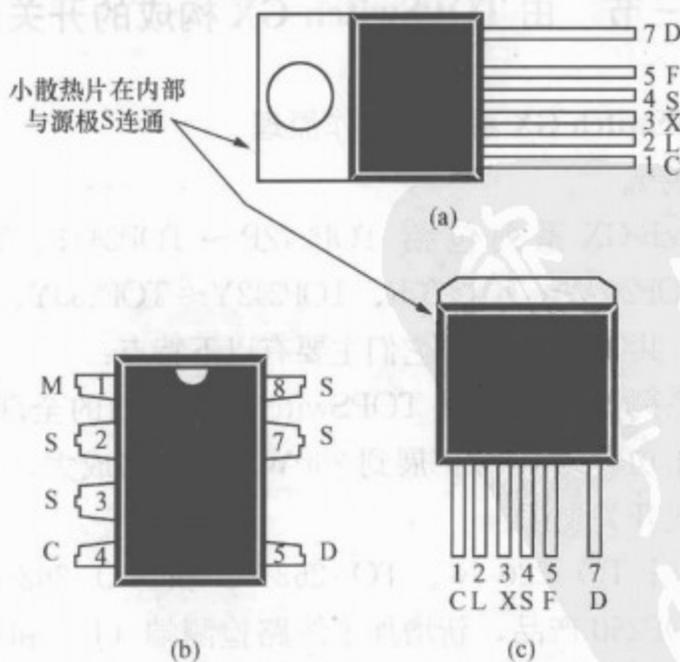


图 6-3-1 TOPSwitch-GX 的引脚排列图

(a) TO-220-7C (Y) 封装; (b) DIP-8B (P) 封装和 SMD-8B (G) 封装;
(c) TO-263-7C (R) 封装和 TO-262-7C (F) 封装

采用 Y 封装和 F 封装的 TOPSwitch-GX 系列产品功能最全，电路也最复杂，其内部框图如图 6-3-2 所示。电路主要由 18 部分组成：①控制电压源；②带隙基准电压源；③频率抖动振荡器；④并联调整器/误差放大器；⑤脉宽调制器（含 PWM 比较器和触发器）；⑥过电流保护电路；⑦门驱动级和输出级；⑧具有滞后特性的过热保护电路；⑨关断/自动重新启动电路；⑩高压电流源；⑪软启动电路；⑫欠电压比较器；⑬电流极限比较器；⑭线路比较器；⑮线路检测端和极限电流设定端的内部电路；⑯轻载时自动降低开关频率的电路；⑰停止逻辑；⑱开启电压为 1V 的电压比较器。它与 TOPSwitch-FX 的主要区别表现为：新增加了第⑯～⑱项单元电路；给电流极限调节器也增加了软启动输出端；将频率抖动振荡器产生的开关频率提升到 132kHz（全频模式）或 66kHz（半频模式）；给频率抖动振荡器增加了一个“停止逻辑”（STOP LOGIC）电路，使之工作更为可靠。TOPSwitch-GX 的工作原理仍然是利用反馈电流 I_c 来调节占空比 D ，达到稳压目的。举例说明，当输出电压 U_o 降低时，经过光耦反馈电路使得 I_c 减小，占空比则增大，输出电压随之升高，最终使 U_o 维持不变。

二、TOPSwitch-GX 的典型应用

由 TOP249Y 构成的高效率 70W（19V、3.6A）通用开关电源电路如图 6-3-3 所示。当环境温度不超过 40℃时，模块的外形尺寸可减小到 10.5cm×5.5cm×2.5cm。设计的交流输入电压范围是 85~265V，这属于全世界通用的电源范围。该电源能同时实现输入欠电压保护、过电压保护、从外部设定极限电流、降低最大占空比等功能。其主要技术指标为：额定输出功率 $P_o=70W$ ；负载调整率 $S_L\pm 4\%$ ；电源效率 $\eta\geq 84\%$ （当交流输入电压 $u=85V$ 时，满载效率可达 85%；当 $u=230V$ 时，电源效率高达 90%）； $u=230V$ 时的空载功率损耗 $<0.52W$ ；输出纹波电压 $\leq 120mV$ （峰-峰值）。

该电源共使用 3 片集成电路：TOP249Y 型 6 端单片开关电源（ IC_1 ）；线性光耦合器 PC817A（ IC_2 ）；可调式精密并联稳压器 TL431（ IC_3 ）。电阻 R_9 和 R_{10} 用来从外部设定功率开关管的漏极极限电流 I'_{LIMIT} ，使之略高于满载或输入欠电压时的漏极峰值电流 $I_{D(PK)}$ 。这就允许在电源启动过程中或输出负载不稳定但未出现饱和

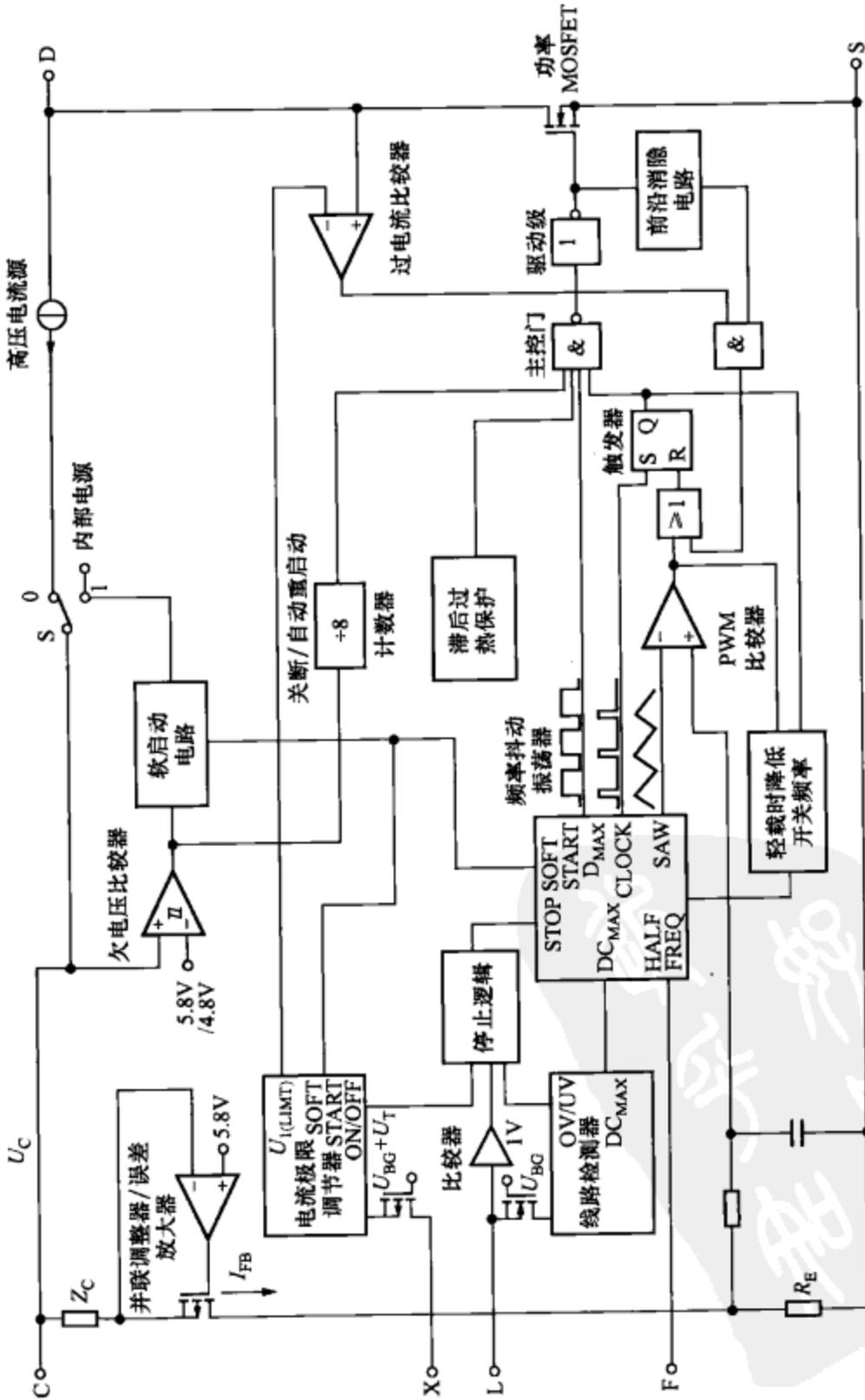


图 6-3-2 TOPSwitch-GX 的内部框图

的情况下,采用较小尺寸的高频变压器。当输入直流过电压时, R_9 和 R_{10} 还能自动降低最大占空比 D_{\max} ,对最大负载功率加以限制。 R_{11} 为欠电压或过电压检测电阻,并能给线路提供电压前馈,以减少开关频率的波动。取 $R_{11}=2\text{M}\Omega$ 时,仅当直流输入 U_1 电压达到100V时,电源才能启动。TOPSwitch-GX的欠电压电流 $I_{\text{UV}}=50\mu\text{A}$,过电压时的电流 $I_{\text{OV}}=225\mu\text{A}$ 。有公式

$$U_{\text{UV}} = I_{\text{UV}}R_{11} \quad (6-3-1)$$

$$U_{\text{OV}} = I_{\text{OV}}R_{11} \quad (6-3-2)$$

将 $R_{11}=2\text{M}\Omega$ 分别代入式(6-3-1)和式(6-3-2)中得到, $U_{\text{UV}}=100\text{V (DC)}$, $U_{\text{OV}}=450\text{V (DC)}$ 。过电压时最大占空比 D_{\max} 随流入X端的电流 I_x 的增大而减小,当 I_x 从 $90\mu\text{A}$ 增加到 $190\mu\text{A}$ 时,最大占空比 D_{\max} 就从78% (对应于 $U_{\text{UV}}=100\text{V}$)线性地降低到47% (对应于375V)。在掉电后,欠电压检测能在 C_1 放电时减少输出干扰,只要出现输出调节失效或者输入电压低于40V的情况,都会使TOPSwitch-GX关断。当开关电源受到450V以上的冲击电压时, R_{11} 同样可使TOP249关断,避免元器件受到损坏。

由 VD_2 和 VD_1 构成的漏极钳位电路,能吸收在MOSFET关断时由高频变压器一次绕组漏感产生的尖峰电压,保护MOSFET不受损坏。 VD_2 采用钳位电压为200V的P6KE200型瞬态电压抑制器, VD_1 选用UF4006型超快恢复二极管,其反向耐压为800V。将电容 C_{11} 和 VD_2 并联后,能减少钳位损耗。选择全频工作方式时,开关频率设定为132kHz。为了减小二次绕组和输出整流管的损耗,现将二次绕组分成两路,每路单独使用一只MBR20100型20A/100V的共阴极肖特基对管(VD_2 、 VD_3),然后并联工作。输出滤波电路由 C_2 、 C_3 、 L_1 、 C_4 和 C_{14} 构成。空载时, TOP249Y能自动降低开关频率,使得在交流230V输入时电源损耗仅为520mW。TOP249Y具有频率抖动特性,这对降低电磁干扰很有帮助。只要合理地选择安全电容 C_7 和EMI滤波器(L_2 、 L_3 、 C_6)的元件值,就能使开关电源产生的电磁辐射符合CISPR22 (FCCB)/EN55022B国际标准。将 C_7 的一端接 U_1 的正极,能把TOP249Y的共模干扰减至最小。需要指出, C_7 和 C_6 都称作安全电容,区别只是 C_7 接在高压与地之间,能滤除一次、二次绕组耦合电容产生

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”。

精密光耦反馈电路由 IC_2 、 IC_3 等组成。输出电压 U_O 通过电阻分压器 $R_4 \sim R_6$ 获得取样电压，与 TL431 中的 2.50V 基准电压进行比较后产生误差电压，再经过光耦去改变 TOP249Y 的控制端电流 I_C ，使占空比发生变化，进而调节 U_O 保持不变。偏置绕组的输出电压经 VD_4 、 C_{15} 整流滤波后，给光耦中的接收管提供偏压。 C_5 还与 R_3 一起构成尖峰电压滤波器，使偏置电压在负载较重时能保持恒定。 R_7 、 C_9 、 C_{10} 和 R_3 、 C_5 、 C_8 均为控制环路的补偿元件。

有关该电源的散热器设计，详见第九节中平板散热器的设计实例。

◆ 第四节 由 TinySwitch-III 构成的微型开关电源

TinySwitch-III 系列是 PI 公司最新推出的第三代微型单片开关电源产品。它具有高效节能、高度集成、低成本等特点，最大输出功率可达 36.5W。该系列产品包括 TNY274P ~ TNY280P、TNY274G ~ TNY280G 共 14 种型号。可广泛用于便携式电子产品充电器、DVD 播放器等家用电器中，还可构成计算机、服务器及液晶电视的待机电源。

一、TinySwitch-III 系列产品的工作原理

1. 性能特点

与第二代微型开关电源 TinySwitch-II 相比，TinySwitch-III 系列产品主要有以下特点：

- (1) TinySwitch-III 系列产品的功能更强大，电路设计更灵活。
- (2) TinySwitch-II 系列产品的最大输出功率为 23W (TNY268P/G 型)，TinySwitch-III 系列则提高到 36.5W (TNY280P/G 型)。
- (3) 通过选择 BP/M 端的电容量，可从外部设定内部漏极限流点。该系列产品中除 TNY274P/G 之外，每种型号都有 3 种不同的极限电流值可供用户选择，而无需使用其他引脚或外部元件。其优点是在用相邻型号进行替换时，不需要重新设计高频变压器，也不

用改变外围元件。

(4) 用户可分别从实现电源效率最大化、获得最大输出功率的角度来优化电源设计。选择较高的漏极限流点可获得更高的峰值功率，或者在敞开式电源模块中得到更高的连续输出功率。而较低的极限电流值可提高密封式电源适配器/电池充电器的效率。

(5) 它采用开/关控制方式，能在任何负载要求下达到恒定的电源效率，TinySwitch-III 能满足对待机电源及空载功耗节能标准的要求，空载功耗低于 150mW；增加偏置绕组后可降到 50mW 以下。

(6) 具有输入欠电压保护、输出过电压保护和功率开关管自适应导通时间延长功能。

2. 工作原理

TinySwitch-III 采用 DIP-8C 封装（简称 P 封装），或 SMD-8C 封装（简称 G 封装），引脚排列如图 6-4-1 所示。其中，S、D 分别为内部功率 MOSFET 的源极与漏极（4 个源极在内部连通）。EN/UV 为“使能/欠电压”双功能引出端，正常情况下，通过该端可控制功率 MOSFET 的通、断；若在该端与直流输入电压之间连接一只外部电阻，即可检测输入是否欠电压。BP/M 为旁路/多功能端，单纯作旁路端使用时，该端与地（S 极）之间接 $0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容。BP/M 端还具有多功能端的特性：首先是改变旁路电容的容量，即可设定漏极限流点；其次，该端还能提供关断功能，具体方法是在反馈电压的输出端与 BP/M 端之间接一只稳压管，即可实现输出过电压保护。

TinySwitch-III 的内部框图如图 6-4-2 所示，它与 TinySwitch-II 的工作原理基本相同。二者主要有以下区别：① TinySwitch-III 将旁路端（BP）改为旁路/多功能端（BP/M）；② 对部分电路参数作了精细调整，例如将 5.8V 稳压器改成 5.85V 稳压器，BP 端欠电压比较器的比较电压从 5.8V/4.8V 改为 5.85V/4.9V，内部稳压管的稳压值从 6.3V 改为 6.4V；③ 进一步降低了芯片的功耗，其漏极供电电流、BP/M 端充电电流等均明显低于 TinySwitch-II；④ 自动重启

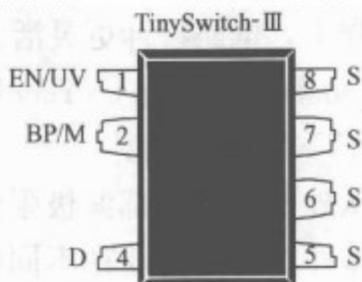


图 6-4-1 TinySwitch-III 系列的引脚排列图

了精细调整，例如将 5.8V 稳压器改成 5.85V 稳压器，BP 端欠电压比较器的比较电压从 5.8V/4.8V 改为 5.85V/4.9V，内部稳压管的稳压值从 6.3V 改为 6.4V；③ 进一步降低了芯片的功耗，其漏极供电电流、BP/M 端充电电流等均明显低于 TinySwitch-II；④ 自动重启

动时的占空比降为 3%，进一步限制了出现短路或开环故障时的最大输出功率。增加了输出过电压保护（OVP）及延长导通时间等功能。

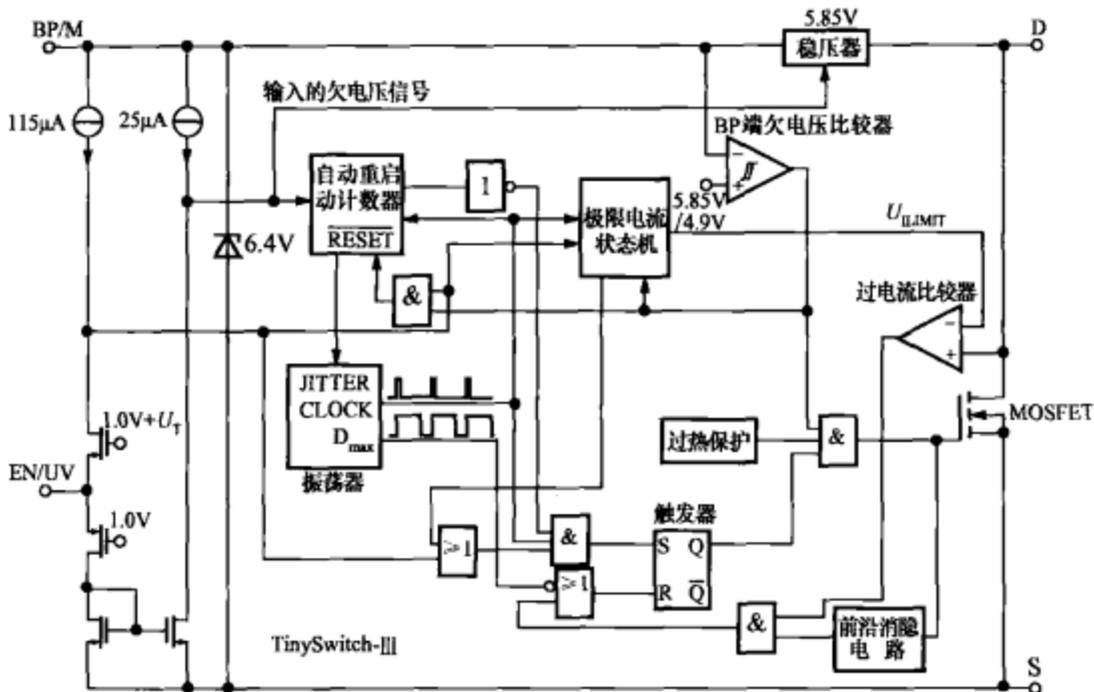


图 6-4-2 TinySwitch-III 的内部框图

二、TinySwitch-III 系列产品的典型应用

由 TNY278P 构成通用输入、12W (+12V/1A) 微型开关电源的总电路如图 6-4-3 所示。该电源具有欠电压/过电压保护功能，电源效率大于 80%，在交流 265V 输入时的空载功耗低于 50mW。电路中使用两片集成电路：IC₁ (TNY278P)、IC₂ (PC817A 型光耦合器)。图中的 R₅*、R₈* 均为可选件，而 C₇ 的电容量与所选择的极限电流值有关。

85~265V 交流电经过输入保护电路及整流滤波电路后获得直流高压，接至一次绕组的一端，一次绕组的另一端接 TNY278P 内部功率 MOSFET 的漏极。FU 为 3.15A 熔丝管，起到过电流保护作用。VSR 是标称电压为交流 275V 的压敏电阻，能吸收浪涌电压，起过电压保护作用。由 C₁、L₁、C₂ 构成的输入滤波器用于滤除串模干扰。一次侧钳位电路由 P6KE150A 型瞬态电压抑制器 VD_{Z1} (TVS)，阻塞二极管 VD₅，阻容元件 C₃、R₁ 及 R₂ 组成，可

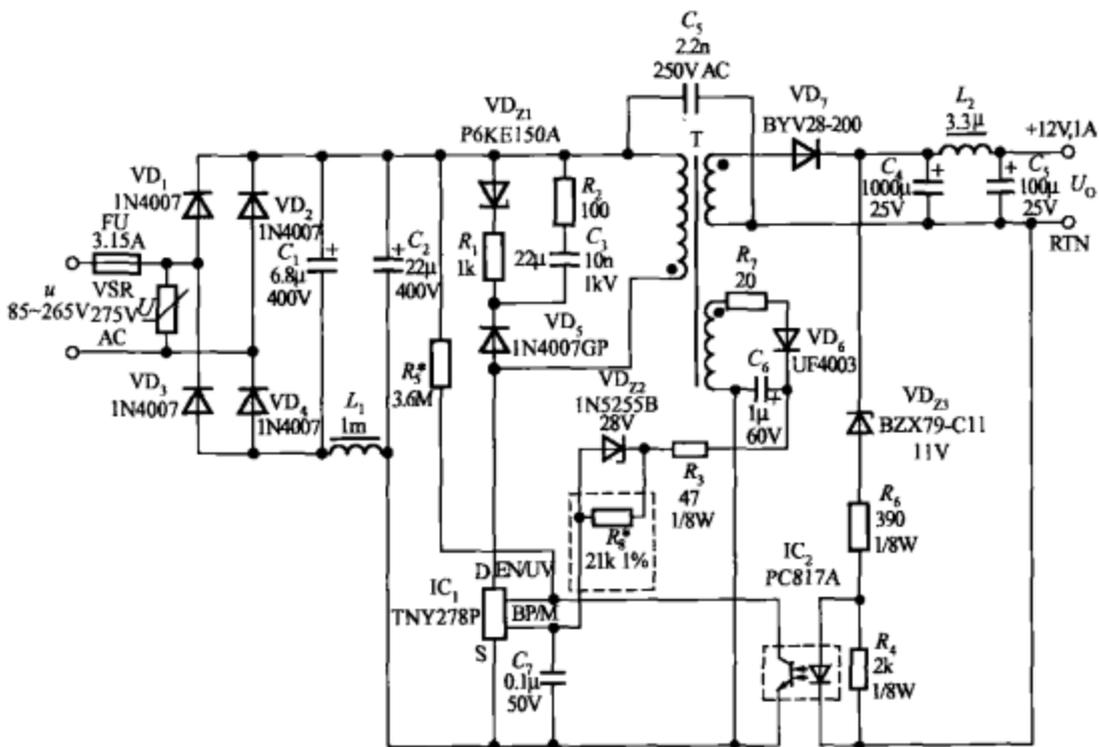


图 6-4-3 12W 微型开关电源的总电路

将漏感产生的尖峰电压限制在安全范围以内。 R_2 、 C_3 还可抑制高频振荡。将 TVS 钳位电路与并联式 RC 型吸收电路相结合，不仅能降低电磁干扰 (EMD)，还能提高电源效率。由于 R_2 可限制 VD_5 的反向电流，因此 VD_5 允许采用低成本的 1N4007GP 型 1A/1000V 玻璃钝化式整流管来代替快恢复二极管，其反向恢复时间低于 $2\mu\text{s}$ ；但不得使用普通的 1N4007 型整流管，否则会降低电源效率并增加串模干扰。

二次绕组的输出电压经过 VD_7 整流，再经过 C_4 、 L_2 和 C_5 滤波后获得直流输出电压 U_o 。 VD_7 采用 BYV28-200 型超快恢复二极管，其额定整流电流 $I_d = 3.5\text{A}$ ，最高反向工作电压 $U_{RM} = 200\text{V}$ 。 L_2 采用铁氧体磁珠，能抑制开关噪声。磁珠是近年来问世的一种超小型的非晶合金磁性材料，外形尺寸为 $\phi 2.5 \times 3$ (mm)，电感量仅为几至几十微亨。 C_5 为安全电容 (亦称作 Y 电容)。

该电源采用配稳压管的光耦反馈电路。由 VD_{23} 提供参考电压，当输出电压 U_o 发生波动时，在光耦合器 PC817A 内部的 LED 上可获得误差电压。因此，该电路相当于给 TNY278P 增加了一个外部

误差放大器，再与内部误差放大器配合使用，即可对 U_o 进行调整。当 U_o 超过 VD_{z2} 的稳定电压 (U_z) 与 PC817A 中 LED 正向电压降 (U_F) 之和时，经光耦合器产生的电流将超过使能端的阈值电流，就强迫关断一个开关周期。若 $U_o < U_z + U_F$ ，则使能一个开关周期。通过调节工作周期的数量，即可对输出电压进行精确地调节。倘若负载变轻，则工作周期数亦随之减少，从而降低了开关损耗，即使轻载时也能提供恒定的效率。

由于 TNY278P 采用自供偏压方式，因此一般情况下高频变压器不需要增加偏置绕组。但使用偏置绕组可实现输出过电压保护功能，当反馈环路出现开路故障时还能保护负载不受损坏。当输出端出现过电压情况时，若偏置电压超过 VD_{z2} 与 BP/M 端电压之和 ($28V + 5.85V$)，则电流开始流进 BP/M 端。此电流超过 $5mA$ 时，TNY278P 内部的锁存关断电路将被激活，将输入电路断开，起到保护作用。一旦 BP/M 端电压下降到 $2.6V$ 以下时，TNY278P 内部的锁存关断电路又被重置。 R_8 为可选件，不接 R_8 时，在交流 $265V$ 输入时的空载功耗为 $140mW$ ；接上 R_8 后可降至 $40mW$ 。

EN/UV 端的欠电压阈值电流为 $25\mu A$ ，在 EN/UV 端与直流输入端之间串联一只欠电压阈值设定电阻 R_5 。取 $R_5 = 3.6M\Omega$ 时，欠电压阈值 U_{UV} 约为 $90V$ 。当直流输入电压正常时， $U_1 \approx 300V$ ，EN/UV 端的电压为 $1.2V$ ，该端的输入电流 $I_{EN/UV} \approx (300V - 1.2V) / 3.6M\Omega = 83(\mu A) > 25\mu A$ ，此时欠电压保护电路不起作用。一旦 U_1 低于 $90V$ ，使 $I_{EN/UV} = (90V - 1.2V) / 3.6M\Omega = 24.6(\mu A) < 25\mu A$ ，欠电压保护电路就强迫功率 MOSFET 关断，直到 $I_{EN/UV}$ 超过 $25\mu A$ ，TNY278P 才转入正常工作。

关于该电源的散热器设计，详见第九节中 PCB 散热器的设计实例。

◆ 第五节 由 PeakSwitch 构成具有峰值输出能力的开关电源

PeakSwitch 系列峰值功率输出式单片开关电源，该系列产品包括 PKS603P、PKS604P/Y/F ~ PKS606P/Y/F、PKS607Y/F 共 12

种型号。最大连续输出功率 $[P_{OM}]$ 范围是 13~75W，最大峰值输出功率 $[P_{OM(PK)}]$ 范围是 32~127W。可满足在短时间内要求峰值输出功率很高的领域，例如喷墨打印机、音频功率放大器、数字视频录像机 (Digital Video Recorder, DVR)、数据存储设备电源、直流电动机驱动器等。

一、PeakSwitch 系列产品的工作原理

1. 性能特点

(1) PeakSwitch 系列产品可满足对峰值输出功率与连续输出功率的比值要求很高的应用， $P_{OM(PK)}/P_{OM}$ 可达 1.60~2.78。这表明，PeakSwitch 具有很强的过载能力，只需采用连续输出功率较小的芯片，即可满足较大峰值输出功率的需要。

(2) PeakSwitch 内部包含反向击穿电压为 700V 的功率 MOSFET、带频率抖动的振荡器、高压电流源、自动重新启动电路、输入欠电压检测电路、限流保护及过热保护电路。它具有良好的负载瞬态响应，并能显著降低音频噪声及电磁干扰 (EMI)。PeakSwitch 的开关频率达到 277kHz，可采用尺寸较小的高频变压器并能减少外围元件数量。

(3) 它采用 PI 公司的 EcoSmart[®] 节能技术，其电源效率可超过 80%。在交流输入为高电压的情况下，当输入功率 $P_i=1W$ 时，待机 (standby) 输出功率 $P_o \geq 0.6W$ ；在 $P_i=3W$ 时，睡眠模式 (Sleep Mode) 下的输出功率 $P_o \geq 2.4W$ 。当交流输入电压 $u=265V$ 时，空载功耗低于 200mW。

(4) 高性价比。PeakSwitch 与谐振式变换器 RCC (Ringing Choke Converter, 直译为振铃阻塞式变换器) 或由分立元件构成开关电源的设计方案相比，具有更高的性价比。RCC 为单端反激式开关电源的一种拓扑结构，它属于利用间歇振荡器构成自激振荡的反激式电源变换器，可广泛用于 50W 以下的开关电源中。RCC 具有结构简单，成本低廉，由输入电压与输出电流改变频率的特点。

(5) 采用简单的开/关控制器，无需环路补偿，从而简化了外围电路设计。

2. 引脚功能

PeakSwitch 有 5 种封装形式 (括号内为简称)：TO-220-7C

(Y) 封装, DIP-8B (P) 封装, SMD-8B (G) 封装, TO-263-7C (R) 封装, TO-262-7C (F) 封装。引脚排列如图 6-5-1 所示。其中, DIP-8B (P) 封装与 SMD-8B (G) 封装的外形相似, 仅封装尺寸不同, 因此可简化为同一种类型; 同理, TO-263-7C (R) 封装与 TO-262-7C (F) 封装也可简化为一种类型。TO-220-7C、TO-263-7C 和 TO-262-7C 均有 6 个引出端, 它们分别是漏极 D, 源极 S, 使能 (即开关控制)/欠电压引出端 EN/UV, 接地端 GND, 旁路端 BP (外接 $0.33\mu\text{F}$ 旁路电容), NC 为空脚, 因此可等效于五端器件。其中 D、S 端分别接内部功率 MOSFET 的漏极和源极。EN/UV 为“使能/欠电压”双功能引出端, 正常工作时由此端控制内部功率 MOSFET 的通断, 当该端输出电流超过 $240\mu\text{A}$ 时, 禁止 MOSFET 工作; 该端还可用于输入欠电压检测, 具体方法是在 EN/UV 端与输入直流电压 U_1 之间接一只 $4\text{M}\Omega$ 电阻, 未接电阻时无此项功能。DIP-8B 有 4 个 S 端, 均应焊到印制板的公共地线区域。

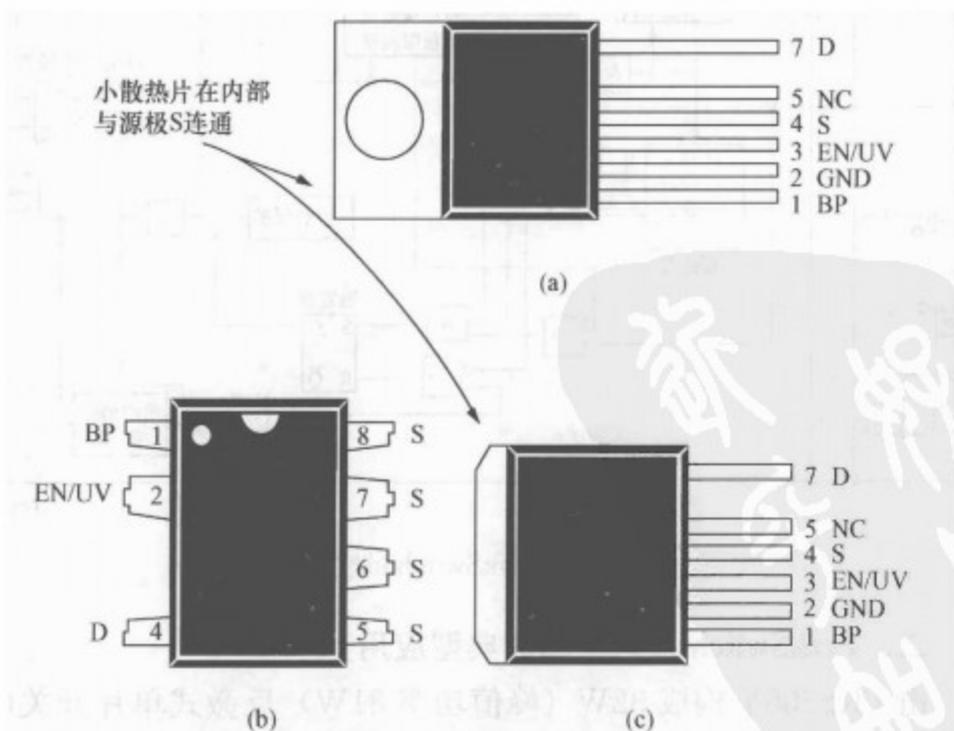


图 6-5-1 PeakSwitch 的引脚排列图

(a) TO-220-7C 封装; (b) DIP-8B 封装和 SMD-8B 封装;

(c) TO-263-7C 封装和 TO-262-7C 封装

3. 工作原理

PeakSwitch 内部集成了一个耐压为 700V 的功率 MOSFET 和一个开/关控制器。与传统的 PWM 控制器不同，它采用一个简单的开/关控制器来调节输出电压。其功能框图如图 6-5-2 所示。主要包括振荡器，5.8V 稳压器，旁路端钳位用的 6.3V 稳压管，极限电流状态机/自适应极限电流调整电路，BP 端欠电压比较器、过电流比较器及过热保护电路，锁存关断/自动重新启动计数器，开/关控制器（含检测与逻辑电路）。PeakSwitch 的工作原理与 TinySwitch-II、III 有许多相似之处。下面仅介绍其新增加的功能。

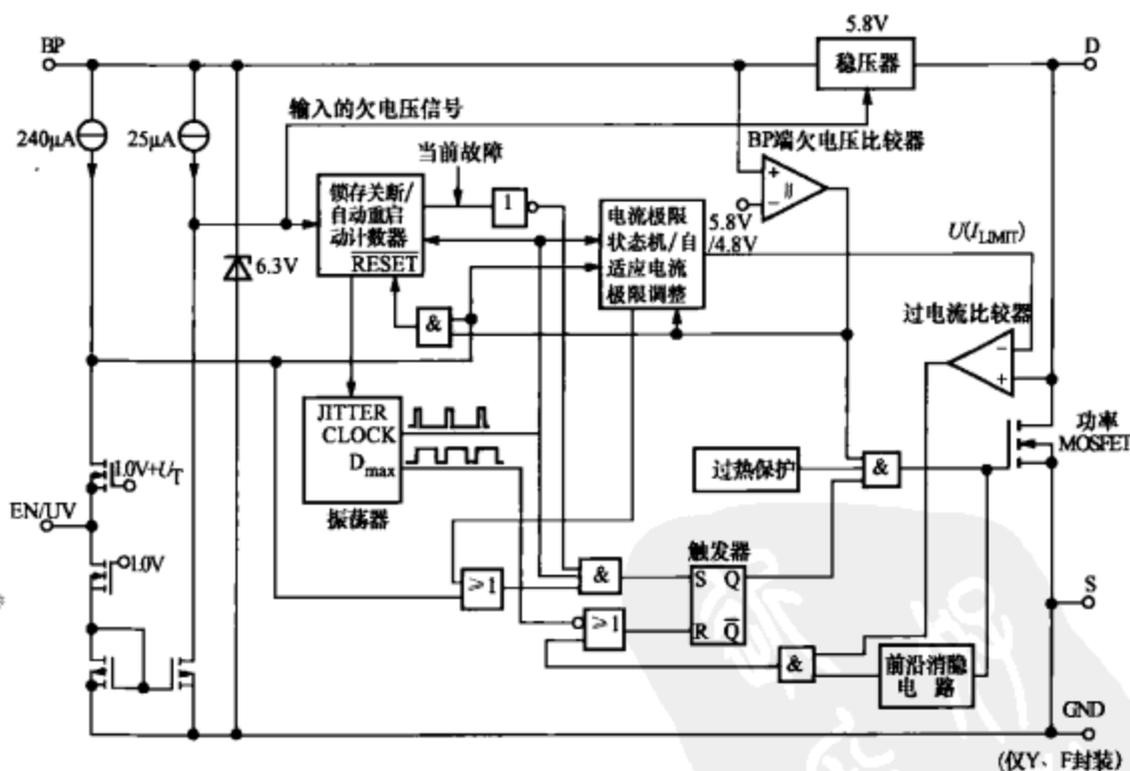


图 6-5-2 PeakSwitch 的功能框图

二、PeakSwitch 系列产品的典型应用

由 PKS606Y 构成 32W（峰值功率 81W）反激式单片开关电源的总电路如图 6-5-3 所示，该电源可供喷墨打印机使用。其交流输入电压范围是 $u = 85 \sim 265V$ ，连续输出功率为 32W（+30V、1.07A）；峰值输出功率为 81W（+30V、2.7A，持续时间为 50ms）。其峰值输出功率为连续输出功率（即满载功率）的 2.5 倍，

电源效率可达 80%，在 265V 交流输入电压下的空载输入功率小于 200mW，可用作喷墨打印机的电源。它在备用模式下的电源效率大于 66%，在休眠模式下的电源效率为 75%，符合备用电源的 EPS 国际标准。

该电源具有欠电压锁定、智能化交流电压检测及快速复位等功能。一旦电源发生故障，芯片内部的过载锁定、开环闭锁及具有滞后作用的热关断电路不仅可保护电源，还能保护负载不受损坏。正常工作时的电源效率超过 80%。当交流输入电压为 230V 时，空载功耗低于 200mW，能满足加载状态和待机状态下对电源效率的要求。它使用一只稳压管 VD_{23} 提供参考电压，并采用光耦反馈电路对输出电压进行调节。电路中使用了两片集成电路：单片开关电源集成电路 IC_1 (PKS606Y)、线性光耦合器 IC_2 (PC817X4)。

由 $C_1 \sim C_3$ 、 R_1 、 R_2 和 L_1 构成输入端电磁干扰 (EMI) 滤波器，可滤除从电源线引入的共模干扰和串模干扰。 R_1 、 R_2 为泄放电阻，当交流输入电压断开时 C_3 上积累的电荷可通过 R_1 和 R_2 泄放掉，防止操作者因接触电源插头而受到电击。利用负温度系数的热敏电阻 R_T ，可限制在刚上电时的浪涌电流。

经 $VD_1 \sim VD_4$ 整流、 C_4 滤波后的直流输入电压 U_1 ，加至高频变压器 (T) 一次绕组的一端。一次绕组的另一端接 PKS606Y 内部功率 MOSFET 的漏极 D。漏极钳位保护电路由稳压管 VD_{21} ，快恢复二极管 VD_6 ，阻容元件 C_5 、 R_3 和 R_4 组成，可将漏极电压钳位在安全范围以内。需要说明的是， VD_6 可采用快恢复二极管（其反向恢复时间 t_{rr} 约为 500ns），而不一定使用超快恢复二极管，因为快恢复二极管已能满足对电源效率的要求。但由于开关频率很高，因此 VD_6 不得采用普通整流二极管，以免在开机或输出发生故障时因功耗过高而损坏。与常规的 R、C、VD 型钳位保护电路相比，在稳压管 VD_{21} 上串联电阻 R_3 不仅能降低电磁干扰，还可提高电源效率。

交流电压检测电路及欠电压检测电路由 VD_5 、 C_7 、 R_5 和 R_6 组成。由于 C_7 两端的电压 (U_C) 是由 VD_5 整流后单独提供的，而不是取自主输入滤波电容上的电压，因此 U_C 仅与交流输入电压 u 有关，并不受负载变化的影响。这使得 PKS606Y 能迅速判断交流输入电压是否正常。当关断交流输入电压时，该电路能通过 R_5 和 R_6 迅

速将 PKS606Y 复位。电阻 R_{16} 给 PKS606Y 的 EN/UV 引脚提供少量的偏置电流，以便在上电时就激活欠电压保护功能。当交流输入电压断开时，锁存关断的复位时间取决于输入滤波电容 C_4 的容量。

欠电压检测电路中的 R_5 、 R_6 亦可改接在滤波电容 C_4 上，当输入电压过低时，只要流入 EN/UV 端的电流小于 $25\mu\text{A}$ ，PKS606Y 就将电源关断，同样可起到欠电压保护作用。此时若电源出现故障，就必须等 C_4 放电后电源才能被重新复位。

输出电压 U_O 由稳压管 VD_{Z2} 的稳定电压 U_{Z2} 、 R_{12} 上的压降 U_{R12} 、 VD_9 的导通压降 U_{VD9} 和光耦合器 PC817X4 中 LED 的导通压降 U_{LED} 来设定。有关系式

$$U_O = U_{Z2} + U_{R12} + U_{\text{VD9}} + U_{\text{LED}} \quad (6-5-1)$$

其中， $U_{Z2} = 28\text{V}$ ， $U_{\text{LED}} \approx 1\text{V}$ ， $U_{R12} + U_{\text{VD9}} \approx 1\text{V}$ ，故 $U_O = 30\text{V}$ 。

由 R_{13} 给 VD_9 和 VD_{Z2} 提供偏置电流，以确保 VD_{Z2} 工作在稳压区。 R_{12} 用于调整反馈回路的增益。利用 C_{15} 可提高反馈回路的高频增益。

PKS606Y 是采用跳过周期的方法，通过开/关控制器以达到稳压目的。当负载要求电源达到峰值功率时，开/关控制器只跳过少量的开关周期，使电源能在 50ms 时间内输出 81W 的峰值功率，并维持输出电压不变。而当输出连续功率时，它要跳过较多的时钟周期，以降低输出功率。这就是 PKS606Y 调节电压的原理。举例说明，当 U_O 超过反馈阈值电压时，光耦合器中 LED 的电流增大，使通过红外接收管电流也增大。只要流入 EN/UV 端的电流超过其阈值电流 ($240\mu\text{A}$)，下一个时钟周期就被跳过。反之，当 U_O 低于反馈阈值电压时，PKS606Y 就在下一个时钟周期内工作在开关状态。因此，即使负载很轻时也能保持电源效率基本恒定。当电源被关断后，只需切断交流电约 3s (最长时间)，即可重新复位。利用 PKS606Y 的锁存关断功能，可大大降低晶闸管 VT_2 及输出整流二极管 VD_8 的容量。因为在电源关断之前，仅在 50ms 的时间内有短路电流通过这两个器件。

高频变压器采用 EE25 型磁心，一次绕组、二次绕组的匝数分别为 71 匝、16 匝。输出整流二极管 VD_8 采用 STPS3150 型 3A/150V 肖特基二极管，在 VD_8 上并联阻容网络 R_8 、 C_{11} ，构成 RC 吸

收回路，可降低电磁干扰。 C_{12} 为滤波电容，过电压及过电流保护电路由小功率PNP型晶体管 VT_1 （2N3906）、晶闸管 VT_2 （FS202DA）、 $R_9 \sim R_{11}$ 、 R_{14} 、 C_{13} 、 C_{16} 和 VD_{Z3} 构成。一旦出现过电流现象， U_O 就通过 VT_1 触发晶闸管 VT_2 ，使之导通并对输出电压进行钳位，并在30ms后将PKS606Y关断。该单片开关电源具有锁存关断功能。由 R_{10} 和 C_{13} 组成的低通滤波器，给过电流保护检测电路提供一段延迟时间。当电源输出电压超过36V时， VD_{Z3} 被反向击穿，进而触发 VT_2 导通，将输出短路。只要PKS606Y在30ms内未接收到反馈信号，就被锁存关断。同理，当负载峰值电流的持续时间超过70ms（该时间等于 R_{10} 与 C_{13} 的时间常数， $\tau = R_{10} C_{13} = 70.2\text{ms}$ ）时， VT_1 导通，也能触发 VT_2 并使之导通，将输出短路，进而使PKS606Y锁存关断。偏置绕组的匝数为10匝。其输出电压首先经过 VD_7 和 C_{16} 整流滤波，再经过 R_7 和 R_{16} 接PKS606Y。通过 R_7 ，可给旁路电容 C_8 提供大约2mA的电流。在电源启动或发生故障时，旁路端主要由PKS606Y内部的高压电流源来供电，从而可节省外部启动电路。

根据IEC60384-14-2005电子设备用固定电容器的国际标准（2005年版），安全电容有两种：X电容和Y电容。 C_9 为X电容，接在相线（L）与零线（N）之间，对串模干扰起滤波作用。 C_{10} 为Y电容，接在一次绕组与二次绕组的返回端之间，用来滤除共模干扰。

● 第六节 开关电源保护电路的设计

一、开关电源保护电路的分类

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，例如过电流保护电路、过热保护电路、关断/自动重新启动电路、前沿消隐电路等；第二类是外部保护电路，主要包括输入欠电压保护电路、输出过电压保护电路、过电流保护装置（如熔丝管、自恢复熔丝管、熔断电阻器等）、启动限流保护电路、电磁干扰（EMI）滤波器、漏极钳位保护电路、软启动电路、散热装置等。开关电源保护电路的分类详见表6-6-1。其中，内部保护电路是由

芯片厂家设计的，外部保护电路则需用户自行设计。最近，美国瑞侃公司还开发出将自恢复熔丝管（RF）和压敏电阻器（VSR）融为一体的过电流/过电压集成电路。

表 6-6-1 开关电源保护电路的分类

| 类 型 | 保护电路名称 | 保 护 功 能 |
|------------|---------------------------------------|--|
| 内部保护 电路 | 过电流保护电路 | 限定功率开关管的极限电流 I_{LMIT} |
| | 过热保护电路 | 当芯片温度超过芯片的最高结温时，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 |
| | 欠电压锁定电路 | 在正常输出之前，使芯片做好准备工作的 |
| | 可编程状态控制器 | 通过手动控制、微控制器操作、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 | 过电流保护装置 | 当输入电流超过额定值时，切断输入电路（如熔丝管、熔断电阻器） |
| | EMI 滤波器 | 滤除从电网引入的电磁干扰，并抑制开关电源所产生的干扰通过电源线向外部传输 |
| | ESD 保护电路 | 防止因人体静电放电（ESD）而损坏关键元器件 |
| | 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 MOSFET 功率开关管的漏-源极电压起到钳位作用，避免损坏功率开关管 |
| | 输出过电压保护电路 | 利用晶闸管（SCR）或稳压管限制输出电压 |
| | 上电启动电路 | 刚上电时给 PWM 控制器提供直流电压，使开关电源能正常启动 |
| | 输入欠电压保护电路 | 利用光耦合器或偏置绕组进行反馈控制，输入电压过低时实现欠电压保护 |
| | 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，防止出现过热保护或因长期过热而损坏芯片 | |

二、开关电源保护电路的设计

1. 过电压保护电路的设计

(1) 由晶闸管构成的过电压保护电路。当输入电压或输出电压过高时，利用过电压保护 (OVP) 电路可防止开关电源因过电压故障而损坏。由晶闸管 (SCR) 构成的开关稳压器过电压保护电路如图 6-6-1 所示。图 6-6-1 (a) 是将晶闸管 (SCR) 并联在开关稳压器的输入端，图 6-6-1 (b) 是将晶闸管并联在输出端。 U_1 和 U_0 分别代表直流输入电压、输出电压， C_1 和 C_0 依次为输入电容器、输出电容器。一旦出现过电压故障，由过电压检测电路产生的信号就立即触发晶闸管使之导通，与此同时 C_1 (或 C_0) 进行放电，使 U_1 (或 U_0) 迅速降低，从而起到过电压保护作用。VD 为保护二极管，防止在晶闸管导通时 C_0 通过 DC/DC 变换器的内部电路进行放电。图 6-6-1 (a) 是将熔丝管 (FU) 串联在开关稳压器的进线端，图 6-6-1 (b) 则是串联在开关稳压器的输出端。如开关稳压器本身具有过电流保护功能，则图 6-6-1 (b) 中的熔丝管可省掉。

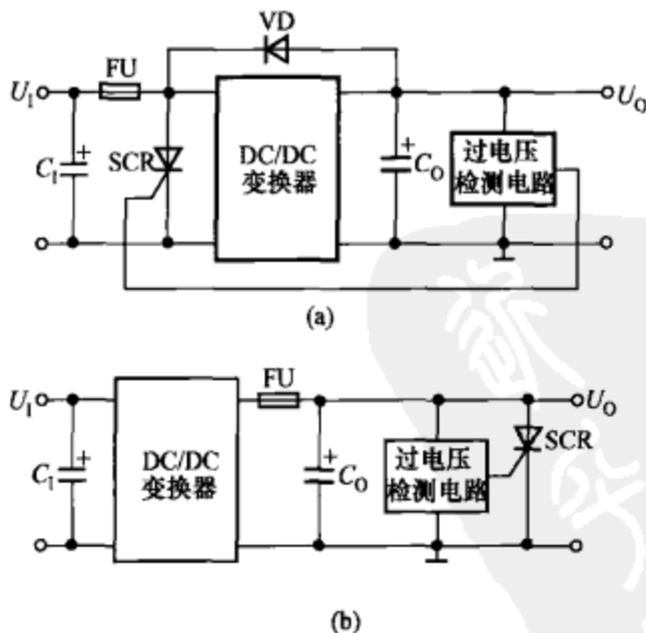


图 6-6-1 晶闸管过电压保护电路

(a) 将 SCR 并联在开关稳压器的进线端；(b) 将 SCR 并联在开关稳压器的输出端

(2) 过电压检测电路。过电压检测电路的作用是一旦检测到过电压故障，能立即触发晶闸管使之导通。要求过电压检测电路具有

很强的抗干扰能力，以避免出现误动作。

由稳压管构成的过电压检测电路如图 6-6-2 所示。其工作原理是当开关稳压器的输出电压 U_o 超过稳压管的反向击穿电压 U_z 时，稳压管被击穿并进入稳压区，使 A 点电位超过晶闸管的门极触发电压 U_{GT} （典型值为 0.55~0.70V），晶闸管变成导通状态。R 为稳压管的偏置电阻。在晶闸管的阳极上串联一只小电阻，可降低浪涌电流及导通电流临界上升率 (di/dt)。MC3423 是安森美公司生产的专供驱动晶闸管的集成过电压检测电路，它具有过电压阈值可编程、触发延迟时间可编程、带指示输出端、可远程控制通/断、抗干扰能力强等特点。MC3423 的电源电压范围是 +4.5~40V，输出电流可达 300mA，上升速率为 400mA/ μ s。

MC3423 的典型应用电路如图 6-6-3 所示。MC3423 采用 PDIP-8 或 SOIC-8 封装， U_{CC} 、 U_{EE} 分别接电源电压的正端和负端。Sense 1、Sense 2 为两个过电压检测的输入端。Current Source 为电流源输出端。OUT 为驱动输出端，接晶闸管的门极。Indicator Output 为指示输出端（集电极开路输出，外接上拉电阻），当检测到过电压时该端可输出低电平。 $\overline{ON/OFF}$ 为远程通/断控制端（亦称远程激活端），该端接高电平时 MC3423 能正常工作；接高电平时关断 MC3423 的输出，过电压保护电路失效。

被监测电压 U_{CC} 经过 R_1 、 R_2 分压后，接至 Sense 1（第 2 脚）。Sense 2（第 3 脚）应与电流源输出端（第 4 脚）短接，再经过电容器 C 接地，C 为延时电容器。不使用远程通/断控制端（第 5 脚）时，该端应接 U_{EE} （第 7 脚）。 R_3 为指示输出端（第 6 脚）的上拉电阻。从驱动输出端（第 8 脚）输出的驱动信号经过 R_G 接晶闸管的门极。

2. 欠电压保护电路的设计

当输入电压过低时，利用欠电压保护电路（UVP）可避免开关电源集成电路损坏。

(1) 由光耦合器构成的输入欠电压保护电路。利用光耦合器构

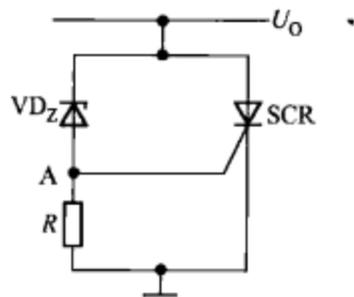


图 6-6-2 由稳压管构成的过电压检测电路

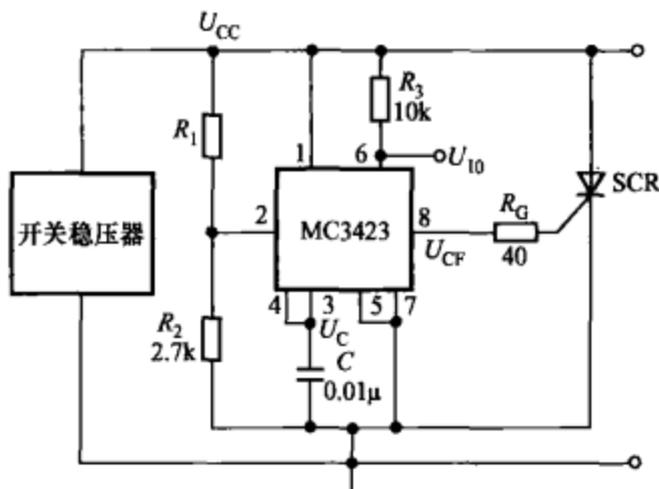


图 6-6-3 MC3423 的典型应用电路

成的输入欠电压保护的电路如图 6-6-4 所示。当直流输入电压 U_1 低于下限值时，经 R_1 、 R_2 分压后，使 VT 的基极电位 $U_B < 4.7V$ ，于是 VT 和 VD_4 均导通，控制端电压 U_C 也就低于 4.7V，立即将 TOPSwitch 关断。不难看出

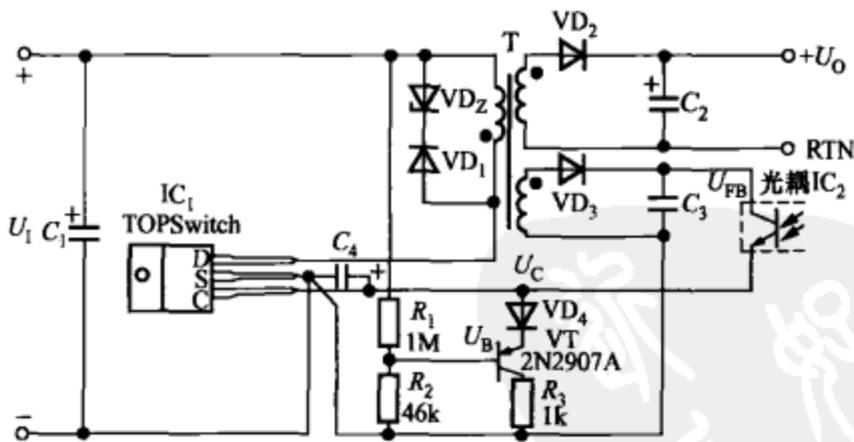


图 6-6-4 由光耦合器构成的输入欠电压保护电路

$$U_B = \frac{U_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (6-6-1)$$

从中解出

$$R_2 = \frac{U_B}{U_1 - U_B} R_1 \quad (6-6-2)$$

设欠电压时 $U_1 = 100V$ ，取 $R_1 = 1M\Omega$ ，要求 $U_B = 4.4V$ ，代入式 (6-6-2) 中计算出 $R_2 = 46.4k\Omega$ 。为降低保护电路的功耗，应将反馈电压 U_{FB} 设计为 12V。PNP 型硅晶体管 2N2907A 亦可用 JE9015 代替。

若交流电压 u 突然发生掉电, U_1 就随 C_1 的放电而衰减, 使 U_0 降低。一旦 U_0 降到自动稳压范围之外, C_4 开始放电, 同样可将 TOPSwitch 关断。

(2) 由偏置绕组构成的输入欠电压保护电路。TOPSwitch 系列单片开关电源内部没有欠电压保护电路, 但通过外围电路即可增加输入欠电压保护功能。由偏置绕组构成的输入欠电压保护电路如图 6-6-5 所示。当 U_1 欠电压时, 晶体管 VT 导通, U_C 呈低电平而将 TOPSwitch 关断。当 U_1 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 U_1 高于欠电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。

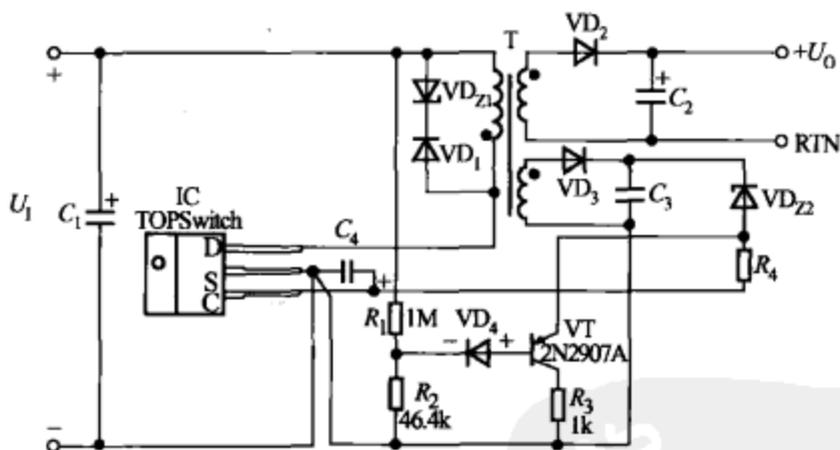


图 6-6-5 由偏置绕组构成的输入欠电压保护电路

3. 软启动电路的设计

所谓软启动 (Soft-Start), 就是在开关电源刚通电时使其输出电压从零伏逐渐升高到额定电压, 从而对开关电源起到保护作用。

(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 6-6-6 (a)、(b) 所示。图 6-6-6 (a) 是给配稳压管的光耦反馈电路增加软启动电容。图 6-6-6 (b) 是给精密光耦反馈电路增加软启动电容。 C_{SS} 可限制光耦中 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 $4.7 \sim 47 \mu\text{F}$ 的电解电容器。

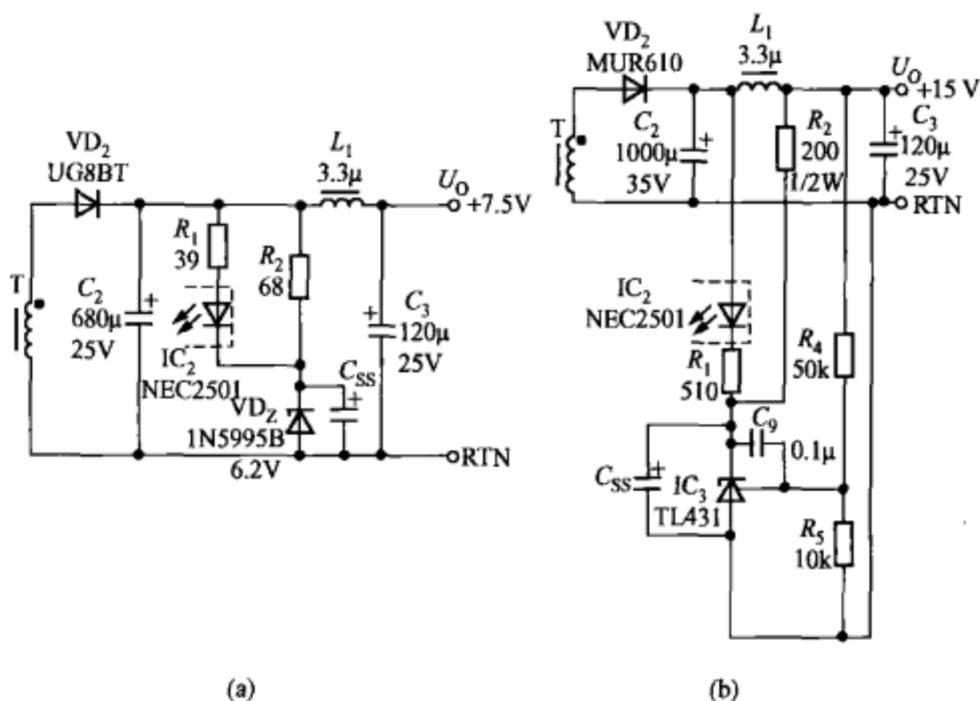


图 6-6-6 两种光耦反馈式软启动单元电路

(a) 普通光耦反馈电路；(b) 精密光耦反馈电路

(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，基本反馈式软启动电路如图 6-6-7 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。

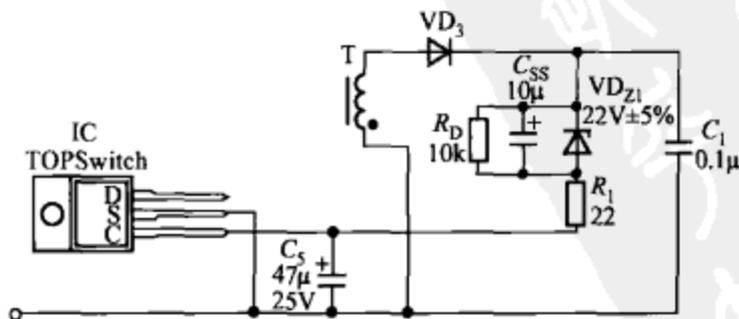


图 6-6-7 基本反馈式软启动电路

(3) 上电启动电路。

1) 由 LR8 构成的开关电源上电启动电路。传统的开关电源 (SMPS)，是由脉宽调制 (PWM) 控制器集成电路构成的。开关电

源刚通电时，需要外部给 PWM 控制器（例如 UC3842）提供直流工作电压，才能正常启动。美国 Supertex 公司最新推出了 LR 系列，LR8 属于具有过热和过电流保护功能的直流高压输入、小电流输出式三端可调线性稳压器。其输入电压范围是 13.2~450V（极限值为 480V），输出电压可在 1.20~440V 范围内连续调节，调整端电流 I_{ADJ} 仅为 $10\mu\text{A}$ 。输出电流的极限值为 20mA，当输出端短路时可将负载电流限制在 20mA 以内。当结温达到极限温度 125°C 时，输出电流或输出电压能迅速减小，从而起到保护作用。LR8 可广泛用于隔离式开关电源的启动电路、可调式高压恒流源、电池充电器、工业控制等领域。

由高压输入式可调线性稳压器 LR8 构成的开关电源上电启动电路如图 6-6-8 所示。该电路有以下特点：①可选用任意型号的 PWM 控制器；②输入电压为 220V 交流电；③尽管启动电压仍由 LR8 提供，但增加了由绕组 N_4 、自举二极管 VD_5 和自举电容器 C_2 构成的自举电路。自举电路（Bootstrap Circuit）亦称升压电路，利用 VD_5 、 C_2 ，可使 C_2 两端的电压与电源电压叠加。当开关频率较高时，自举电路的电压就等于 PWM 控制器的输入电压与电容器上电压之和，起到升压作用。二极管 VD_5 可防止电流倒灌。

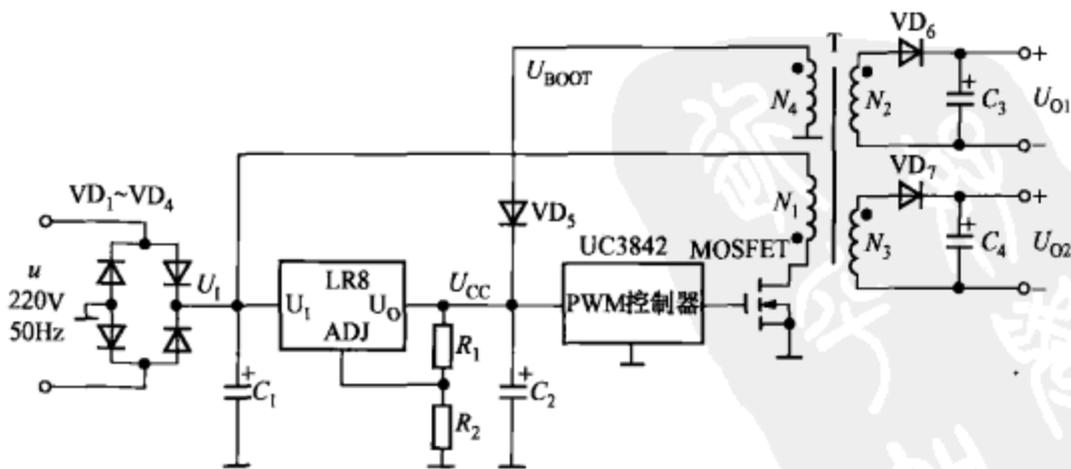
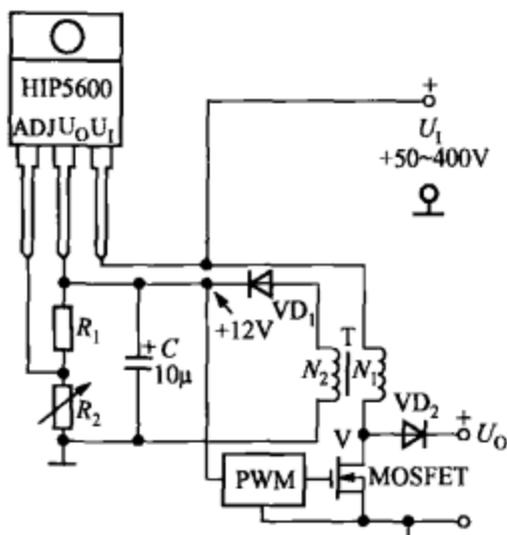


图 6-6-8 由 LR8 构成的开关电源上电启动电路

当自举电压 U_{BOOT} 超过 LR8 的输出电压时，LR8 就进入待机模式，只消耗很小的电流。此后就由 U_{BOOT} 给 UC3842 提供工作电压。220V 交流电经过桥式整流和滤波后获得直流高压，接一次绕组 N_1

的上端, N_1 的下端接功率开关管 MOSFET。一旦开关电源转入正常工作, PWM 控制器即可控制功率开关管的通、断状态, 使输出电压 U_{O1} 、 U_{O2} 达到稳定。

2) 由 HIP5600 构成的开关电源上电启动电路。由美国哈里斯 (Harris) 公司生产的 HIP5600 型交、直流高压输入式可调线性稳压器, 具有高压输入、中低压小电流输出的特点, 可用作高压小功率 AC/DC 或 DC/DC 变换器、开关电源启动电路。由 HIP5600 构成的开关电源上电启动电路如图 6-6-9 所示。 N_1 、 N_2 分别为高频变压器的一次绕组和反馈绕组。输入电压允许范围是 $+50\sim 400\text{V}$, 在不加散热器的条件下, HIP5600 能提供 12V 、 20mA 的启动电流,



持续时间约 8s , 足以启动 PWM 控制器。启动电压由 R_1 、 R_2 设定。根据所用 PWM 控制器的不同, 启动电压还可选 9V 、 16V 等数值。

刚启动时 PWM 控制器的工作电压由 HIP5600 提供。一旦开关电源转入正常工作, N_3 上的高频电压就经过 VD_1 、 C_2 整流滤波后给 PWM 控制器供电。开关电源启动之后, HIP5600 就处于关断状态, 以降低功耗。V 为

图 6-6-9 由 HIP5600 构成的开关电源上电启动电路

功率开关管 MOSFET, VD_2 为肖特基整流二极管。

第七节 开关电源的设计方法与步骤

单片开关电源的设计大致可按 35 个步骤进行, 下面对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 6-7-1)。
- (2) 交流输入电压最大值 u_{\max} (见表 6-7-1)。
- (3) 电网频率 f_L : 50Hz 或 60Hz 。

表 6-7-1 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 |

(4) 开关频率 f : 100kHz (典型值)。

(5) 输出电压 U_o (V): (已知量)。

(6) 输出功率 P_o (W): (已知量)。

(7) 电源效率 η : 一般可取 80%。

(8) 损耗分配系数 Z : 它代表二次侧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一次侧, $Z=1$ 则表示全部损耗发生在二次侧。一般可取 $Z=0.5$ 。

[步骤 2] 根据输出要求, 选择反馈电路的类型以及控制端的偏置电压 U_{FB}

反馈电路的类型及偏置电压 U_{FB} 的参数值见表 6-7-2。从 4 种反馈电路中选择一种合适的电路, 并确定偏置电压 U_{FB} 的值。

表 6-7-2 反馈电路类型及偏置电压值

| 反馈电路类型 | U_{FB} (V) | U_o 的准确度(%) | S_v (%) | S_i (%) |
|-----------------|--------------|---------------|-----------|-----------|
| 基本反馈电路 | 5.7 | ±10 | ±1.5 | ±5 |
| 改进型基本反馈电路 | 27.7 | ±5 | ±1.5 | ±2.5 |
| 配稳压管的光耦反馈电路 | 12 | ±5 | ±0.5 | ±1 |
| 配 TL431 的光耦反馈电路 | 12 | ±1 | ±0.2 | ±0.5 |

[步骤 3] 根据 u 、 P_o 值来确定输入滤波电容 C_1 、直流输入电压最小值 $U_{I\min}$

(1) 令整流桥的导通时间 $t_c=3\text{ms}$ 。

(2) 根据 u , 从表 6-7-3 中查出 C_1 值。

(3) 得到 $U_{I\min}$ 值。

表 6-7-3 确定 C_1 、 U_{\min} 值

| 交流输入电压 u (V) | P_o (W) | 比例系数 ($\mu\text{F}/\text{W}$) | C_1 (μF) | U_{\min} (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 \pm 35 | 已知 | 1 | P_o 值 | ≥ 240 |

[步骤 4] 根据 u , 确定 U_{OR} 、 U_B 值

(1) 根据 u 从表 6-7-4 中查出 U_{OR} 、 U_B 值。

表 6-7-4 确定 U_{OR} 、 U_B 值

| 交流输入电压 u (V) | 一次侧感应电压 U_{OR} (V) | 钳位二极管 反向击穿电压 U_B (V) |
|--------------------|-------------------------|---------------------------|
| 固定输入: 100/115 | 60 | 90 |
| 通用输入: 85~265 | 135 | 200 |
| 固定输入: 230 \pm 35 | 135 | 200 |

(2) 在步骤 25 将用到 U_B 值来选择瞬态电压抑制器 (TVS)。

(3) 当 TOPSwitch 关断且二次侧电路处于导通状态时, 二次侧电压会感应到一次侧。感应电压 U_{OR} 与 U_1 相叠加后, 加至内部功率开关管 (MOSFET) 的漏极上。与此同时, 一次绕组的漏感也释放能量, 并在漏极上产生尖峰电压 U_L 。由于上述不利情况同时出现, 极易损坏芯片, 因此须给一次侧增加钳位保护电路。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 ($U_1 + U_{OR} + U_L$) 低于 MOSFET 的漏-源击穿电压 $U_{(BR)DS}$ 值 (此值一般为 700V)。

[步骤 5] 根据 U_{\min} 和 U_{OR} 来确定最大占空比 D_{\max}

D_{\max} 的计算公式为

$$D_{\max} = \frac{U_{OR}}{U_{OR} + U_{\min} - U_{DS(ON)}} \times 100\% \quad (6-7-1)$$

(1) 设定 MOSFET 的漏-源导通电压 $U_{DS(ON)}$ 。

(2) 在 $u = u_{\min}$ 时确定 D_{\max} 值。

若将 $U_{OR} = 135\text{V}$ 、 $U_{\min} = 90\text{V}$ 、 $U_{DS(ON)} = 10\text{V}$ 一并代入式 (6-7-1) 中, 即可求出 $D_{\max} = 64.3\%$ (典型值)。 D_{\max} 值随 u 的升高而减小, 例如当 $u = u_{\max} = 265\text{V}$ 时, D_{\max} 就减至 34.6%。

[步骤 6] 确定一次侧纹波电流 I_R 与一次侧峰值电流 I_P 的比值 K_{RP}

定义比例系数

$$K_{RP} = I_R / I_P \quad (6-7-2)$$

(1) 当 u 确定之后, K_{RP} 有一取值范围。在 $u=110V/115V$ 或宽范围电压输入时, 可选 $K_{RP}=0.4$, 当 $u=220V$ 输入时, 取 $K_{RP}=0.6$ 。

(2) 在整个迭代过程中, 可适当增大 K_{RP} 值, 但不得超过表 6-7-5 中规定的最大值。

表 6-7-5 根据 u 来确定 K_{RP}

| 交流输入电压 $u(V)$ | 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 |

[步骤 7] 确定一次侧波形的参数

计算下列参数 (电流单位均取 A):

(1) 输入电流的平均值 I_{AVG}

$$I_{AVG} = \frac{P_O}{\eta U_{Lmin}} \quad (6-7-3)$$

(2) 一次侧峰值电流 I_P

$$I_P = \frac{I_{AVG}}{(1 - 0.5K_{RP})D_{max}} \quad (6-7-4)$$

(3) 一次侧脉动电流 I_R

计算公式见式 (6-7-2)。

(4) 一次侧有效值电流 I_{RMS}

$$I_{RMS} = I_P \sqrt{D_{max} \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)} \quad (6-7-5)$$

[步骤 8] 根据 I_P 值选择合适的 TOPSwitch 芯片

(1) 考虑到电流热效应会使在 $25^\circ C$ 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 $I_{LIMT(min)}$ 应满足下述条件

$$0.9 I_{LIMT(min)} \geq I_P \quad (6-7-6)$$

(2) 若芯片散热不良, 可选功率稍大些的芯片。

[步骤 9、10] 计算芯片的结温 T_j

(1) 按下式计算结温

$$T_j = \left[I_{\text{RMS}}^2 R_{\text{DS(ON)}} + \frac{1}{2} C_{\text{XT}} (U_{\text{Imax}} + U_{\text{OR}})^2 f \right] R_{\theta\text{A}} + 25^\circ\text{C} \quad (6-7-7)$$

其中, C_{XT} 是漏极电路结点的等效电容, 它等于漏极电容与高频变压器一次绕组分布电容之和。公式中括号内的第二项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} 表示, $P_{\text{CXT}} = \frac{1}{2} C_{\text{XT}} (U_{\text{Imax}} + U_{\text{OR}})^2 f$ 。

(2) 计算过程中若发现 $T_j > 100^\circ\text{C}$, 应选择功率较大的 TOPSwitch 芯片。

[步骤 11] 验算 I_p

验算 I_p 的公式为

$$I_p = 0.9 I_{\text{LIMIT}(\text{min})} \quad (6-7-8)$$

(1) 输入新的 K_{RP} 值且从最小值开始迭代, 直到 $K_{\text{RP}} = 1.0$ 。

(2) 检查 I_p 值是否符合要求。

(3) 迭代 $K_{\text{RP}} = 1.0$ 或 $I_p = 0.9 I_{\text{LIMIT}(\text{min})}$ 。

[步骤 12] 计算高频变压器一次绕组的电感量 L_p

有关高频变压器的计算公式详见第四章第五节(下同)。

[步骤 13] 选择高频变压器所使用的磁心和骨架, 并从产品手册中查出下列参数:

(1) 磁心有效横截面积 S_j (cm^2), 即有效磁通面积。

(2) 磁心的有效磁路长度 l (cm)。

(3) 磁心在不留间隙时与匝数相关的等效电感 A_L ($\mu\text{H}/\text{匝}^2$)。

(4) 骨架宽度 b (mm)。

国产 E 型磁心的尺寸规格见表 4-1-2, 磁心截面积与输出功率的关系参见式 (4-1-2)。在同样情况下, 采用三层绝缘线来代替普通漆包线可减小磁心尺寸, 提高绝缘性, 各绕组之间也不需要加绝缘层。

[步骤 14] 为一次绕组层数 d 和二次绕组匝数 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 $1.0 \leq d \leq 2.0$)。

(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)。

(3) 在使用公式计算时可能需要迭代。

[步骤 15] 计算一次绕组匝数 N_p 和偏置绕组匝数 N_B

令硅整流管的正向压降为 0.7V, 肖特基二极管为 0.4V。

(1) 设定输出整流管的正向压降 U_{F1} 。

(2) 设定偏置电路整流管的正向压降 U_{F2} 。

(3) 计算 N_p 。

(4) 计算 N_B 。

[步骤 16~22] 设定最大磁通密度 B_M 、一次绕组的电流密度 J 、磁心的气隙宽度 δ , 进行迭代, 一直到满足给定范围 (必要时可改变一次绕组层数 d 及 N_s 值或更换磁心及骨架)

(1) 设置安全边距 M , 在 230V 交流输入或宽范围输入时取 $M=3\text{mm}$, 在 110V/115V 交流输入时 $M=1.5\text{mm}$ 。使用三层绝缘线时 $M=0$ 。

(2) 最大磁通密度 $B_M=0.2\sim 0.3\text{T}$ 。

(3) 磁心气隙宽度 $\delta \geq 0.051\text{mm}$ 。

(4) 一次绕组的电流密度 $J=(4\sim 10)\text{A}/\text{mm}^2$ 。

(5) 按照表 6-7-6 所示, 通过改变 d 、 N_s 、磁心尺寸, 来调整 B_M 、 δ 、 J 值, 使之符合要求。

表 6-7-6 调整 B_M 、 δ 、 J 的参数值

| 参 数 | | $B_M(\text{T})$ | $\delta(\text{mm})$ | $J(\text{A}/\text{mm}^2)$ |
|--------------|---|-----------------|---------------------|---------------------------|
| 层数 d | ↑ | — | — | ↑ |
| 二次绕组匝数 N_s | ↑ | ↓ | ↑ | ↓ |
| 磁心尺寸 | ↑ | ↓ | ↑ | ↑ |

(6) 确定一次绕组导线的最小直径 (裸线) D_{Pm} (mm)。

(7) 确定一次绕组导线的最大外径 (带绝缘层) D_{PM} (mm)。

国内外漆包线规格对照见表 4-2-1。我国采用公制线规, 国外线规主要有美制线规 (AWG) 和英制线规 (SWG)。

[步骤 23] 确定二次侧参数 I_{SP} 、 I_{SRMS} 、 I_{RI} 、 D_{Sm} 、 D_{SM}

(1) 二次侧峰值电流 I_{SP} (A)

$$I_{SP} = I_P \frac{N_P}{N_S} \quad (6-7-9)$$

(2) 二次侧有效值电流 I_{SRMS} (A)

$$I_{SRMS} = I_{SP} \sqrt{(1-D_{max}) \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)} \quad (6-7-10)$$

(3) 输出滤波电容上的纹波电流 I_{RI} (A)

$$I_{RI} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2} \quad (6-7-11)$$

(4) 二次绕组导线的最小直径 (裸线) D_{Sm} (mm)

$$D_{Sm} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}} \quad (6-7-12)$$

(5) 二次绕组导线的最大外径 (带绝缘层) D_{SM} (mm)

$$D_{SM} = \frac{b-2M}{N_S} \quad (6-7-13)$$

[步骤 24] 确定 $U_{(BR)S}$ 、 $U_{(BR)FB}$

(1) 输出整流管最大反向峰值电压 $U_{(BR)S}$

$$U_{(BR)S} = U_O + U_{Imax} \frac{N_S}{N_P} \quad (6-7-14)$$

(2) 偏置电路中的整流管最大反向峰值电压 $U_{(BR)FB}$

$$U_{(BR)FB} = U_{FB} + U_{Imax} \frac{N_B}{N_P} \quad (6-7-15)$$

[步骤 25] 选择钳位二极管和阻塞二极管 (参见表 6-7-7)

表 6-7-7 选择钳位二极管与阻塞二极管

| 交流输入电压 u (V) | 钳位电压 U_B (V) | 钳位二极管 (TVS) | 阻塞二极管 (SRD) |
|----------------|----------------|-------------------|------------------|
| 固定输入: 100/115 | 90 | P6KE91 (91V/5W) | BYV26B (400V/1A) |
| 通用输入: 85~265 | 200 | P6KE200 (200V/5W) | BYV26C (600V/1A) |
| 固定输入: 230±35 | 200 | | |

[步骤 26] 选择输出整流管 (参见第五章第一节)

[步骤 27] 利用第 23 步得到的 I_{RI} , 选择输出滤波电容 C_O

(1) 滤波电容 C_O 在 105°C、100kHz 时的纹波电流应大于 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 (R_{ESR}) 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, 亦称串联损耗电阻。输出的纹波电压 U_{RI} 由下式确定

$$U_{RI} = I_{SP} R_{ESR} \quad (6-7-16)$$

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_{ESR} 和等效串联电感 L_{ESR} 。

(4) C_O 的容量与最大输出电流 I_{OM} 有关。例如, 当 $U_O = 5 \sim 24V$ 、 $I_{OM} = 1A$ 时, C_O 取 $330\mu F/35V$; $I_{OM} = 2A$ 时, C_O 应取 $1000\mu F/35V$ 。

[步骤 28、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 $L = 2.2 \sim 4.7\mu H$ 。当 $I_{OM} < 1A$ 时可采用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 $L = 3.3\mu H$ 。

[步骤 30] 选择偏置电路中的整流管, 见表 6-7-8。表中的 U_{RM} 为整流管最高反向工作电压, U_{RM} 是从步骤 24 得到的, 要求

$$U_{RM} \geq 1.25U_{(BR)FB} \quad (6-7-17)$$

表 6-7-8 选择偏置电路中的整流管

| 整流管类型 | 整流管型号 | U_{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 |

[步骤 31] 选择偏置滤波电容

偏置滤波电容应取 $0.1\mu F/50V$ 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 $47\mu F/10V$, 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] 按照从表 6-7-2 选定的反馈电路, 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 U_{BR} 应满足下式要求

$$U_{\text{BR}} \geq 1.25u_{\text{max}} \quad (6-7-18)$$

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, $u_{\text{max}}=132\text{V}$, 由式 (6-7-18) 计算出 $U_{\text{BR}}=233.3\text{V}$, 可选耐压 400V 的成品整流桥。对于宽范围输入交流电压, $u_{\text{max}}=265\text{V}$, 同理求得 $U_{\text{BR}}=468.4\text{V}$, 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。

(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 $I_{\text{BR}} \geq 2I_{\text{RMS}}$ 。计算 I_{RMS} 的公式如下

$$I_{\text{RMS}} = \frac{P_o}{\eta u_{\text{min}} \cos\varphi} \quad (6-7-19)$$

其中, $\cos\varphi$ 为开关电源的功率因数, 允许 $\cos\varphi=0.5\sim 0.7$ 。

[步骤 35] 设计完毕

最后需要说明几点:

(1) 有关光耦合器的产品型号及选取原则见第五章第五节。

(2) 为防止高频变压器产生磁饱和现象, 在将两个 E 型磁心对接时, 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)。

(3) 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。因为 1 密耳 = 0.001 英寸 = 0.0254mm, 所以不难算出 1 圆密耳 = $\pi \times 0.0254\text{mm}^2/4 = 5.06 \times 10^{-4} (\text{mm}^2)$, 即 $1\text{mm}^2 = 1980$ 圆密耳。

在国际单位制中用电流密度 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

$$J = \frac{1980}{C_A} \quad (6-7-20)$$

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 $J = 1980/400 \approx 5\text{A}/\text{mm}^2$ 。以此类推。

第八节 开关电源印制电路板的设计

印制电路板 (PCB) 简称印制板。它是在绝缘基材上按预先设计而制成的印制电路板。按照印制导线的层数可划分为单面板、双面板及多层板。单面板的一面为元器面, 另一面进行布线和焊接。双面板的两面都有布线, 两个面之间通过过孔相连接。此外还划分成可以弯曲的挠性印制板、不易弯曲的刚性印制板。普通开关电源大多采用单面印制板, 比较复杂的电源系统可采用双面板甚至多层板。下面分别介绍印制板的常用参数表, 然后阐述开关电源印制板的设计要点。

一、印制板常用参数表

目前 PCB 导线及印制板设计软件普遍采用英制单位。

1. PCB 的单位面积质量与铜箔厚度对照表

不同规格 PCB 的单位面积质量与铜箔厚度的对应关系见表 6-8-1。表中的 oz/ft^2 代表“盎司/平方英尺”, $1 \text{ 盎司} = 31.1035\text{g}$, $1 \text{ 平方英尺} = 929.0\text{cm}^2$ 。根据表 6-8-1 提供的数据, 采用称重法即可确定所用印制板的铜箔厚度。

表 6-8-1 不同规格 PCB 的单位面积质量与铜箔厚度的对照表

| PCB 单位面积的质量 | | PCB 上铜箔的厚度 (μm) |
|--------------------------------|----------------------------------|---------------------------------|
| 英制 (oz/ft^2) | 国际单位制 (g/cm^2) | |
| 0.5 | 0.0167 | 17.8 |
| 1 | 0.0334 | 35.6 |
| 2 | 0.0669 | 71.1 |
| 3 | 0.100 | 106.7 |

2. 常用 PCB 导线单位长度的电阻值

常用 PCB 导线单位长度 (1in) 的电阻值见表 6-8-2。

3. 常用印制导线的载流量

载流量代表不同厚度、不同宽度的印制导线所允许的最大额定电流值, 当温升 $\Delta T = 10^\circ\text{C}$ 时, 常用印制导线的载流量见表 6-8-3。

表 6-8-2 常用 PCB 导线单位长度的电阻值

| 导线厚度 (μm) | 导线宽度 (in) | 电阻值 ($\text{m}\Omega/\text{in}$) | 导线厚度 (μm) | 导线宽度 (in) | 电阻值 ($\text{m}\Omega/\text{in}$) |
|---------------------------|--------------|---------------------------------------|---------------------------|--------------|---------------------------------------|
| 18 | 0.025 | 39.3 | 70 | 0.025 | 9.83 |
| | 0.050 | 19.7 | | 0.050 | 4.91 |
| | 0.100 | 9.83 | | 0.100 | 2.46 |
| | 0.200 | 4.91 | | 0.200 | 1.23 |
| | 0.500 | 1.97 | | 0.500 | 0.49 |
| 35 | 0.025 | 19.7 | 106 | 0.025 | 6.50 |
| | 0.050 | 9.83 | | 0.050 | 3.25 |
| | 0.100 | 4.91 | | 0.100 | 1.63 |
| | 0.200 | 2.46 | | 0.200 | 0.81 |
| | 0.500 | 0.98 | | 0.500 | 0.325 |

表 6-8-3 常用印制导线的载流量 ($\Delta T=10^{\circ}\text{C}$)

| 线宽(mm) | 印制导线的载流量 | | |
|--------|----------------------|----------------------|----------------------|
| | 铜箔厚度 $35\mu\text{m}$ | 铜箔厚度 $50\mu\text{m}$ | 铜箔厚度 $70\mu\text{m}$ |
| 0.15 | 0.20 | 0.50 | 0.70 |
| 0.20 | 0.55 | 0.70 | 0.90 |
| 0.30 | 0.80 | 1.10 | 1.30 |
| 0.40 | 1.10 | 1.35 | 1.70 |
| 0.50 | 1.35 | 1.70 | 2.00 |
| 0.60 | 1.60 | 1.90 | 2.30 |
| 0.80 | 2.00 | 2.40 | 2.80 |
| 1.00 | 2.30 | 2.60 | 3.20 |
| 1.20 | 2.70 | 3.00 | 3.60 |
| 1.50 | 3.20 | 3.50 | 4.20 |
| 2.00 | 4.00 | 4.30 | 5.10 |
| 2.50 | 4.50 | 5.10 | 6.00 |

4. 过孔焊盘与孔径设置对照表 (见表 6-8-4)

表 6-8-4 过孔焊盘与孔径设置对照表

| | | | | | | | | |
|-----------|----------|----|----|----|----|----|----|----|
| 孔径(mil) | (0.15mm) | 8 | 12 | 16 | 20 | 24 | 32 | 40 |
| 焊盘直径(mil) | (0.45mm) | 24 | 30 | 32 | 40 | 48 | 60 | 62 |

5. 印制板厚度与最小过孔对照表 (见表 6-8-5)

表 6-8-5 印制板厚度与最小过孔对照表

| | | | | | |
|-----------|------|-----|-----|-----|-----|
| 板厚(mm) | <1.0 | 1.6 | 2.0 | 2.5 | 3.0 |
| 最小过孔(mil) | 8 | 8 | 8 | 12 | 16 |
| 焊盘直径(mil) | 24 | 24 | 24 | 30 | 32 |

二、开关电源印制板的设计要点

由 TOPSwitch-GX 构成的开关电源印制电路俯视图如图 6-8-1、图 6-8-2 所示。图中画斜线的阴影区面积应尽量大一些, 以利于 TOPSwitch-GX 和输出整流管散热。图中的 R_1 、 R_2 、 $R_{1a} \sim R_{1c}$ 均为设定电阻。

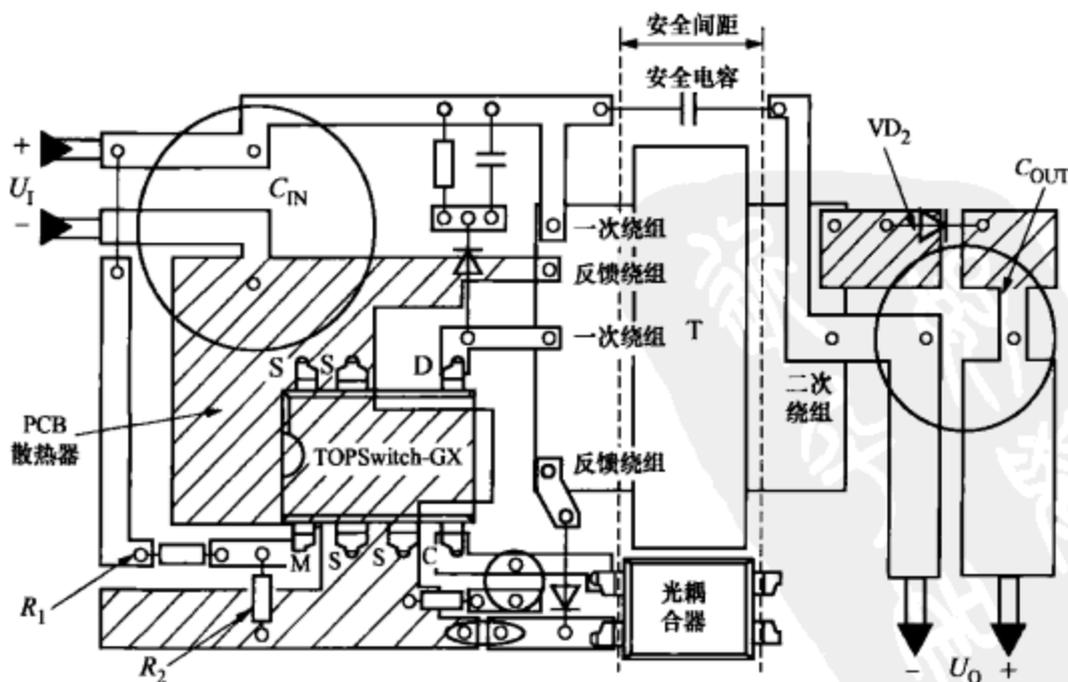


图 6-8-1 采用 DIP-8 (P) 封装和 SMD-8 (G) 封装的印制电路

设计印制板时需注意下列事项:

- (1) 布局的原则是首先按照信号的流程来布置主要元器件的位

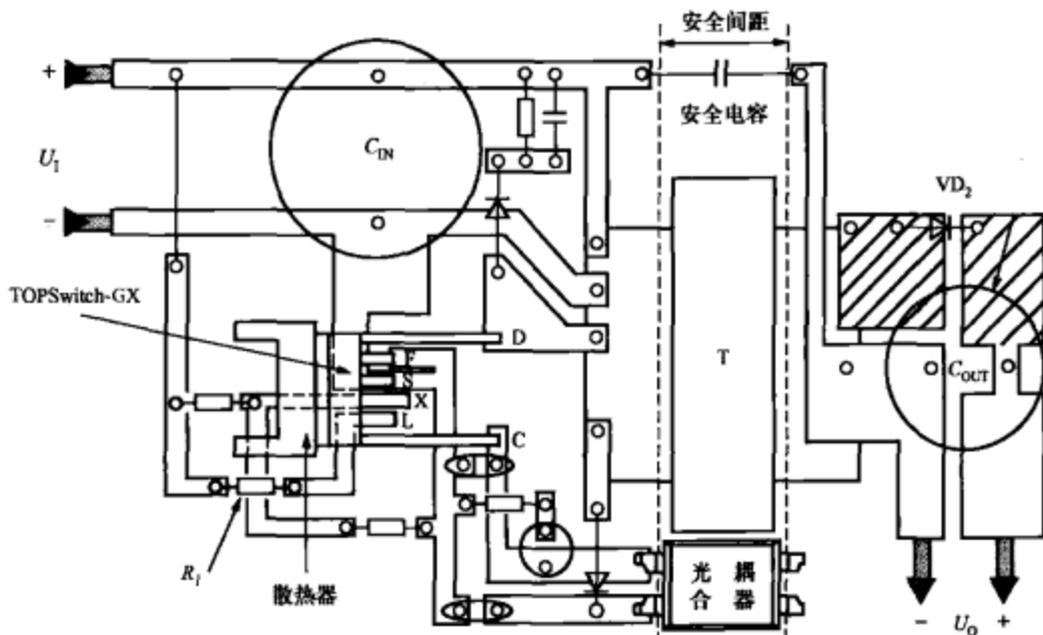


图 6-8-2 采用 TO-220-7C (Y) 封装的印制电路

置，然后遵循“电路先难后易，元器件体积从大到小，强（大电流）、弱（小电流）信号分开，高、低压信号分开，模拟、数字信号分开，走线力求短捷，布局尽量合理”的原则进行布线。特别要注意将信号地线与功率地线分开布置。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，就会通过芯片反映到输出端，影响开关电源的稳压性能。单片开关电源印制板的单元电路布局情况可参考图 1-4-4 来进行设计。

(2) 元器件的排列位置及布线方向应尽量与电路图的走线一致，以便于安装调试和维修。

(3) 接地线应尽量采用短而宽的印制导线。通过交流电流的印制导线也应尽可能加宽。一般情况下，地线最宽，电源线次宽，信号线最窄。

(4) 尽可能减小反馈环路、输入及输出整流滤波环路的面积，以减小开关电源的噪声干扰。

(5) 负温度系数的功率热敏电阻应远离发 TOPSwitch-GX、高频变压器等发热源。

(6) 双列直插式芯片的相互的距离应大于 2mm，贴片电阻和贴片电容的间距应大于 0.7mm。

(7) 输入滤波电容 C_1 的负极应直接连偏置绕组（或反馈绕组，视具体电路而定），以便将偏置绕组（或反馈绕组）上的浪涌电流直接返回到输入滤波电容，提高抑制浪涌干扰的能力。

(8) 控制端附近的电容应尽可能靠近源极和控制端的引脚。S极与 C、L（或 M）、X 极各通过一条独立的支路相连，不得共享一条支路。

(9) 禁止让 MOSFET 的开关电流通过连接 C-S 极的并联支路。

(10) S、L、X 端的引线 with 外围相关元件的距离也要尽量短捷，并且远离漏极 D 的并联支路，以防止产生噪声耦合。

(11) 线路检测电阻 R_1 应尽可能接近于 L（或 M）引脚。

(12) 将控制端的旁路电容（ $47\mu\text{F}$ ）与一只高频旁路电容（ $0.1\mu\text{F}$ ）相并联，可以更好地抑制噪声。反馈电路的输出端，应尽可能靠近的 C、S 极。

● 第九节 开关电源散热器的设计

为使开关电源能长期正常地工作，需要给单片开关电源（或 PWM 控制器）集成电路装上合适的散热器，以便将芯片内部产生的热量及时散发掉，避免因散热不良致使管芯温度超过最高结温，使开关电源无法正常工作，甚至损坏芯片。

一、散热器的基本知识

开关电源的散热途径有 3 种，分别是热传导、热对流和热辐射。热传导主要发生在芯片与散热器之间，而热对流发生在散热器和周围空气之间，热辐射是指散热器向周围空气释放热量。在不加风冷的条件下，热传导是芯片最主要的散热途径，散热途径为“管芯→管壳（或小散热片）→散热器→周围空气”。自然冷却时，热对流和热辐射一般可忽略不计。

芯片的最大允许功耗取决于芯片的最高结温 T_{jM} （亦称极限结温），仅当 $T < T_{jM}$ 时开关电源才能正常工作。为安全起见，有的芯片还规定了最高工作结温 T_{jmax} （ $T_{jmax} < T_{jM}$ ），例如当 $T_{jM} = 150^\circ\text{C}$ 时， $T_{jmax} = 125^\circ\text{C}$ 。显然，芯片的散热能力愈强，实际结温就愈低，它所能承受的功率也愈大。芯片的散热能力取决于它的热阻。所谓

热阻，是用来表征各种材料热传导性能的物理量，以单位功耗下材料的温升来表示，单位是 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。温升愈低，说明材料的散热能力愈强，即热阻小；温升高表明散热能力差，热阻大。

散热器的种类很多，大致可分为以下三种：

(1) 平板式散热器，简称散热板，其结构简单、成本低廉，容易自制，但所占面积较大。

(2) 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；常见的成品散热器有叉指式、筋片式两种类型，其外形分别如图 6-9-1 (a)、(b) 所示。

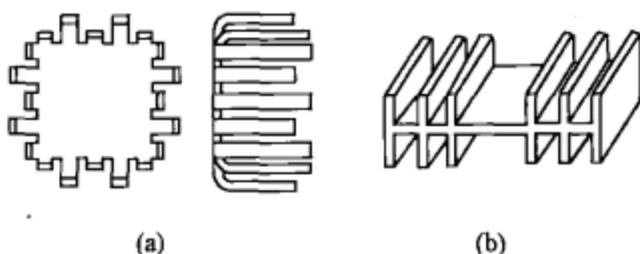


图 6-9-1 成品散热器的外形

(a) 叉指式；(b) 筋片式

(3) 印制板 (PCB) 式散热器，它是将印刷电路板上的一部分铜箔制成正方形或长方形，作为表面贴片式 (简称表贴) 集成电路的散热器，称之为 PCB 散热器。将 TO-220 封装的芯片直接安装在印制板上，利用铜箔做散热板时的散热情况如图 6-9-2 所示。

平板式散热器和叉指式散热器的安装示意图分别如图 6-9-3 (a)、(b) 所示。

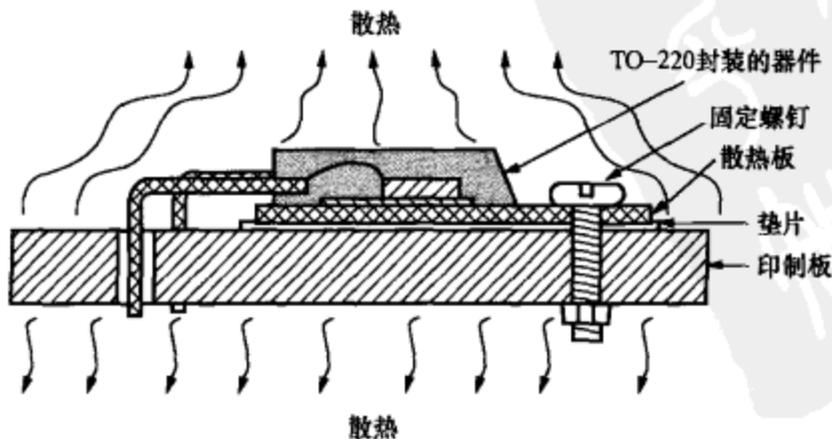


图 6-9-2 利用铜箔做散热板时的散热情况

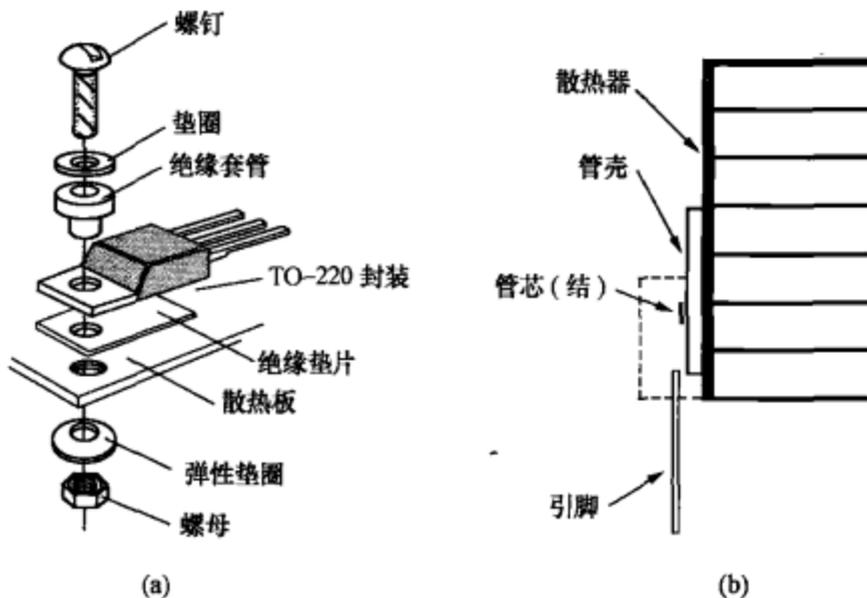


图 6-9-3 平板式散热器和叉指式散热器的安装示意图
(a) 平板式散热器；(b) 叉指式散热器

为便于理解散热特性，现将热参数与电参数加以对比，见表 6-9-1。不难发现，热流量与电流颇有相似之处。在电学上，当电位差通过电阻时会产生电流；在热学上，当温度梯度跨越热阻时能产生热流量。电阻代表导体对电流的阻碍作用，而热阻表示物体对热流量的阻碍作用。计算热阻的公式在形式上与欧姆定律相似。而温升（温差）又与电位差相似。由此可推断，为使散热和温升所引起功耗为最小，必须使热阻为最小；换言之，如果热阻是给定的，那么耗散更多的功率必将加快温度的升高。与电阻类似，两个热阻也可以互相串联或并联，串联时将热阻值相加；并联时的总热阻等于两个热阻的乘积除以它们的热阻之和。

表 6-9-1 热参数与电参数的对比

| 热 参 数 | | 电 参 数 | |
|-------------------|-------------------------|----------------|--------------------|
| 参 数 | 相互关系 | 参 数 | 相互关系 |
| 热流量 Φ | $R_0 = \Delta T / \Phi$ | 电流 I | $I = \Delta U / R$ |
| 热阻 R_0 | | 电阻 R | |
| 温升（温差） ΔT | | 电位差 ΔU | |

二、散热器的工作原理

给半导体器件加散热器后可减小总热阻，热阻的分布情况如图 6-9-4 所示。 $R_{\theta JC}$ 表示从结到外壳的热阻。 $R_{\theta CS}$ 是从外壳到散热器表面的热阻。若令 $R_{\theta JS}$ 为从结到散热器表面的热阻，则 $R_{\theta JS} = R_{\theta JC} + R_{\theta CS}$ 。 $R_{\theta SA}$ 为散热板到周围空气的热阻，简称散热器热阻。

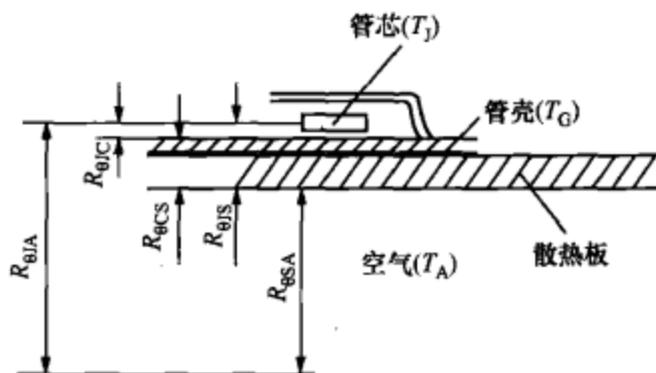


图 6-9-4 半导体器件加散热器后的热阻

半导体器件的热阻分布如图 6-9-5 所示。由图可见，热传导过程是按照温度梯度从高到低的顺序，依次为“ $T_J \rightarrow T_C \rightarrow T_A$ ”。令 $R_{\theta JA}$ 为总热阻，则

$$R_{\theta JA} = R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA} = R_{\theta JS} + R_{\theta SA} \quad (6-9-1)$$

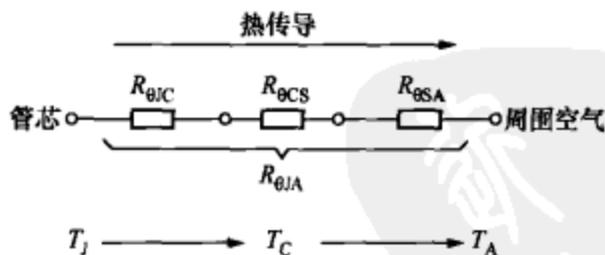


图 6-9-5 半导体器件的热阻分布图

设未加散热板时的总热阻为 R_{θ} ，稳压器的最高允许结温为 T_{JM} ，最高环境温度为 T_{AM} ，温升为 ΔT ，加散热器后器件的实际功耗为 P_D ，有关系式

$$P_D = \frac{\Delta T}{R_{\theta JA}} = \frac{T_{JM} - T_{AM}}{R_{\theta JS} + R_{\theta SA}} \quad (6-9-2)$$

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

$$P_D \leq P'_D < P_{DM} \quad (6-9-3)$$

若用 P'_D 来代替 P_D ，则将式 (6-9-2) 整理后得到

$$R_{\text{qSA}} = \frac{T_{\text{jM}} - T_{\text{AM}}}{P'_D} - (R_{\text{qJC}} + R_{\text{qCS}}) = \frac{T_{\text{jM}} - T_{\text{AM}}}{P'_D} - R_{\text{qJA}} \quad (6-9-4)$$

在确定散热板面积时将用到 R_{qSA} 值。

表 6-9-2 列出了线性稳压器几种常用封装的热参数。需要指出的是某些产品有多种封装形式。散热板的热阻 R_{qSA} 与表面积 S 的关系曲线如图 6-9-6 所示，注意其 X 、 Y 坐标均按对数刻度。图 6-9-6 中分别给出铝板和铁板的曲线，板厚均为 2mm，使用条件是散热板垂直放置，器件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。另外，在表面积与厚度相同的情况下，铝板的热阻较小，其散热性能优于铁板，而密度仅为铁板的 1/3 (2.7/7.8)，并且不容易生锈。

表 6-9-2 几种常用封装的热参数

| 封装形式 | | TO-220 | TO-3 | TO-263 | SOT-223 |
|--|----------------|--------|------|-----------------|------------------|
| 最大允许功耗 P_{DM} (W) | | 10 | 20 | 5 | 2 |
| 不加散热器时结到周围空气的总热阻 R_{qJA} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) | | 62.5 | 40 | 40 | 150 |
| 加散热器后管壳到散热器表面的总热阻 R_{qCS} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) | 直接与散热板接触 | 7 | 6 | 3 (直接焊在散热板上) | 15 (直接焊在散热板上) |
| | 涂导热硅脂 | 1 | 1 | — | — |
| | 加 0.05mm 厚的云母片 | 1.8 | 1.8 | — | — |

PCB 散热器的热阻 (R_{qSA}) 与散热铜箔面积 (S) 的关系曲线如图 6-9-7 中的实线所示，这里假定为没有气流。由图可见，当 $S=1\text{in}^2=645\text{mm}^2$ 时， $R_{\text{qSA}}=55^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。虚线是在散热器表面涂有黑漆、气流速度为 1.3m/s 的条件下测得的，这接近于散热器的最佳工作状态。

计算覆铜板热阻的公式为

$$R_{\text{qSA}} = R_{\text{qJA}} - (R_{\text{qJC}} + R_{\text{qCS}}) \quad (6-9-5)$$

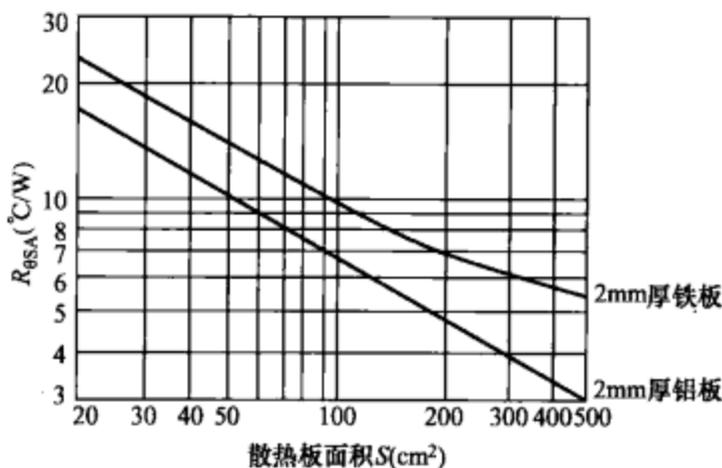


图 6-9-6 铝板与铁板 $R_{\theta SA} - S$ 关系曲线

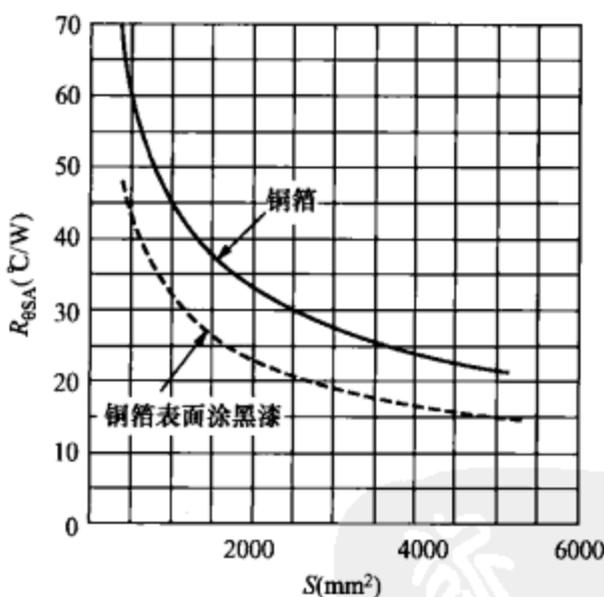


图 6-9-7 PCB 散热器的热阻与散热铜箔面积的关系曲线

其中, $R_{\theta SA}$ 为覆铜板散热器到周围空气 (即环境温度) 的热阻; $R_{\theta JA}$ 为从管芯到周围空气的总热阻; $R_{\theta JC}$ 为管芯到管壳的热阻; $R_{\theta CS}$ 为管壳到敷铜板的接触热阻。需要说明两点: ① $R_{\theta JC}$ 与封装形式有关; ② 当管壳 (或引脚) 直接焊到覆铜板上 (或通过器件底面的金属散热垫焊到覆铜板上) 时, $R_{\theta CS} = 0$; 当管壳 (或引脚) 不与敷铜板焊接时, 依接触情况的不同, $R_{\theta CS} = 0.5 \sim 3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

三、开关电源散热器实用设计方法

单片开关电源集成电路的功耗主要由内部功率开关管 (MOS-

FET) 产生的, 芯片中其他单元电路的功耗可忽略不计。但是开关电源与线性稳压电源的重要区别就是功率开关管工作在高频开关状态, 由于功率损耗 P_D 在开关周期内是不断变化的, 因此很难准确计算 P_D 值。

分析可知, 开关电源的功率损耗主要包括两部分: 传输损耗、开关损耗。传输损耗是由 MOSFET 的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 而引起的损耗, 例如早期产品 TOP227Y 的 $R_{DS(ON)} = 4.3\Omega$ (100°C 时的典型值, 下同), 而输出功率与之相当的新产品 TOP258 的 $R_{DS(ON)}$ 降至 2.5Ω ; 导通电阻越小, 传输损耗就越低。开关损耗是指 MOSFET 的漏极电容 C_D 造成的损耗。通常传输损耗远大于开关损耗, 开关损耗亦可忽略不计。需要指出, 在对单片开关电源集成电路进行热参数计算时, 只需考虑器件本身的损耗。

下面介绍一种根据厂家提供的原始图表, 通过计算芯片的平均功耗 $\overline{P_D}$ 来完成散热器设计的方法。此方法简便实用, 具有推广价值。

以 TOPSwitch-GX (TOP242~TOP250) 系列单片开关电源为例, 其数据手册中给出的热参数值见表 6-9-3。该系列产品的极限电流值和导通电阻值 (芯片结温 $T_J = 100^\circ\text{C}$) 分别见表 6-9-4、表 6-9-5。当 MOSFET 导通时漏-源极导通电流 $[I_{DS(ON)}]$ 与漏-源极导通电压 $[U_{DS(ON)}]$ 的关系曲线如图 6-9-8 所示, 此时 MOSFET 的漏-源极导通电压一般只有几伏。当 MOSFET 关断时, 漏极功耗

表 6-9-3 TOPSwitch-GX 系列产品的热参数值

| 热参数 | TO-220-7C (Y) 或 TO-262-7C (F) 封装 | TO-263-7C (P) 或 SMD-8B (G) 封装 | |
|--|--|---|--|
| | 结到环境温度的热阻 $R_{\theta JA} (^\circ\text{C}/\text{W})$ | 80 (不装散热器) | 70 (散热铜箔的 面积为 232mm^2) |
| 结到管壳的热阻 $R_{\theta JC} (^\circ\text{C}/\text{W})$ | 2 (结到器件背面 小散热板的热阻) | 11 (在靠近塑料壳体表面的源极引脚处测得) | |
| 散热器特点 | 采用平板型散热器或 成品散热器 | 采用 PCB 散热器, PCB 的 单位面积质量为 $610\text{g}/\text{m}^2$ | |

表 6-9-4 TOPSwitch-GX 系列产品的极限电流值

| TOPSwitch-GX 系列 产品型号 | 极限电流 I_{LIMT} (A) | | |
|-------------------------|----------------------|-----------------|----------------------|
| | 最小值/ $I_{LIMT(min)}$ | 典型值/ I_{LIMT} | 最大值/ $I_{LIMT(max)}$ |
| TOP242P/G/Y | 0.418 | 0.45 | 0.481 |
| TOP243P/G | 0.697 | 0.75 | 0.802 |
| TOP243Y | 0.837 | 0.90 | 0.963 |
| TOP244P/G | 0.930 | 1.00 | 1.070 |
| TOP244Y | 1.256 | 1.35 | 1.445 |
| TOP245Y | 1.674 | 1.80 | 1.926 |
| TOP246Y | 2.511 | 2.70 | 2.889 |
| TOP247Y | 3.348 | 3.60 | 3.852 |
| TOP248Y | 4.185 | 4.50 | 4.815 |
| TOP249Y | 5.022 | 5.40 | 5.778 |
| TOP250Y | 5.859 | 6.30 | 6.741 |

表 6-9-5 TOPSwitch-GX 系列产品的导通电阻值 ($T_j=100^{\circ}\text{C}$)

| TOPSwitch-GX 系列 产品型号 | 导通电阻值 $R_{DS(ON)}$ (Ω) | | |
|-------------------------|---------------------------------|------|------|
| | 最小值 | 典型值 | 最大值 |
| TOP242 | — | 25.7 | 30.0 |
| TOP243 | — | 12.9 | 15.0 |
| TOP244 | — | 8.60 | 10.0 |
| TOP245 | — | 6.45 | 7.50 |
| TOP246 | — | 4.30 | 5.00 |
| TOP247 | — | 3.22 | 3.75 |
| TOP248 | — | 2.58 | 3.00 |
| TOP249 | — | 2.15 | 2.50 |
| TOP250 | — | 1.85 | 2.15 |

P_D 与漏-源极关断电压 $U_{DS(OFF)}$ 的关系曲线如图 6-9-9 所示, 此时 $U_{DS(OFF)}$ 可高达几百伏。图 6-9-8 和图 6-9-9 中的比例系数 k 与芯片型号有关。

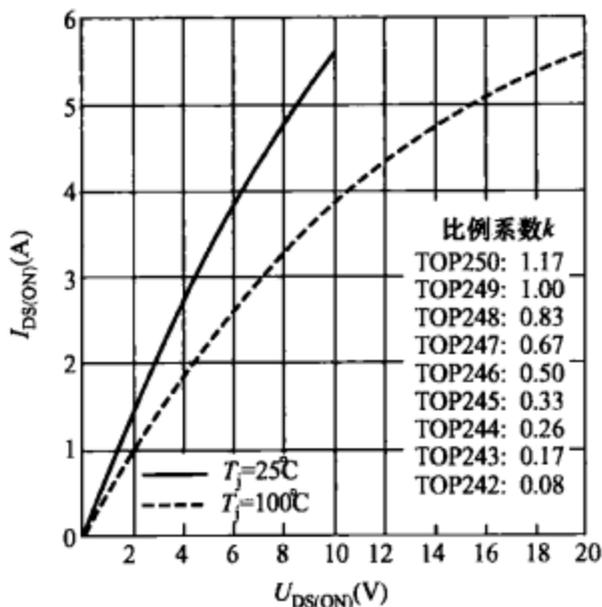


图 6-9-8 当 MOSFET 导通时 $I_{DS(ON)}$ 与 $U_{DS(ON)}$ 的关系曲线

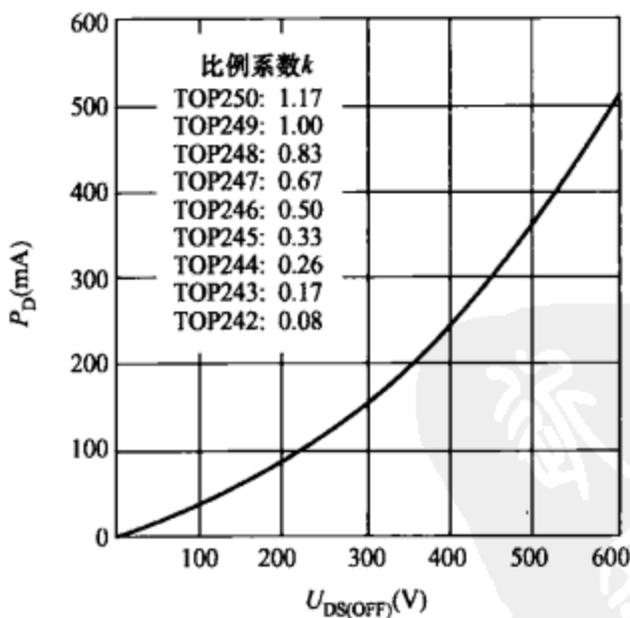


图 6-9-9 当 MOSFET 关断时 P_D 与 $U_{DS(OFF)}$ 的关系曲线

四、开关电源散热器的设计实例

1. 平板散热器的设计实例

设计要求：选择 TO-220-7C 封装的 TOP249Y 型单片开关电源集成电路，设计一个 70W (19V、3.6A) 通用开关电源（总电路参见图 6-3-3）。已知 TOP249Y 的最高结温 $T_{JM} = 150^\circ\text{C}$ ，厂家规定

的最高工作结温 $T_{Jmax} = 125^{\circ}\text{C} < 150^{\circ}\text{C}$ ，最高环境温度 $T_{AM} = 40^{\circ}\text{C}$ 。拟采用 2mm 厚的铝板散热器，试确定散热器的外型尺寸。

考虑到最不利的情况，芯片结温 T_J 可按 100°C 计算。从表 6-9-5 中查到当 $T_J = 100^{\circ}\text{C}$ 时 TOP249Y 的 $R_{DS(ON)} = 2.15\Omega$ （典型值），又从表 6-9-4 中查到极限电流 $I_{LIMIT} = 5.40\text{A}$ （典型值）。由于芯片总是降额使用的，实际可取 $I_{DS(ON)} = 0.8I_{LIMIT} = 4.32\text{A}$ 。考虑到 $I_{DS(ON)}$ 在一个开关周期内是近似按照线性规律从零增加到最大值的（参见图 6-9-8），因此应对其取平均值，即 $\overline{I_{DS(ON)}} = (0 + I_{DS(ON)})/2 = (0 + 4.32\text{A})/2 = 2.16\text{A}$ 。对 TOP249Y 而言，比例系数 $k = 1.00$ 。不难算出

$$\overline{P_D} = (\overline{I_{DS(ON)}})^2 R_{DS(ON)} = (2.16\text{A})^2 \times 2.15\Omega = 10.0(\text{W})$$

从图 6-9-8 中的虚线 ($T_J = 100^{\circ}\text{C}$) 上查出 $I_{DS(ON)} = 2.16\text{A}$ 时所对应的 $U_{DS(ON)} = 4.5\text{V}$ 。若根据 $U_{DS(ON)}$ 值计算，则 $\overline{P_D} = \overline{I_{DS(ON)}} U_{DS(ON)} = 2.16\text{A} \times 4.5\text{V} = 9.72(\text{W})$ ，比前面算出的 10.0W 略低一点。这是由于图 6-9-8 所示关系曲线呈非线性的缘故，致使后者的数值略偏低些。下面就按 $\overline{P_D} = 10.0\text{W}$ 来计算热参数值。

由于表 6-9-3 中仅给出结到管壳的热阻 $R_{\theta JC} = 2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ，厂家未提供器件从外壳到散热器表面的热阻 $R_{\theta CS}$ 值，但查表 6-9-2 可知，对 TO-220（含 TO-220-7C）封装而言，当器件的小散热片与外部散热板之间涂一层导热硅脂时， $R_{\theta CS}$ 为 $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。将 $\overline{P_D} = 10.0\text{W}$ 、 $T_{JM} = 125^{\circ}\text{C}$ 、 $T_{AM} = 40^{\circ}\text{C}$ 、 $R_{\theta JC} = 2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 和 $R_{\theta CS} = 1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 一并代入式 (6-9-4) 中

$$R_{\theta SA} = \frac{125^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}}{10.0\text{W}} - (2^{\circ}\text{C}/\text{W} + 1^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 5.5(^{\circ}\text{C}/\text{W})$$

最后从图 6-9-6 中查到铝散热板的表面积 $S \approx 150\text{cm}^2$ 。若留出 1/3 的余量，则实际铝散热板表面积为 200cm^2 ，外形尺寸可取 $15\text{cm} \times 13.3\text{cm}$ 。一般情况下，散热板的长、宽之比不要超过 2:1。在器件与散热板的接触面上涂一层导热硅脂后 $R_{\theta JS} = 1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ，这是因为涂导热硅脂以后散热板与器件能紧密贴合，可将接触面的热阻降至最低，这不仅能改善散热条件，还能大大减小散热板的面积。

2. PCB 散热器的设计实例

设计要求：选择 DIP-8C 封装的 TNY278P 微型单片开关电源集

成电路，设计一个 12W (+12V/1A) 微型开关电源（总电路参见图 6-4-3）。已知 TNY278P 的最高工作结温 $T_{JM}=125^{\circ}\text{C}$ ，最高环境温度 $T_{AM}=45^{\circ}\text{C}$ 。拟采用单位面积质量为 $0.0669\text{g}/\text{cm}^2$ （折合 $2\text{oz}/\text{ft}^2$ ）的 PCB 散热器。试确定散热器的外型尺寸。

从厂家提供的 TNY278P 数据手册中查出， $R_{\theta JC}=11^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ；采用 $0.0669\text{g}/\text{cm}^2$ 、面积为 645mm^2 的铜箔散热器时， $R_{\theta JA}=60^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。由于是将 TNY278P 的 4 个源极（S）引脚直接焊接到 PCB 散热器上的，因此 $R_{\theta CS}=0$ ， $R_{\theta SA}=R_{\theta JA}-(R_{\theta JC}+R_{\theta CS})=R_{\theta JA}-R_{\theta JC}=60^{\circ}\text{C}/\text{W}-11^{\circ}\text{C}/\text{W}=49^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。从图 6-9-7 所示的实线曲线上查出 $S=750\text{mm}^2$ ，比厂家提供的 645mm^2 铜箔面积略大些。原因就在于图 6-9-7 所示实曲线是在没有空气流动的最不利情况下测定的。将铜箔面积取得稍大些，更有助于改善散热条件，还能提高开关电源长期连续工作的可靠性。设计好的 PCB 散热器的布局如图 6-9-10 所示（局部）。

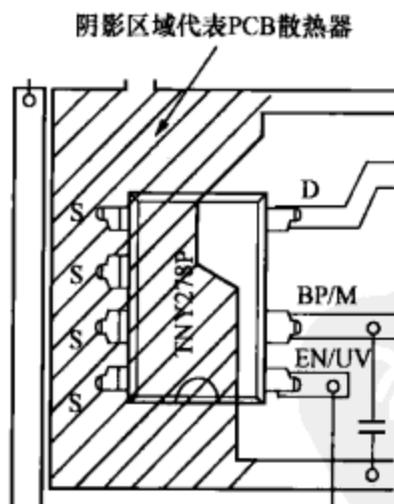


图 6-9-10 PCB 散热器的布局（局部）

第七章

开关稳压器及直流开关电源实例解析

开关稳压器及直流开关电源均属于 DC/DC 变换器，输入、输出都是直流电压。二者的主要区别是开关稳压器属于低压输入、非隔离式 DC/DC 变换器，而直流开关电源一般为高压输入、隔离式 DC/DC 变换器。此外，前者采用开关稳压器集成电路，后者一般采用 PWM 控制器或单片开关电源。本章以图表的形式简要介绍开关稳压器及直流开关电源的 10 个典型设计实例。

第一节 降压式开关稳压器实例解析

一、降压式开关稳压器的基本原理

降压式开关稳压的原理如图 7-1-1 (a) 所示，图中示出了当

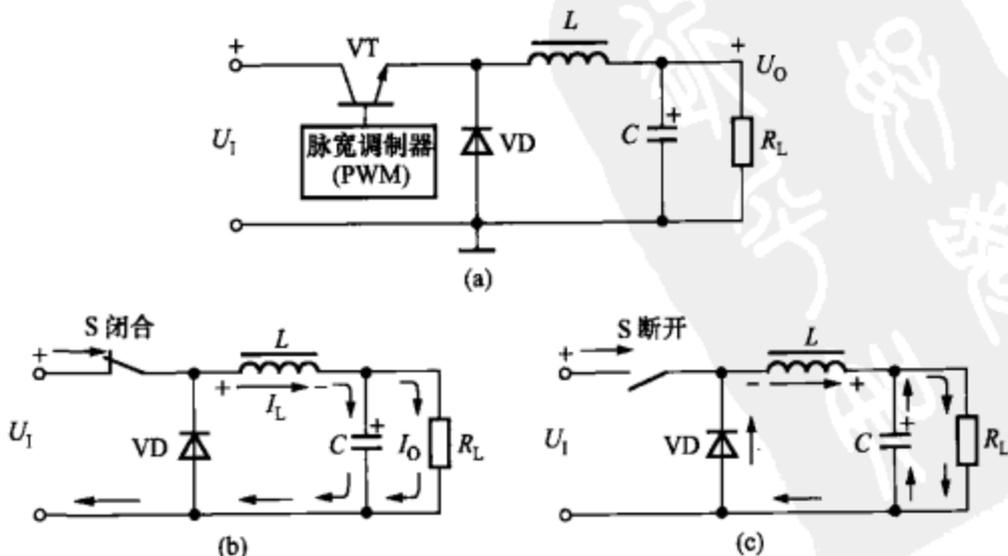


图 7-1-1 降压式开关稳压的原理

(a) 简化电路；(b) 开关闭合时的电流路径；(c) 开关断开时的电流路径

开关闭合、断开时的电流路径。降压式 DC/DC 变换器储能电感的电流波形如图 7-1-2 所示。由图可见，在开关闭合期间 (t_{ON})，电感电流 I_L 是沿斜坡上升的；在开关断开期间 (t_{OFF})，电感电流沿斜坡下降。因此，DC/DC 变换器输出的等效负载电流 I_O 为 I_L 与 I_C 的平均值。电感电流波形中峰与峰之间的差值就是电感纹波电流， L 应选得足够大，以保证纹波电流小于额定直流电流的 20%~30%。降压式开关稳压器原理解析见表 7-1-1。

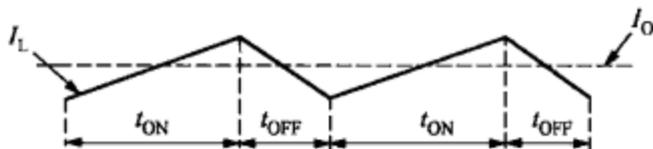


图 7-1-2 降压式 DC/DC 变换器储能电感的电流波形

表 7-1-1 降压式开关稳压器原理解析

| | | |
|--------------|---|---|
| 工作原理 | <p>(1) 当开关闭合时续流二极管 VD 截止，由于输入电压 U_1 与储能电感 L 接通，因此输入-输出压差 ($U_1 - U_O$) 就加在 L 上，使通过 L 的电流 I_L 线性地增加。在此期间除向负载供电之外，还有一部分电能储存在 L 和 C 中，流过负载 R_L 的电流为 I_O，参见图 7-1-1 (b)</p> <p>(2) 当开关断开时，L 与 U_1 断开，但由于电感电流不能在瞬间发生突变，因此在 L 上就产生反向电动势以维持通过电感的电流不变。此时续流二极管 VD 导通，储存在 L 中的电能就经过由 VD 构成的回路向负载供电，维持输出电压不变。开关断开时，C 对负载放电，这有利于维持 U_O 和 I_O 不变，参见图 7-1-1 (c)</p> <p>(3) 当开关断开时，C 对负载放电，以维持 U_O 和 I_O 不变</p> | |
| 主要特点 | <p>(1) U_1 先通过开关器件 S，再经过储能电感 L</p> <p>(2) $U_1 = U_L + U_O$，因 $U_O < U_1$，具有降低电压的作用</p> <p>(3) 输出电压与输入电压的极性相同</p> | |
| 计算公式 | 输出电压 | $U_O = \eta \frac{t}{T} U_1 = \eta D U_1$ <p>(η 为效率，D 为占空比，下同)</p> |
| | 最大漏极电流 | $I_{IX(max)} = I_O$ |
| | 漏极电压 | $U_{DS} = U_1$ |
| | 输出整流二极管上的电流 | $I_{F1} = (1 - D) I_O$ |
| 输出整流二极管的反向电压 | $U_{DI} = U_1$ | |

二、降压式开关稳压器实例解析

LM2576 系列是美国国家半导体公司 (NSC) 生产的高效率、3A 大电流输出、降压式开关稳压器。其转换效率可达 75%~88%，能最大限度地减小散热片尺寸，在许多情况下甚至可不加散热片。LM2576 具有关断功能 (关断信号与 TTL 电平兼容)，可使稳压器进入低功耗待机模式，待机电流仅为 80 μ A。与同类大电流降压式稳压器相比，其价格低廉，外围电路非常简单。LM2576 分固定输出式 (LM2576- $\times\times$ ，有 4 种规格：3.3V、5V、12V、15V)、可调输出式 (LM2576-ADJ)。

由 LM2576-ADJ 构成具有欠电压保护功能的降压式开关稳压器电路如图 7-1-3 所示，LM2576-ADJ 的开关波形如图 7-1-4 所示，

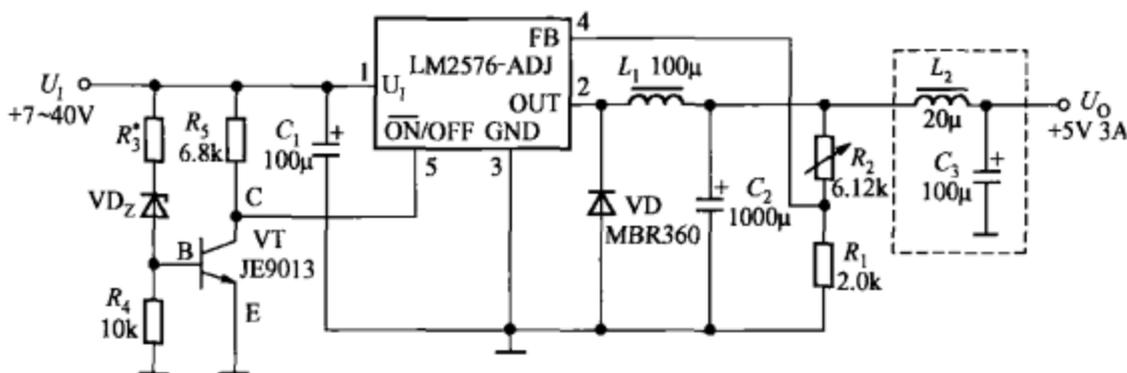


图 7-1-3 由 LM2576-ADJ 构成具有欠电压保护功能的降压式开关稳压器电路

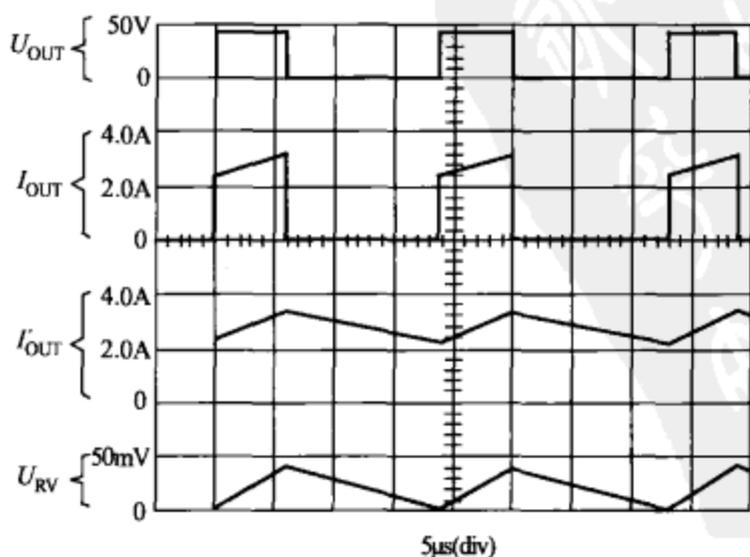


图 7-1-4 LM2576-ADJ 的开关波形

图中 X 轴上的每 1 小格代表 $5\mu\text{s}$ 。 U_{OUT} 为输出端的电压波形，Y 轴上每 1 小格代表 10V（即 10V/div）。 I_{OUT} 为输出端的电流波形（2.0A/div）。 I'_{OUT} 为储能电感上的电流波形（交流耦合，2.0A/div）。 U_{RV} 为纹波电压波形（交流耦合，50mV/div）。

具有欠电压保护功能的降压式开关稳压器电路解析详见表 7-1-2。

表 7-1-2 具有欠电压保护功能的降压式开关稳压器电路解析

| | | |
|------|-----------|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $U_1 = +7.0 \sim 40\text{V}$ |
| | 输出特性 | $U_0 = +5\text{V}$ （可调）， $I_0 = 3\text{A}$ |
| | 保护功能 | 当输入电压低于设定阈值时，稳压器处于关断状态，可起到欠电压保护作用 |
| 电路解析 | 开关稳压器 | (1) C_1 为输入端滤波电容， C_2 为输出端滤波电容 (2) L_1 为储能电感（业余制作时可选直径为 22mm 的高频坡莫合金磁环，用 $\phi 1.0$ 的高强度漆包线均匀绕 30 匝左右，其电感量约为 $100\mu\text{H}$ ） (3) VD 为续流二极管，采用 MBR360 型肖特基二极管（其反向峰值电压 $U_{\text{RM}} = 60\text{V}$ ，平均整流电流 $I_d = 3\text{A}$ ，反向恢复时间 $t_r < 10\text{ns}$ ） (4) R_1 、 R_2 为取样电阻， R_1 应选误差为 $\pm 0.5\%$ 的精密电阻 |
| | 欠电压保护电路 | (1) 当 $U_1 < U_{\text{UV}}$ 时，稳压管不工作，晶体管的基极经过 R_4 接地，使得 VT 截止，集电极呈高电平，因通/断控制端 $\overline{\text{ON/OFF}} = 1$ （高电平），故将 LM2576- \times 的输出关断，起到保护作用 (2) 当 $U_1 > U_{\text{UV}}$ 时，稳压管被击穿，进入稳压区，使 VT 导通， $\overline{\text{ON/OFF}} = 0$ （低电平），LM2576 能正常工作 |
| | LC 型后置滤波器 | 可进一步减小输出纹波（若为简化电路，降低成本，亦可去掉后置滤波器） |
| 计算公式 | 输出电压 | $U_0 = 1.23\text{V} \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ |
| | 欠电压阈值 | $U_{\text{UV}} = U_z + U_{\text{BE}}$ |

第二节 升压式开关稳压器实例解析

一、升压式开关稳压器的基本原理

升压式开关稳压器的基本原理如图 7-2-1 所示。升压式开关稳压器的基本原理解析见表 7-2-1。

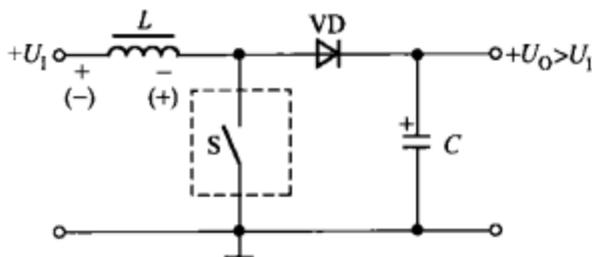


图 7-2-1 升压式开关稳压器的基本原理

表 7-2-1 升压式开关稳压器的基本原理解析

| | | |
|------|--|---|
| 工作原理 | <p>(1) 当 S 闭合时, 电感 L 上有电流通过而储存电能, 电压极性是左端为正、右端为负, 使整流二极管 VD 截止, 此时 C 对负载放电</p> <p>(2) 当 S 断开时, L 上产生的反向电动势极性是左端为负、右端为正, 使得 VD 导通。 L 上储存的电荷经过由 L、R_L 和 VD 构成的回路给负载供电, 同时对 C 进行充电。由于开关频率足够高, 使输出电压 U_O 能保持恒定</p> | |
| 主要特点 | <p>(1) U_1 先通过电感 L, 再经过开关器件 S</p> <p>(2) $U_O = U_1 + U_L - U_D \approx U_1 + U_L > U_1$, 故称之为升压式, 它具有提升电压的作用, 使 $U_O > U_1$ 时, U_L 为电感 L 上压降。 U_D 为续流二极管 VD 的压降, 通常可忽略不计</p> <p>(3) 输出电压与输入电压的极性相同</p> | |
| 计算公式 | 输出电压 | $U_O = \eta \frac{T}{T-t} U_1 = \eta \frac{1}{1-D} U_1$ |
| | 最大漏极电流 | $I_{D(\max)} = \left(\frac{1}{1-D} \right) I_O$ |
| | 漏极电压 | $U_{DS} = U_O$ |
| | 输出整流二极管上的电流 | $I_{F1} = I_O$ |
| | 输出整流二极管的反向电压 | $U_{R1} = U_O$ |

二、升压式开关稳压器的简化电路解析

升压式开关稳压器的简化电路如图 7-2-2 (a) 所示。升压式开关稳压器的简化电路解析见表 7-2-2。

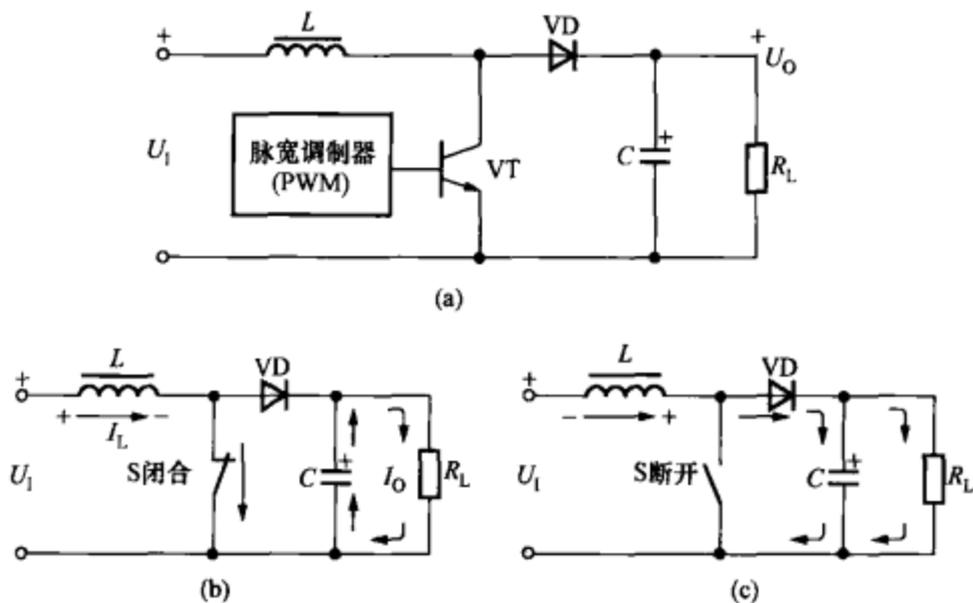


图 7-2-2 升压式开关稳压器的简化电路

(a) 简化电路；(b) 开关闭合时的电流路径；(c) 开关断开时的电流路径

表 7-2-2 升压式开关稳压器的简化电路解析

| | |
|------|---|
| 工作原理 | <p>(1) 当开关闭合时，整流二极管 VD 截止，输入电压经过电感 L 后直接返回，这导致通过电感电流 I_L 线性地增大。此时输出滤波电容 C 向负载放电，负载 R_L 上的电流为 I_O，参见图 7-2-2 (b)</p> <p>(2) 当开关断开时，由于电感电流不能在瞬间发生突变，因此在 L 上就产生反向电动势 U_L 以维持 I_L 不变。此时整流二极管 VD 导通，U_L 就与 U_1 串联后，以超过 U_1 的电压向负载提供电流，并对输出滤波电容 C 进行充电，参见图 7-2-2 (c)</p> |
| 主要特点 | <p>(1) 由于升压式开关稳压器的输出电压比输入电压高，因此输出电流必须低于输入电流</p> <p>(2) 升压式开关稳压器的最大可用总功率等于输入电压乘以最大平均输入电流</p> |

三、升压式开关稳压器实例解析

LM2577 系列是 NSC 公司生产的升压式开关稳压器，输出电压分别为 12V、15V 及可调式 (ADJ)。输入电压范围宽，最低输入电

压为+3.5V，最高输入电压为+40V。最大占空比可达95%，转换效率为80%。

由LM2577-ADJ构成的升压式稳压器电路如图7-2-3所示，电路解析详见表7-2-3。

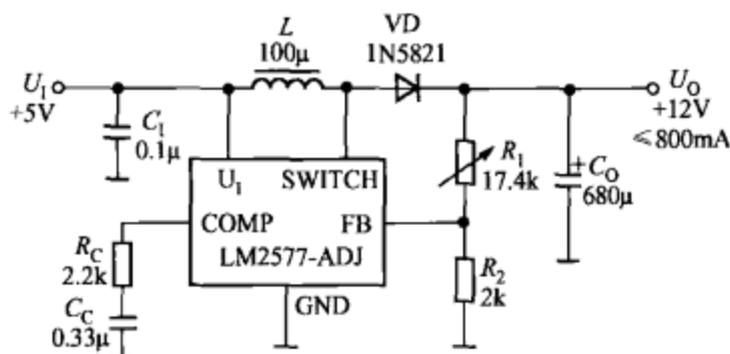


图 7-2-3 由 LM2577-ADJ 构成的升压式稳压器电路

表 7-2-3 由 LM2577-ADJ 构成的升压式稳压器电路解析

| | | |
|------|---|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $U_1 = +5V$ |
| | 输出特性 | $U_0 = +12V$ (可调), $I_0 \leq 800mA$ |
| 电路解析 | 开关稳压器 | <p>(1) 当 LM2577-ADJ 内部功率开关管闭合时，整流二极管 VD 截止，输入电压 U_1 经过电感 L 直接返回，使电感电流线性地增大。与此同时输出端滤波电容 C_0 向负载放电。当功率开关管断开时，L 上产生反向电动势，电感电流通过 VD 向 C_0 充电</p> <p>(2) R_C、C_C 为频率补偿网络</p> <p>(3) R_1、R_2 为外部取样电阻，R_2 应选精密金属膜电阻</p> |
| 计算公式 | 稳压器工作条件 | $U_0 \leq 60V, U_0 \leq 10U_{K(min)}, I_{OM} \leq 2.1U_{K(min)}/U_0$ |
| | 输出电压 | $U_0 = 1.23V \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$ |
| | 输入电压最小值与电感储能时间的乘积 ET (单位是 $V \cdot \mu s$) | $ET = \frac{D_{max} [U_{K(min)} - 0.6] \times 10^6}{f}$ <p>(其中, $f = 52kHz$)</p> |
| | 整流二极管反向电压 U_R | $U_R = U_0 + n(U_1 - U_{SAT})$ <p>(其中, n 为匝数比; U_{SAT} 为功率开关管的饱和压降, $U_{SAT} = 0.5V$)</p> |

续表

| | | |
|------|-------------|--|
| 计算公式 | RC 补偿网络 | $R_c \leq \frac{750 I_{OM} U_0^2}{U_{f(min)}^2}$ $C_c \geq \frac{58.5 \times U_0^2 C_o}{R_c^2 U_{f(min)}}$ <p>(R_c 值应小于 $3k\Omega$, C_c 值不得小于 $0.22\mu F$)</p> |
| | 输出端滤波电容的最小值 | $C_o \geq \frac{0.19 L R_c I_{OM}}{U_{f(min)} U_0}$ $C_o \geq \frac{U_{f(min)} R_c (U_{f(min)} + 3.74 \times 10^5 L)}{487800 U_0^2}$ <p>(必须同时满足上述两个公式, 并将其中数值较大的作为输出端滤波电容的最小值)</p> |

第三节 降压/升压式开关稳压器实例解析

一、降压/升压式开关稳压器的简化电路解析

降压/升压式开关稳压器的简化电路如图 7-3-1 (a) 所示, 简化电路解析见表 7-3-1。

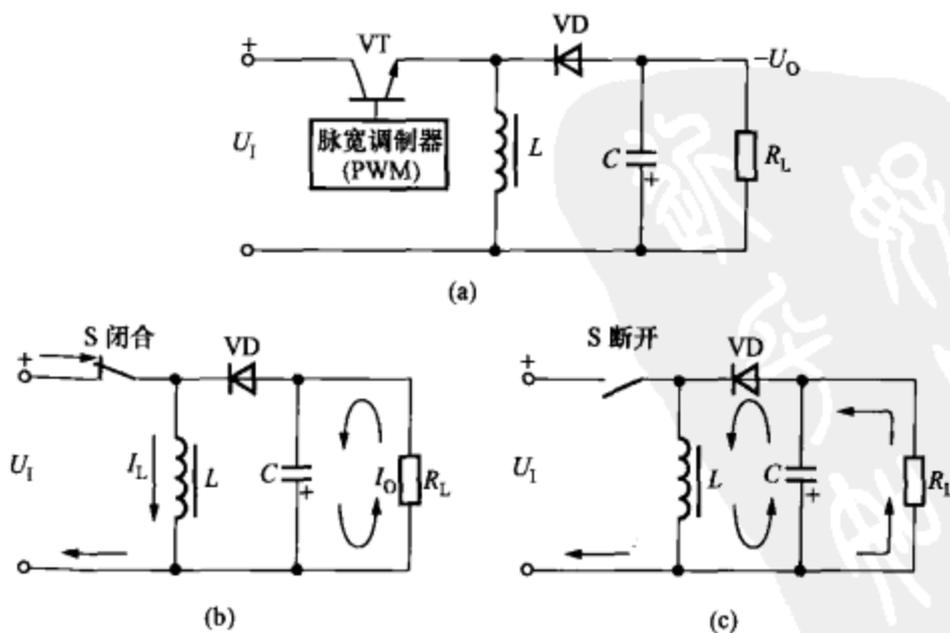


图 7-3-1 降压/升压式开关稳压的简化电路

(a) 简化电路; (b) 开关闭合时的电流路径; (c) 开关断开时的电流路径

表 7-3-1 降压/升压式开关稳压器的简化电路解析

| | | |
|------|---|-----------------------------------|
| 工作原理 | (1) 当开关闭合时, 输入电压通过电感 L 直接返回, 在 L 上储存电能, 此时输出电容 C 放电, 给负载提供电流 I_O , 见图 7-3-1 (b) (2) 当开关断开时, 在 L 上产生反向电动势, 使二极管 VD 从截止变为导通, 电感电流给负载供电并对输出电容进行充电, 维持输出电压不变, 见图 7-3-1 (c) | |
| 主要特点 | (1) 当输入电压高于输出电压时, 开关稳压器工作在降压模式 ($U_O < U_I$) (2) 当输入电压低于输出电压时, 开关稳压器工作在升压模式 ($U_O > U_I$) (3) 降压/升压式开关稳压器只能有一个输出, 且输出与输入不隔离。其中的升压式输出不能低于输入电压, 即使关断功率开关管, 输出电压也仅等于输入电压 (忽略整流二极管压降) (4) 在各种工作模式下均可输出连续电流 (5) 它还可构成极性反转式开关稳压器, 使输出电压的极性与输入电压相反, 且输出的负电压既可高于输入电压, 也可低于或等于输入电压 | |
| 计算公式 | 输出电压 | $U_O = \eta \frac{D}{1-D} U_I$ |
| | 最大漏极电流 | $I_{D(\max)} = I_O \frac{D}{1-D}$ |
| | 漏极电压 | $U_{DS} = U_I - U_O$ |
| | 输出整流二极管上的电流 | $I_{DI} = I_O$ |
| | 输出整流二极管的反向电压 | $U_{DI} = U_I - U_O$ |

二、降压/升压式开关稳压器实例解析

LTC3441 是美国凌特 (LT) 公司新推出一种固定频率的同步降压/升压式开关稳压器, 该器件能在效率高达 95% 的情况下提供 1A 的输出电流。

由 LTC3441 构成的同步降压/升压式稳压器电路如图 7-3-2 所示, 电路解析详见表 7-3-2。

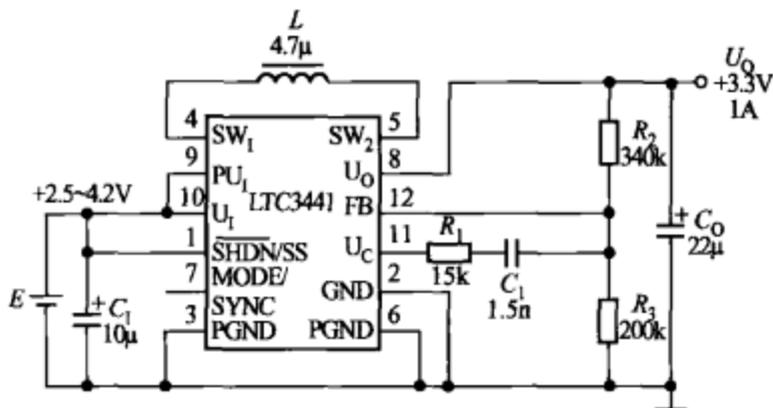


图 7-3-2 由 LTC3441 构成的同步降压/升压式稳压器电路

表 7-3-2 由 LTC3441 构成的同步降压/升压式稳压器电路解析

| | | |
|------|----------|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $U_1 = +2.5 \sim 4.2V$ |
| | 输出特性 | $U_O = +3.3V, I_O = 1A$ |
| | 外同步特性 | MODE/SYNC 端可接外部时钟, 使内部振荡器与之保持同步 |
| | 关断/软启动特性 | 将关断/软启动端 $\overline{SHDN/SS}$ 接低电平时将输出关断, 接高电平时具有软启动功能 |
| 电路解析 | 开关稳压器 | <p>(1) E 为锂离子 (Li-Ion) 电池, 允许电池电压的变化范围是 $+2.5 \sim 4.2V$</p> <p>(2) C_1 应选大于 $4.7\mu F$ 的低 ESR 滤波电容, 实际取 $10\mu F$</p> <p>(3) L 为采用高频磁心材料制成的 $4.7\mu H$ 储能电感</p> <p>(4) R_1、C_1 组成误差放大器的补偿电路</p> <p>(5) R_2、R_3 为取样电阻, 应采用精密金属膜电阻</p> |

◆ 第四节 负压输出式开关稳压器实例解析

一、负压输出式开关稳压器实例解析

LT1931 属于采用电流模式的负压输出式开关稳压器。LT1931 的输入电压范围是 $+2.6 \sim 16V$, 待机电流小于 $1\mu A$, 可将 $+5V$ 电源

变换成 $-5\text{V}/350\text{mA}$ 或 $-12\text{V}/150\text{mA}$ 输出。开关频率达 1.2MHz 。LT1931 的最大占空比为 90% ，转换效率可达 80% 。由 LT1931 构成带软启动 (Soft Start) 功能的负压输出式开关稳压器电路如图 7-4-1 所示，电路解析详见表 7-4-1。

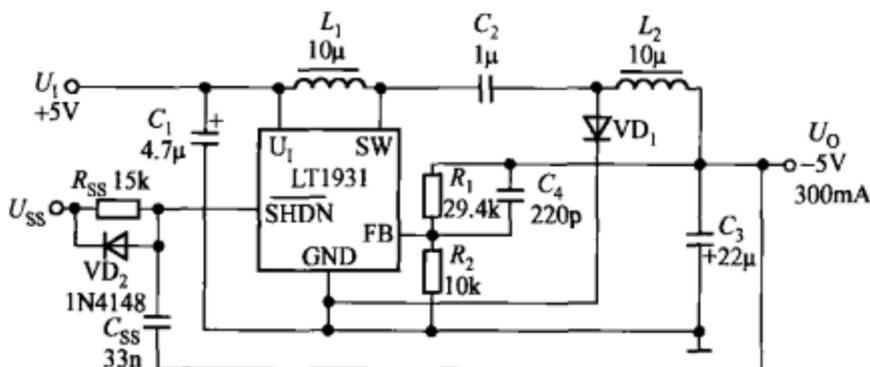


图 7-4-1 由 LT1931 构成带软启动功能的
负压输出式开关稳压器电路

表 7-4-1 带软启动功能的负压输出式开关稳压器电路解析

| | | |
|------|-------|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $U_1 = +5\text{V}$ |
| | 输出特性 | $U_0 = -5\text{V}$, $I_0 = 300\text{mA}$ |
| | 软启动特性 | 可使输出电流缓慢上升到额定值，避免在刚启动时输出端发生过载 |
| 电路解析 | 开关稳压器 | (1) C_1 为输入电容, C_2 为退耦电容, C_3 为输出电容 (2) L_1 、 L_2 为两个非耦合的独立电感器 (3) R_1 、 R_2 组成的分压器, 可设定输出电压 (4) R_1 还和 C_4 用于设定零点频率 f_z 以改善整个变换器的相位余量, 减小振铃电压 |
| | 软启动电路 | (1) R_{SS} 、 C_{SS} 分别为软启动电阻和软启动电容, 当 $R_{SS} = 15\text{k}\Omega$ 、 $C_{SS} = 33\text{nF}$ 时, 软启动时间约为 1ms (2) 改变时间常数 $\tau = R_{SS}C_{SS}$, 即可重新设定软启动时间 |
| 计算公式 | 输出电压 | $U_0 = -1.255\text{V} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$ |
| | 零点频率 | $f_z = \frac{1}{2\pi R_1 C_4}$ |

二、正压开关稳压器做负压输出实例解析

LM2596 属于第二代 3A 大电流输出的降压式开关稳压器系列产品。它对输出电压和负载的调节能力很强，是设计高效稳压电源的优选集成电路。最高输入电压为 40V，最大输出电流为 3A。输出电压分 4 种规格：3.3V、5.0V、12V、ADJ（1.23~37V 可调），可供用户选择。当输出端不接续流二极管、储能电感和滤波电容时，峰值极限电流 $I_{LMT} \geq 4.5A$ （典型值）。

由 LM2596-5.0 构成的负压输出式开关稳压器电路如图 7-4-2 所示。当 $L=33\mu H$ 时，LM2596 系列产品做负压输出的最大输出电流 (I_{OM}) 与输入电压 (U_1) 的关系曲线如图 7-4-3 所示。电路解析详见表 7-4-2。

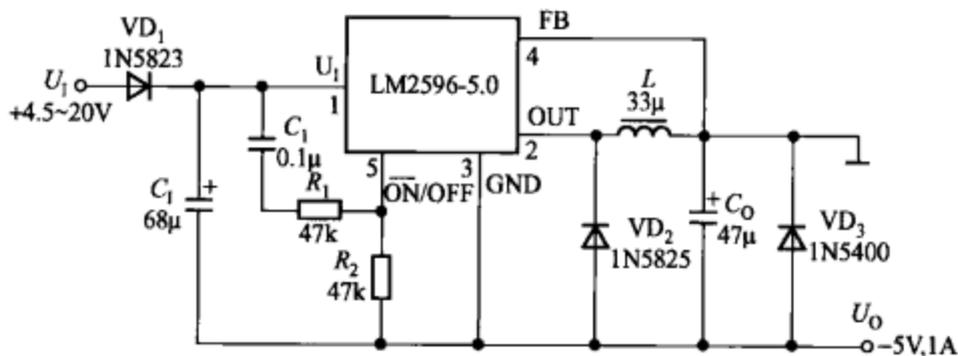


图 7-4-2 由 LM2596-5.0 构成的负压输出式开关稳压器电路

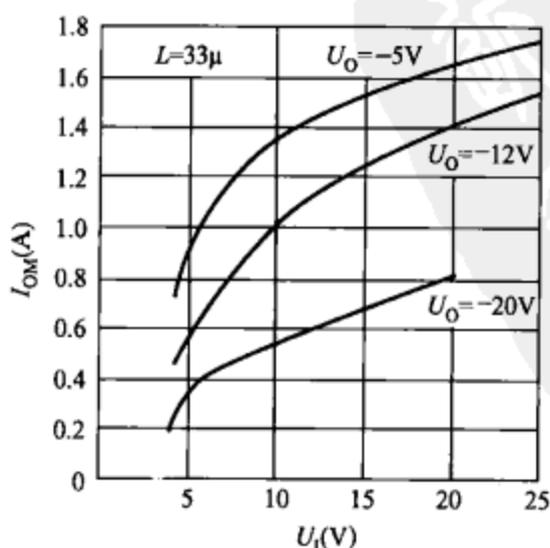


图 7-4-3 LM2596 系列产品做负压输出的 I_{OM} 与 U_1 关系曲线

表 7-4-2 由 LM2596-5.0 构成的负压输出式开关稳压器电路解析

| | | |
|------|-----------|---|
| | 输入特性 | $U_i = +4.5 \sim 20V$ |
| | 输出特性 | $U_o = -5V, I_o = 1A$ |
| | 实现负压输出的方法 | GND 端不接地, 而将反馈端接地, 利用自举电路把稳压器原来的地变成负电压输出端, 输出电压就被稳定在 $-5V$ 上 |
| 主要特点 | 延时启动特性 | <p>(1) 利用延时启动电路, 可对启动时的输入浪涌电流起到限制作用</p> <p>(2) 延时启动的工作原理是刚上电时随着输入电压不断升高时, 对 C_1 进行充电并将 \overline{ON}/OFF 引脚拉成高电平, 使芯片处于关断状态。当 C_1 充电结束时, $U_{C1} = U_i$, 通过 R_2 将 \overline{ON}/OFF 引脚拉成低电平, 使芯片处于工作状态, 内部功率开关管开始工作。R_1 用来限制 \overline{ON}/OFF 引脚上的电压不超过 $25V$</p> |
| 电路解析 | 开关稳压器 | <p>(1) VD_1 为隔离二极管, 能对输入电压中的纹波及噪声起到隔离作用, 推荐采用肖特基二极管, 所选型号为 1N5823</p> <p>(2) VD_2 为保护二极管, 当输入端发生短路时, 可防止输出变为正电压</p> |
| | 延时启动电路 | C_1 为定时电容, R_1 和 R_2 为定时电阻, 软启动时间应大于 $2ms$ |

第五节 大电流输出式开关稳压控制器实例解析

LTC3832 是凌特公司生产的高效率、大功率降压式开关稳压控制器, 能直接驱动两只 N 沟道 MOSFET, 构成低压、大电流输出的开关稳压器。适用于低压微处理器电源及分布式电源系统。由 LTC3832 构成 $1V$ 、 $7A$ 低压大电流输出式开关稳压器的电路如图 7-5-1 所示, 电路解析见表 7-5-1。

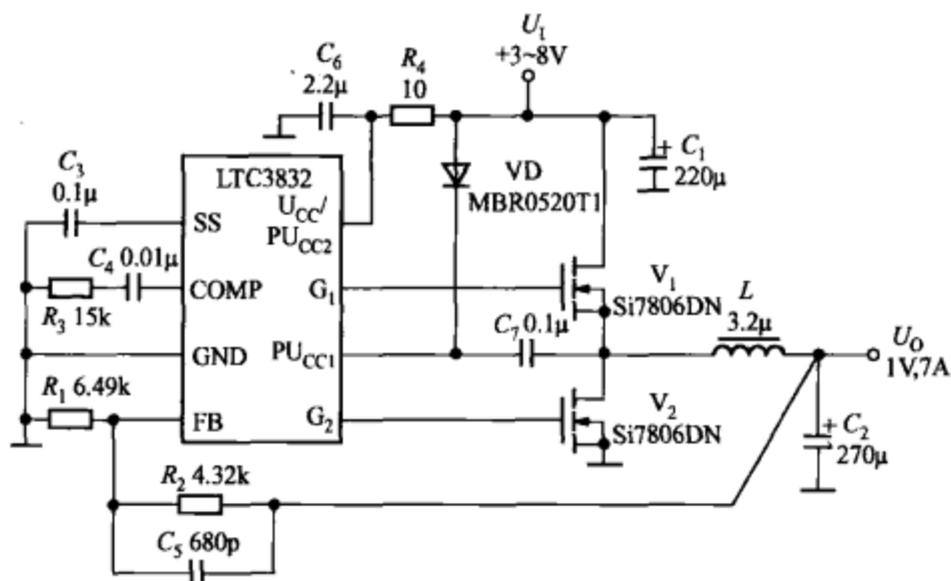


图 7-5-1 1V、7A 低压大电流输出式开关稳压器的电路

表 7-5-1 1V、7A 低压大电流输出式开关稳压器电路解析

| | | |
|------|-------|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $U_1 = +3 \sim 8V$ |
| | 输出特性 | $U_o = +1V, I_o = 7A$ |
| | 稳压器效率 | 当输出电流为 1A 时, 该稳压器效率高达 92%; 输出 7A 时效率仍可达为 79% |
| | 电路特点 | 通过驱动外部 MOSFET, 实现低压、大电流输出 |
| 电路解析 | 开关稳压器 | (1) V_1 和 V_2 均采用 Si7806DN 型 9.2A/30V 的 N 沟道 MOSFET (2) C_1 为输入电容器, C_2 为输出电容器, C_3 为软启动电容, C_5 为加速电容, C_6 为退耦电容, C_7 为自举电容 (3) L 为储能电感 (4) R_1 和 R_2 为取样电阻 (5) 反馈回路的频率补偿网络由 R_3 、 C_4 构成 |

第六节 高压开关稳压器实例解析

高压开关稳压器的典型产品有美国国家半导体公司生产的 LM5001、LM5002、LM5005、LM5007 和 LM5008。其中, LM5008 的最高输入电压为 100V, 其他均为 75V。开关电流分别可达 0.4A

(LM5008)、0.5A (LM5002、LM5007)、1A (LM5001) 和 2.5A (LM5005)。它们均属于高效率、输出电压可调的降压式开关稳压器，可满足分布式电源系统、汽车电子设备对高压电源的需要。例如，LM5007 内部包含耐压为 80V、峰值电流为 0.7A 的 N 沟道功率 MOSFET。其输入电压范围是 +2.5~75V，最高输入电压可达 +75V，输出电压连续可调，开关极限电流为 0.5A，开关频率可在 50~600kHz 范围内设定。

由 LM5007 构成的高压开关稳压器电路如图 7-6-1 所示，电路解析见表 7-6-1。

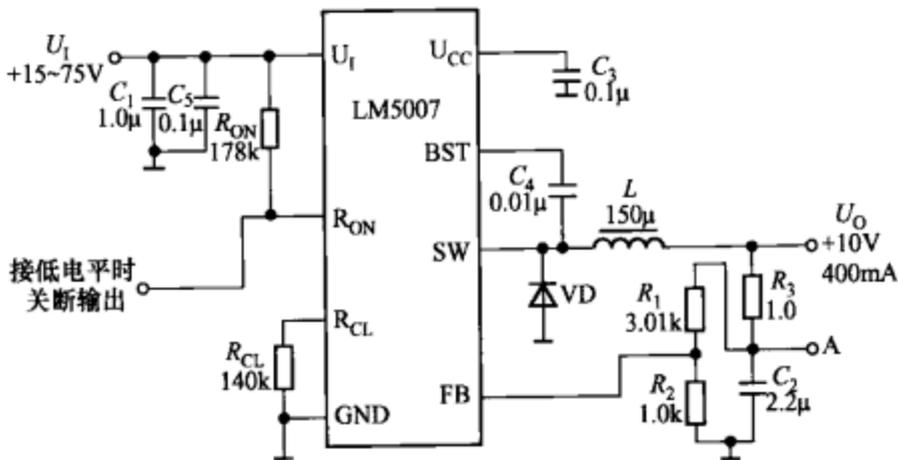


图 7-6-1 由 LM5007 构成的高压开关稳压器电路

表 7-6-1 由 LM5007 构成的高压开关稳压器电路解析

| | | |
|------|------|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $U_1 = +15 \sim 75V$ |
| | 输出特性 | $U_o = +10V, I_o = 400mA$ |
| | 芯片特性 | <p>(1) 开关频率设定范围是 50~600kHz</p> <p>(2) 芯片内部有高压启动电路和智能化的电流限制关断时间定时器。输出电压愈高，关断时间愈长，可确保在短路情况下不致损坏芯片</p> <p>(3) 该稳压器的负载有两种接法，一种是可接在 U_o 与地之间，此时具有良好的稳压特性，但纹波电压较高；另一种接法是接在 A 点与地之间，此时纹波电压的峰-峰值可降至 10~26mV (峰-峰值)，但受 R_3 的影响，此时负载调整率会降低</p> |

续表

| | | |
|------|---------------|---|
| 电路解析 | 开关稳压器 | <p>(1) C_1 为输入电容, 选择 $1.0\mu\text{F}$、100V 陶瓷电容器; 当输入引线较长时为防止出现振荡, 可在 C_1 两端并联一只 $0.1\mu\text{F}$ 电容器 C_5。 C_2 为输出电容, 选择 $2.2\mu\text{F}$ 陶瓷电容器, 在 C_2 上需串联一只 1.0Ω 的电阻 R_3。 C_3 为 U_{CC} 端的退耦电容, 采用 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷电容器</p> <p>(2) VD 为续流二极管, 采用 MURA110T3 型 $1\text{A}/100\text{V}$ 的超快恢复二极管, 其反向恢复时间为 30ns, 满载输出时的正向压降约为 0.74V</p> <p>(3) L 为储能电感, 选择 $L=150\mu\text{H}$, 当 $U_1=75\text{V}$ 时, 电感上的纹波电流 $\Delta I_L=146\text{mA}$ (峰-峰值); 当 $U_1=15\text{V}$ 时, $\Delta I_L=56\text{mA}$ (峰-峰值)。适当增大电感量, 有助于减小输出纹波电流</p> <p>(4) R_1、R_2 为取样电阻, R_1、R_2 的比值应为 $3:1$</p> <p>(5) R_{ON} 用于设定功率开关管的导通时间 t_{ON}, 开关频率 f 则由 U_O 和 R_{ON} 共同决定</p> <p>(6) R_{CL} 用于设定过电流保护的关断时间 t_{OFF}</p> |
| 计算公式 | 输出电压 | $U_O=2.5\text{V}\times\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)$ |
| | 开关频率 | $f=\frac{U_O}{1.42\times 10^{-10}R_{\text{ON}}}$ |
| | 储能电感 | $L=\frac{U_O}{f\Delta I_L}\left(1-\frac{U_O}{U_1}\right)$ |
| | 功率开关管 导通时间 | $t_{\text{ON}}=\frac{1.42\times 10^{-10}R_{\text{ON}}}{U_1}$ |

第七节 多路输出式开关稳压器实例解析

MAX8855 是 MAXIM 公司生产的双路输出、大电流同步降压式稳压器, 输入电压范围是 $+2.35\sim 3.6\text{V}$, 输出电压范围是 $+0.6\text{V}\sim 0.9U_1$, 每路最大输出电流为 5A 。在允许的输入电压、温度及负载变化范围内, 输出电压的精度为 $\pm 1\%$ 。MAX8855 可用作特定用途集成电路 (ASIC)、微处理器 (μP) 和数字信号处理器 (DSP) 的电源, 还可构成机顶盒、打印机的电源。

由 MAX8855 构成的 $1.2\text{V}/5\text{A}$ 、 $1.8\text{V}/5\text{A}$ 双路输出式稳压器电路如图 7-7-1 所示, 图中带下标 1、2 的引脚分别对应于第一路、

229

第七章 开关稳压器及直流开关电源实例解析

第二路稳压器。EP 代表 QFN-32 封装的金属裸露部分。双路输出式稳压器电路解析见表 7-7-1。

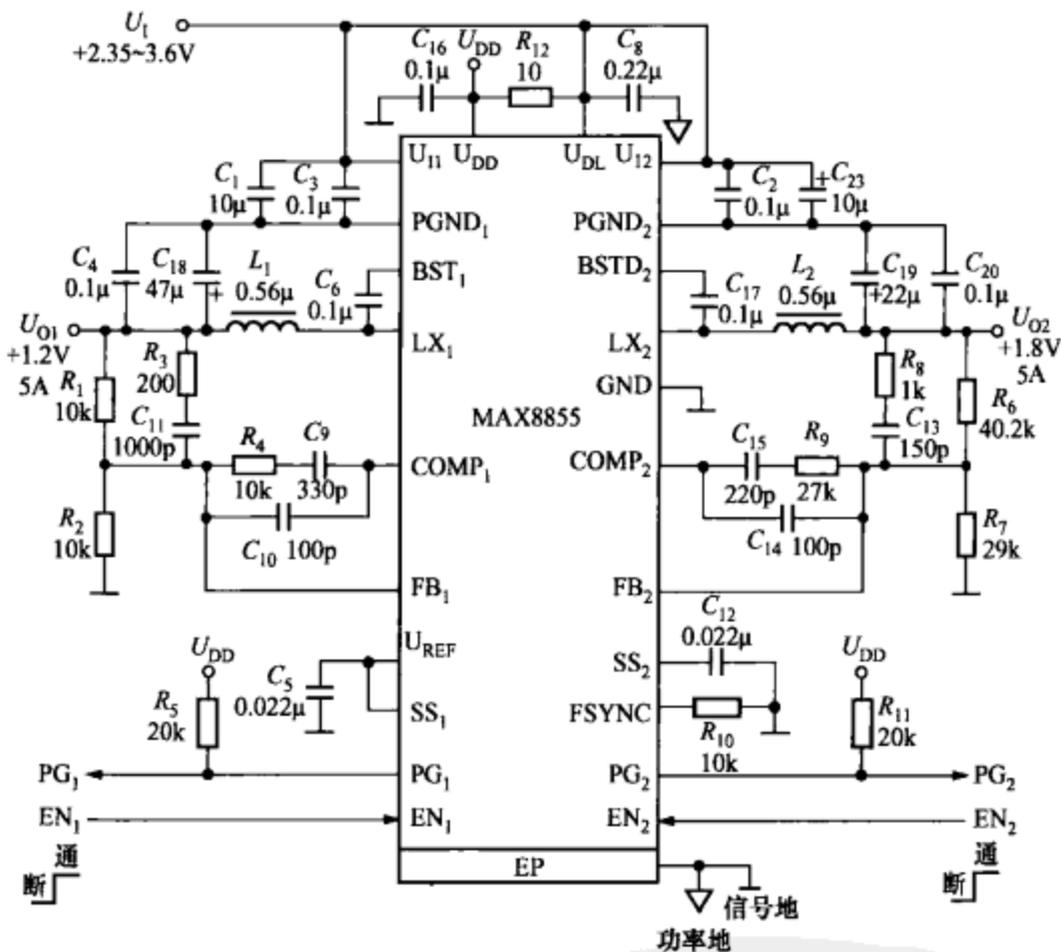


图 7-7-1 由 MAX8855 构成的 1.2V/5A、1.8V/5A 双路输出式稳压器电路

表 7-7-1 1.2V/5A、1.8V/5A 双路输出式稳压器电路解析

| | | |
|------|--|-------------------------------|
| 主要特点 | 输入特性 | $U_1 = +2.35 \sim 3.6V$ |
| | 输出特性 | $U_{O1} = +1.2V, I_{O1} = 5A$ |
| | | $U_{O2} = +1.8V, I_{O2} = 5A$ |
| 芯片特性 | <p>(1) 开关频率可通过外部电阻设定，设定范围是 0.5~2MHz，并能与外部时钟保持同步。外部时钟的频率范围是 500kHz~2MHz</p> <p>(2) 具有可编程软启动功能，可降低输入端的浪涌电流。利用两个使能端可分别控制每路输出的通、断状态</p> <p>(3) 利用软启动功能不仅能降低浪涌电流，还能限制稳压器短路后的平均电流值</p> | |

续表

| | | |
|------|---------|--|
| 电路解析 | 开关稳压器 | <p>(以第一路稳压器为例)</p> <p>(1) C_1 为输入电容器, C_{18} 为输出电容器。 C_3 为软启动电容</p> <p>(2) C_9 为自举升压端 BST_1 的外部电容器 (该端内部接自举升压二极管)</p> <p>(3) L_1 为储能电感</p> <p>(4) 由 R_4、C_9 和 C_{10} 构成误差放大器的补偿网络, R_5 为 PG_1 端的上拉电阻, 正常情况下该端输出为高电平, 表示稳压器工作正常</p> <p>(5) R_1 和 R_2 为取样电阻, R_1 的阻值范围是 2~10kΩ</p> |
| 计算公式 | 输出电压 | $U_o = 0.6V \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ |
| | 软启动时间 | $t_{ss} = C_3 \times \frac{0.6V}{8\mu A}$ |
| 注意事项 | 接地方式 | 功率地与模拟地应分开布线, 最后再单点连接 (通常连在 C_1 的负端) C_1 、 C_{18} 和 C_9 需连接到功率地 ($PGND_1$)。其他阻容元件则接模拟地 (GND) |
| | 布线及安装位置 | 反馈与补偿节点的走线应避免靠近 L_1 和大电流回路, 且尽可能靠近 IC 的引脚, C_1 、 C_3 应尽可能靠近 U_o 和 $PGND_1$ 端 |
| | 散热器设计 | MAX8855 的金属裸露部分接模拟地, 并留出足够的覆铜面积, 以利于器件散热。 U_o 和 $PGND_1$ 端需分别连接到大面积覆铜区域 |

第八节 复合开关稳压器实例解析

复合式低压差线性稳压器的特点是将 DC/DC 变换器与低压差线性稳压器集成在同一个芯片中, 具有电源效率高、稳压性能好、输出纹波小等优点, 是一种颇具发展前景的新型稳压器。TC1304 是美国 Microchip 公司开发的复合式超低压差线性稳压器, 它将一

个 500mA 同步降压式开关稳压器和一个 300mA 超低压差线性稳压器 (VLDO) 集成在同一芯片中。能同时输出两路稳定电压。其中, 同步降压式开关稳压器的输出可给低电压、大电流的微处理器供电, VLDO 可作为辅助电源或备用电源, 可大大简化系统电源的设计, 广泛用于手机、笔记本电脑、采用 USB 供电的设备及手持式医疗仪器中。其输入电压范围是 +2.7~5.5V。输出电压分固定式 (0.8V、1.2V、1.5V、1.8V、2.5V 和 3.3V)、可调式 (在 +0.8~4.5V 范围内连续调整) 两种。电压调整率和负载调整率均为 ±0.2%。其电源效率超过 90%。TC1304 中 VLDO 的输出电压范围是 +1.5~3.3V。当输出电流为 300mA 时, 输入-输出压差仅为 205mV (典型值), 静态电流典型值为 40μA。其电压调整率为 ±0.08%, 负载调整率为 ±0.18%。

由 TC1304ZA 构成可调、固定输出式双路稳压电源的电路如图 7-8-1 所示。型号中的字母“Z”代表开关稳压器为可调输出式, 字母“A”代表 VLDO 的输出电压为 +3.3V。可调、固定输出式双路稳压电源电路解析详见表 7-8-1。

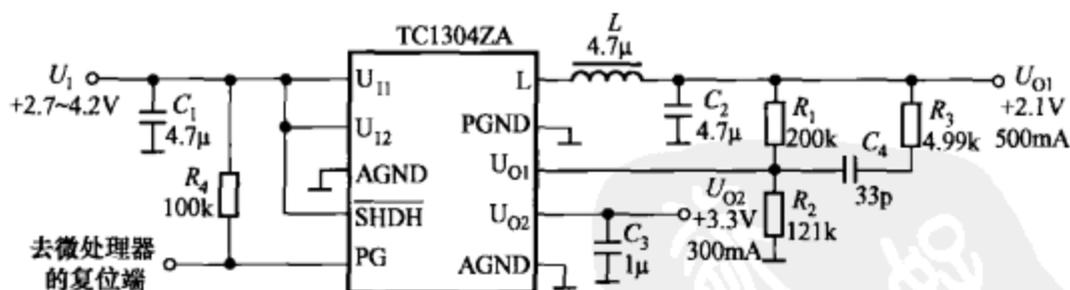


图 7-8-1 由 TC1304ZA 构成可调、固定输出式双路稳压电源的电路

表 7-8-1 可调、固定输出式双路稳压电源电路解析

| | | |
|------|--|----------------------------------|
| 主要特点 | 输入特性 | $U_1 = +2.7 \sim 4.2V$ |
| | 输出特性 | $U_{O1} = +2.1V, I_{O1} = 500mA$ |
| | | $U_{O2} = +3.3V, I_{O2} = 300mA$ |
| 芯片特性 | (1) 内部同步降压式开关稳压器是利用同步开关来进行降压的, 同步开关与内部频率保持同步。通过改变开关的动作次数进行控制, 使输出电压达到设定值 | |

续表

| | | |
|------|------------|---|
| 主要特点 | 芯片特性 | <p>(2) 能实现脉冲宽度调制 (PWM) 模式与脉冲频率调制 (PFM) 模式的自动转换: 当负载较重时 (负载电流超过 80mA) 进入 2.0MHz 固定频率的 PWM 模式, 其优点是能降低纹波电压, 提高转换效率, 简化噪声滤波器的设计; 当轻载时 (负载电流小于 80mA) 进入 PFM 模式, 其优点是减少每秒钟的开关次数, 进一步减小静态电流</p> <p>(3) 具有电源正常标志输出、电源排序及通/断控制、软启动、欠电压锁定 (UVLO)、输出短路保护、过热保护等功能</p> <p>(4) PG 为电源正常标志输出端 (漏极开路输出), 当 U_{Ox} 达到额定值的 92% 时, 该端的输出经过延时 262ms 后才变成高电平; PG 可接微处理器的复位端 ($\overline{\text{RESET}}$), 提供复位信号</p> <p>(5) 电源自动排序电路的作用是上电时首先开启 VLDO, 直到 VLDO 的输出稳定之后, 才延时开启同步降压式开关稳压器; 断电时, 先关断开关稳压器, 再关断 VLDO</p> |
| 电路解析 | 开关稳压器 | <p>(1) 开关稳压器和 VLDO 的输入电容器可合用一个输入电容器 C_1, 采用 4.7μF 的陶瓷电容器</p> <p>(2) C_2 和 C_3 为输出电容器, 分别采用 4.7μF、1μF 的陶瓷电容器</p> <p>(3) L(4.7μH) 为储能电感, 其直流电阻应小于 0.2Ω</p> <p>(4) R_3、C_4 为补偿网络, 可使降压式开关稳压器的控制回路工作稳定。R_4 为 PG 端的上拉电阻</p> <p>(5) 由 R_1、R_2 构成取样电阻分压器, 用于设定输出电压</p> |
| 计算公式 | VLDO 的输出电压 | $U_0 = 0.8\text{V} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$ |

233

第七章 开关稳压器及直流开关电源实例解析

续表

| | | |
|------|------|--|
| 注意事项 | 接地方式 | TC1304 有两个接地端, 分别为模拟地 (AGND) 和功率地 (PGND)。为了最大限度地减小 VLDO 输出端上的开关频率噪声, 应将模拟地线与功率地线分开布置 |
| | 布线 | C_1 、 C_2 的印制导线应接到 PGND 布线区, C_3 的印制导线应接到 AGND 布线区, 再将模拟地与功率地连接在一点 |

● 第九节 反激式直流开关电源实例解析

一、反激式直流开关电源的基本原理及简化电路

1. 反激式直流开关电源的基本原理

反激式直流开关电源的基本原理如图 7-9-1 (a)、(b) 所示, 基本原理解析见表 7-9-1。

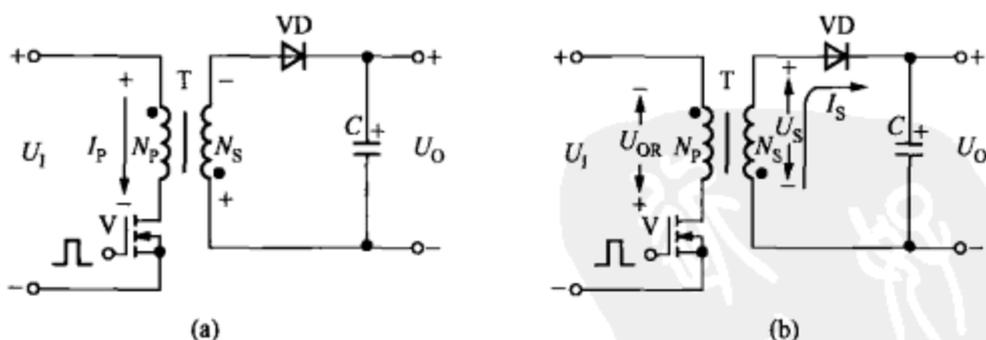


图 7-9-1 反激式直流开关电源的基本原理

(a) 功率开关管导通时储存能量; (b) 功率开关管关断时传输能量

表 7-9-1 反激式直流开关电源基本原理解析

| | |
|------|---|
| 电路结构 | U_1 为直流输入电压, U_0 为直流输出电压, T 为高频变压器, N_p 为一次绕组, N_s 为二次绕组, V 为功率开关管 MOSFET, 其栅极接脉宽调制信号, 漏极 (驱动端) 接一次绕组的下端。VD 为输出整流二极管, C 为输出滤波电容 |
|------|---|

续表

| | | |
|------|---|---|
| 工作原理 | <p>(1) 在脉宽调制信号的正半周时 V 导通, 一次侧有电流 I_p 通过, 将能量储存在一次绕组中。此时二次绕组的输出电压极性是上端为负、下端为正, 使 VD 截止, 没有输出, 如图 7-9-1 (a) 所示</p> <p>(2) 负半周时 V 截止, 一次侧没有电流通过, 根据电磁感应的原理, 此时在一次绕组上会产生感应电压 U_{or}, 使二次绕组产生电压 U_s, 其极性是上端为正、下端为负, 因此 VD 导通, 经过 VD、C 整流滤波后获得输出电压, 如图 7-9-1 (b) 所示。由于开关频率很高, 使输出电压 (亦即滤波电容两端的电压) 基本维持恒定, 从而实现了稳压目的</p> | |
| 主要特点 | <p>(1) 高频变压器一次绕组的同名端与二次绕组的同名端极性相反, 并且一次绕组的同名端接 U_1 的正端, 另一端接功率开关管的驱动端</p> <p>(2) 当功率开关管导通时, 将能量储存在高频变压器中; 当功率开关管截止时再将能量传输给二次侧。高频变压器就相当于一个储能电感, 不断地储存能量和释放能量</p> <p>(3) 反激式 DC/DC 变换器不能在输出整流二极管与滤波电容之间串联低频滤波电感 (小磁珠电感除外, 其电感量仅为几个微亨, 是专门抑制高频干扰的), 否则无法正常工作</p> <p>(4) 反激式 DC/DC 变换器既可构成交流输入的 AC/DC 变换器, 亦可构成直流输入的 DC/DC 变换器</p> <p>(5) 允许设计成单路或多路输出式 DC/DC 变换器, 并且输出电压的极性可以和输入电压的极性相反</p> <p>(6) 反激式 DC/DC 变换器可工作在连续模式 (在每个开关周期结束时二次绕组电流未降到零) 或非连续模式 (在每个开关周期结束时二次绕组的电流降至零)</p> | |
| 计算公式 | 输出电压 | $U_o = \eta D \sqrt{\frac{T U_o}{2 I_o L_p}} U_1$ |
| | 最大漏极电流 | $I_{I(max)} = \frac{U_{I1} t}{L_p}$ |
| | 漏极电压 | $U_{DS} = U_1 + \frac{N_s}{N_p} U_o$ |
| | 输出整流二极管上的电流 | $I_{D1} = I_o$ |
| | 输出整流二极管的反向电压 | $U_{D1} = U_o + \frac{N_s}{N_p} U_1$ |

2. 反激式直流开关电源的简化电路

反激式直流开关电源的简化电路如图 7-9-2 (a) 所示。反激

式直流开关电源有两种类型，一种是非隔离式，另一种为隔离式。隔离式、非隔离反激式直流开关电源的简化电路分别如图 7-9-3 (a)、(b) 所示。非隔离反激式直流开关电源是从功率开关管 MOSFET 的栅极上加入 PWM 调制信号。当功率开关管导通时，输入电压加在电感 L 上，使电流沿斜坡上升，并在电感中存储能量。当功率开关管关断时，电感电流经过整流二极管 VD 向输出电容 C 和负载 R_L 供电。隔离反激式直流开关电源是利用高频变压器起到隔离作用，并且用一次侧绕组来代替储能电感 L 。

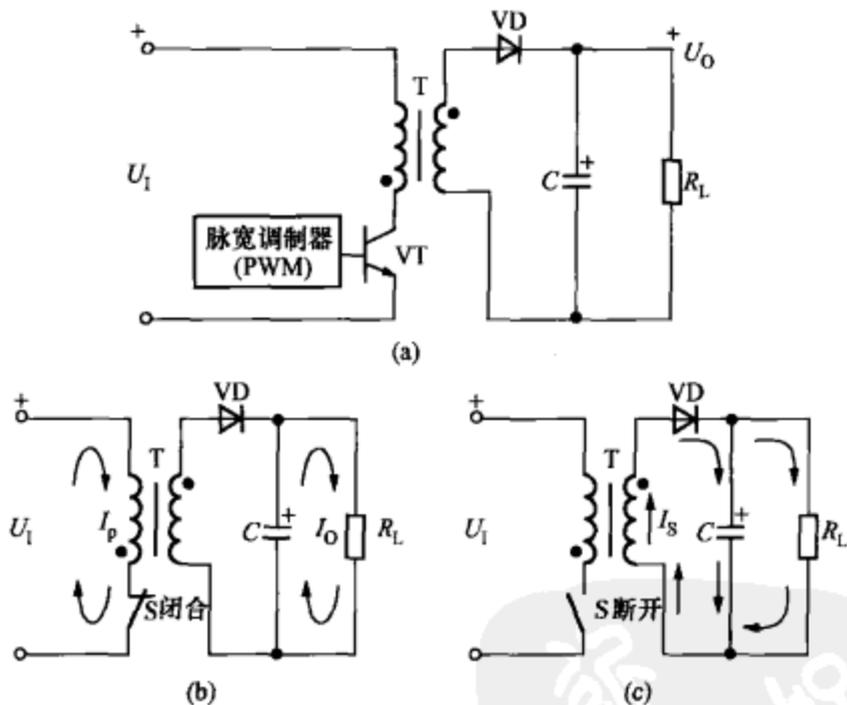


图 7-9-2 反激式直流开关电源的简化电路

(a) 简化电路；(b) 开关闭合时的电流路径；(c) 开关断开时的电流路径

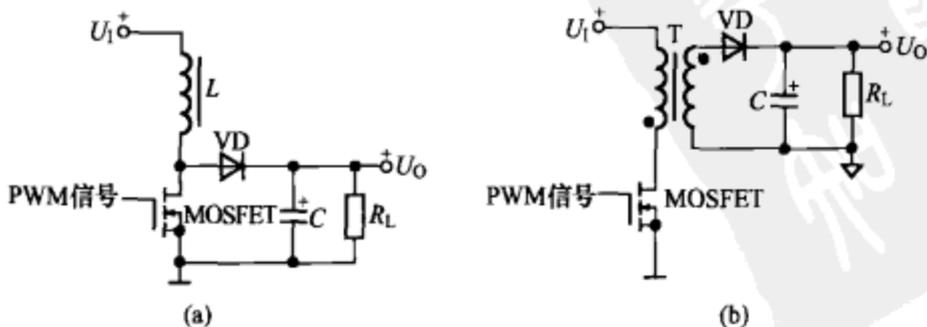


图 7-9-3 隔离式、非隔离反激式直流开关电源的简化电路

(a) 简化电路；(b) 开关闭合时的电流路径

二、反激式直流开关电源实例解析

由 DPA425R 构成的 7V、3.57A (25W) 反激式直流开关电源电路如图 7-9-4 所示, 电路解析详见表 7-9-2。

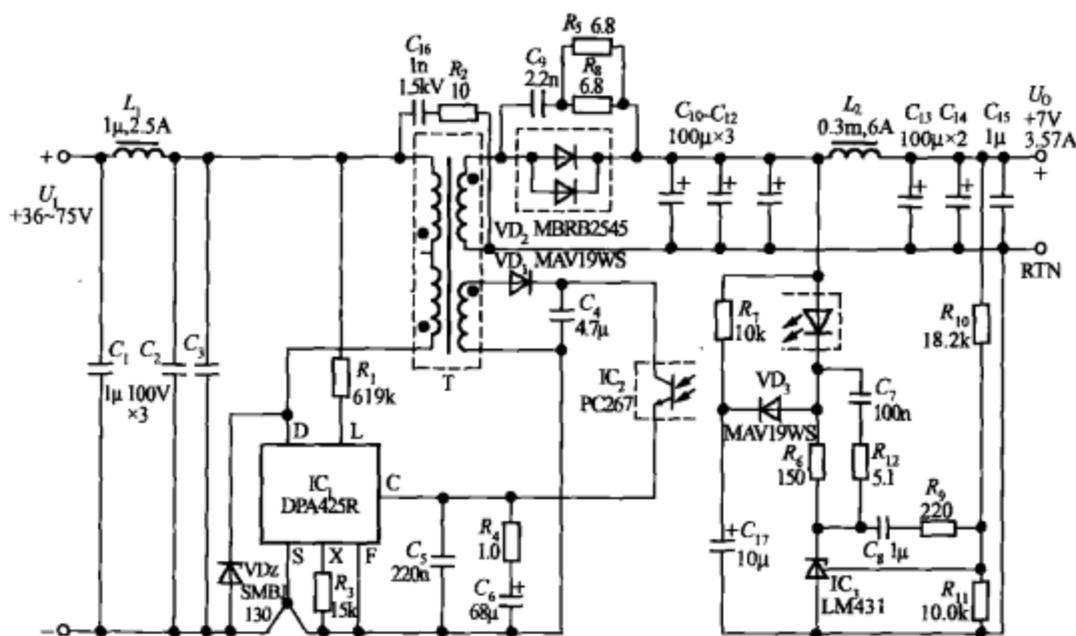


图 7-9-4 由 DPA425R 构成的 7V、3.57A (25W) 反激式直流开关电源电路

表 7-9-2 7V、3.57A (25W) 反激式直流开关电源电路解析

| | | |
|------|-------------|---|
| 主要特点 | 拓扑结构 | 反激式 |
| | 输入特性 | $U_1 = +36 \sim 75\text{V}$ |
| | 输出特性 | $U_o = +7\text{V}$, $I_o = 3.57\text{A}$ |
| | 电源效率 | 当 $U_1 = +36\text{V}$ 时, $\eta = 85\%$ |
| | 开关电源 IC | DPA425R (PI 公司 DPA-Switch 系列单片 DC/DC 变换器) |
| 电路解析 | EMI 滤波器 | $C_1 \sim C_3$ 和 L_1 |
| | 欠电压/过电压阈值设定 | 由 R_1 为欠电压、过电压阈值设定电阻, 当 $R_1 = 619\text{k}\Omega$ 时所设定的 $U_{UV} = 33.3\text{V}$, $U_{OV} = 86.0\text{V}$ |
| | 漏极极限电流设定 | R_3 为极限电流设定电阻, 当 $R_3 = 15\text{k}\Omega$ 时所设定的漏极极限电流 $I'_{LIMT} = 2.6\text{A}$ |

续表

| | | |
|-------|----------|---|
| 电路解析 | 漏极钳位保护 | SMBJ130 型稳压管 VD_2 , $U_2=200V$ |
| | 输出整流电路 | 输出整流管 (VD_2), 二次侧尖峰脉冲吸收电路 (C_9 、 R_6 和 R_8), 后置滤波器 (L_2 、 $C_{13}\sim C_{15}$) |
| | 精密光耦反馈电路 | 光耦器 (PC267), 其电流传输比 $CTR=100\%\sim 200\%$; 可调式精密并联稳压器 (LM431); 取样电阻 (R_{10} 和 R_{11}); 补偿电路 (C_7 和 R_{12} , C_8 和 R_9); 反馈环路增益电阻 (R_6) |
| | 软启动电路 | 软启动电容 (C_{17}), 放电回路 (R_7), 隔离二极管 (VD_3) |
| | 偏置电路 | 整流管 (VD_1), 滤波电容 (C_4), 给光耦器提供偏压 |
| | 控制端电路 | 旁路电容 (C_5), 补偿电路 (R_4 和 C_6) |
| 高频变压器 | 磁心型号 | PR1408 |
| | 一次绕组 | 用两股 $\phi 0.35mm$ 漆包线分两层各绕 6 匝, 一次绕组的电感量 $L_T=49\mu H$ (允许有 $\pm 10\%$ 的误差), 最大漏感量 $L_{T0}=1\mu H$ |
| | 二次绕组 | 用 4 股 $\phi 0.45mm$ 漆包线绕 3 匝 |
| 注意事项 | 印制板设计 | <p>(1) C_5、R_4 和 C_6 应尽量靠近 DPA425R 的控制端, 它们的接地端应接源极引脚</p> <p>(2) 一次侧返回端应当接到 DPA425R 的节点上, 不要直接连源极引脚</p> <p>(3) 减小一次侧回路和二次侧回路的面积可减小漏感</p> |

第十节 正激式同步整流直流开关电源实例解析

一、正激式直流开关电源的基本原理

正激式直流开关电源的基本原理如图 7-10-1 (a)、(b) 所示, 基本原理解析见表 7-10-1。

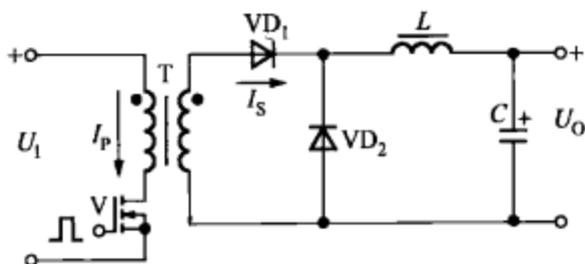


图 7-10-1 正激式直流开关电源的基本原理

表 7-10-1 正激式直流开关电源基本原理解析

| | | |
|------|---|--|
| 电路结构 | VD ₁ 为整流二极管, VD ₂ 为续流二极管, L 为具有储能作用的滤波电感 | |
| 工作原理 | <p>(1) 当功率开关管导通时, VD₁ 导通, 除向负载供电之外, 还有一部分电能储存在 L 和 C 中, 此时 VD₂ 截止</p> <p>(2) 当功率开关管关断时, VD₁ 截止, VD₂ 导通, 储存在 L 中的电能就经过由 VD₂ 构成的回路向负载供电, 维持输出电压不变</p> | |
| 主要特点 | <p>(1) 一次绕组的同名端与二次绕组的同名端极性相同, 并且一次绕组的另一端接功率开关管的驱动端</p> <p>(2) 当功率开关管导通时高频变压器传输能量, 在高频变压器上基本不储存能量</p> <p>(3) 正激式变换器必须在输出整流二极管与滤波电容之间串联滤波电感, 该滤波电感还能起到储能作用, 因此亦称储能电感</p> <p>(4) 正激式变换器适合构成低压、大电流输出的 DC/DC 变换器</p> | |
| 计算公式 | 输出电压 | $U_o = \eta \frac{N_s}{N_p} \times \frac{t}{T} U_1 = \eta \frac{N_s}{N_p} D U_1$ |
| | 最大漏极电流 | $I_{D(max)} = \frac{N_s}{N_p} I_o$ |
| | 漏极电压 | $U_{DS} = 2U_1$ |
| | 输出整流二极管上的电流 | $I_{F1} = I_o D$ |
| | 输出整流二极管的反向电压 | $U_{D1} = U_o + \frac{N_s}{N_p} U_1$ |

二、同步整流的基本原理

同步整流 (Synchronous Rectification, 简称 SR) 是采用通态电阻极低的专用功率 MOSFET, 来取代整流二极管以降低整流损耗的一项新技术。它能显著提高低压、大电流输出式 DC/DC 变换器的效率, 并且不存在由肖特基势垒电压而造成的死区电压。功率

MOSFET 属于电压控制型器件，它在导通时的伏安特性呈线性关系。用功率 MOSFET 做整流器时，要求栅极电压必须与被整流电压的相位保持同步才能完成整流功能，故称之为同步整流。

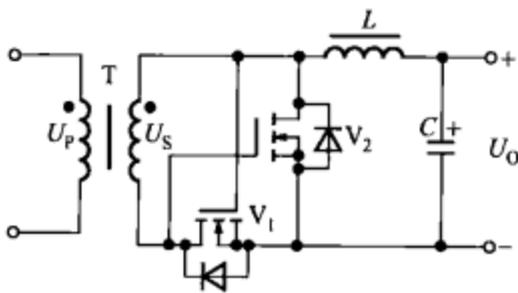


图 7-10-2 正激隔离式降压同步整流器的基本原理

正激隔离式降压同步整流器的基本原理如图 7-10-2 所示，原理解析见表 7-10-2。

表 7-10-2 正激隔离式降压同步整流器原理解析

| | |
|------|---|
| 工作原理 | (1) 在二次绕组输出电压的正半周， V_1 导通， V_2 关断， V_1 起整流作用 (2) 在二次绕组输出电压的负半周， V_1 关断， V_2 导通， V_2 起到续流作用 |
| 主要特点 | 同步整流电路的功率损耗主要包括 V_1 、 V_2 的导通损耗及栅极驱动损耗。当开关频率低于 1MHz 时，导通损耗占主导地位；开关频率高于 1MHz 时，以栅极驱动损耗为主 |

三、正激式直流开关电源实例解析

由 DPA424R 构成的 3.3V、5A (16.5W) 正激式直流开关电源电路如图 7-10-3 所示，电路解析详见表 7-10-3。

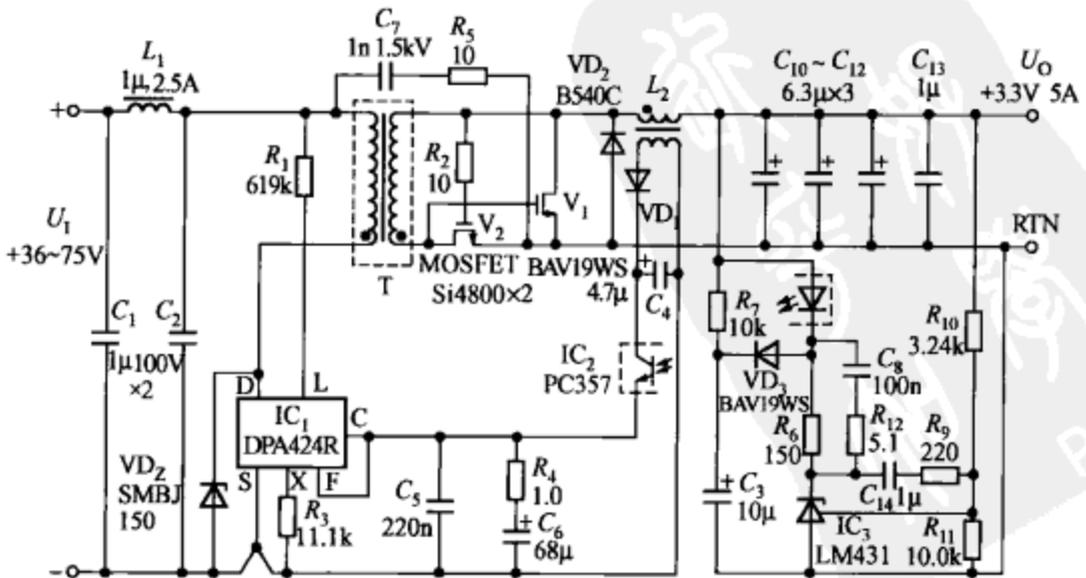


图 7-10-3 由 DPA424R 构成的 3.3V、5A (16.5W) 正激式直流开关电源电路

表 7-10-3 3.3V、5A (16.5W) 正激式直流开关电源电路解析

| | | |
|-------|-------------|---|
| 主要特点 | 拓扑结构 | 正激式 |
| | 输入特性 | $U_1 = +36 \sim 75V$ |
| | 输出特性 | $U_O = +3.3V, I_O = 5A$ |
| | 电源效率 | 当 $U_1 = +36V$ 时, $\eta = 87\%$ |
| | 开关电源 IC | DPA424R (PI 公司 DPA-Switch 系列单片 DC/DC 变换器) |
| 电路解析 | EMI 滤波器 | C_1 、 L_1 和 C_2 , 安全电容 C_7 (1nF/1.5kV) |
| | 欠电压/过电压阈值设定 | 由 R_1 为欠电压、过电压阈值设定电阻, 当 $R_1 = 619k\Omega$ 时所设定的 $U_{UV} = 33.3V, U_{OV} = 86.0V$ |
| | 漏极极限电流设定 | R_3 为极限电流设定电阻, 当 $R_3 = 11.1k\Omega$ 时所设定的漏极极限电流 $I'_{LMT} = 1.75A$ |
| | 漏极钳位保护 | SMBJ150 型稳压管 $VD_2, U_2 = 200V$ |
| | 同步整流电路 | 同步整流管 (V_1 、 V_2 , 均采用 Si4800 型 MOSFET), 栅极负载 (R_8), 同步续流二极管 (VD_3), 后置滤波器 (共模扼流圈 L_2 、 $C_{10} \sim C_{13}$) |
| | 精密光耦反馈电路 | 光耦合器 (PC357), 可调式精密并联稳压器 (LM431), 取样电阻 (R_{10} 和 R_{11}), 补偿电路网络 (C_6 和 R_{12} , C_{14} 和 R_9), 控制环路的增益电阻 (R_6) |
| | 软启动电路 | 软启动电容 (C_3), 放电回路 (R_7), 隔离二极管 (VD_3) |
| | 偏置电路 | 整流管 (VD_1), 滤波电容 (C_4), 给光耦合器提供偏压 |
| | 控制端电路 | 旁路电容 (C_5), 补偿电路 (R_4 和 C_6) |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EE25 |
| | 一次绕组 | 用 $\phi 0.40mm$ 漆包线分两层总共绕 20 匝, 一次绕组的电感量 $L_P = 600\mu H$, 最大漏感量 $L_{PO} = 1\mu H$ |
| | 二次绕组 | 用 $\phi 0.40mm$ 漆包线 4 股并绕 3 匝 |
| 注意事项 | 磁复位 | 功率管截止期间必须将高频变压器磁复位, 为防止变压器发生磁饱和, 必须进行磁复位。同步续流管 V_1 的栅极电容 C_{GS} 就作为高频变压器复位的负载 |

第八章

AC/DC 式开关电源实例解析

AC/DC 式开关电源属于交流输入、直流输出的隔离式开关电源。本章用图表的形式简要介绍 AC/DC 式开关电源的 8 个典型设计实例。

第一节 3W 精密开关电源实例解析

由 TEA1522T 构成的 3W 精密开关电源电路如图 8-1-1 所示，电路解析详见表 8-1-1。

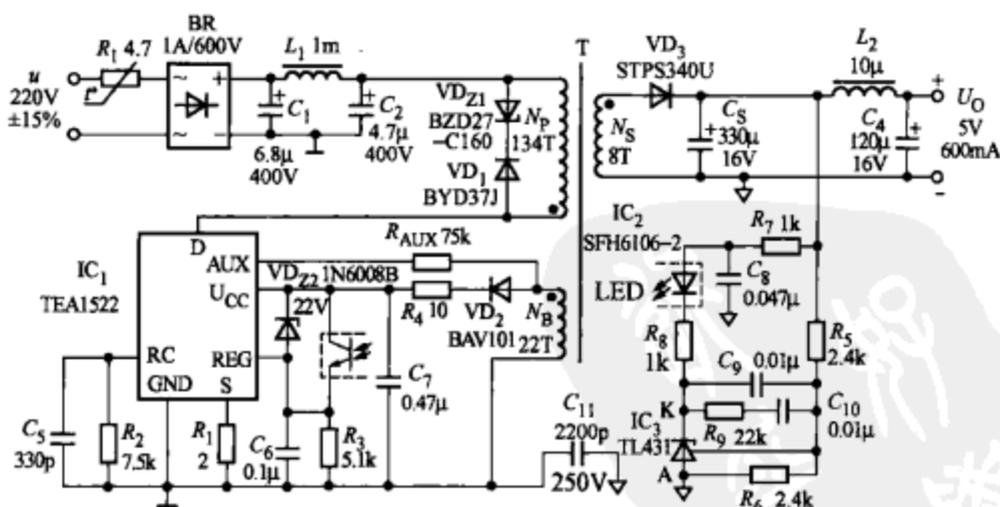


图 8-1-1 由 TEA1522T 构成的 3W 精密开关电源电路

表 8-1-1 3W 精密开关电源电路解析

| | | |
|------|---------|------------------------------|
| 主要特点 | 拓扑结构 | 反激式(下同) |
| | 输入特性 | $u=220V\pm 15\%$ |
| | 输出特性 | $U_o=+5V, I_o=600mA, P_o=3W$ |
| | 开关电源 IC | TEA1522(飞利浦公司产品) |

续表

| | | |
|-------|---|--|
| 电路解析 | 启动时的限流电阻 | 负温度系数的功率热敏电阻 R_1 (4.7 Ω) |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 (BR), 滤波电容器 (C_1 、 C_2 和 L_1); C_1 、 C_2 还与 L_1 组成 EMI 滤波器 |
| | 安全电容 | Y 电容 C_{11} , 可滤除由一次绕组、二次绕组耦合电容器产生的共模干扰 (为从一次侧耦合到二次侧的干扰电流提供回流路径, 防止该电流通过二次侧耦合到大地) |
| | 漏极钳位保护 | 稳压管 VD_{Z1} (BZD27-C160, $U_Z=160V$), 阻塞二极管 VD_1 (BYD87J 型 1.5A/600V 快恢复二极管) |
| | U_{CC} 端钳位保护 | 稳压管 VD_{Z2} (1N6008B, $U_Z=22V$), 一旦 $U_{CC} > 22V$, 可起到钳位保护作用 |
| | 过电流检测电阻 | R_1 (1 Ω) |
| | 退磁电阻 | R_{AUX} (仅当高频变压器上的剩磁接近于零时, 才允许 TEA1522 进入下一个振荡周期, 可避免出现磁饱和现象) |
| | 输出整流滤波器 | 3A/40V 的肖特基整流管 VD_3 (STPS340U), 输出滤波器 (C_3 、 L_2 和 C_4) |
| | 精密光耦反馈电路 | 光耦合器 (SFH6106-2), 可调式精密并联稳压器 (TL431), 取样电阻 (R_5 和 R_6); 相位补偿电路 (C_5 、 R_9 和 C_{10}), 控制环路的增益电阻 (R_7 、 R_8) |
| | 偏置电路 | 整流管 (VD_2) 和滤波电容 (C_7), 给光耦合器提供偏压; C_6 为旁路电容 |
| 振荡电路 | 振荡电阻 (R_2)、振荡电容 (C_5), 用于设定开关频率 | |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EE13 |
| | 一次绕组 | $N_P=134T$, 其电感量 $L_P=1.8mH$ |
| | 二次绕组 | $N_S=8T$ |
| | 偏置绕组 | $N_B=22T$ |
| 计算公式 | 开关频率 | $f = \frac{1}{3.5R_2C_5}$ |

第二节 5W 精密开关电源实例解析

由 NCP1000 构成的 5W 精密开关电源电路如图 8-2-1 所示，电路解析详见表 8-2-1。

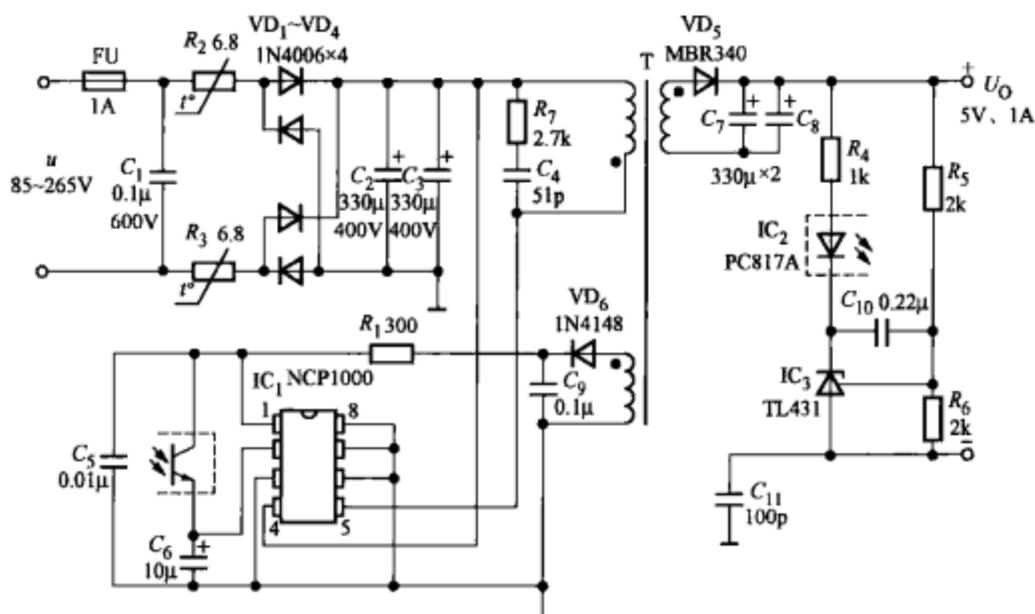


图 8-2-1 由 NCP1000 构成的 5W 精密开关电源电路

表 8-2-1 5W 精密开关电源电路解析

| | | |
|------|----------|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=85\sim 265\text{V}$ |
| | 输出特性 | $U_o=+5\text{V}$, $I_o=1\text{A}$, $P_o=5\text{W}$ |
| | 开关电源 IC | NCP1000 (安森美公司产品) |
| 电路解析 | 启动时的限流电阻 | 负温度系数的功率热敏电阻 R_2 (6.8Ω) |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 (VD ₁ ~VD ₄ , 由 4 只 1A/600V 的硅整流管 1N4006 构成), 滤波电容器 (C ₂ 、C ₃) |
| | 漏极保护电路 | 由 R_7 和 C_4 构成漏极尖峰电压吸收回路 |
| | 过电流检测电阻 | 集成在芯片内部 |
| | 输出整流滤波器 | 3A/40V 的肖特基整流管 (VD ₅ , MBR340), 滤波电容器 (C ₇ 和 C ₈) |
| 电路解析 | 精密光耦反馈电路 | 光耦合器 (PC817A), 可调式精密并联稳压器 (TL431), 取样电阻 (R_5 和 R_6), 补偿电容 (C ₁₀), 控制环路的增益电阻 (R_4) |
| | 偏置电路 | 整流管 (VD ₆ , 高速开关二极管 1N4148) 和滤波电容 (C ₉), 给光耦合器提供偏压 |
| | 旁路电路 | 旁路电容 C ₅ (10μF) |

● 第三节 12W 精密开关电源实例解析

由 VIPer22A 构成的 12W 精密开关电源电路如图 8-3-1 所示，电路解析详见表 8-3-1。

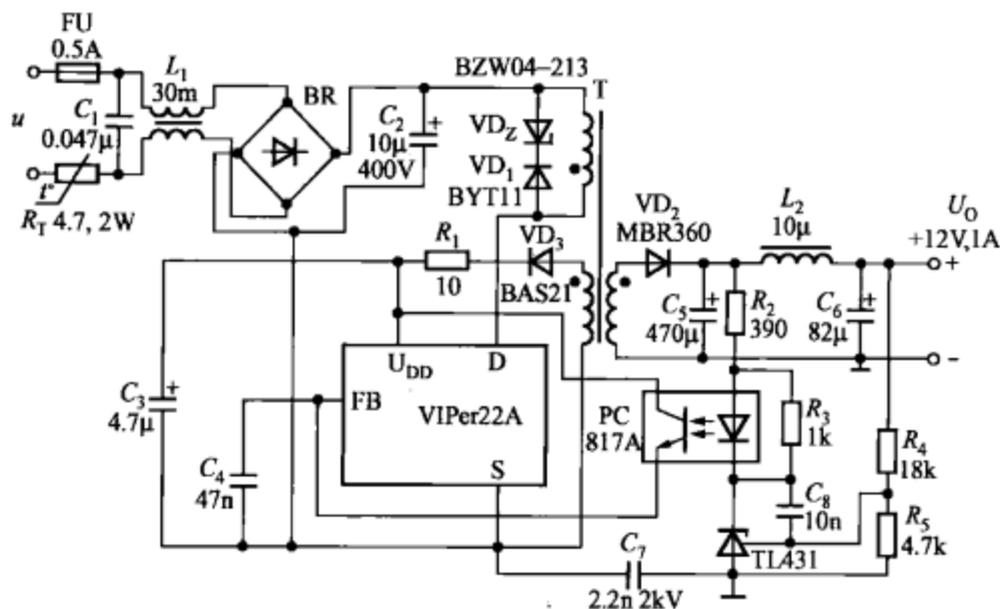


图 8-3-1 由 VIPer22A 构成的 12W 精密开关电源电路

表 8-3-1 12W 精密开关电源电路解析

| | | |
|------|----------|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=85\sim 265\text{V}$ |
| | 输出特性 | $U_o=+12\text{V}$, $I_o=1\text{A}$, $P_o=12\text{W}$ |
| | 开关电源 IC | VIPer22A (ST 公司产品) |
| 电路解析 | 启动时的限流电阻 | 负温度系数功率热敏电阻 R_T ($4.7\Omega/2\text{W}$) |
| | EMI 滤波器 | X 电容 C_1 (滤除电网线之间串模干扰), L_1 (对共模干扰起到抑制作用) |
| | 安全电容 | Y 电容 C_7 (2.2nF , 2kV), 滤除由一次绕组、二次绕组耦合电容产生的共模干扰 |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 (BR), 滤波电容器 (C_2) |
| | 漏极钳位保护 | 瞬态电压抑制器 VD_Z (BZW04-213, $U_Z=213\text{V}$), 阻塞二极管 VD_1 (BYT11-800 型 $1\text{A}/800\text{V}$ 快恢复二极管) |

续表

| | | |
|------|----------|--|
| 电路解析 | 过电流检测电阻 | 集成在芯片内部 [VIPer22A 内部的功率 MOSFET 是一种特殊的“灵敏场效应管”(Sense FET)。它有两个源极,分别用 S_1 、 S_2 表示。其中,源极 S_1 接外部参考地,用以提供从源极到地的电流通路,电流为 I_{S1} ;源极 S_2 上的电流 I_{S2} 则通过内部检测电阻 R_S 。有关系式: $I_{S1} + I_{S2} = I_D$ 。由于 S_1 电极的面积远大于 S_2 电极的面积,因此绝大部分漏极电流都通过 S_1 接地,即 $I_{S1} \approx I_D$ 。这表明,实际流过检测电阻 R_S 的电流 I_{S2} 非常小, R_S 上的功率损耗可忽略不计。因此,利用 Sense FET 电路能无损耗的检测出漏极电流。它相当于分流器,只需将 I_{S2} 按比例扩大一定的倍数,即可得到实际的 I_D 值,这是其一大优点。相比之下,其他类型开关电源的漏极电流都是百分之百地通过检测电阻,这必然会增加输出级的功耗,导致电源效率降低。当 $U_{RS} > 0.23V$ 时,过电流比较器输出高电平信号,将功率 MOSFET 关断] |
| | 输出整流滤波器 | 3A/60V 的肖特基整流管 VD_2 (MBR360),二阶滤波器 (C_5 、 L_2 和 C_6) |
| | 精密光耦反馈电路 | 光耦合器 (PC817A),可调式精密并联稳压器 (TL431),取样电阻 (R_4 和 R_5),补偿电容 (C_8),控制环路的增益电阻 (R_2),TL431 的偏置电阻 (R_3) |
| | 偏置电路 | 整流管 VD_3 (200mA/200V 的开关二极管 BAS21) 和滤波电容 (C_7),给 PC817A 提供偏压; C_4 为反馈端的旁路电容 |

◆ 第四节 17.7W (峰值功率 29.7W) 多路输出式开关电源实例解析

由 TNY380P 构成 17.7W (峰值功率 29.7W) 多路输出式开关电源的电路如图 8-4-1 所示,电路解析详见表 8-4-1。该电源的 +5V、+12V 属于非隔离式输出。若需改成隔离式输出,可用一只光耦合器来代替晶体管 VT_1 、 VT_2 。

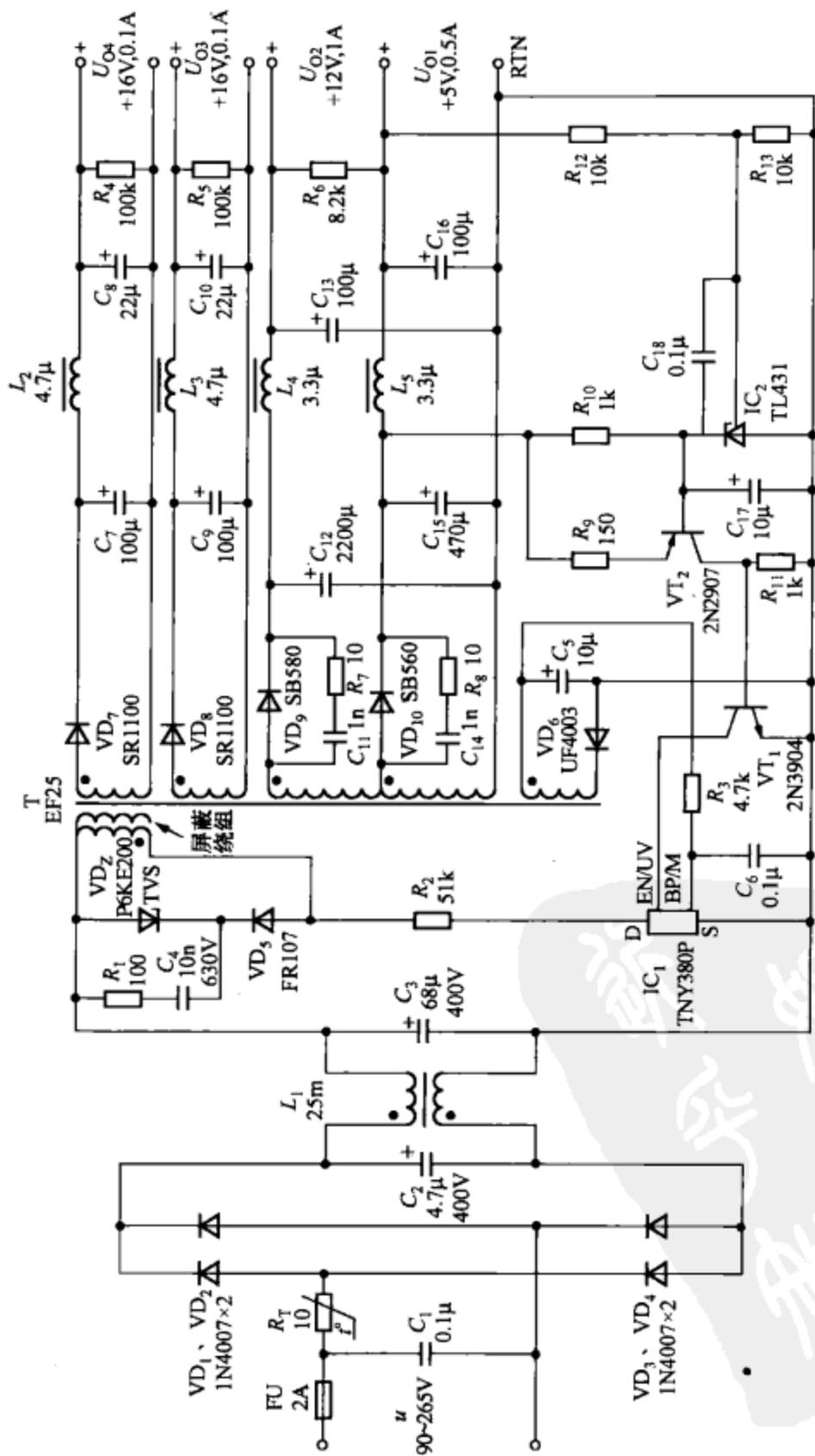


图 8-4-1 由 TNY380P 构成 17.7W (峰值功率 29.7W) 多路输出式开关电源的电路

表 8-4-1 17.7W (峰值功率 29.7W) 多路输出式
开关电源的电路解析

| | | |
|---|---------|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=90\sim 265V$ |
| | 输出特性 | 主输出: U_{O1} (+5V、0.5A, 非隔离式输出) |
| | | 辅助输出: U_{O2} (12V/1A, 非隔离式输出), U_{O3} (16V/0.1A, 隔离式输出), U_{O4} (16V/0.1A, 隔离式输出) |
| | | 总输出功率 $P_O=17.7W$, 峰输出功率值 $P_{O(peak)}=29.7W$ |
| 开关电源 IC | | TNY380P (PI 公司 TinySwitch-PK 系列微型单片开关电源产品, 具有峰值输出能力) |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (2A), 负温度系数功率热敏电阻器 R_T (10 Ω /2W) |
| | EMI 滤波器 | $C_1\sim C_3$, 共模扼流圈 L_1 |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 BR ($VD_1\sim VD_4$, 由 4 只 1A/1000V 的硅整流管 1N4007 构成), 滤波电容器 C_2 、 C_3 |
| | 漏极钳位保护 | 瞬态电压抑制器 VD_2 (P6KE200, 反向击穿电压为 200V), 快恢复二极管 VD_5 (FR107, 1A/1000V), 漏极尖峰电压吸收回路 (R_1 、 C_1) |
| | 输出整流滤波器 | U_{O4} : 5A/60V 的肖特基整流管 (VD_{10} , SB560); 在 VD_{10} 两端并联 C_{14} 和 R_8 , 可防止 VD_{10} 在高频开关状态下产生自激振荡, 并抑制 15~20MHz 的射频干扰; 二阶滤波器 (C_{15} 、 L_5 、 C_{16}) |
| U_{O3} : 5A/80V 的肖特基整流管 (VD_9 , SB580); VD_9 上并联 C_{11} 和 R_7 (作用同上); 二阶滤波器 (C_{12} 、 L_4 、 C_{13}); 假负载 (R_6) | | |

续表

| | | |
|-------|---------|---|
| 电路解析 | 输出整流滤波器 | U_{O3} : 1A/100V 的肖特基整流管 (VD ₃ , SR1100); 二阶滤波器 (C ₉ 、L ₃ 和 C ₁₀); 假负载 (R ₆) |
| | | U_{O4} : 1A/100V 的肖特基整流管 (VD ₄ , SR1100); 二阶滤波器 (C ₇ 、L ₂ 和 C ₈); 假负载 (R ₄) |
| | 反馈电路 | <p>取样电阻 (R₁₂ 和 R₁₃), 可调式精密并联稳压器 (TL431), 补偿电容 (C₁₈)</p> <p>反馈信号通过 TL431 和晶体管 (VT₂、VT₁) 接 TNY380P 的使能/欠电压端 (EN/UV), 进而控制功率 MOSFET 的通断, 以维持输出电压的稳定</p> |
| | 偏置电路 | 整流管 (VD ₅ , 1A/200V 的超快恢复二极管 UF4003) 和滤波电容 (C ₅), 给 TNY380P 提供偏压; C ₆ 为反馈端的旁路电容 |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EF25 |
| | 一次绕组 | 用单股 $\phi 0.5\text{mm}$ 漆包线绕 54 匝, 一次绕组的电感量 $L_p = 453\mu\text{H}$ (允许有 $\pm 10\%$ 的误差), 最大漏感量 $L_{p0} = 20\mu\text{H}$ |
| | 二次绕组 | 采用三层绝缘线 (TIW), 其中 +5V 绕组用双股 $\phi 0.6\text{mm}$ 的 TIW 绕 3 匝, +12V 绕组用双股 $\phi 0.5\text{mm}$ 的 TIW 绕 4 匝, +16V 绕组用单股 $\phi 0.32\text{mm}$ 的 TIW 绕 9 匝 |
| | 偏置绕组 | 用 4 股 $\phi 0.34\text{mm}$ 的漆包线绕 8 匝 |

第五节 30W 精密开关电源实例解析

由 TOP244Y 构成 30W 精密开关电源的电路如图 8-5-1 所示。电路解析详见表 8-5-1。

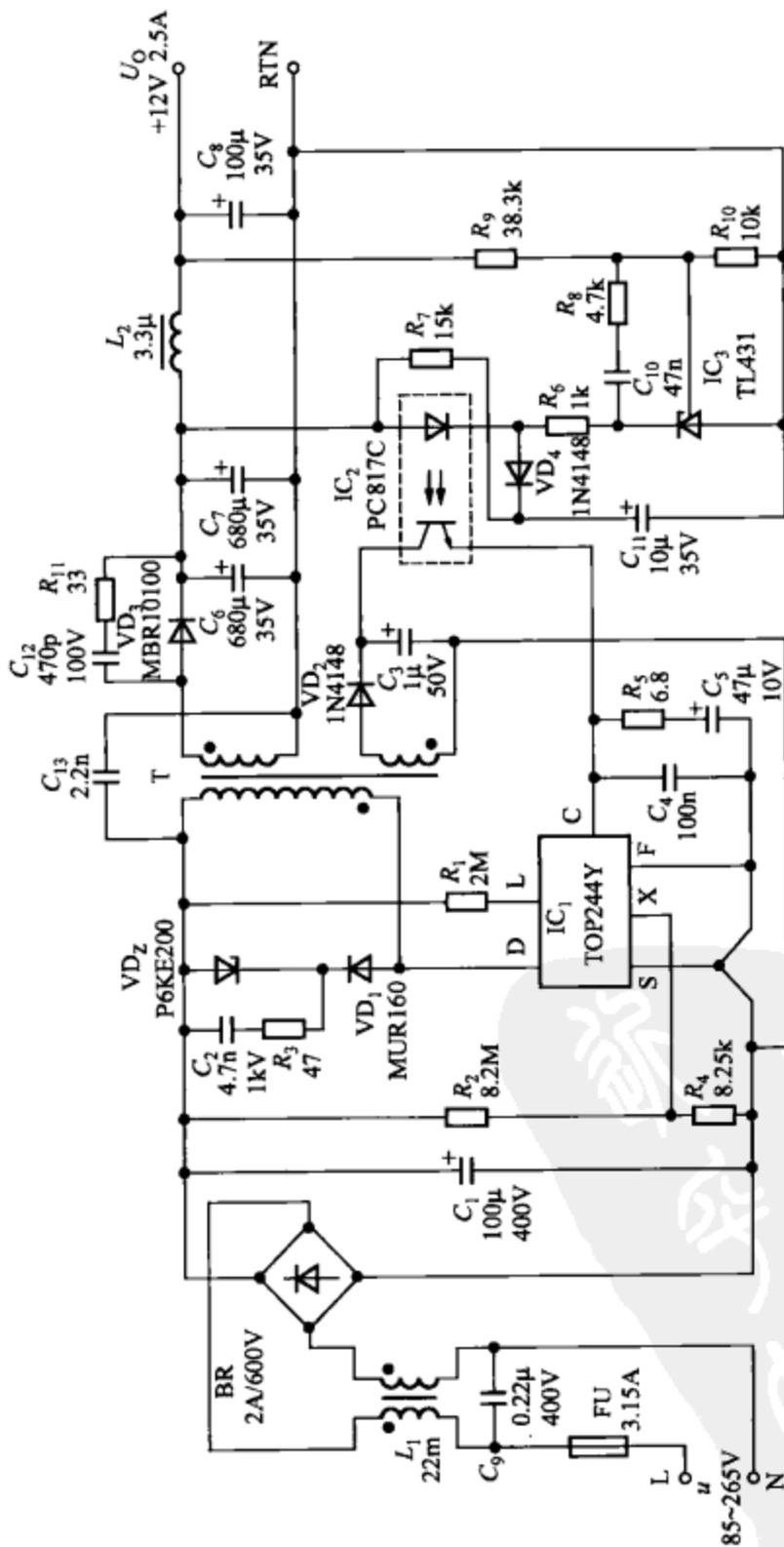


图 8-5-1 由 TOP244Y 构成 30W 精密开关电源的电路

表 8-5-1 30W 精密开关电源的电路解析

| | | |
|-------|-------------|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=85\sim 265\text{V}$ |
| | 输出特性 | $U_o=+12\text{V}$, $I_o=2.5\text{A}$, $P_o=30\text{W}$ |
| | 开关电源 IC | TOP244Y (PI 公司 TOPSwitch-GX 系列产品) |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (3.15A) |
| | EMI 滤波器 | X 电容 (C_9), 共模扼流圈 L_1 |
| | 输入整流滤波器 | 2A/600V 整流桥 BR, 滤波电容器 C_1 (100 μF /400V) |
| | 漏极钳位保护 | 瞬态电压抑制器 VD_2 (P6KE200), 阻塞二极管 VD_3 (超快恢复二极管 MUR160, 1A/600V), RC 型吸收回路 (C_2 、 R_3) |
| | 输出整流滤波器 | 10A/100V 的肖特基整流管 VD_3 (MBR10100); C_{12} 和 R_{11} (避免 VD_3 产生自激振荡); 二阶滤波器 (C_7 、 L_2 、 C_8) |
| | 光耦反馈电路 | 光耦合器 (PC817C), 可调式精密并联稳压器 (TL431), 取样电阻 (R_9 和 R_{10}), 补偿电路 (C_{10} 、 R_8), 控制环路的增益电阻 (R_6), 软启动电路 (VD_4 、 C_{11}), C_{11} 的泄放电阻 (R_7), 隔离二极管 (VD_4) |
| | 偏置电路 | 整流管 (VD_2 , 高速开关二极管 1N4148), 滤波电容 (C_3), 旁路电容 (C_4), 控制端补偿电路 (R_5 、 C_5 , 可消除自动重新启动电容 C_1 对控制环路的影响) |
| | 输入过电压/欠电压保护 | 取 $R_1=2\text{M}\Omega$ 时, 所设定的过电压值为 450V (DC), 欠电压值为 100V (DC) |
| | 外部极限电流设定 | 取 $R_4=8.25\text{k}\Omega$ 时, 能将 TOP244Y 极限电流减小到标称值的 85%, 即 $I_{LMT}=0.85I_{LMT}=0.85\times 1.35\text{A}=1.08\text{A}$ |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EF25 |
| | 一次绕组 | 用 $\phi 0.40\text{mm}$ 漆包线绕 58 匝, 一次绕组的电感量 $L_p=876\mu\text{H}$ (允许有 $\pm 10\%$ 的误差), 最大漏感 $L_{\text{ro}}=28\mu\text{H}$ |
| | 二次绕组 | 用 4 股 $\phi 0.45\text{mm}$ 的三层绝缘线并绕 6 匝 |
| | 偏置绕组 | 用 $\phi 0.40\text{mm}$ 漆包线绕 2 匝 |
| 计算公式 | 欠电压阈值 | $U_{UV}=I_{UV}R_1=50\mu\text{A}\times R_1$ |
| | 过电压阈值 | $U_{OV}=I_{OV}R_1=225\mu\text{A}\times R_1$ |

第六节 52W 精密开关电源实例解析

由 MC33374 构成的 52.5W 精密开关电源电路如图 8-6-1 所示。其主要技术指标见表 8-6-1，电路解析详见表 8-6-2。

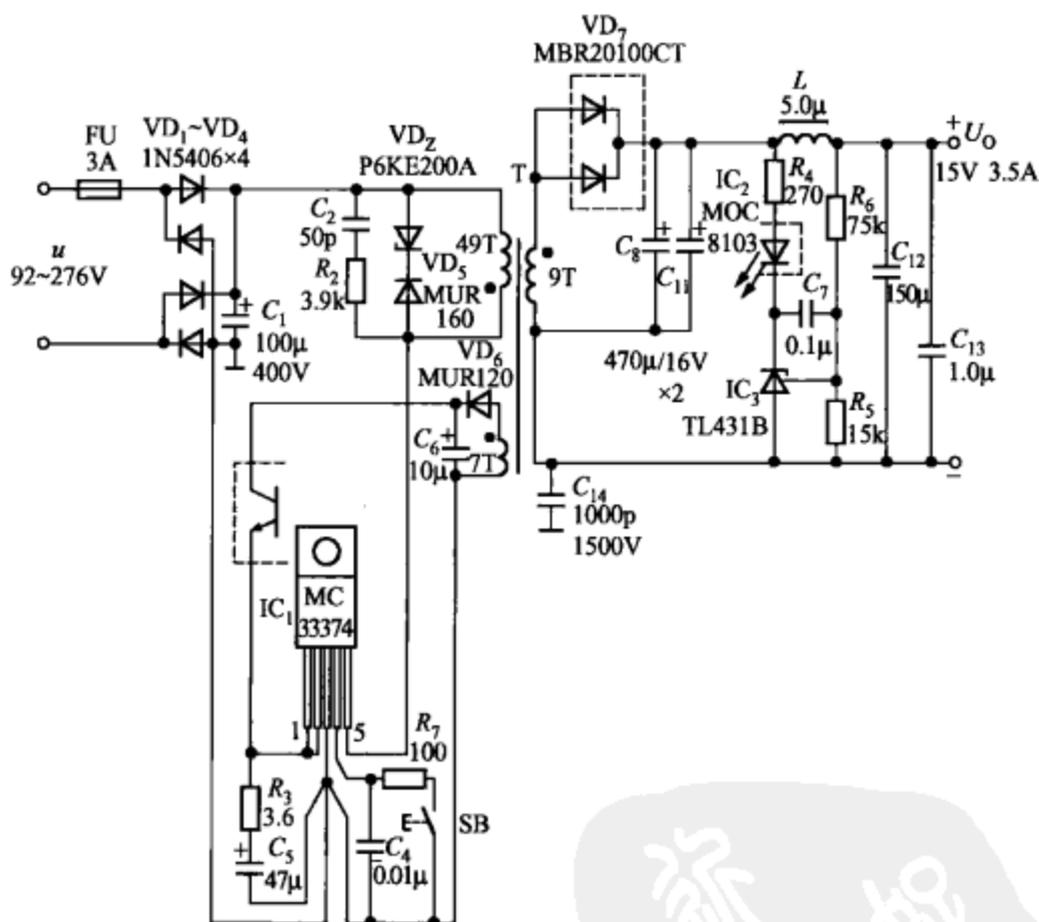


图 8-6-1 由 MC33374 构成的 52.5W 精密开关电源电路

表 8-6-1 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 | $u=92V\sim 276V(AC)$, $I_o=3.5A$ | 0.013% ($\Delta U_o=2.0mV$) |
| 负载调整率 S_i | $u=230V(AC)$, $I_o=0.35\sim 3.5A$ | 0.06% ($\Delta U_o=9.0mV$) |
| 输出纹波电压 | $u=92V\sim 276V(AC)$, $I_o=3.5A$ | 170mV(峰-峰值) |

续表

| 参数名称 | 测试条件 | 技术指标 |
|------------------|------------------------|-------|
| 电源效率 η | $u=115V(AC), I_O=3.5A$ | 84.4% |
| | $u=230V(AC), I_O=3.5A$ | 86.2% |
| 备用模式下的静态功耗 P_O | $u=115V(AC)$ | 0.06W |
| | $u=230V(AC)$ | 0.19W |

表 8-6-2 52.5W 精密开关电源电路解析

| | | |
|------|---------|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=92\sim 276V$ |
| | 输出特性 | $U_O=+15V, I_O=3.5A, P_O=52.5W$ |
| | 开关电源 IC | MC33374 [Motorola 公司 MC33370 系列产品 (该系列产品目前国内有售)] |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (3A) |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 ($VD_1\sim VD_4$, 由 4 只 3A/600V 的硅整流管 1N5406 构成), 滤波电容器 C_1 (100 μ F/400V) |
| | 漏极钳位保护 | 瞬态电压抑制器 VD_2 (P6KE200), 阻塞二极管 VD_3 (超快恢复二极管 MUR160, 1A/600V), RC 型吸收回路 (C_2, R_2) |
| | 输出整流滤波器 | 肖特基整流二极管 MBR20100CT (20A/100V, 共阴对管), 二阶滤波器 (C_3, C_{11}, L, C_{12} 和 C_{13}) |
| | 光耦反馈电路 | 光耦合器 (MOC8103, $CTR=108\%\sim 173\%$), 可调式精密并联稳压器 (TL431B), 取样电阻 (R_5 和 R_6), 相位补偿电容 (C_7), 控制环路的增益电阻 (R_4) |
| | 偏置电路 | 整流管 VD_5 (超快恢复二极管 MUR120, 1A/200V), 滤波电容 (C_4), 旁路电容 (C_5), 控制端补偿电路 (R_3, C_5) |
| | 通、断控制 | SB 为控制开关电源通/断状态转换的按键开关 (控制方式参见图 8-6-2), SB 上串联 R_7 后能提高通/断状态转换的可靠性 |

253

续表

| | | |
|-------|--|--|
| | 磁心型号 | EF25 |
| 高频变压器 | 一次绕组 | 用 $\phi 0.40\text{mm}$ 漆包线绕 58 匝，一次绕组的电感量 $L_p = 876\mu\text{H}$ (允许有 $\pm 10\%$ 的误差)，最大漏感 $L_{\text{ro}} = 28\mu\text{H}$ |
| | 二次绕组 | 用 4 股 $\phi 0.45\text{mm}$ 的三层绝缘线并绕 6 匝 |
| | 偏置绕组 | 用 $\phi 0.40\text{mm}$ 漆包线绕 2 匝 |
| 注意事项 | <p>(1) 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。为确保开关电源正常工作，地脚的长度应尽量剪短，直接焊在印制板上，不得把地脚弯曲后焊接，禁止用“飞线”作地线</p> <p>(2) R_s 与 C_s 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 U_{CC} 端的开关噪声</p> <p>(3) 制作开关电源时，还应在交流进线端接 EMI 滤波器</p> <p>(4) 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</p> <p>(5) 当交流电网电压为固定或变化很小时，为了简化电路和降低成本，可去掉高频变压器的偏置绕组以及相关超快恢复整流二极管、滤波电容。改在直流高压 U_1 与地之间接上稳压管 VD_2 和限流电阻 R，再从二者的中点直接引出反馈电压，通过光耦接至反馈端</p> | |

254

开关电源设计与应用系列书

开关电源设计入门与实例解析

MC33374 的第 4 脚 (State Control Input, 英文缩写为 SCI) 为状态控制器的输入端，外接按键开关 SB 即可控制开关电源通/断状态的转换。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 U_{CC} 端的电压，使开关电源无输出。给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 8-6-2 (a) ~ (f) 所示。

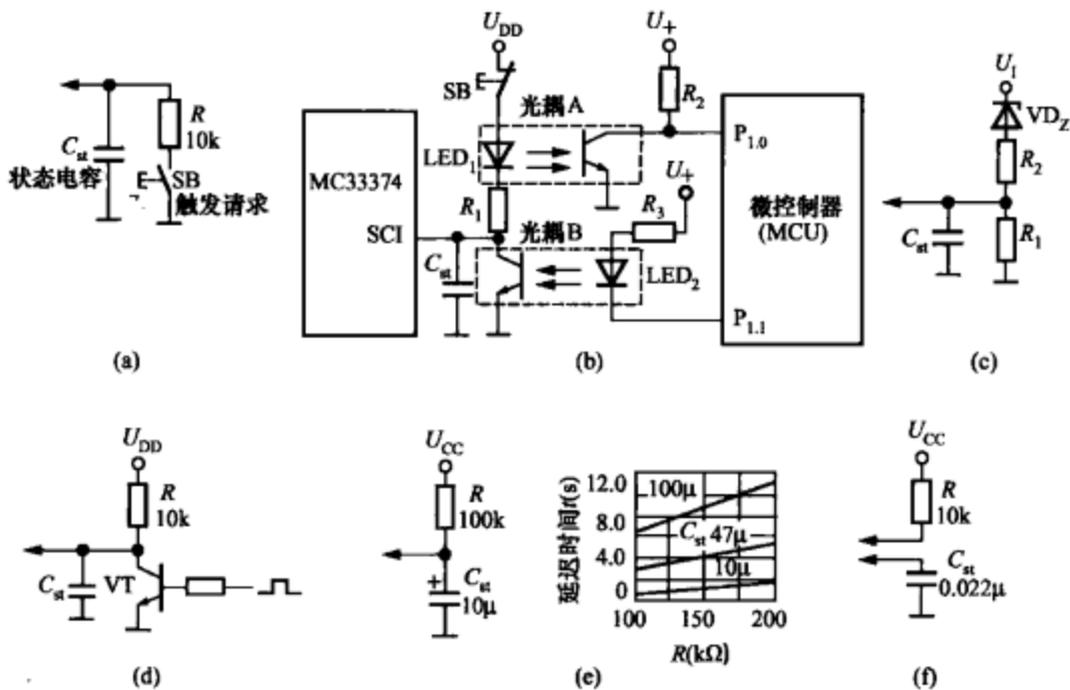


图 8-6-2 6 种状态控制电路的原理

- (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

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 (尾缀 T 表示 TO-220 封装) 各引脚之间的电阻值见表 8-6-3，可供参考。

表 8-6-3 MC33370 系列产品各引脚之间的电阻值

| 被测引脚 | 各引脚之间的电阻值 (kΩ) | | | | |
|-------------------------------------|----------------|----------|----------|----------|----------|
| | MC33370T | MC33371T | MC33372T | MC33373T | MC33374T |
| U _{CC} 端 (黑表笔) - GND (红表笔) | 70 | 78 | 75 | 76 | 75 |
| GND-U _{CC} 端 | 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 |

续表

| 被测引脚 | 各引脚之间的电阻值 (kΩ) | | | | |
|-----------------------|----------------|----------|----------|----------|----------|
| | MC33370T | MC33371T | MC33372T | MC33373T | MC33374T |
| 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 |
| U _{cc} 端-反馈端 | 110 | 110 | 110 | 105 | 105 |
| 反馈端-U _{cc} 端 | 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 |

第七节 70W 双路输出式精密开关电源实例解析

由 TOP249Y 构成 70W 精密开关电源的电路如图 8-7-1 所示，该电源可用作笔记本电脑的电源适配器。电路解析详见表 8-7-1。

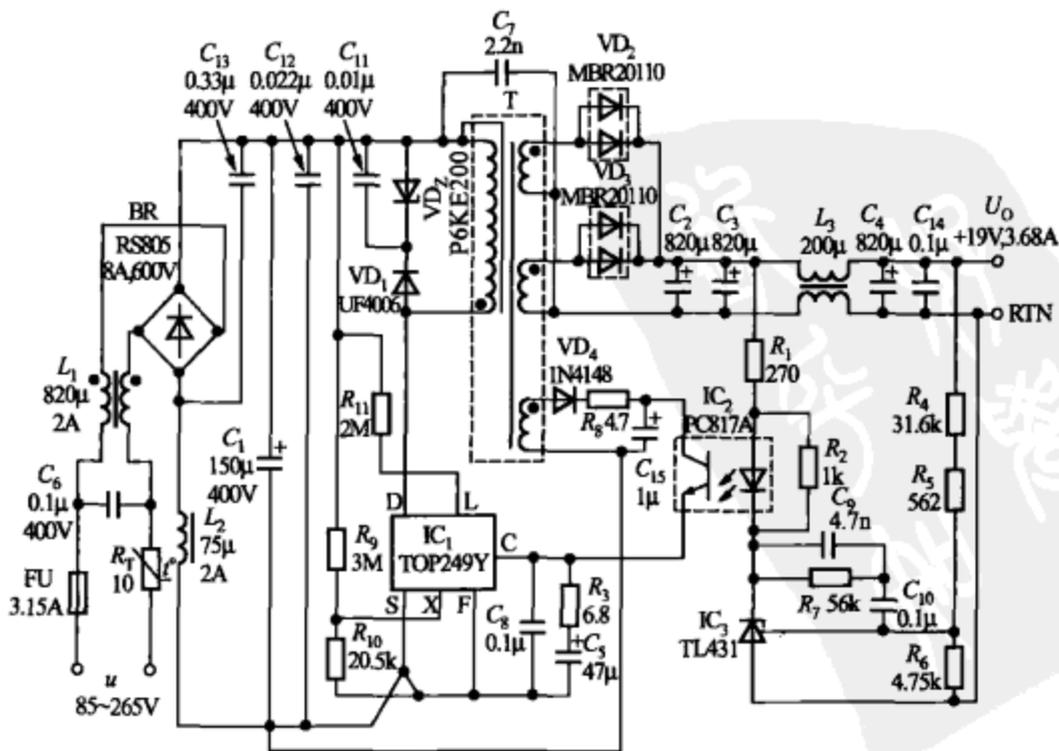


图 8-7-1 由 TOP249Y 构成的 70W 精密开关电源电路



表 8-7-1

70W 精密开关电源电路解析

| | | |
|------|-------------|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=85\sim 265\text{V}$ |
| | 输出特性 | $U_o=+19\text{V}$, $I_o=3.68\text{A}$, $P_o=70\text{W}$ |
| | 电压调整率 | $S_v=\pm 0.5\%$ |
| | 负载调整率 | $S_I=\pm 4\%$ |
| | 电源效率 | $\eta\geq 84\%$ |
| | 输出纹波电压 | $\leq 120\text{mV}$ (峰-峰值) |
| | 开关电源 IC | TOP249Y (PI 公司 TOPSwitch-GX 系列产品) |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (3.15A), 负温度系数功率热敏电阻 R_T ($10\Omega/2\text{W}$) |
| | EMI 滤波器 | X 电容 C_6 ($0.1\mu\text{F}/400\text{V}$), 共模扼流圈 L_1 ($820\mu\text{H}/2\text{A}$), 串模扼流圈 L_2 ($75\mu\text{H}/2\text{A}$), C_{13} ($0.33\mu\text{F}/400\text{V}$), C_{12} ($0.022\mu\text{F}/400\text{V}$) |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 BR (RS805, $8\text{A}/400\text{V}$), 滤波电容器 C_1 ($150\mu\text{F}/400\text{V}$) |
| | 漏极钳位保护 | 瞬态电压抑制器 VD_2 (P6KE200), 阻塞二极管 VD_1 (超快恢复二极管 UF4006, $1\text{A}/800\text{V}$); 电容器 C_{11} ($0.01\mu\text{F}/400\text{V}$) |
| | 输出整流滤波器 | 肖特基整流管 MBR20100 ($20\text{A}/100\text{V}$, 共阴对管), 二阶滤波器 (C_2 、 C_3 、 L_3 、 C_4 和 C_{14}) |
| | 光耦反馈电路 | 光耦合器 (PC817A), 可调式精密并联稳压器 (TL431), 取样电阻 (R_4 、 R_5 和 R_6), 补偿电路 (C_5 、 R_7), 控制环路的增益电阻 (R_1), TL431 的偏置电阻 (R_2) |
| | 偏置电路 | 整流管 VD_A (开关二极管 1N4148), 滤波电容 (C_{15}), 旁路电容 (C_8), 控制端补偿电路 (R_3 、 C_3) |
| | 输入过电压/欠电压保护 | 取 $R_{11}=2\text{M}\Omega$ 时, 所设定的过电压值为 450V (DC), 欠电压值为 100V (DC) |

续表

| | | |
|-------|---|---|
| 电路解析 | 外部极限电流设定 | 利用电阻 R_{10} ($20.5\text{k}\Omega$), 将内部极限电流设定为标称值的 47%, 即 $I'_{\text{LMRT}} = 0.47I_{\text{LMRT}} = 0.47 \times 5.40\text{A} = 2.53(\text{A})$ R_9 为电压前馈电阻, 可使 I'_{LMRT} 随 U_1 的升高而自动减小 |
| 高频变压器 | 磁心型号 | FPQ26, 磁通密度为 0.3T |
| | 一次绕组 | 用两股 $\phi 0.40\text{mm}$ 漆包线分两次并绕 18 匝 (9 匝+9 匝), 以减小漏感 一次绕组的电感量 $L_F = 273\mu\text{H}$ (允许有 $\pm 10\%$ 的误差), 最大漏感 $L_{\text{ro}} = 3\mu\text{H}$ |
| | 二次绕组 | 二次绕组中的每个线圈均用 3 股 $\phi 0.40\text{mm}$ 的三重绝缘线并绕 3 匝 |
| | 偏置绕组 | 用 $8\text{mm} \times 0.015\text{mm}$ 的铜箔绕 2 匝以减小漏感 |
| 注意事项 | (1) $C_8, R_3, C_5, R_9, R_{10}$ 和 R_{11} 应尽量靠近 TOP249Y (2) 功率地线与信号地线应分开布置, 再用开尔文 (Kelvin) 单点连接法与源极引脚相连 (3) 尽量减少一、二次侧环路的面积, 以便减小漏感及电磁干扰 | |

◆ 第八节 180W 多路输出式精密开关电源实例解析

由 TOP249Y 构成 180W 多路输出式 PC SFX 主电源的总电路如图 8-8-1 所示 (SFX 是 Micro ATX 电源规范)。PC 开关电源中的 +3.3V 磁放大器稳压电路如图 8-8-2 所示, 磁放大器稳压电路特别适合输出 1A 至几十安的大电流, 并且稳压性能好, 效率高, 体积小, 成本低, 具有推广价值。磁放大器稳压电路是利用可控磁饱和电感器改变磁复位的延迟时间, 通过精细地调节脉冲宽度来实现精密稳压目的。

PC 开关电源远程通/断控制接口如图 8-8-3 所示。电路解析详见表 8-8-1。

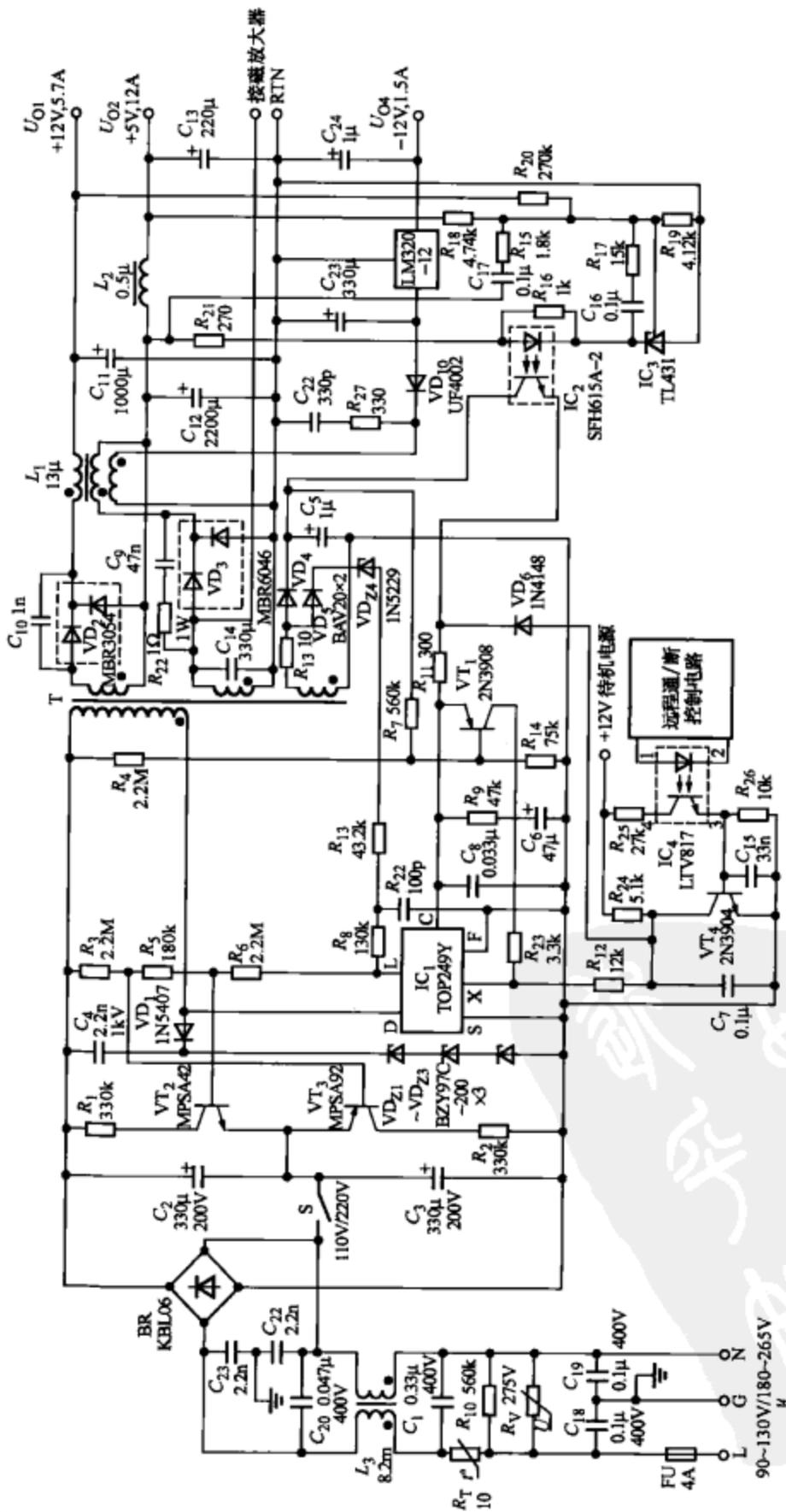


图 8-8-1 由 TOP249Y 构成 180W 多路输出式 PC SFX 主电源的总电路

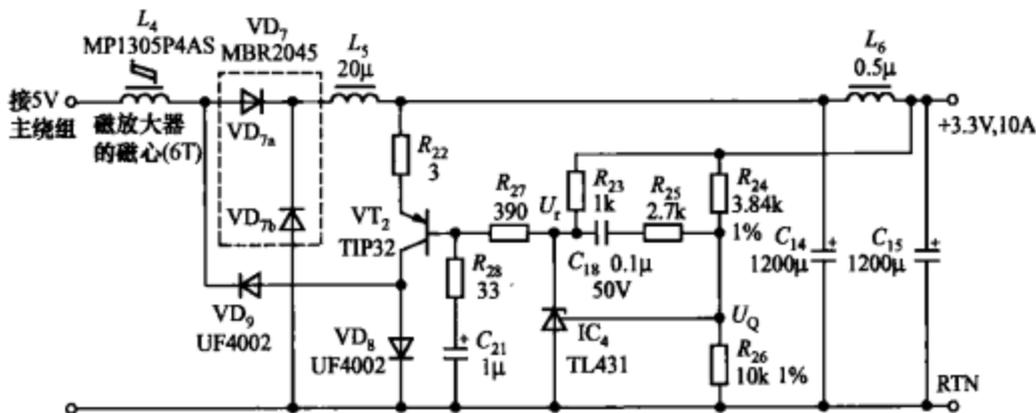


图 8-8-2 PC 开关电源中的 3.3V 磁放大器稳压电路

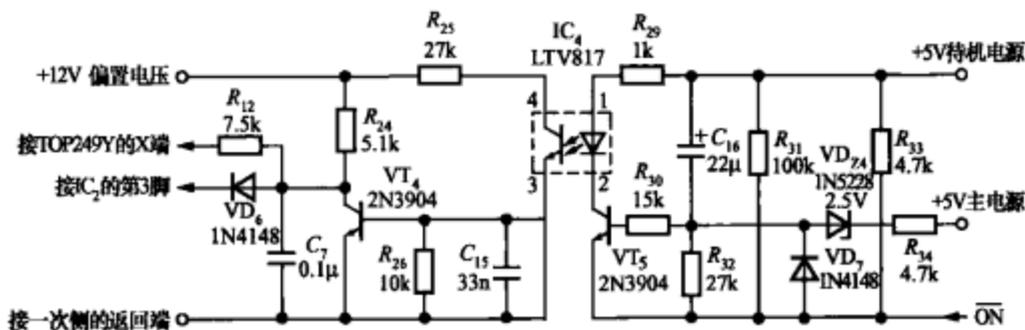


图 8-8-3 PC 开关电源的远程通/断控制接口电路

表 8-8-1 180W 多路输出式精密开关电源电路解析

| | | |
|---------|-----------------------------------|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=90\sim 130\text{V}$ 或 $180\sim 265\text{V}$ (L 为相线, G 为地线, N 为中线) |
| | 输出特性 | 主输出: $U_{\text{Ox}}(+5\text{V}, 12\text{A})$ |
| | | 辅助输出: $U_{\text{Ox}}(+12\text{V}/5.7\text{A})$; $U_{\text{Ox}}(+3.3\text{V}/10\text{A}, 3.3\text{V}$ 磁放大器稳压输出); $U_{\text{Ox}}(-12\text{V}, 1.5\text{A})$ |
| | | 总输出功率 $P_{\text{O}}=180\text{W}$, 峰值输出功率 $P_{\text{OxPO}}=200\text{W}$ |
| 开关电源 IC | TOP249Y (PI 公司 TOPSwitch-GX 系列产品) | |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU(4A), 负温度系数功率热敏电阻 R_{T} ($10\Omega/2\text{W}$), 压敏电阻 $R_{\text{V}}(275\text{V})$ |

续表

| | | |
|--------|---|---|
| 电路解析 | EMI 滤波器 | <p>C_1、$C_{18} \sim C_{20}$、C_{22} 和 C_{23}；共模扼流圈 L_3；泄放电阻 R_{10}</p> <p>其中，C_1、C_{20} 为 X 电容，用于滤除线间干扰；C_{18} 和 C_{19}、C_{22} 和 C_{23} 用于滤除共模干扰；R_{10} 为 C_1 的泄放电阻，断电时可将 C_1 上积累的电荷泄放掉</p> |
| | 110V/220V 交流输入电压转换电路 | <p>当开关 S 断开时选择 220V 交流电，此时 C_2 与 C_3 相串联，总电容量变成 $660\mu\text{F}$</p> <p>利用晶体管 VT_2、VT_3、电阻 R_1、R_2 来代替均衡电阻，构成 C_2、C_3 的均压电路</p> |
| | 输入整流滤波器 | <p>整流桥 BR (KBL06, 4A/600V)；滤波电容器 C_2、C_2 ($330\mu\text{F}/200\text{V} \times 2$)</p> |
| | 稳压管/电容复位/钳位保护电路 | <p>稳压管 $\text{VD}_{21} \sim \text{VD}_{23}$、$C_4$；二极管 VD_1</p> |
| | 输出整流滤波器 | <p>U_{CE}：30A/54V 的肖特基共阴对管 (VD_2, MBR3054)；在 VD_2 上并联 C_{10} 可防止 VD_2 发生高频自激振荡；耦合电感 (L_1)；滤波电容器 (C_{11})</p> |
| | | <p>U_{CE}：60A/46V 的肖特基整流管 (VD_3, MBR6046)；VD_3 上并联 R_{22} 和 C_9 能抑制 VD_3 的高频自激振荡；二阶滤波器 (C_{12}、L_2、C_{13})</p> |
| | | <p>U_{CE}：见 3.3V 磁放大器稳压输出</p> |
| | | <p>U_{CE}：耦合电感 (L_1)；三端负压线性稳压器 (LM320-12)；滤波电容器 (C_{23}、C_{24})</p> |
| 光耦反馈电路 | <p>光耦合器 (SFH615A-2)，可调式精密并联稳压器 (TL431)，取样电阻 (R_{16}、R_{15} 和 R_{20}，采用 +12V 和 +5V 交叉调节)，补偿电路 (C_{15}、R_{17}、C_{17}、R_{18})，控制环路的增益电阻 (R_{21})，TL431 的偏置电阻 (R_{16})</p> | |
| 偏置电路 | <p>250mA/150V 超快恢复二极管 VD_4 (BAV20)，滤波电容 (C_5)，旁路电容 (C_8)，控制端补偿电路 (R_9、C_6)</p> | |

续表

| | | |
|------|---------------|---|
| 电路解析 | 输入欠电压保护 | <p>电源启动时的欠电压值是由 R_3、R_5 和 R_6 的总串联电阻值来决定的, 当交流电源电压低于 180V 时禁止启动开关电源</p> <p>电阻 R_4、R_{14}、R_{23} 和晶体管 VT_1 还在 X 引脚构成一个独立的欠电压保护电路, 电源被启动后允许在低于 140V 直流电压的情况下继续工作。 R_7 为延迟电阻</p> |
| | 外部极限电流设定 | <p>利用电阻 R_{12} (12kΩ), 将内部极限电流设定为标称值的 69%, $I'_{LMT} = 0.69I_{LMT} = 0.69 \times 5.40A = 3.73(A)$</p> |
| | 3.3V 磁放大器稳压电路 | <p>取样电路 (R_{24} 和 R_{25})、可调式精密并联稳压器 (TL431)、磁复位控制电路 (3A/40V 的 PNP 功率管 TIP32)、可控磁饱和电感器 (L_4)</p> <p>3.3V 电压经过 R_{24} 和 R_{25} 分压后获得取样电压 U_Q, 接至 TL431 的输出电压设定端 (U_{REF}), 与 TL431 中的 2.5V 带隙基准电压进行比较后获得误差电压 U_e, 经 R_{27} 加到 VT_2 的基极上, VT_2 的集电极电流经过超快恢复二极管 VD_9 (UF4002) 流到 L_4 的右端。输出整流管和续流二极管公用一只由安森美公司生产的 MBR2045 型 20A/45V 肖特基对管 VD_7, 内含整流管 VD_8 和续流二极管 VD_{7b}。 C_{14} 为输出滤波电容器。由 L_4、C_{15} 构成后置滤波器</p> <p>工作原理: 当 TOP249Y 内部的 MOSFET 导通时, 输出整流管 VD_8 截止, VD_{7b} 导通, 由储存在 C_{14}、C_{15} 上的电能继续给负载供电。此时 L_4 对高频开关电流呈高阻抗。当 MOSFET 关断时, VD_8 并不立即导通, 而是经过一段延迟时间才能导通。由于磁复位电流的存在, 二次绕组正向电流必须先将磁复位电流抵消掉, L_2 上才能流过正向电流, 使 L_2 进入磁饱和状态并呈现低阻抗, 进而 VD_8 导通。磁复位的持续时间即阻断输出的延迟时间。此后输出被接通, 除给负载供电之外, 还有一部分能量储存在输出滤波电容器 C_{14}、C_{15} 上, 以便在 VD_8 截止时能维持输出电压不变</p> |

262

 开关电源设计入门与实例解析
 开关电源设计与应用系列书

续表

| | | |
|-------|-------------------|---|
| 电路解析 | 遥控通/断电路 | R_{12} 、 C_7 、 R_{24} 、 VT_4 、 C_{15} 、 R_{25} 、 R_{26} 、光耦合器 IC_4 和 VD_6 在开启状态下, IC_4 的输出信号使 VT_4 导通, X 引脚就通过电阻 R_{12} 、 VD_6 和 R_{11} 接控制端 C。在关闭状态下, IC_4 和 VT_4 处于截止状态, X 引脚经过 R_{12} 和 R_{24} 接外部 +12V 待机电源, 使 TOP249 进入关闭状态 |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EER28L |
| | 一次绕组 | 用 $\phi 0.40\text{mm}$ 漆包线绕 40 匝 一次绕组的电感量 $L_p = 3.0\text{mH}$ (允许有 $\pm 10\%$ 的误差), 最大漏感 $L_{p0} = 8\mu\text{H}$ |
| | 二次绕组 ^① | +5V 绕组用铜箔绕 3 匝 +12V 绕组用两股 $\phi 0.80\text{mm}$ 漆包线绕 4 匝 |
| | 偏置绕组 | 用 $\phi 0.25\text{mm}$ 漆包线绕 6 匝 |

①-12V 稳压电路的输入电压直接取自耦合电感 L_1 , 不需要二次侧绕组。

第九章

特种开关电源实例解析

特种开关电源具有“新、特、奇、广”的显著特点，其电路新颖，功能奇特，性能先进，种类繁多，应用领域极其广泛。本章用图表的形式简要介绍特种开关电源的 8 个典型设计实例。

第一节 低压输入式工业控制开关电源实例解析

低压输入式工业控制开关电源的电路如图 9-1-1 所示，电路解析见表 9-1-1。

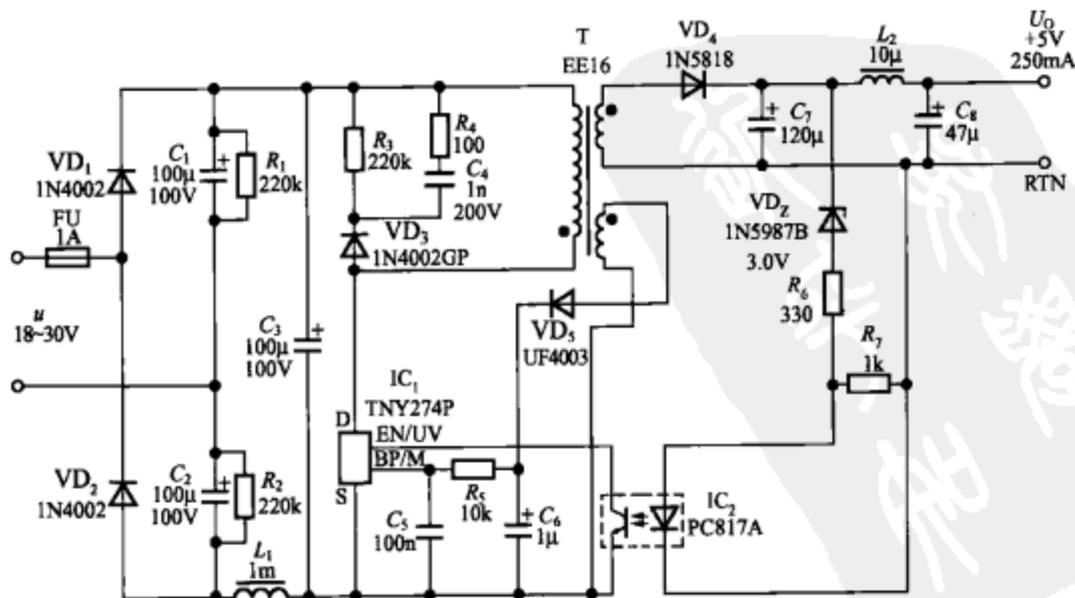


图 9-1-1 低压输入式工业控制开关电源的电路

表 9-1-1 低压输入式工业控制开关电源的电路解析

| | | |
|-------|---|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=18\sim 30\text{V}$ |
| | 输出特性 | $U_o=+5\text{V}$, $I_o=250\text{mA}$, $P_o=1.25\text{W}$ |
| | 电源效率 | $\eta=65\%$ |
| | 空载功耗 | $<100\text{mW}$ |
| | 开关电源 IC | TNY274P (PI 公司 TinySwitch-III 系列产品) |
| | 参考标准 | GB/T 3805—2008《特低电压 (ELV) 限值》, 符合我国规定的 24V 安全电压额定值等级 |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (1A), 串模扼流圈 L_1 (1mH) |
| | 倍压整流滤波器 | 倍压整流器 (VD_1 和 VD_2 , C_1 和 C_2), 均压电阻 (R_1 和 R_2), 滤波电容器 C_3 |
| | 钳位保护电路 | 吸收回路 (R_3 , R_4 和 C_4), 阻塞二极管 VD_3 (1N4002GP) |
| | 输出整流滤波器 | 1A/30V 肖特基整流管 VD_4 (1N5818), 二阶滤波器 (C_7 , L_2 和 C_8) |
| | 反馈电路 | 1A/200V 超快恢复二极管 VD_5 (UF4003), 滤波电容 (C_5), 旁路电容 (C_6) |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EE16 |
| | 一次绕组 | 用 $\phi 0.25\text{mm}$ 漆包线绕 64 匝, 一次绕组的电感量 $L_p=780\mu\text{H}$ (允许有 $\pm 12\%$ 的误差), 最大漏感量 $L_{\text{pv}}=80\mu\text{H}$ |
| | 二次绕组 | 用 $\phi 0.28\text{mm}$ 漆包线绕 10 匝 |
| | 偏置绕组 | 用 $\phi 0.25\text{mm}$ 漆包线双股并绕 32 匝 |
| 注意事项 | 为了充分利用钳位能量来提高空载效率, 要求阻塞二极管 VD_3 的反向恢复时间不得超过 $2\mu\text{s}$, VD_3 采用玻璃钝化类型的整流管 (如 1N4002GP) | |

● 第二节 微型开关电源实例解析

1W 微型开关电源的电路如图 9-2-1 所示，电路解析见表 9-2-1。

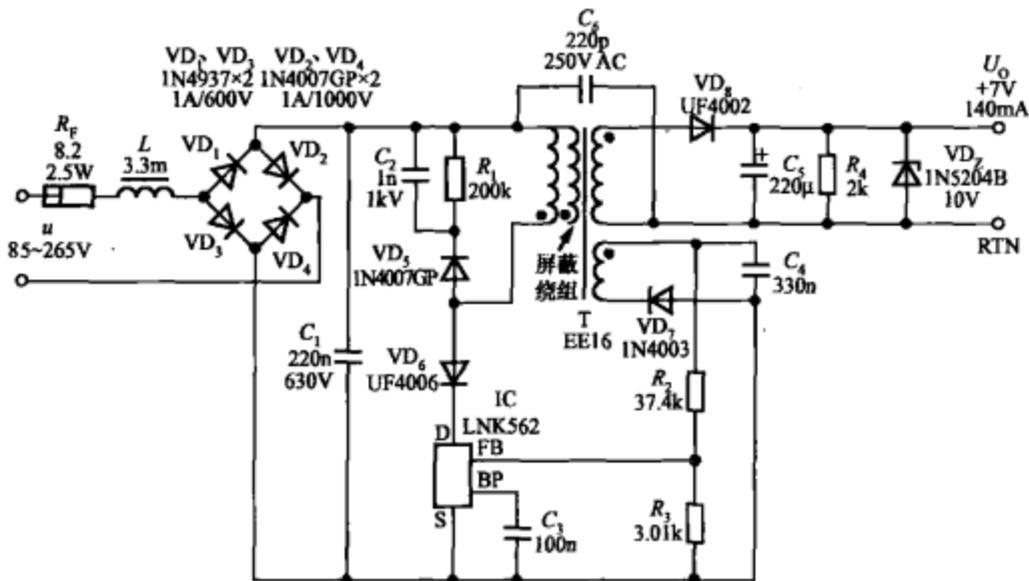


图 9-2-1 1W 微型开关电源的电路

表 9-2-1 1W 微型开关电源的电路解析

| | | |
|------|---------|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=85\sim 265V$ |
| | 输出特性 | $U_o=+7V, I_o=140mA, P_o=1W$ |
| | 电源效率 | $\eta=55\%$ |
| | 空载功耗 | $<200mW$ |
| | 开关电源 IC | LNK562 (PI 公司 LinkSwitch-LP 系列产品) |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔断电阻器 R_f ($8.2\Omega/2.5W$) |
| | EMI 滤波器 | 串模扼流圈 L ($3.3mH$), C_1 ($220nF/630V$) |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 (VD_1, VD_3 采用 $1A/600V$ 的快恢复二极管 1N4937, VD_2, VD_4 采用 $1A/1000V$ 的玻璃钝化整流管 1N4007GP); 滤波电容器 C_1 |

续表

| | | |
|-------|---|---|
| 电路解析 | 钳位保护电路 | 采用 RCD 型钳位电路 (R_1 、 C_2 和 VD_3)；隔离二极管 VD_3 (超快恢复二极管 UF4006, 防止反向电流流入 LNK562) |
| | 输出整流滤波器 | 1A/100V 的肖特基整流管 VD_3 (UF4002), 滤波电容器 (C_5), 假负载 (R_4) |
| | 输出端稳压管 | 10V 稳压管 VD_2 (1N5204B) |
| | 偏置电路 | 1A/200V 硅整流管 VD_1 (1N4003), 滤波电容 (C_4), 反馈电阻 (R_2 、 R_3 , 构成分压器), 旁路电容 (C_3) |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EE16 |
| | 一次绕组 | 用 $\phi 0.14\text{mm}$ 漆包线绕 108 匝, 一次绕组的电感量 $L_p = 2.75\text{mH}$ (允许有 $\pm 5\%$ 的误差), 最大漏感 $L_{\text{leak}} = 75\mu\text{H}$ |
| | 二次绕组 | 用 $\phi 0.50\text{mm}$ 的三层绝缘线绕 8 匝 |
| | 反馈绕组 | 用 $\phi 0.20\text{mm}$ 漆包线绕 25 匝 |
| 注意事项 | <p>(1) 反馈电阻 R_2 和 R_3 应采用误差为 $\pm 1\%$ 的精密电阻</p> <p>(2) C_1 的容量不得小于 150nF。若为进一步降低空载功耗, 可将 C_4 的容量增加到 $1\mu\text{F}$ 或更大</p> <p>(3) VD_3 选用 1N4007GP 型玻璃钝化整流管, 其反向恢复时间小于 $2\mu\text{s}$, 亦可用快恢复二极管 (如 FR107) 来代替</p> | |

◆ 第三节 电池充电器实例解析

10W 电池充电器电路如图 9-3-1 所示, 该电源的峰值功率达 15W, 可用作便携式电子产品 (例如游戏机) 的充电器。电路解析见表 9-3-1。

表 9-3-1

10W 电池充电器电路解析

| | | |
|-------|---------|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=90\sim 265V$ |
| | 输出特性 | $U_o=+5V, I_o=2A, P_o=10W (I_{OFR0}=3A, P_{OFR0}=15W)$ |
| | 电源效率 | $\eta=74.6\%$ |
| | 空载功耗 | $<100mW$ |
| | 开关电源 IC | TNY377P (PI 公司 TinySwitch-PK 系列产品) |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (1A) |
| | EMI 滤波器 | 串模扼流圈 (L_1, L_2), C_1, C_2 |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 ($VD_1\sim VD_4, 1N4007\times 4, 1A/1000V$), 滤波电容器 (C_1, C_2) |
| | 钳位保护电路 | RCD 型钳位电路 ($R_1\sim R_3, C_3, VD_5, VD_5$ 采用 FR107 型 1A/1000V 快恢复二极管) |
| | 输出整流滤波器 | 2A/30V 肖特基二极管 VD_7, VD_8 (SS23); RC 吸收电路 (C_7 和 R_9, C_8 和 R_{10}); 二阶滤波器 ($C_9\sim C_{11}, L_3$) |
| | 光耦反馈电路 | 光耦合器 (PC817A), 可调式精密并联稳压器 (LM431), 取样电阻 (R_{14} 和 R_{15}), 补偿电路 (R_{13} 和 C_{12}), 控制环路的增益电阻 (R_{11}), LM431 的偏置电阻 (R_{11} 和 R_{12}) |
| | 偏置电路 | 1A/200V 硅开关管 VD_6 (1N4148), 滤波电容 (C_4), 旁路电容 (C_5) |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EE19 |
| | 一次绕组 | 用 $\phi 0.18mm$ 漆包线绕 84 匝, 一次侧电感量 $L_P=625\mu H$ (允许有 $\pm 5\%$ 的偏差), 最大漏感量 $L_{P0}=45\mu H$ |
| | 二次绕组 | 用 $\phi 0.60mm$ 漆包线双股并绕 5 匝 |
| | 偏置绕组 | 用 $\phi 0.33mm$ 漆包线双股并绕 12 匝 |
| | 屏蔽层 | 在一次、二次绕组之间绕制两个屏蔽层, 第一层用 $\phi 0.18mm$ 漆包线绕双股并绕 21 匝, 第二层用 $\phi 0.40mm$ 漆包线 5 股并绕 4 匝 |

◆ 第四节 多路输出式微型开关电源实例解析

7W 多路输出式微型开关电源的电路如图 9-4-1 所示, 其峰值功率可达 10W。电路解析见表 9-4-1。

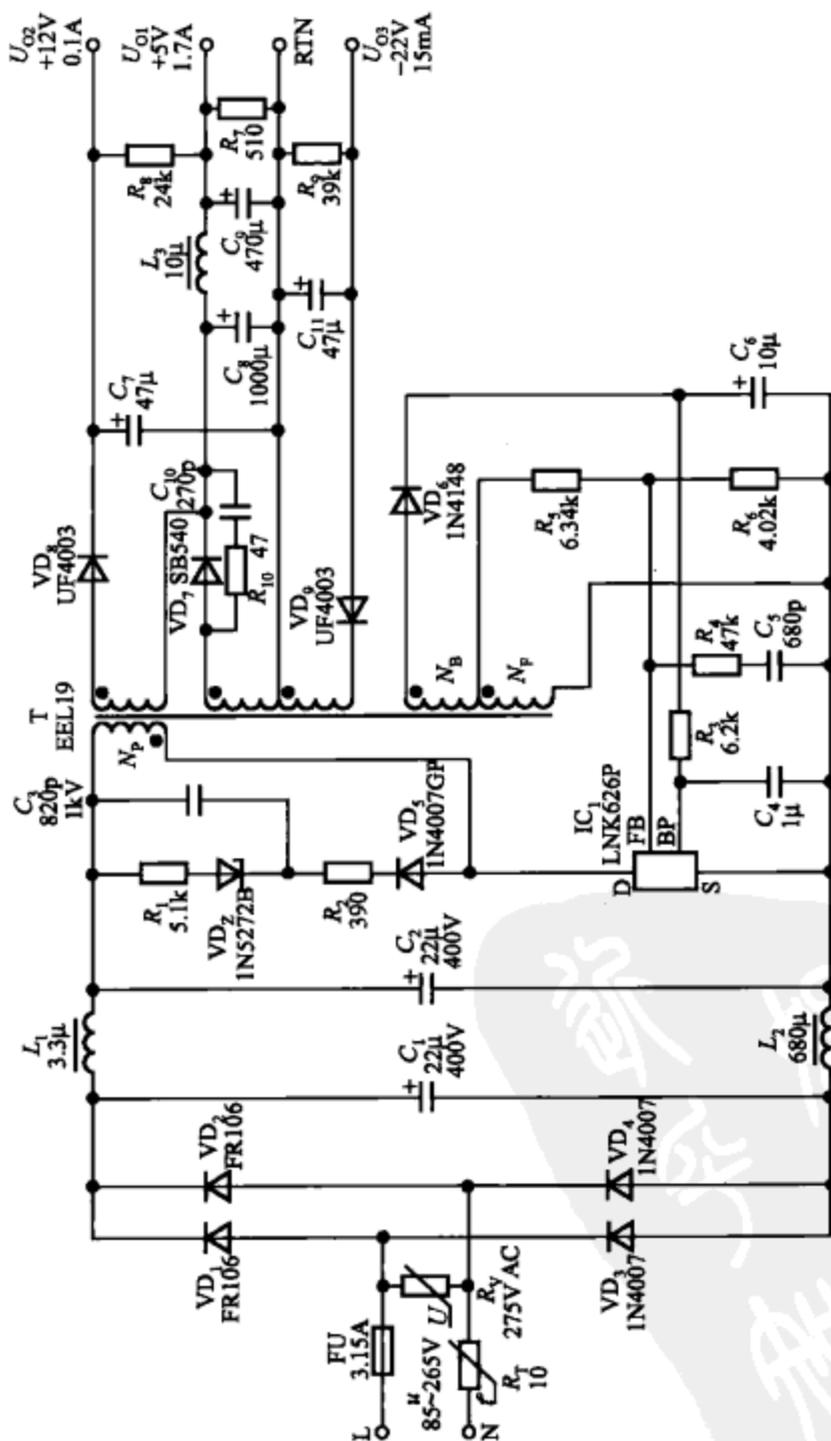


图 9-4-1 7W 多路输出式微型开关电源的电路

表 9-4-1 7W 多路输出式微型开关电源电路解析

| | | |
|---------|---|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=85\sim 265V$ |
| | 输出特性 | 主输出: $U_{O1} (+5V/1.7A)$ |
| | | 辅助输出: $U_{O2} (+12V/0.1A)$, $U_{O3} (-22V/15mA)$ |
| | | 总输出功率 $P_O=7W$, 峰值输出功率 $P_{OPKO}=10W$ |
| | 电源效率 | $\eta>67\%$ |
| | 空载功耗 | $<140mW$ |
| 开关电源 IC | LNK626P (PI 公司 LinkSwitch-CV 系列产品) | |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (3.15A); 负温度系数功率热敏电阻 R_T ($10\Omega/2W$, 刚通电时可将通过输入整流管的电流限制在最大额定值以下); 压敏电阻 R_V (275V, 对浪涌电压进行钳位) |
| | EMI 滤波器 | L_1 ($3.3\mu H$), L_2 ($680\mu H$), C_1 , C_2 |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 (VD_1 和 VD_2 采用 1A/800V 的快恢复二极管 FR106, 其反向恢复时间 $t_{rr}\approx 250ns$; VD_3 和 VD_4 则采用 1A/1000V 的普通硅整流管 1N4007), 滤波电容器 (C_1 , C_2) |
| | 钳位保护电路 | RCD 型钳位电路 (R_1 , R_2 , C_3 , VD_5 和 VD_6 , VD_5 采用 1N4007GP 型 1A/1000V 玻璃钝化整流二极管) |
| 输出整流滤波器 | <p>+5V 输出的整流管 VD_7 采用 SB540 型肖特基二极管, 其最大反向峰值电压为 40V, 平均整流电流为 5A, 当输出 5A 电流时的最大导通压降仅为 0.7V; 二阶滤波电容器 (C_4, L_3 和 C_5); 假负载 (R_7)</p> <p>+12V 输出的整流管 VD_8 采用 UF4003 型 1A/200V 的超快恢复二极管; 滤波电容器 (C_7); 假负载 (R_8)</p> <p>-22V 输出的整流管 VD_9 采用 UF4003 型 1A/200V 的超快恢复二极管, 但用作负压整流; 滤波电容器 (C_{11}); 假负载 (R_9)</p> | |

续表

| | | |
|-------|------|---|
| 电路解析 | 反馈电路 | 输出电压则是通过反馈绕组 N_F (亦称一次侧的参考绕组) 来检测的。反馈绕组的电压经过 R_3 、 R_4 分压后, 反馈给 LNK626P |
| | 偏置电路 | 偏置绕组 (N_B), 开关二极管 VD_5 (1N4148), 滤波电容 (C_6), 旁路电容 (C_4), 补偿电路 (R_4 、 C_5) |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EEL19 |
| | 一次绕组 | 用 $\phi 0.11\text{mm}$ 漆包线绕 200 匝, 一次绕组的电感量 $L_p = 1.6\text{mH}$ (允许有 $\pm 5\%$ 的误差) |
| | 二次绕组 | +5V 绕组采用 $\phi 0.29\text{mm}$ 漆包线三股并绕 10 匝, +12V 绕组采用 $\phi 0.20\text{mm}$ 的漆包线三股并绕 13 匝, -22V 绕组采用 $\phi 0.18\text{mm}$ 的漆包线绕 40 匝 |
| | 反馈绕组 | 用 $\phi 0.33\text{mm}$ 漆包线三股并绕 9 匝 |

272

开关电源设计与应用系列书

开关电源设计入门与实例解析

第五节 精密恒流式 LED 驱动电源实例解析

大功率白光 LED 照明灯可广泛用于照明灯具、LCD 背光源、LED 显示屏、汽车指示灯等领域。这种灯具内部包含大功率白光 LED 灯串和恒流式 LED 驱动电源。

14W 精密恒流式 LED 驱动电源的电路如图 9-5-1 所示。该 LED 驱动电源的恒压/恒流特性曲线如图 9-5-2 所示, 由图可见, 当 $U_o < 20\text{V}$ 时开始进入恒流区, 将 I_o 稳定在 $0.73 \sim 0.74\text{A}$ 之间, 达到了精密恒流源的指标。该电源的电路解析见表 9-5-1。

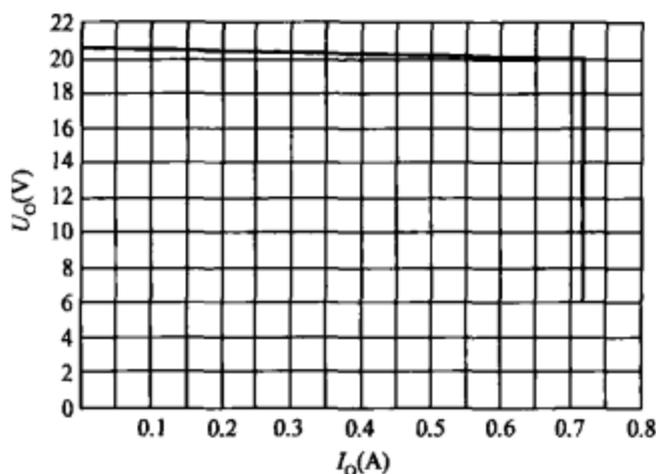


图 9-5-2 恒压/恒流特性曲线

表 9-5-1 14W 精密恒流式 LED 驱动电源的电路解析

| | | |
|------|---------|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=195\sim 265V$ |
| | 输出特性 | $U_o=+20V, I_o=0.7A, P_o=14W$ |
| | 电源效率 | $\eta=86\%$ |
| | 空载功耗 | $<250mW$ |
| | 开关电源 IC | TNY279 (PI 公司 TinySwitch-III 系列产品) |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (3.15A) |
| | EMI 滤波器 | $L (800\mu H), C_1, C_2$, 泄放电阻 R_1 |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 BR (MB6S, 0.5A/600V), 滤波电容器 (C_1, C_2) |
| | 钳位保护电路 | 瞬态电压抑制器 VD_{21} (P6KE200A), 阻塞二极管 VD_1 (快恢复二极管 BYG21M, 1.5A/800V), 吸收回路 (C_3 及 R_2) |
| | 输出整流滤波器 | 输出整流管 VD_2, VD_3 (将两只 3A/100V 的肖特基二极管 30BQ100 并联使用), 滤波电容 (C_4, C_5) |
| | 稳压调节电路 | VD_{22} (BZX55C20, $U_z=20V$) |
| | 恒流调节电路 | 由电流检测电阻 R_7 (0.10Ω)、可调式精密并联稳压器 LM431、精密运算放大器 LM321、NPN 型开关管 VT (MMBT2222)、电流反馈环路的补偿元件 (R_4 和 C_7) 等构成 工作原理: 通过检测 R_7 上电流形成的压降来实现恒流特性。将 LM431 的基准端 U_{REF} 与阴极 K 互相短接, 从阴极可输出固定的 2.5V 基准电压, 再经过 R_5, R_6 和 R_8 分压后, 获得 0.07V 的参考电压, 加至运算放大器的反相输入端。当通过 R_7 的电流 I_o 达到所设定的 0.7A 时, R_7 上的压 |

续表

| | | |
|-------|--|---|
| 电路解析 | 恒流调节电路 | 降 $U_{REF}=0.07V$ 。当 $I_O>0.7A$ 时进入恒流区。此时 U_{REF} 超过 $0.07V$ ，使精密运算放大器 LM321 的输出电压升高， VD_1 因被正向偏置而导通，通过 VD_1 驱动 VT 的基极，再通过集电极将电流从 TNY279 的 EN/UV 端拉出来。只要从 EN/UV 端拉出的电流超过 $115\mu A$ ，就以逐周期的方式禁止 TNY279 中的 MOSFET 工作。电流反馈环路通过调节使能周期与禁止周期的比例关系，即可实现恒流控制 |
| 高频变压器 | 磁心型号 | EF16 |
| | 一次绕组 | 用 $\phi 0.23mm$ 漆包线分两层总共绕 61×2 匝，一次绕组的电感量 $L_P=1.08mH$ （允许有 $\pm 10\%$ 的误差），最大漏感量 $L_{P0}=30\mu H$ |
| | 二次绕组 | 用 $\phi 0.35mm$ 漆包线绕 20 匝 |
| 注意事项 | <p>(1) VD_1 选用快恢复二极管 BYG21M，而不使用超快恢复二极管，是因为 BYG21M 的反向恢复时间较长（120ns），在此时间内通过恢复部分漏感的能量可提高电源效率</p> <p>(2) LM431 的阳极-阴极之间电流的最小值 $I_{AK(min)}=1mA$，最大值 $I_{AK(max)}=100mA$，阳极-阴极之间的电压允许范围是 $U_{AK}=2.5\sim 36V$。选择电阻 R_9 的原则是确保在最低输出电压为 $6V$ 时，能给 LM431 提供 $1mA$ 的供电电流。实际取 $R_9=3.5k\Omega$，不难算出当 $U_O=6V$ 时，$I_{AK}=(U_O-U_{REF})/R_9=(6V-2.5V)/3.5k\Omega=1mA$，可满足设计要求</p> <p>(3) TinySwitch-III 系列产品的极限电流可通过旁路电容来设定。当 $C_4=1\mu F$ 时，这对应于 TNY279 的标准极限电流 $I_{LMTT}(550mA)$，也对应于 TNY278 的 I_{LMT+}，还对应于 TNY280 的 I_{LMTT}。若选择 TNY278，就能降低通过 TinySwitch-III 的有效值电流并提高电源效率，但最大输出功率会降低，这适用于对环境温度要求高、散热性差的应用场合。若选择 TNY280，可增加开关电源的输出功率。因此，只需改变 TinySwitch-III 芯片的型号，即可设计出具有不同特性的开关电源</p> <p>(4) 应将功率地线与信号地线分开布置，最后在输出端汇合。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如被引入信号端，即会经 TNY279 反映到输出端，影响稳压性能</p> | |

275

第九章 特种开关电源实例解析

第六节 恒压/恒流式开关电源实例解析

7.5W 恒压/恒流式开关电源的电路如图 9-6-1 所示，其恒压/

恒流特性曲线如图 9-6-2 所示。该电源的电路解析详见表 9-6-1。

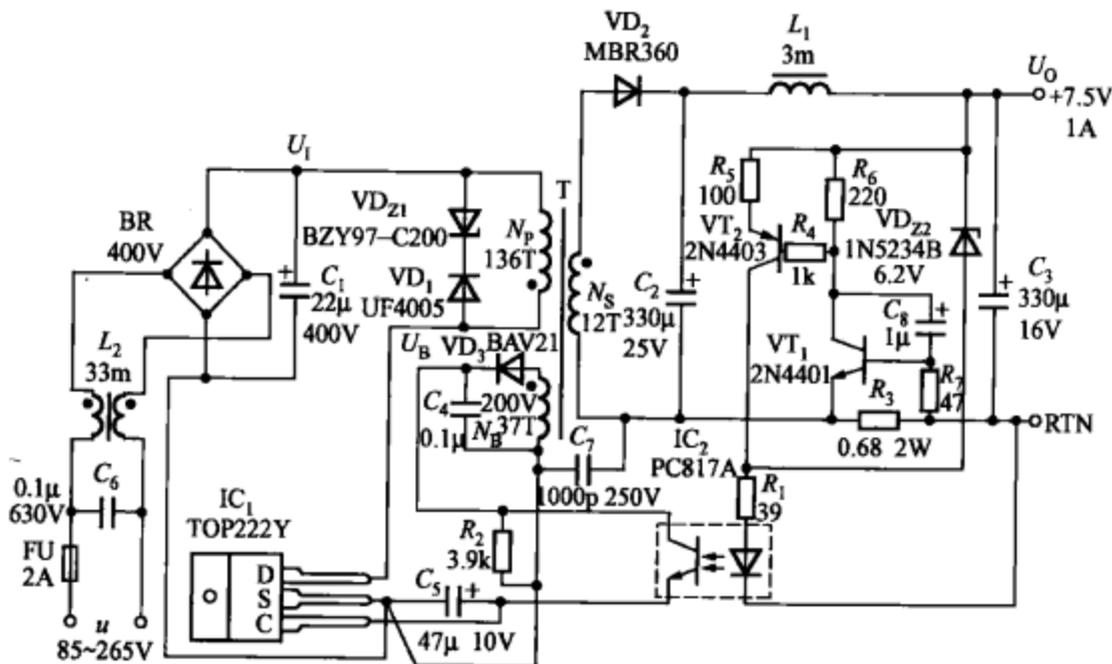


图 9-6-1 7.5W 恒压/恒流式开关电源的电路

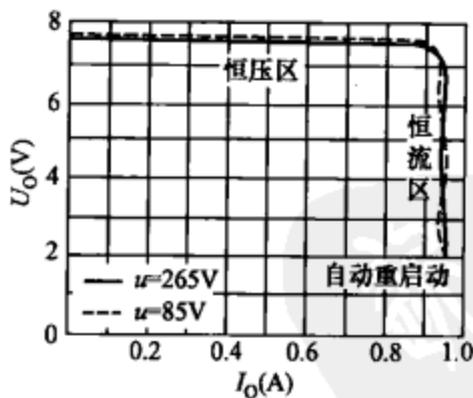


图 9-6-2 恒压/恒流源特性曲线

表 9-6-1 7.5W 恒压/恒流式开关电源的电路解析

| | | |
|------|----------|---|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=85\sim 265V$ |
| | 输出特性 | $U_o=+7.5V$ (恒压区), $I_o=1A$ (恒流区), $P_o=7.5W$ |
| | 恒流输出的准确度 | $\pm 8\%$ |
| | 工作模式 | 该电源既可工作在 7.5V 恒压输出状态, 又能在 1A 的恒定电流下工作 |
| | 开关电源 IC | TOP222Y (PI 公司 TOPSwitch-II 系列产品) |

续表

| | | |
|----------|--|---|
| 电路 解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (2A) |
| | EMI 滤波器 | X 电容 C_6 (0.1 μ /630V); 共模扼流圈 L_2 (33mH), Y 电容 C_7 (1000p/250V, 滤除由一次侧、二次侧耦合电容产生的共模干扰) |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 BR (1A/600V), 滤波电容器 (C_1) |
| | 钳位保护电路 | 稳压管 VD_{Z1} (BZY97-C200, $U_Z = 200V$), 阻塞二极管 VD_1 (超快恢复二极管 UF4005, 1A/600V) |
| | 输出整流滤波器 | 肖特基整流二极管 VD_2 (MBR360, 3A/70V), 二阶滤波器 (C_2 、 L_1 和 C_3) |
| | 电压控制环 | 6.2V 稳压管 VD_{Z2} (1N5234B), 光耦合器 IC_2 (PC817A) 工作原理: 当 $I_O \leq 0.9A$ 时, 工作在恒压区, 此时电流控制环不工作 |
| | 电流控制环 | 晶体管 VT_1 (NPN 硅晶体管 2N4401); 晶体管 VT_2 (PNP 硅晶体管 2N4403); 电流检测电阻 (R_3); 光耦合器 IC_2 (PC817A); 电阻 (R_4 、 R_5 , 分别用来设定 VT_1 、 VT_2 的集电极电流值 I_{C1} 、 I_{C2} , R_5 还决定电流控制环的直流增益); 补偿电容 (C_8 , 防止环路产生自激振荡) 工作原理: 当 I_O 接近于 1A 时, $U_{R3} \uparrow \rightarrow VT_1$ 导通 $\rightarrow U_{R3} \uparrow \rightarrow VT_2$ 导通, 由 VT_2 的集电极给光耦合器提供电流, 迫使 $U_O \downarrow$ 。由于 U_O 降低, VD_{Z2} 不能被反击穿, 其上也不再电流通过, 因此电压控制环开路, 开关电源就进入恒流区 |
| 偏置电路 | 二极管 VD_3 (BAV21); 滤波电容 (C_4); 旁路电容 (C_5); 偏置绕组的假负载 (R_2 , 空载时能限制反馈电压 U_{FB} 不致升高) | |
| 计算 公式 | 稳压值 (恒压区) | $U_O = U_{Z2} + U_F + U_{R1}$ |
| | 恒流值 (恒流区) | $I_{OH} = \frac{U_{R3}}{R_3}$ |

277

第九章 特种开关电源实例解析

第七节 精密恒压/恒流式开关电源实例解析

30W 精密恒压/恒流式开关电源的电路如图 9-7-1 所示, 其恒压/恒流特性曲线如图 9-7-2 所示。该电源的电路解析详见表 9-7-1。

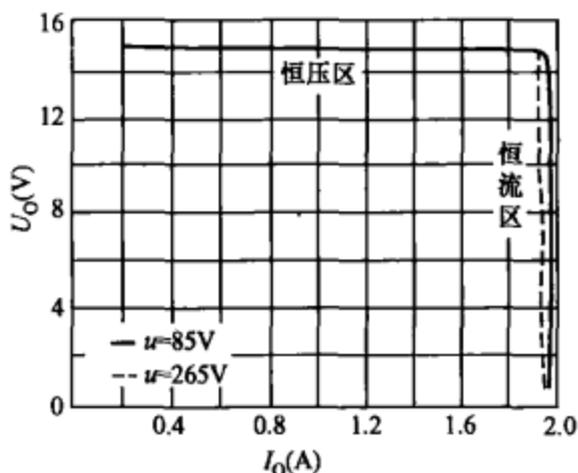


图 9-7-2 恒压/恒流源特性曲线

表 9-7-1 30W 精密恒压/恒流式开关电源的电路解析

| | | |
|------|----------|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=85\sim 265V$ |
| | 输出特性 | $U_o=+15V$ (恒压区), $I_o=2A$ (恒流区), $P_o=30W$ |
| | 恒流输出的准确度 | $\pm 2\%$ |
| | 电路特点 | (1) 利用低功耗双运放 LM358 (IC_{4a} 和 IC_{4b}) 中的 IC_{4b} 和 TL431C 构成电压控制环, IC_{4a} 则构成电流控制环 (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 |
| | 开关电源 IC | TOP225Y (PI 公司 TOPSwitch-II 系列产品) |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (2A/250V) |
| | EMI 滤波器 | X 电容 C_6 (0.1 μ F/630V); 共模扼流圈 L_2 (33mH), Y 电容 C_7 (1000pF/250V) |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 BR (2A/600V), 滤波电容器 C_1 (68 μ F/400V) |
| | 钳位保护电路 | 瞬态电压抑制器 VD_{Z1} (P6KE200, $U_B=200V$); 阻塞二极管 VD_1 (超快恢复二极管 BYV26C, 2.3A/600V) |
| | 输出整流滤波器 | 超快恢复二极管 VD_2 (BYW29-200, 8A/200V), 二阶滤波器 (C_2 、 L_1 和 C_3) |

续表

| | | |
|------|-----------|--|
| 电路解析 | 电压控制环 | 运算放大器 IC _{4b} (1/2LM358), 可调式精密并联稳压器 (TL431C), 光耦合器 (PC816A), 取样电阻 (R ₃ 、R ₄), 补偿电路 (C ₇ 、R ₁₀), TL431 的偏置电阻 (R ₉) |
| | 电流控制环 | <p>IC_{4a}为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 U_{RS}, 反相输入端接分压器电压 U_{FY}。分压器是由 R₅、R₆ 和 TL431C 构成的。IC_{4a}将 U_{RS}与 U_{FY}进行比较后, 输出误差信号 U₂, 再通过 VD₅ 和 R₁ 变成电流信号, 流入光耦合器中的 LED, 进而控制 TOP225Y 的占空比, 使电源输出电流 I_{OH}在恒流区内维持恒定</p> <p>工作原理: VD₅ 和 VD₆ 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</p> |
| | 偏置电路 | 二极管 VD ₃ (BAV21), 滤波电容 (C ₄), 旁路电容 (C ₅), 补偿电阻 (R ₂) |
| 计算公式 | 稳压值 (恒压区) | $U_O = U_{REF} \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 2.50V \times \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)$ |
| | 恒流值 (恒流区) | $I_{OH} = \frac{U_{REF} R_5}{R_4 R_6}$ |
| | 光耦合器的增益电阻 | $R_1 = \frac{(U_{SAT} - U_{FB} - U_F) CTR_{min}}{I_{Cmax}}$ <p>(PC816A 的最小电流传输比 CTR_{min}可取 80%)</p> |

第八节 具有峰值功率输出能力的开关电源实例解析

33W (峰值功率 60W) 开关电源电路如图 9-8-1 所示, 电路解析详见表 9-8-1。该电源适合用作喷墨打印机电源, 它能在非常短的时间内能提供较大的峰值功率, 以便驱动打印机。

表 9-8-1 33W (峰值功率 60W) 开关电源的电路解析

| | | |
|----------|--|--|
| 主要特点 | 输入特性 | $u=195\sim 265\text{V}$ |
| | 输出特性 | 主输出: $U_{O3} (+5\text{V}, 1.6\text{A}), U_{O4} (+3.3\text{V}, 1.74\text{A})$ |
| | | 辅助输出: $U_{O1} (+22\text{V}, 360\text{mA}), U_{O2} (+17.5\text{V}, 670\text{mA}), U_{O5} (-5\text{V}, 28\text{mA})$ |
| | | 总输出功率 $P_O=33\text{W}$, 峰值输出功率 $P_{\text{OPKO}}=60\text{W}$ |
| | | 电源效率为 76%, 空载功耗低于 140mW |
| 开关电源 IC | PKS606Y (PI 公司 PeakSwitch 系列产品) | |
| 电路解析 | 输入保护电路 | 熔丝管 FU (2A/250V), 压敏电阻器 R_V (275V, AC) |
| | EMI 滤波器 | X 电容 C_1 (100nF/275V, AC); 共模扼流圈 L_1 (19mH), Y 电容 C_4 (2.2nF/1kV) |
| | 输入整流滤波器 | 整流桥 ($VD_1\sim VD_4$, 1N4007 $\times 4$, 1A/1000V), 滤波电容器 C_1 (33 μF /400V) |
| | 钳位保护电路 | 稳压管 VD_{Z1} (1N4764A, $U_Z=100\text{V}$), 吸收回路 (R_1 , C_3), 阻塞二极管 VD_5 (快恢复二极管 FR106) |
| | 输出整流滤波器 | U_{O1} : 3A/150V 的肖特基整流管 VD_8 (STPS3150); 滤波电容器 (C_7) |
| | | U_{O2} : 3A/150V 的肖特基整流管 VD_9 (STPS3150); 滤波电容器 (C_{15}) |
| | | U_{O3} : 5A/30V 的肖特基整流管 VD_{10} (SB530); 二阶滤波器 (C_8 , L_2 , C_9) |
| | | U_{O4} : 5A/20V 的肖特基整流管 VD_7 (SB520); 二阶滤波器 (C_{10} , L_3 , C_{11}) |
| | | U_{O5} : 开关二极管 VD_{11} (1N4148); 滤波电容器 (C_{12}) |
| | 精密光耦反馈电路 | 光耦合器 (PC817D), 可调式精密并联稳压器 (LM431A), 取样电阻 ($R_6\sim R_{11}$), 补偿电路 (C_{13} , R_8), 控制环路的增益电阻 (R_5) |
| -5V 稳压电路 | 稳压管 VD_{Z1} (1N4733A, $U_Z=5.1\text{V}$) | |
| 软启动电路 | 软启动电容 (C_{14}) 工作原理: 刚上电时由于 C_{14} 两端的压降不能突变, 使得 $U_{KA}=0\text{V}$, LM431 不工作。随着二次侧整流滤波器输出电压逐渐升高并由光耦合器中 LED 上的电流对 C_{14} 充电, 使 C_{14} 上的电压不断升高, LM431 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, 最终达到稳定值 | |
| 偏置电路 | 二极管 VD_6 (1N4148), 滤波电容 (C_5), 旁路电容 (C_6) | |

续表

| | | |
|-----------|------|---|
| 高频变 压器 | 磁心型号 | EF25 |
| | 一次绕组 | 用 $\phi 0.23\text{mm}$ 漆包线绕 31 匝，一次绕组的电感量 $L_p = 342\mu\text{H}$ （允许有 $\pm 10\%$ 的误差） |
| | 二次绕组 | 采用堆叠式绕法：二次绕组引出端 10-9、9-8、8-7、7-6 之间的匝数分别为 2T、1T、6T 和 3T。其中，6T 和 3T 绕组分别用 $\phi 0.45\text{mm}$ 、 $\phi 0.25\text{mm}$ 漆包线绕制，2T 和 1T 绕组可采用多股导线并绕方式，以便能承受大电流 |
| | 偏置绕组 | 用 $\phi 0.1\text{mm}$ 漆包线绕 9 匝 |

283

第九章 特种开关电源实例解析

参 考 文 献

- 1 沙占友. 新型单片开关电源设计与应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2001. 6
- 2 沙占友. 单晶片交换式电源设计与应用技术 [M]. 中国台北: 全华科技图书股份有限公司, 2006. 12
- 3 沙占友, 庞志锋. 开关电源外围元器件选择与检测 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2009. 7
- 4 沙占友, 王彦朋, 马洪涛. 开关电源优化设计 [M]. 中国电力出版社, 2009. 10
- 5 沙占友, 马洪涛等. 开关稳压器应用技巧 [M]. 中国电力出版社, 2009. 2
- 6 沙占友, 王彦朋等. 标准线性稳压器应用技巧 [M]. 中国电力出版社, 2009. 2
- 7 沙占友, 郭立炜. 低压差线性稳压器应用技巧 [M]. 中国电力出版社, 2009. 2
- 8 沙占友. 特种集成电源设计与应用 [M]. 中国电力出版社, 2006. 11
- 9 沙占友. 数字化测量技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2009. 3
- 10 沙占友. 数字电位器设计原理与应用 [M]. 机械工业出版社, 2007. 4
- 11 沙占友. 单片开关电源瞬态干扰及音频干扰抑制技术 [J]. 电子技术应用, 2000 (12)
- 12 沙占友, 王彦朋. 开关电源的新技术及其应用 [J]. 电力电子技术, 2003 (3)
- 13 沙占友. 开关电源计算机辅助设计与仿真软件综述 [J]. 电源技术应用, 2007 (9)
- 14 沙占友. 开关电源的电路设计 [J]. 电气自动化, 1997 (3)
- 15 沙占友. DC/DC 电源变换器的拓扑结构 [J]. 电源技术应用, 2006 (6)
- 16 沙占友. AC/DC 单片开关电源模块的电路设计 [J]. 电测与仪表, 1999 (9)
- 17 沙占友. 多路输出式单片开关电源的电路设计 [J]. 电源技术应用, 2000 (10)
- 18 沙占友. 基于磁放大器的 ATX 电源的设计 [J]. 电源技术应用, 2009 (10)

- 19 沙占友. 同步整流式电源变换器的设计 [J]. 电气应用, 2006 (6)
- 20 沙占友. 特种单片开关电源模块的电路设计 [J]. 电源技术应用, 2005 (1)
- 21 沙占友. EMI 滤波器的设计原理 [J]. 电子技术应用, 2001 (5)
- 22 沙占友. 高性能三重绝缘线及其应用 [J]. 电工技术, 2001 (7)
- 23 沙占友. 复合式单片开关电源的电路设计 [J]. 电气自动化, 2001 (1)
- 24 沙占友. 精密恒压/恒流输出式单片开关电源的设计原理 [J]. 电工技术, 2000 (11)
- 25 沙占友, 马洪涛, 王彦朋. 单片开关电源的波形测试及分析 [J]. 电源技术应用, 2007 (6)
- 26 沙占友. 基于数字电位器的可编程稳压器设计 [J]. 电源技术应用, 2007 (3)
- 27 沙占友. 功率测量技术及其应用 [J]. 电源技术应用, 2006 (7)
- 28 沙占友, 马洪涛. 基于填谷电路的恒流式 LED 高压驱动电源的设计 [J]. 电源技术应用, 2009 (8)

开关电源设计与应用系列书

开关电源外围元器件选择与检测

开关电源制作与调试

开关电源设计入门与实例解析

开关电源优化设计

开关电源
入门指南

深入浅出
图文并茂

通俗易懂
简明实用



用电技术出版中心

010-63416214

ISBN 978-7-5083-9379-7



9 787508 393797 >

定价：19.00 元

销售分类建议：自动化技术