目　录

第一章　现代电源领域的新进展 …… (1)
第一节　新型 MOS 器件加速了电力电子学的发展 …… (1)
第二节　现代高频开关稳压电源功率变换用电力电子器件 …… (2)
第三节　低电荷的功率 MOSFET 系列器件 …… (4)
第四节　高速 IGBT 功率管 WARP-Speed 系列 …… (6)
第五节　脉宽调制与功率开关 PWM/MOSFET 复合 IC …… (7)
第六节　功率因数校正与脉宽调制 PFC/PWM 复合 IC …… (9)
第七节　最新超低导通电阻、低损耗 MOSFET：IRFPS37N50A …… (13)
第二章　三脚 PWM/MOSFET 复合单片 TOPSwitch-II …… (17)
第一节　TOPSwitch-II 的 IC 内部功能与设计特点 …… (17)
第二节　用 TOPSwitch-II 组成的 20W 和 150W 稳压电源 …… (22)
第三节　TOPSwitch-II 的使用要点、参数与特性曲线 …… (25)
第四节　TOPSwitch 组成单端反激式开关电源三种工作状态分析 …… (33)
第五节　由 TOPSwitch-II 功耗曲线快速选择器件 …… (39)
第六节　TOPSwitch 作功率因数校正器的应用电路 …… (46)
第三章　用 EI-28、PQ26/25 和 TOPSwitch 制作单端反激式稳压电源 …… (47)
第一节　单端反激式开关稳压电源的基本工作原理 …… (47)
第二节　TOPSwitch 组成单端反激式开关电源的设计流程图 …… (54)
第三节　单端反激式开关电源的参数分析与计算公式 …… (65)
第四节　单端反激式开关电源变压器的参数设计、磁芯选择、绕制方法
与绝缘措施 …… (76)
第五节　用 EI-28、TOP202 制作 20W 开关电源变压器的绕制工艺、漆包线选用
与电网变化试验 …… (87)
第六节　用 PQ26/25、TOP204 制作 40W 开关稳压电源和气隙调节试验 …… (97)
**第四章　用 TL494、IRFP450、EE42、EE55 等制作 200W、300W
单端正激双管式开关稳压电源** …… (106)
第一节　单端正激变换器的工作原理及实用电路 …… (106)
第二节　200W 正激变换器主功率变压器的设计与绕制工艺 …… (113)
第三节　TL494 的设计特点、脉宽调制特性试验曲线与死区时间控制 …… (116)
第四节　光耦控制电路 4N35/TL431 的计算方法 …… (126)
第五节　驱动电路设计、实测波形与变压器的绕制 …… (131)
第六节　辅助电源和过流保护、软启动电路的实用设计 …… (135)
第七节　TL494 的电气参数 …… (139)
第五章　用 SG3525、EE55 等制作 500W 半桥变换器

高频开关稳压电源……（143）
第一节　半桥变换器工作原理及实用电路……（143）
第二节　500W 半桥式主功率变压器 EE55 的参数设计与绕制工艺 ……（146）
第三节　脉宽调制控制器 SG3525 功能与电气参数 ……（151）
第四节　500W 开关电源驱动电路的设计与变压器绕制 ……（155）
第五节　IC 辅助电源电路、过流保护与输出整流器电路的设计 ……（157）
第六节　功率 MOSFET 开关管 IRFP450LC 电气参数 ……（162）
第六章　软开关移相控制全桥变换器一个完整周期十二个工作过程的详细分析……（165）
第一节　软开关移相控制全桥变换器主电路原理图……（165）
第二节　软开关移相控制全桥变换器工作原理与展宽的电压、电流波形相位关系 ……（166）
第三节　一个完整开关周期中正半周的六个工作过程详细分析……（169）
第四节　一个完整开关周期中负半周的六个工作过程详细分析……（173）
第五节　试制软开关移相控制全桥变换器稳压电源的体会……（176）
第六节　全桥软开关电源移相谐振控制器 UC3875 的电气参数……（179）
第七节　高速 IGBT 功率管 IRG4PC50W 的电气参数与特性 ……（185）
第七章　用 UC3875、IRFP460、PQ50/50 等制作两种 100kHz、1000W(±15V、30A；48V、20A)全桥软开关电源 ……（188）
第一节　1000W(±15V、30A；48V、20A)全桥软开关电源的实用电路和印制板布局……（188）
第二节　全桥变换器工作原理与 1000W 全桥软开关稳压电源的实测波形 ……（193）
第三节　1000W 全桥主功率变压器 PQ50/50 参数设计与绕制工艺 ……（197）
第四节　全桥变换器驱动电路的设计特点与驱动变压器的绕制技术……（202）
第五节　1000W 全桥软开关电源附加谐振电感 Lr 的设计与制作 ……（209）
第六节　全桥软开关电源的辅助谐振网络工作原理与电感器制作……（215）
第七节　低栅荷功率 MOSFET 开关管 IRFP460LC 的电气参数与特性 ……（221）
第八章　制作 100kHz、2000W 移相控制全桥软开关电源 ……（225）
第一节　2000W 移相控制全桥软开关电源电路和总体布局 ……（225）
第二节　2000W 全桥变换器主功率变压器的参数设计与绕制工艺 ……（228）
第三节　大功率高频开关电源输出滤波电感器的设计与制作……（234）
第四节　核算辅助谐振网络的各项参数……（241）
第五节　大功率稳压电源的散热与整机效率……（247）
第六节　改进型 UC3879 的工作原理……（249）
第九章　制作 100kHz、3000W 全桥软开关稳压电源 ……（257）
第一节　试制 3000W 全桥软开关电源的情况 ……（257）
第二节　3000W 全桥软开关电源的主功率变压器参数设计 ……（260）
第三节　原边电流互感器与单向的副边电流互感器的制作……（264）
第四节　大功率电源主开关管(MOSFET、IGBT)的并联使用技术……（268）

第五节　超低导通电阻、低损耗功率 MOSFET-IRFPS37N50A 电气参数与特性 …… (275)
第六节　UC3879 的电气特性、参数和应用电路 …… (281)
第七节　开关电源副边整流二极管的脉冲尖峰干扰与抑制方法…… (288)
第十章　制作 500～2000W 高频有源功率因数校正器 …… (293)
第一节　有源功率因数校正 PFC 的基本工作原理 …… (293)
第二节　UC3854 功能介绍 …… (304)
第三节　UC3854 功率因数校正器的性能优化 …… (313)
第四节　UC3854A/B 功能介绍 …… (317)
第五节　对 PFC 前端输入正弦电流的功率限制 …… (324)
第六节　已试制的 500～2000W 高频有源功率因数校正器(PFC)实用电路
与实测数据…… (330)
第七节　BOOST-PFC 升压储能电感器的设计方法与磁芯选择 …… (336)
第八节　主功率开关管 APT5020BVR、快恢复二极管 APT60D60B
电气参数与特性…… (344)
第十一章　软开关 PFC 控制器 UC3855A/B 功能原理与应用…… (348)
第一节　软开关 PFC 控制器 UC3855A/B 电气参数 …… (348)
第二节　高性能功率因数预调节控制器 UC3855A/B 工作原理 …… (356)
第三节　UC3855A/B 设计应用 …… (366)
第四节　一种用于 APFC 的改进型 ZVT-BOOST 电路 …… (378)
第十二章　有源功率因数校正技术在彩电、微机、显示器和照明电源中的作用…… (384)
第一节　彩色电视机开关电源的有源功率因数校正方法…… (384)
第二节　微机、显示器开关电源增加 UC3842 等
可具备 PWM / PFC 两种功能…… (390)
第三节　UC3842 的电气参数与功能特性 …… (396)
第四节　电子镇流器系统专用 IC 控制器 ML4831～ML4833 功能特性 …… (403)
第十三章　功率因数校正器 UCC3857、UCC3858、UC3854 …… (412)
第一节　隔离式输出可调节有源功率因数校正器 UCC3857 电气参数 …… (412)
第二节　功率因数校正器 UCC3857 电路分析 …… (417)
第三节　“能量之星”UCC3858 电气参数 …… (424)
第四节　UCC3858 电路设计分析 …… (429)
第五节　功率因数校正器专用集成电路 UC3854 原理…… (437)
第六节　UC3854 实际电路设计步骤与计算 …… (444)
第十四章　功率铁氧体磁性材料…… (460)
第一节　铁氧体磁性材料概述…… (460)
第二节　铁氧体磁性材料的各项物理特性定义与计算公式…… (461)
第三节　低损耗的 LP 与高磁导率的 HP 磁性材料系列特性参数 …… (464)
第四节　EE、PM、PQ、RM、EP 型磁芯规格、尺寸、参数 …… (469)
第十五章　金属磁粉芯磁性材料…… (480)
第一节　金属磁粉芯磁性材料的应用与分类…… (480)

第二节 铁粉芯、铁硅铝、坡莫合金的特性曲线 …… (482)
第三节 金属磁粉芯磁性材料特性、分类与应用 …… (484)
第四节 铁粉芯的特性参数与计算公式 …… (487)
第五节 钼坡莫合金粉芯的特性参数 …… (488)
第六节 高磁通粉芯的特性参数 …… (488)
第七节 金属磁粉芯磁性材料的尺寸规格 …… (489)
第十六章 ZVS-ZCS 零电压零电流软开关电源全桥变换器工作原理 …… (491)
第一节 ZVS-ZCS 零电压零电流开关 PWM DC/DC 全桥变换器工作原理 …… (491)
第二节 滞后桥臂 ZCS 的参数设计、仿真与实验结果 …… (495)
第三节 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器电路控制方式 …… (499)
第四节 IXYS-MOSFET 功率开关管 IXFH30N50 与
单管 IGBT CT60AM-20 电气参数 …… (501)
第十七章 多台电源模块迭加输出 30000W 电力柜的负载均流技术 …… (505)
第一节 负载均流技术概况 …… (505)
第二节 UC3907 均流控制 IC 的工作原理 …… (508)
第三节 负载均分控制器 UC3907 各引脚功能与电气参数 …… (517)
**第十八章 IGBT 厚膜驱动器 HL402B/403B、PWM
全桥软开关控制器 XH3942** …… (523)
第十九章 非晶、微晶合金磁性材料性能与应用简介 …… (531)
第二十章 高频有源功率因数校正器基本单元电路分析与计算 …… (536)
第一节 PFC 的两种控制方法 …… (536)
第二节 UC3854 控制 PFC 电路的设计原理 …… (540)
第三节 800W 有源功率因数校正器实用电路与计算方法 …… (551)
第四节 UC3854 的最小输出脉宽问题 …… (556)
第二十一章 PFC 电子镇流控制器 ML4835 和复合 PFC/PWM 控制器 ML4803 … (560)
第一节 复合 PFC 电子镇流控制器 ML4835 …… (560)
第二节 用 ML4835-EVAL 电路板制作可调光荧光灯电子镇流器 …… (572)
第三节 复合 PFC/PWM 新品 ML4803 …… (586)
第四节 ML4803 组成具有 PFC 功能的 240W 开关稳压电源 …… (592)
**第二十二章 开关电源控制器 TDA16846 系列、移相控制器 UCC3895、
单片 TOPSwitch-GX 系列** …… (605)
第一节 TDA16846/TDA16847(复合 PWM/PFC 充电泵) …… (605)
第二节 TDA16846/TDA16847 主要电路性能 …… (609)
第三节 先进的 BCDMOS 全桥软开关电源移相 PWM 控制器 UCC3895 …… (618)
第四节 单片 TOPSwitch-GX 系列(250W)设计特点和实用电路 …… (627)
主要参考文献 …… (633)

第一章　现代电源领域的新进展

本章内容包括如下七节：

—— 新型 MOS 器件加速了电力电子学的发展
—— 现代高频开关稳压电源功率变换用电力电子器件
—— 低电荷的功率 MOSFET 系列器件
—— 高速 IGBT 功率管 WARP-Speed 系列
—— 脉宽调制与功率开关 PWM/MOSFET 复合 IC
—— 功率因数校正与脉宽调制 PFC/PWM 复合 IC
—— 最新超低导通电阻、低损耗 MOSFET：IRFPS37N50A

第一节　新型 MOS 器件加速了电力电子学的发展

一切电子设备都离不开电源提供能量，稳压电源电路大量采用了电力电子技术和功率半导体器件。现代高频开关稳压电源是一门涉及众多学科的复杂技术，它们已广泛用于工业、交通、电力、通信、家用电器等领域，成为十分活跃的热门技术。

50 年前(1947 年)发明的晶体管，是半导体技术的起点。最早的半导体功率器件，起始于 1958 年的晶闸管，又称 SCR 可控硅整流器，它是传统电力电子技术的第一个阶段。过去常把电力电子学与功率电子学划等号，是受传统晶闸管整流器用于大功率系统的长期影响，以为电力电子学仅限于处理大功率范围。创办了 50 年的美国 IR(International Rectifier)公司，其名称仍然保持了国际“整流器”专业特色，因为当时的大功率电力整流器产品，就是半导体功率器件的主体。

60 年代出现了快速晶闸管，到 70 年代又研制成功了高压大电流的门极可关断晶闸管 GTO、电力巨型晶体管 GTR，它们都是双极型电力半导体器件，逐渐取代了传统的 SCR，广泛用于直流电机调速、感应加热、静止励磁、电化学电源、电焊机、高压直流输电等。这些大功率器件与微处理机相互结合，不断完善自动控制技术，使电力电子技术迅速进入了“自关断器件”的第二个阶段。

70 年代中后期又出现了 MOS 场效应晶体管，特别是 80 年代问世的功率场效应管 VDMOS(又称“功率 MOSFET”)，以及派生的 MOS 型绝缘栅双极晶体管 IGBT，其特性和功能更新发展，它们联通了微电子学与电力技术两大学科，使功率变换和稳压电源技术发生了新的飞跃，使电力电子技术发展到高频化、智能化的第三个阶段。

由于 MOS 场效应管是多子型器件，具有优良的高频特性，能大大提高稳压电源的开关频率，明显减少早期电源变压器材料的重量和体积，使其性能与效率大为提高。因 MOSFET 又是一种电压控制器件，其栅极驱动功率显著低于少子型的双极管，故可用一些专用高压集成电路直接控制，甚至可把主功率器件与自动控制芯片和保护电路做在单片 IC 中，

大大简化了电源整机电路的元器件数目，变革了控制观念。

90年代以来，人们发现不论是看电视、听音响、用计算机，还是开汽车、乘电梯、开空调，或者是用大哥大、电冰箱、微波炉等等，几乎在家用电器、工业控制、通信、交通等国民经济的所有领域，都有由各种先进的电力电子新器件组成的现代电源，它们全面渗透在电能节约、功率变换和自动化控制的每一个应用领域。表1-1给出50年来电力电子开关器件的几个发展阶段。

表1-1　电力电子开关器件的发展阶段

50年代	60年代	70年代	80年代	90年代
可控硅SCR（晶闸管）	快速晶闸管	可关断晶闸管GTO	①高压GTO ②IGCT ③MCT(MOS晶闸管)	大容量、大功率、高性能、省吸收与IGBT结合，优势互补
		电力晶体管GTR	①IGBT绝缘栅晶体管 ②功率MOSFET	①高速IGBT；WARP－Speed ②低电荷功率MOSFET

第二节　现代高频开关稳压电源功率变换用电力电子器件

电力电子器件广泛用于开关稳压电源的每个环节，利用各种晶体管来变换频率、变换功率、自动控制、节约电能等。电力电子技术实质上是一门应用半导体器件进行功率变换的学科，它能把电网的“粗电”变换成各种电子设备所需要的“精电”。通常把现代高频开关稳压电源的功率变换过程分解为四个环节：输入整流、控制系统、开关变换、输出整流，见示意图1-1。

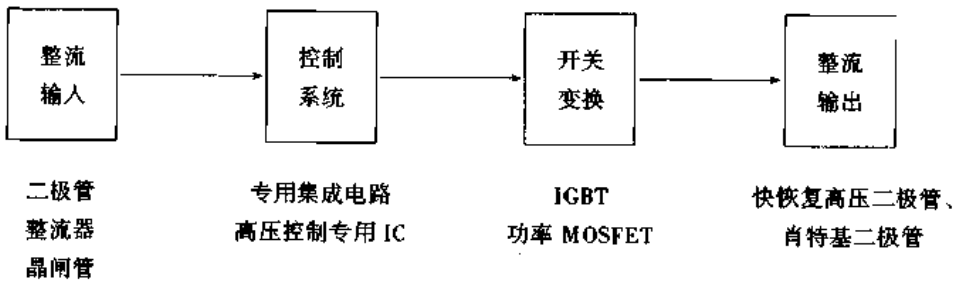


图1-1　四个环节用电力电子器件

一、现代高频开关稳压电源变换过程

(1)输入整流　先用二极管桥式整流器电路把交流电整流为直流电。从大的角度看，输入整流环节的元器件类型几十年来变化不大。仅中小功率器件的塑封外形变化较多：常规的TO-220、TO-247等和新发展的表面贴装SMD-10等。输入级除了具备整流功能外，还有限流和功率因数调整功能。

(2)控制系统　指多种专用控制集成电路，如各类PWM脉宽调制或者移相控制IC等，

用于触发在逆变工作状态下的功率 MOSFET 或 IGBT 等。新的功率集成电路(Power-IC)包括了带智能保护的 Smart-FET 器件,它与普通的 CIC 不同,它不是一种触发器件,而是具有保护功能的功率 MOSFET。还有微电子固态继电器 MER,包含光电耦合、控制 IC 等。

(3)开关器件 是电力电子技术发生重大变化的领域,也是开关稳压电源实现高频化、高效率、高可靠性的关键环节。50 年代出现可控硅 SCR,60 年代快速晶闸管进入逆变领域;70 年代研制了性能优良的自关断器件 GTR 和 GTO。80 年代涌现出各种高频化全控型功率半导体开关器件:功率 MOSFET、绝缘栅晶体管 IGBT、混合型 MOS 晶闸管(MCT)和 IGCT 等。并涌现出 1000V 高压 MOSFET、和 150kHz 高速 IGBT 等。

(4)整流输出 低压输出,要求速度快、通态电阻小。肖特基二极管是常用的一种。

二、现代高频开关电源所用新型电力电子器件的发展趋势

(1) 集成化、高密度化 它包括了两层涵义,一是构成 MOSFET 大功率器件的元素微观化、更加密集;二是指小功率的 MOSFET 也集成在单片 IC 中,包括系统控制、驱动、保护、检测、末级功率开关等。

为了提高功率开关器件的性能,几乎所有的全控型器件都由许多单元胞管子并联组成,也就是一个功率器件由众多子器件集成:如一只 50A 的大功率管 MOSFET 含有上万个单元胞管,一只 300 A 的静电感应晶闸管 SITH 含有 5 万个子器件,一只 1000A 的 GTO 则由近千单元 GTO 并联而成。

(2) 高频化 提高主功率变换器件的开关速度,可明显减小磁性变压器材料和大容量电解电容器的体积、重量等。

开关器件成了功率半导体器件的主角,研制工作从改进电压、电流的两维体系,发展到再提高频率的三维体系,新技术应用于各种电源产品,改善了动态参数和开关损耗。

MOSFET 和 IGBT 都增加芯片元胞的密度,可增大所有元胞总周界的长度,使其通态电阻减小,缩短单元胞对角线,使每个单元胞中电流流经线最短,即以更细的线条来换取器件的快速性。新一代 MOSFET 制造工艺精密度增加,与超大规模 IC 的工艺已很接近。IR 公司的高速 IGBT-WARP Speed 系列实用频率达到 100kHz ,开关损耗明显下降。另外,出现了几千赫的低频高压大电流 GTO、GTR,以及数百千赫的 MOSFET、数兆赫的 SIT(静电感应晶体管)等。

(3) 大容量化、模块化 功率 MOSFET 已有 200A/60V 和 50A/500V;90 年代中期出现了 600A/1800V 和 1000A/3000V、50kHz 的 IGBT;目前已研制出高压 5000V、100A 的 IGBT。

(4) 模块扩容 例如晶闸管 1000A/12000V、6000A/8000V 已问世;快速晶闸管(关断时间达 8 ~ 50μs)为 1600A/2500V,光控晶闸管有 6000A/6000V;可关断晶闸管 GTO 达 2500A/9000V、6000A/6000V、1kHz;达林顿电力晶体管 GTR 则出现了 1000A/1800V、频率 2kHz,但它们将逐渐被 IGBT 所取代。

(5) 采用最新的半导体材料 碳化硅、砷化镓、金钢石片等,使电力电子器件的性能更加优越,可靠性更高。碳化硅与合成金刚石都有特宽的频带、高导电率和导热率。合成金刚石的电力 MOSFET 工作频率比硅器件高 50 倍,功率容量大几百倍以上,导通压降低一个数量级,工作结温可达 600℃ 。

第三节　低电荷的功率 MOSFET 系列器件

1997 年美国 IR（国际整流器）公司推出了最新的低电荷 HEXFET，即新型 MOSFET 功率管 IRFP450LC、IRFP460LC、IRF740LC、IRFBC40LC 等。由于采用了新工艺（用较窄的多晶硅线、较厚的栅极氧化层、较低的沟道注入），使功率 MOSFET 工作效率明显提高。

- 使 MOSFET 栅极电荷 Q_g 与输入电容 C_{iss} 减少了 40%，可显著降低栅极驱动功率，减少了开关电源、照明镇流器、DC/DC 变流器的驱动成本。
- 使栅-漏 Miller 反馈电容量 C_{rss} 减少了 85%，故 MOSFET 管的总开关损耗减少了一半，明显提高了开关效率。
- 使栅极额定电压增大一倍，达到 ±30V。可去掉栅-源并联的齐纳管，大大提高了功率管的 dv/dt 抗扰度，从而减轻或取消吸收电路。
- 使开关频率可提高到 500kHz ~ 1MHz 以上。
- 新推出的低电荷 HEXFET 功率开关管，输出电容 C_{oss} 明显小于第三代产品，见表 1-2。

表 1-2　低电荷 MOSFET 与原第三代产品输出电容值的比较

芯片尺寸	输出电容值 C_{oss}（第三代）(pF)	低电荷输出电容 C_{oss} (pF)	输出电容的减小量 (%)
6	1100	540	51
6	870	440	49
6	440	400	9
5	660	390	41
5	820	320	56
5	300	270	10
4	330	190	42
4	310	170	45
4	160	140	13

美国 APT 公司（Advanced Power Technology Cop）在 1996 年也实现了第五代功率 MOSFET 的突破性发展。由于采用三维设计完成了特殊的控槽工艺，实现了叉指式开胞沟槽设计。它扩大了芯片的有源面积，更好地抑制了寄生双极管的导通现象（这是烧毁 MOSFET 的主要原因），提高了雪崩能量的额定数值 E_{AS}，并有效地减少了通态电阻值 $R_{DS(ON)}$，降低了双极管激活效应。表 1-3 比较了三代有相同静态参数的功率 MOSFET 动态特性。

表 1-3 MOSFET 器件性能的提高

参　数	名　称	IR 第三代 IRFP460	IR 新一代 IRFP460LC	APT 第四代 APT5027-BNR	APT 第五代 APT5027-BVR
BV_{DSS}(V)	漏-源击穿电压	500	500	500	500
$I_{D(ON)}$(A)	通态漏极电流	20	20	20	20
$R_{DS(ON)}$(Ω)	通态电阻	0.27	0.27	0.27	0.27
E_{AS}(mJ)	重复雪崩能量	28	28	30	30
C_{iss}(pF)	输入电容	4200	3600	3400	2600
C_{oss}(pF)	输出电容	870	440	480	362
C_{rss}(pF)	反向传输电容	350	39	200	145
Q_g(nC)	总栅电荷	210	120	145	120
Q_{gs}(nC)	栅-源电荷	29	32	12	13
Q_{gd}(nC)	栅-漏 Miller 电荷	110	49	63	48
$t_{d(on)}$(ns)	导通延迟时间	18	18	12	14
t_r(ns)	上升时间	59	77	19	15
$t_{d(off)}$(ns)	关断延迟时间	110	40	74	40
t_f(ns)	下降时间	58	43	26	26
V_{SD}(V)	体二极管正向压降	1.8	1.8	1.3	1.3
t_{rr}(ns)	体二极管反向恢复时间	570	570	470	410

表 1-4 给出 APT 公司第五代功率 MOSFET 新产品电气性能。

表 1-4 APT 公司第五代功率 MOSFET 模块部分产品性能

型　号	BV_{DSS}(V)	$R_{DS(ON)}$(Ω)	$I_{D(ON)}$(A)	C_{iss}(pF)	E_{AS}(mJ)	P_D(W)
APT12040JVR	1200	0.40	26	12400	3600	700
APT10025JVR	1000	0.25	34	12400	3600	700
APT60M75JVR	600	0.075	62	15500	3600	700
APT50M50JVR	500	0.050	77	15500	3600	700
APT20M11JVR	200	0.011	175	17400	3600	700
APT10M07JVR	100	0.007	225	17400	3600	700

APT 公司第五代 MOSFET 功率器件的雪崩能量额定值 E_{AS}，在出厂前做 100% 的测试，使其有更高的可靠性。因为 MOSFET 烧毁的主要原因是寄生双极管导通，有两种可能：一是 MOSFET 体内二极管的反向恢复电流，它流经双极管基区使 EB 结正偏达 0.7V 而导通；二是出现雪崩击穿时 MOSFET 耗尽层内的电子空穴流向源极也使双极管激活导通。APT 公司的全面测量 E_{AS}大大提高了新产品的可靠性。

第四节　高速 IGBT 功率管 WARP-Speed 系列

自发明 IGBT 至今已有 16 年，它一直在中等电压范围（400V ~ 600V）的应用中与 MOSFET 功率管竞争市场。但由于其开关速度还不够快，价格下降也不如 MOSFET，因而不足以适用于许多场合。

1997 年国际整流器(IR)公司推出了目前开关速度最快的 IGBT，即 WARP-Speed 系列产品，其开关频率达到 100kHz，同时保持了 IGBT 具有较高电流密度的特点，大大扩展了 IGBT 在高频开关电源领域的用场。由于芯片面积相同的 IGBT 可利用电流密度比 MOSFET 大 2.5 倍，因此较多用于各种功率转换开关和功率因数校正电路中。新产品系列规格见表 1-5。

表 1-5　新型高速 IGBT 的静态电气性能表

型　　号	集电极-发射极击穿电压(V)	通态集电极电流(A)	封　　装
IRG4BC20W	600	6 ~ 10	TO-220
IRG4BC30W	600	12 ~ 18	TO-220
IRG4PC30W	600	12 ~ 18	TO-247
IRG4BC40W	600	18 ~ 26	TO-220
IRG4PC40W	600	18 ~ 26	TO-247
IRG4PC50W	600	26 ~ 36	TO-247

图 1-2 给出了 IR 公司 WARP 快速 IGBT 的关断特性测量波形与竞争的 G12N60C3D 的实测波形比较图，它们是在两个 50A、600V 的 IGBT 关断期间电压和电流的变化过程实际值。从图中看出，在 WARP 器件的电流已降到 2.5A 之后的 150ns 时间内，G12N60C3D 仍然保持最大值 12A，其所加电压仍达到 250V，故其功耗很大。该管的电流大约要经过 500ns 之后才降到 1A 以下，而 WARP 系列的 IGBT 电流只需 300ns 就能降到同样值。

研究 WARP 系列 IGBT 的技术指标相对变化时，可比较它与 IR 公司前期的 U 系列产品(Ultra-Fast)IGBT，它们的击穿电压都在 400 ~ 600V。较早的快速 IGBT 如 IRG4PC30U 开关频率低于 50kHz，可取代额定电流高于 11A 的功率管 IRFP450，而新的 WARP-IGBT IRG4PC50W 则可在 100kHz 开关频率取代常用的 MOSFET 管 IRFP460 等。

在功率转换应用中，MOSFET 的导通损耗与开关损耗之比约为 3:1，相比之下 IGBT 的导通损耗与开关损耗之比约为 1:4。MOSFET 较高的导通损耗是由较高的 $R_{DS(ON)}$ 引起的，而 IGBT 较高的开关损耗是由关断时的电流拖尾产生的。有趣的是 IGBT 的总损耗，接近或者小于它要取代的功率 MOSFET 的总损耗。例如在典型功率因数校正电路中，用新的快速型 IGBT-IRG4BC30W 替代功率 MOSFET 管 MTW14N50E，在 100kHz 开关频率时，IGBT 的开关损耗为 11.2W，导通损耗为 4.7W，总值为 15.9W；而 MOSFET 的开关损耗为 4.5W，导通损耗则高出约三倍，总功耗约为 15.5W。

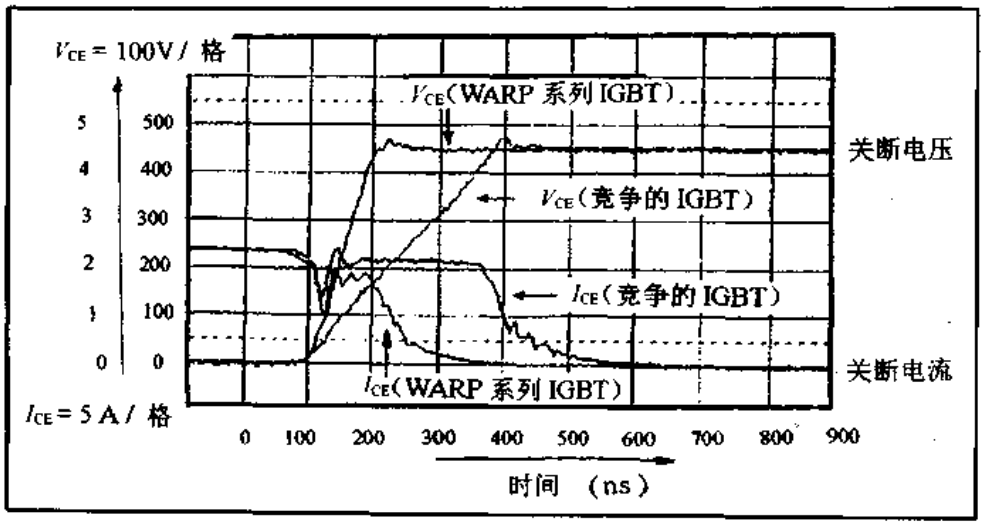


图 1-2 IR 公司 WARP-IGBT 与竞争的 IGBT-G12N60C3D
关断特性实测波形比较图

MOSFET 与 IGBT 的功耗示意图如图 1-3 所示，图中给出了在 80kHz 时的 IGBT 与 MOSFET 开关损耗和导通损耗曲线值。从本质上看，IGBT 的工作电流密度高于 MOSFET 功率管，即在每平方毫米的硅片上 IGBT 可流过更多的电流。例如，芯片面积比 MOSFET 小一倍的 IGBT，其工作电流可达到前者的二倍至三倍，见图 1-3。

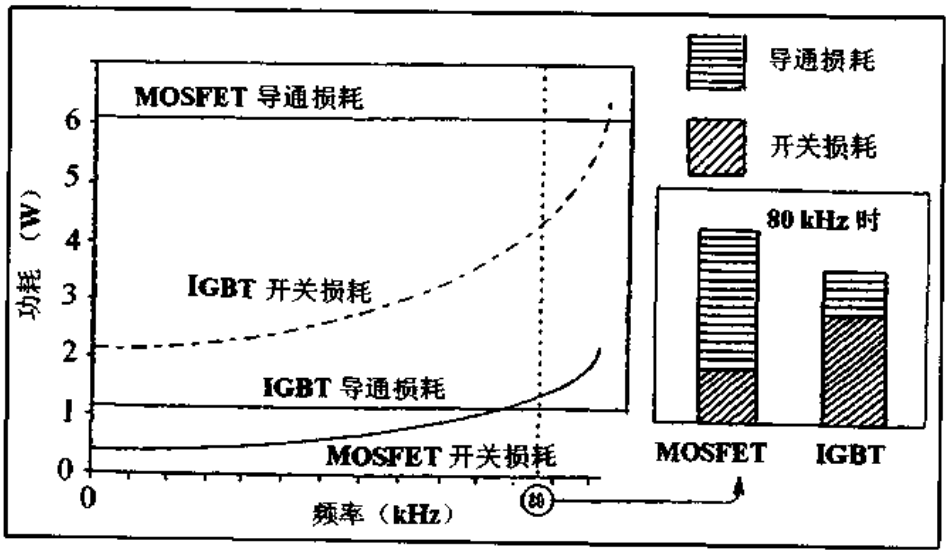


图 1-3 IGBT 与 MOSFET 导通损耗和开关损耗的频率特性关系曲线

第五节 脉宽调制与功率开关 PWM/MOSFET 复合 IC

早在 1992 年，美国 POWER integration 公司率先研制成号称“第三代电力电子器件”的 PWM / MOSFET 二合一单片 IC 产品 PWR-SMP210-260 系列等。它们集功率开关、控制

电路与保护电路于一体，用少量外围元器件，就能构成性能优、成本低的小功率电源，大大简化了安装调试工艺。但是与1995年推出的最少引脚全自动保护PWR- TOPSwitch系列(第四代)二合一单片IC相比，SMP还存在一些缺陷：IC引出脚较多，达16、20、23个引出脚；IC内部的自动过压、过流、过热保护功能不够齐全，IC外围电路结构不够简化等。例如：

PWR-SMP210 / 211：有16个脚，P_D = 10 W，用4只脚作散热；

PWR-SMP212 / 220：有20个脚，P_D = 15 ~ 20 W，用6个脚作散热；

PWM-SMP240 / 260：有23个脚，P_D = 40 ~ 60 W，改用表面安装式封装。

只有三个引出脚的TOPSwitch系列二合一功率开关IC，现已广泛用于各种小功率电器中，例如VCD、VCR电源，DVD、DVB电源，手提电话充电器，电动工具充电器，多类电源模块，音响电源，通信设备电源，各种Adaptor电源，微型开关电源等。TOPSwitch的突出优点是它具备如下功能：

- 二合一IC引脚最少：又称为三端式PWM高压开关电源，能完成电源全部功能；
- IC所需外部元器件数目最少：更简化了电路结构，降低了成本，减少了电磁干扰；
- IC具备全自动保护功能：有前沿消隐的逐个时钟周期式电流限制，有过压切断、过热关闭锁定，输入欠压锁定功能，以及关闭后再自动启动循环等功能。

TOPSwitch的引脚安排与简化电路见图1-4。

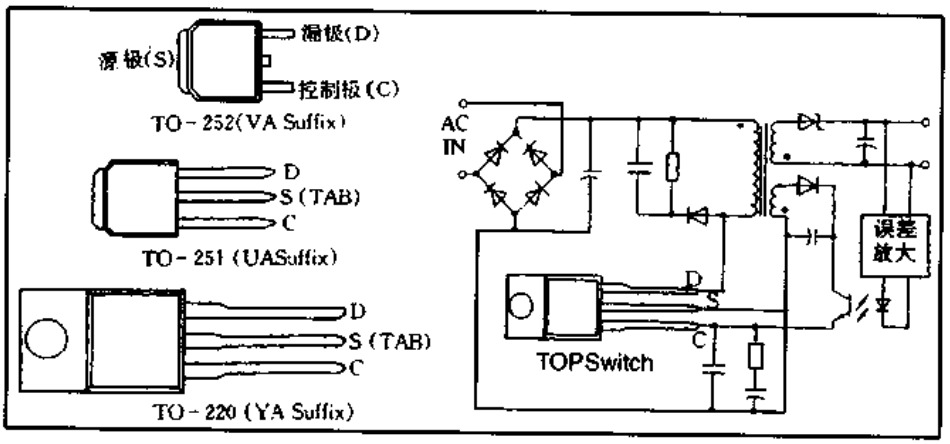


图1-4 TOPSwitch的引脚安排与简化电路图

TOPSwitch常用型号和输出功率范围见表1-6。

表1-6 TOPSwitch系列常用型号和输出功率范围

电网交流输入电压为85~265V时(W)	单值输入电压100/115/230V时(W)
TOPSwitch-I系列	
PWR-TOP200YAI: P_O = 0 ~ 12	P_O = 0 ~ 12
PWR-TOP201YAI: P_O = 10 ~ 22	P_O = 20 ~ 45
PWR-TOP202YAI: P_O = 15 ~ 30	P_O = 30 ~ 60
PWR-TOP203YAI: P_O = 20 ~ 35	P_O = 40 ~ 70

续表

电网交流输入电压为 85～265V 时(W)	单值输入电压 100/115/230V 时(W)
PWR-TOP214YAI: P_O = 25～42	P_O = 50～85
PWR-TOP204YAI: P_O = 30～50	P_O = 60～100
TOPSwitch-II 系列	
TOP-221Y: P_{MAX} = 7	P_{MAX} = 12
TOP-222Y: P_{MAX} = 15	P_{MAX} = 25
TOP-223Y: P_{MAX} = 30	P_{MAX} = 50
TOP-224Y: P_{MAX} = 45	P_{MAX} = 75
TOP-225Y: P_{MAX} = 60	P_{MAX} = 100
TOP-226Y: P_{MAX} = 75	P_{MAX} = 125
TOP-227Y: P_{MAX} = 90	P_{MAX} = 150

90 年代全面兴起的信息化热潮,大大扩展了计算机、通信机、自动化设备、家用电器的市场,促进了开关电源的小型化、模块化、轻量化、绿色化(高功率因数,低谐波污染),迅速向高效节能、高可靠、低辐射性能更新换代。除了 TOPSwitch 之外,西门子、韩国三星、意法半导体、MOTOROLA、日本新电源等公司,也推出了各种 PWM / MOSFET 二合一 IC,它们是一种智能型的 MOSFET 高压开关,并具有电流传感功能。

例如,西门子公司的二合一 IC 型号 SPH 4692,内部复合了 TDA4605-3 型 PWM 控制器和 600V/2A 的 BUZ-92 型功率 MOSFET。意法半导体公司的 VIPer 系列 PWM/MOSFET 二合一 IC,采用了独特的双极与 CMOS/DMOS 混合工艺,"VIPer"即是纵向智能功率器件的英文缩写。它可减少 50 %的电源器件。主要型号有:

VIPer50/SP/ASP:TO-220 封装 5 脚,P_O = 50W,开关频率 < 200kHz ,IC 内部 MOSFET 的 BV_{DSS} = 600V(或 ASP = 670V),I_D = 1.5A,$R_{DS(ON)}$ = 5.6Ω 或 6.6Ω。

VIPer100/SP/或 ASP:P_O = 100W,BV_{DSS}同上,I_D = 3.0A ,$R_{DS(ON)}$ = 2.5Ω 或 3Ω。

韩国三星公司推出的 KA 系列 PWM/MOSFET 混合 IC,有 4 个或 5 个引出脚,其内部的 MOSFET-BV_{DSS} = 800V ,有 4 个引脚的 TO-220 封装 P_O = 50W;而有 5 个引出脚的 TO-3P 封装的 P_O = 100～200W,是目前同类产品中输出功率最大的复合 IC:

KAIM 0680:P_O = 100W,工作频率 = 70kHz ,I_D = 6A , $R_{DS(ON)}$ = 1.9Ω

KAIM 0880:P_O = 150W,工作频率 = 70kHz ,I_D = 8A , $R_{DS(ON)}$ = 1.4Ω

KAIM 1080:P_O = 200W,工作频率 = 70kHz ,I_D = 10A , $R_{DS(ON)}$ = 1.2Ω

三星 KA2S 0680/0880/1080 的开关频率只有 26kHz ,P_O = 100～200W 等。

另外,MOTOROLA 新推出的二合一 IC :MC33369-MC33374 高压功率开关调节器件,它把 BiMOS-PWM 控制器与 700V 的高压 MOSFET 集成在同一芯片上,有 5 个引出脚,并且 IC 内置可编程状态控制器,这在同类 IC 中是一项重大创新。其工作频率达 100 kHz ,输出功率为 15～90 W,据说它的性能价格比优于 TOP200/TOP201 等。

第六节 功率因数校正与脉宽调制 PFC/PWM 复合 IC

80 年代中期,西门子公司先推出 PFC 功率因数控制器 TDA4812、TDA4814、TDA4816

和 TDA4817 等系列 IC,首先用于电子镇流器。80 年代末到 90 年代中期,PFC 控制器主要用于电子镇流器和大功率高强度放电灯。随着国际上限制谐波污染的法规 IEC 和 EMC 的推出实施,1995 年以后开关电源也逐渐采用了功率因数校正技术 PFC。为适应开关电源拓扑进一步简化,设计师终于成功地研制了二合一 PFC/PWM 混合型 IC。这也是电源"绿色化"对高功率因数的要求,国际标准 IEC555-2(修订版本)、IEC1000-2-2、IEC1000-3-2 等对谐波干扰和电磁辐射作了具体规定。

目前国际上研制 PFC/PWM 二合一 IC 居领先地位的厂家是美国 MICRO-LINEAR(微线性公司),其典型产品 ML4824 的 IC 内部功能方框图如图 1-5 所示,图中上半部框线内是 PFC 控制器,下半部框线内是 PWM 控制器。

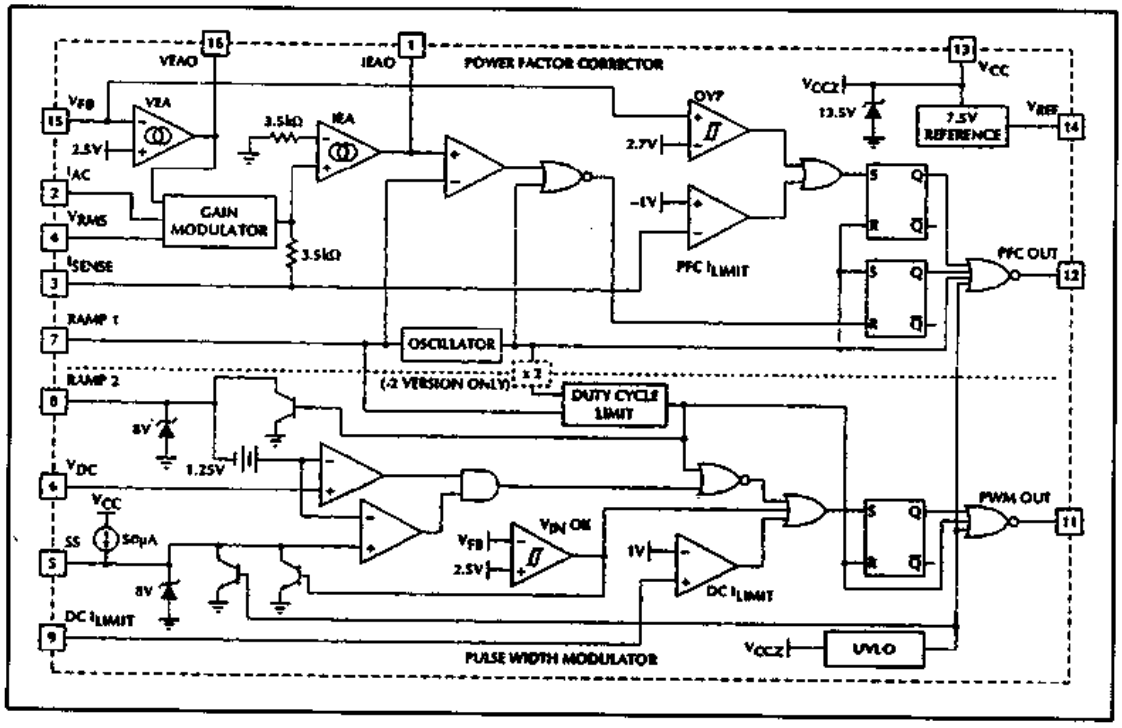


图 1-5　ML4824 内部功能方框图(上半部是 PFC,下半部是 PWM)

ML4824 中的 PFC 电路采用了固定频率、平均电流传感、电流连续模式升压拓扑,主要包括振荡器(OSC)、电压误差放大器(VEA)、电流误差放大器(IEA)、单象限乘法器、电流限制比较器(ILIM)、过压保护(OVP)比较器、逻辑电路、驱动输出等。

用 ML4824 作 PFC/PWM 控制器的 200 W 输出的高功率因数开关稳压电源,可以只用少量的外围元件,就能实现 0.99 以上的功率因数、小于 10%的总谐波失真(THD),转换效率高于 95% 。其典型外围电路如图 1-6 所示,图中 T-1 的初级绕组是升压储能电感,功率开关管 Q1、高反压快恢复二极管 D1、输出电容 C4、C5 和电阻 R7、R8,与 IC 上部 PFC 系统组成功率因数预调节器;功率开关管 Q2、Q3 和 T2、D5 、D6 和 D11、C24 和 C21、U2 和 R23、R24、SR1 等组成 PWM 脉宽调制稳压电源;T1 次级绕组、二极管 D3 和 D4、电容 C10 ~ C12、C30、电阻 R27 和 R30 等组成 ML4824 的偏置电源等。

目前国际上有代表性的 PFC/PWM 功率因数校正与脉宽调制二合一 IC 的生产厂家,有美国微线性公司 MICRO-LINEAR 、美国线性技术公司 LINEAR-TECHNOLOGY 等,后

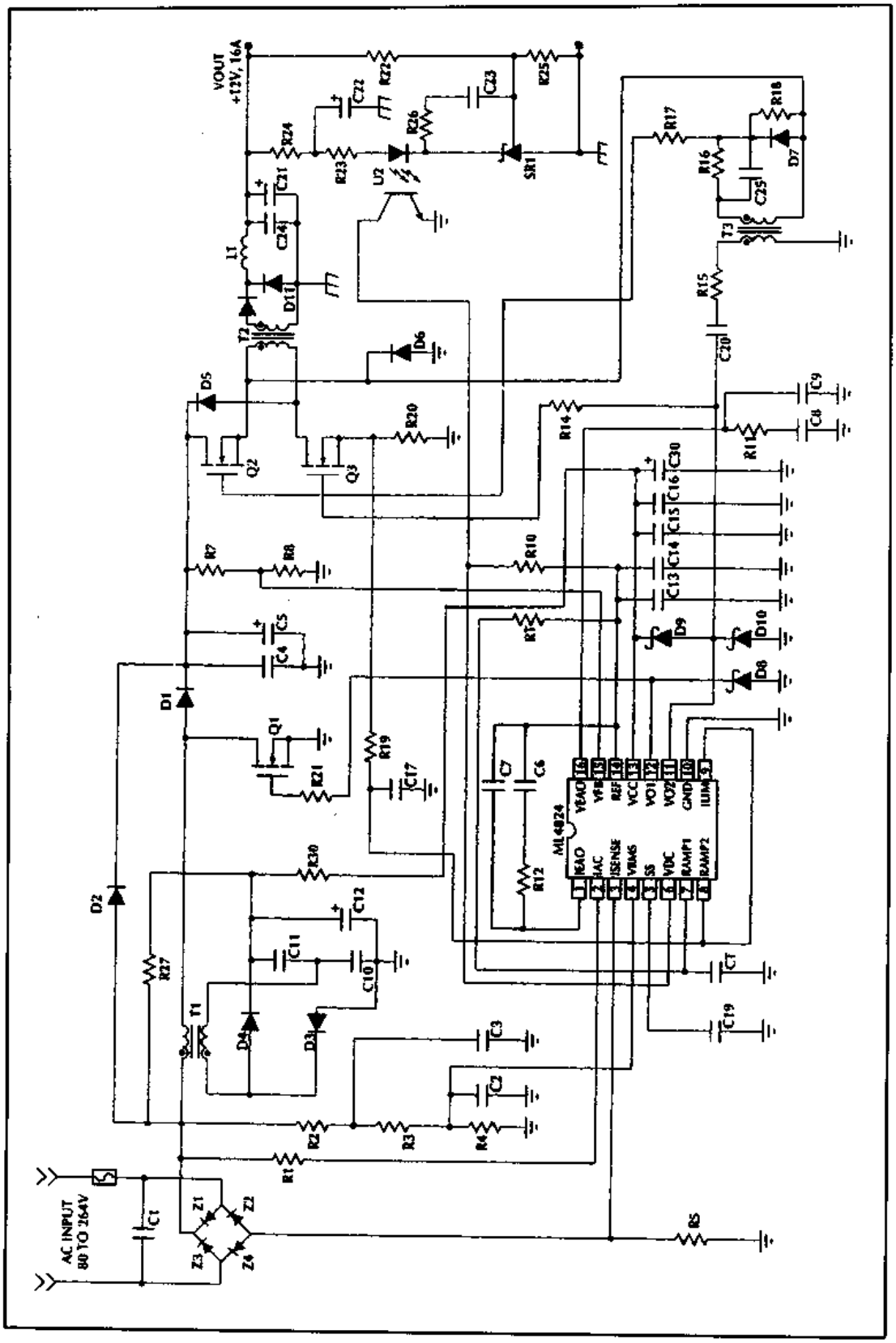


图 1-6　ML4824 组成的 PFC/PWM 二合一单片 200W 输出稳压电源典型外围电路

者的产品型号主要有 LT1508、LT1509 等；前者的产品型号主要有 ML4819、ML4824-1/-2、和 ML4826-1/-2、ML4841，以及 1999 年初问世的最新产品 ML4803-1/-2 等。表 1-7 给出了它们的对应工作频率、PFC 电路拓扑、PFC 输出驱动器型式、PWM 电路输出峰值电流等。

表 1-7　PFC/PWM 功率因数校正与脉宽调制二合一 IC 性能比较简表

型　号	最高工作频率 (kHz)	PFC 电路拓扑	PFC 输出驱动器型式	PWM 电路输出峰值电流(A)	封装型式
LT1508	300	平均电流升压式	推挽式	1.5	20 脚 DIP
LT1509	300	平均电流升压式	推挽式	2.0	20 脚 DIP
ML4819	PFC-500 PWM-500	峰值电流升压式	单端式	1.0	20 脚 DIP 20 脚 SOIC
ML4824-1	PFC-500 PWM-500	平均电流升压式	单端式	0.5	16 脚 DIP 16 脚 SOIC
ML4824-2	PFC-250 PWM-500	平均电流升压式	单端式	0.5	同上
ML4826-1	PFC-500 PWM-500	平均电流升压式	推挽式	0.5	20 脚 DIP 20 脚 SOIC
ML4826-2	PFC-250 PWM-500	平均电流升压式	推挽式	0.5	同上
ML4841	PFC-250 PWM-500	平均电流升压式	推挽式	0.5	16 脚 DIP 16 脚 SOIC
ML4803-1	PFC-67 PWM-67	平均电流升压式	单端式	1.0	8 脚 DIP 8 脚 SOIC
ML4803-2	PFC-67 PWM-134	平均电流升压式	单端式	1.0	8 脚 DIP 8 脚 SOIC

在 1999 年 2 月 Internet 网上推出的 ML4803 功率因数校正与脉宽调制二合一 IC，其电路设计又有较大改进。它在完成全部电路功能的前提下，IC 的引出脚减少了一半，只有 8 个引脚，简化了外围电路；IC 的工作性能也有新的特点，主要列出以下几条：

❶ML4803 是一种间隙储存式功率因数校正控制器，在开关状态下的稳压电源可提供很小的启动电流 150μA 和工作电流 20mA。

❷ML4803 电路包括由前沿触发工作的平均电流升压式 PFC 和由后沿触发工作的 PWM，内设可同步前沿和后沿的调制器。

❸ML4803-1 的 PFC 和 PWM 均工作在 67kHz 相同频率上，而 4803-2 的 PFC 自动设置在 134kHz-PWM 的半频 67kHz 上。这使得 PFC 在最佳工作频率下，PWM 也能采用更小的元件(其工作频率可更高些)。

❹ML4803 具有先进的输入电流整形技术，即峰值电流或平均电流连续升压式 PFC。它是通过单脚电压误差放大器来实现的，该项设计已得到专利技术批准。

❺由 ML4803 组成的 PFC 电路，当电源负载突然减小时，输出电容器上的过电压将关闭 PFC 系统。在 PFC 电路中也包含了峰值电流限制器，能提高系统的可靠性。

❻ML4803 还可减少 PFC 与 PWM 两部分电路储能电容器上的脉动电流。

❼ML4803 单脚控制的优点是：PFC-Boost 升压电感可以用得较小，一般比原来的电感量减少一倍；由于 IC 内部是开环响应，补偿回路非常容易实现，可用简单的 RC 实施，其中

C 的电容量也可以用得很小。

❽ML4803 的 8 脚封装体积小、价格低。ML4803 的 PWM 部分设计与 UC3845 类似，而它的 PFC 部分设计则有独特的电路。

第七节　最新超低导通电阻、低损耗 MOSFET：IRFPS37N50A

IR 国际整流器公司在 1999 年 4～6 月推出的最新功率 MOSFET 系列产品，又称 HEXFET 功率 MOSFET，专用于离线开关模式电源系统（简称 SMPS）。这种新的 500～600V 功率 MOSFET 在电源应用批量生产的开关器件中是效率最高的。与其他的器件相比，它的通态电阻降低了 50%，栅极电荷减少了 30%，这些特性总共可使电源的内部损耗下降多达 30%。损耗下降就意味着效率的提高。

专门针对 SMPS 市场的 HEXFET 功率 MOSFET 系列，是国际整流器公司原有标准高压 HEXFET 系列的扩充，同时也是在制造技术上的又一重大突破。新产品不仅承袭了原有产品系列的各项优点，如大批量生产、高可靠性、优化的系统性能、种类完备、可用于各种电源，而且能够在单位面积上提供更理想的 $R_{DS(ON)}$ 值。

针对三种不同的设计需要，国际整流器公司采用新技术开发出三种性能不同的产品系列，见表 1-8。基准 SMPS 功率 MOSFET 系列，适用于要求任何封装下均能发挥最高性能的应用系统。

高性能 SMPS HEXFET 功率 MOSFET 系列，采用标准及国际整流器公司专用封装，特别适用于 $R_{DS(ON)}$ 值有更高要求（一般需高出 30%～40%），且需要兼容多品牌元件的主流应用系统。标准系列是传统标准产品系列的替代品，适用于要求保持原有规格的应用系统。

表 1-8　IR 公司产品系列

新型 P/N	封装形式	BV_{DSS}(V)	$R_{DS(ON)}$(Ω)	I_D(A)
基准系列		BV_{DSS}		
IRFBL12N50A	Super-D2	500	0.42	12
IRFBA22N50A	Super-220	500	0.23	22
IRFPS37N50A	Super-247	500	0.13	36
IRFBL10N60A	Super-D2	600	0.80	10
IRFB9N65A	TO-220	650	0.93	8.5
IRFIB5N65A	TO-220 Fullpack	650	0.83	5.1
CoolMOSTechnology	TO-220/247 Super-220/247	600		
高性能系列				
IRFB11N50A	TO-220	500	0.52	11
IRFB7N50A	TO-220 Fullpack	500	0.52	6.6
IRFB22N50A	TO-247	500	0.23	22
IRFR1N60A	D-Pak	600	7	1
IRFB9N60A	TO-220	600	0.75	9.2
IRFIB6N60A	TO-220 Fullpack	600	0.75	5.5

续表

新型 P/N	封装形式	BV_{DSS}(V)	$R_{DS(ON)}$(Ω)	I_D(A)
IRFSL9N60A	TO-262	600	0.75	9.2
IFS9N80A	D2-Pak	600	0.75	9.2
标准系列				
IRF730A	TO-220	400	1.0	5.5
IRF7340A	TO-220	400	0.55	10
IRF830A	TO-220	500	1.5	4.5
IRF840A	TO-220	500	0.85	8
IRFP450A	TO-247	500	0.40	14
IRFP460A	TO-247	500	0.27	20
IRFBC40A	TO-220	600	1.2	6.2
IRFPC50A	TO-247	600	0.60	11

特别是为了满足开关电源工程师的需要，设计了与原有 IRFP460/460LC 等管外壳尺寸相同的功率 MOSFET，例如 IRFPS37N50A 的塑料外壳中心，没有穿孔隙(它另外用弹片压紧功率管散热层)。因此 IR 公司创新的 SUPER-247 封装功率 MOSFET 管芯，能最大限度地留下空间来进行工艺扩充，从而增大了功率密度，明显降低了 MOSFET 的导通电阻值 $R_{DS(ON)}$：使原有 IRFP460/460LC 的导通电阻 0.27Ω(工作电流 20A)，一下突降到导通电阻 0.13Ω(工作电流 36A)，大大提高了电源的效率。

最新刚问世的高性能功率 MOSFET 管 IRFPS37N50A，是继 IRFP460(1985 年)、IRFP460LC(1994 年)之后又一个技术革新。它的漏极电压也是 500V，但导通电阻从原来 0.27Ω 降到 0.13Ω，在 25℃时的工作电流由原 20A 升到 36A，在 100℃时的工作电流由原来的 12A 升到 23A。它把高频开关电源的通态功耗降低了 30%，这是一次十分重大的进步，是 MOSFET 赶超 IGBT 的一项质的飞跃。

IRFPS37N50A 主要用于开关模式电源(SMPS)、UPS 不间断电源、高速功率开关等。在全桥变换器、功率因数校正升压器中有广泛应用。它具有如下优点：

- 低的栅极电荷 Q_g，导致了简化驱动要求；
- 改进了栅极雪崩和动态 dv/dt 强度；
- 充分地赋予了容量特性和雪崩电压、雪崩电流特性。

IRFPS37N50A 的特殊外形封装(SUPER-247)和它的测试电路见图 1-7。

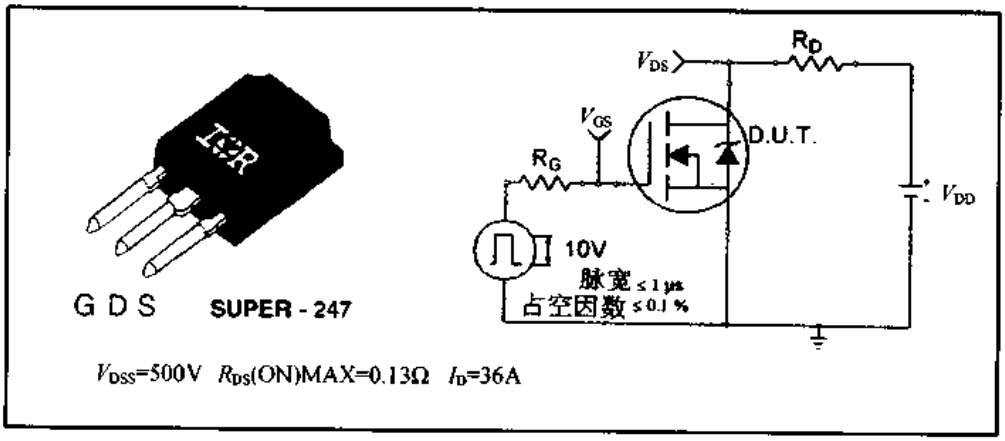


图 1-7 IRFP37N50A 外形及测试电路

IRFP37N50A 的主要电气特性，见表 1-9～表 1-14。

表 1-9　绝对最大额定值

	参　数　值	最　大　值	单　位
I_D@ T_C = 25℃	连续导通的漏极电流，V_{GS}@10V	36	A
I_D@ T_C = 100℃	连续导通的漏极电流，V_{GS}@10V	23	
I_{DM}	脉冲漏极电流	144	
P_D@ T_C = 25℃	功率损耗	446	W
	线性减少额定值因数	3.6	W/ ℃
V_{GS}	栅极-源极电压	± 30	V
dv/dt	峰值二极管恢复 dv/dt	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	工作结温和 储存温度范围	- 55 ~ + 150	℃
	焊接温度(在 10 秒内)	300(离管壳 1.6mm)	

表 1-10　静态电气参数(除非另外特殊说明)

	参　数	最小	典型	最大	单位	条　件
$V_{(BR)DSS}$	漏极-源极击穿电压	500	——	——	V	V_{GS} = 0V，　I_D = 250μA
$R_{DS(ON)}$	静态漏极-源极导通电阻	——	——	0.13	Ω	V_{GS} = 10V，　I_D = 22A
$V_{GS(th)}$	栅极门限电压	2.0	——	4.0	V	V_{DS} = V_{GS}，　I_D = 250μA
I_{DSS}	漏极-源极漏电流	——	——	25	μA	V_{DS} = 500V，　V_{GS} = 0V
		——	——	250		V_{DS} = 400V，　V_{GS} = 0V，　T_J = 150℃
I_{GSS}	栅极-源极正向漏电流	——	——	100	nA	V_{GS} = 30V
	栅极-源极反向漏电流	——	——	- 100		V_{GS} = -30V

表 1-11　动态电气参数(除非另外特殊说明)

	参　数	最小	典型	最大	单位	条　件
g_{fs}	正向跨导	20	——	——	S	V_{DS} = 50V，　I_D = 22A
Q_g	总栅电荷	——	——	180	nC	I_D = 36A V_{DS} = 400V V_{GS} = 10V
Q_{gs}	栅极-源极电荷	——	——	46		
Q_{gd}	栅-漏极("Miller")电荷	——	——	71		
$t_{d(on)}$	导通延迟时间	——	23	——	ns	V_{DD} = 250V I_D = 36A R_G = 2.15Ω R_D = 7.0Ω
t_r	上升时间	——	98	——		
$t_{d(off)}$	截止延迟时间	——	52	——		
t_f	下降时间	——	80	——		
C_{iss}	输入电容	——	5579	——	pF	V_{GS} = 0V V_{DS} = 25V f = 1.0MHz
C_{oss}	输出电容	——	810	——		
C_{rss}	反向传输电容	——	36	——		
C_{oss}	输出电容	——	7905	——		V_{GS} = 0V，　V_{DS} = 1.0V，　f = 1.0MHz
C_{oss}	输出电容	——	221	——		V_{GS} = 0V，　V_{DS} = 400V，　f = 1.0MHz
$C_{oss\,eff}$	有效输出电容	——	400	——		V_{GS} = 0V，　V_{DS} = 0V ～ 400V

表 1-12　雪崩特性

	参　数	典　型	最　大	单　位
E_{AS}	单脉冲雪崩能量	——	1260	mJ
I_{AR}	雪崩电流	——	36	A
E_{AR}	重复雪崩能量	——	44	mJ

表 1-13　热阻特性

	参　数	典　型	最　大	单　位
$R_{\theta JC}$	结-管壳	——	0.28	℃/W
$R_{\theta CS}$	管壳-散热片、平板玻璃、聚脂表面	0.24	——	
$R_{\theta JA}$	结-环境	——	40	

表 1-14　体二极管特性

	参　数	最小	典型	最大	单位	条　件
I_S	连续导通源极电流(体二极管)	——	——	36	A	MOSFET 符号表示整体反接 PN 结二极管
I_{SM}	脉冲源极电流(体二极管)	——	——	144		
V_{SD}	二极管正向电压	——	——	1.5	V	$T_J = 25℃, I_S = 36A, V_{GS} = 0V$
t_{rr}	反向恢复时间	——	570	860	ns	$T_J = 25℃, I_F = 36A$ $di/dt = 100A/\mu s$
Q_{rr}	反向恢复电荷	——	8.6	13	μC	
t_{on}	正向导通时间	本征导通时间可以忽略(导通由 $L_S + L_D$ 支配)				

第二章　三脚 PWM/MOSFET 复合单片 TOPSwitch-Ⅱ

本章内容有以下六节：

—— TOPSwitch-II 的 IC 内部功能与设计特点
—— 用 TOPSwitch-II 组成的 20W 和 150W 稳压电源
—— TOPSwitch-II 的使用要点、参数与特性曲线
—— TOPSwitch 组成单端反激式开关电源三种工作状态分析
—— 由 TOPSwitch-II 功耗曲线快速选择器件
—— TOPSwitch 作功率因数校正器的应用电路

第一节　TOPSwitch-II 的 IC 内部功能与设计特点

与第一代 TOPSwitch 相比，第二代 TOPSwitch-II 的性能又有了较多改进：

❶ 功率范围明显扩大。在宽值输入交流电压(85～265V)时，最大输出功率由 50W 扩大到 90W；在单值输入交流电压(110V/115V/230V)时，输出功率范围由 100W 扩大到 150W，见表 2-1。因此它的应用领域也拓宽到小型电视机和显示器、音响放大器等。

表 2-1　TOPSwitch 输出功率

型　号	输入 110/115/230V (W)	输入 85～265V (W)
TOP221-Y	12	7
TOP222-Y	25	15
TOP223-Y	50	30
TOP224-Y	75	45
TOP225-Y	100	60
TOP226-Y	125	75
TOP227-Y	150	90

❷ 集成 TOPSwitch-II 电路设计又有新特点，AC/DC 变换效率提高到 90%。只有三个引脚的单片 IC 中综合了控制系统、驱动电路、功率 MOSFET、脉宽调制、高压启动电路、环路补偿调节、故障保护电路等；TOP 器件的线性控制特性，在低成本上具有竞争力。

❸ TOPSwitch-II 有两种封装形式。除了三脚 TO-220 外，在 8 脚 DIP 封装中，有 6 个引脚接地，用于增大散热功能。TOPSwitch 8 脚 DIP 器件紧贴印制电路板，可省略铝合金散热片占地的较大空间，特别有利于微小型电器设备的电源安装设计。

❹ 引出脚最少(DIP 也只有三个有效接点)的 TOPSwitch，却集成了 100kHz 脉宽调制稳压电源所需要的全部功能：自设高压偏置电流源、偏置分流调节器 / 误差电压放大器、振

荡器、带隙参考基准、恒频的 PWM、受控导通的栅极驱动器、前沿消隐和自动保护功能。

❺ 该 TOPSwitch 输出级，是可控制导通速度的高压 N 沟道、低输出电容 MOSFET，从功率管漏源低导通电阻取样来控制导通时间。受控导通减少了开关电压的变化速率，它同连接散热片的源极一起，明显减少了电磁干扰和系统噪声，使滤波器成本降到最低。

❻ TOPSwitch 具有完善的多种自动保护功能电路：过流限制、过压切断、欠压锁定、过热关闭、短路保护等。

❼ TOPSwitch-II 的外围电路很简单，只需十几只元器件，就能制作高性能的小型电源。它的集成化程度高，电路设计简化，比分立元件电路减少 15～20 只元器件，并允许采用单面 PCB 板，可用于离线反馈式、正向激励式和升压式功率因数校正等电源。

TOPSwitch-II 的简化外围电路和两种封装外形图见图 2-1，改进后的 IC 内部功能方框图见图 2-2。

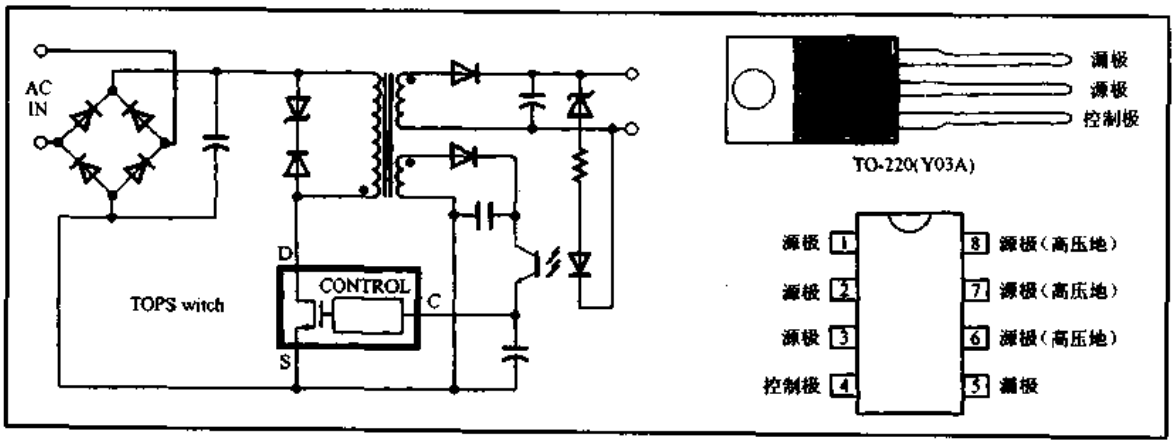


图 2-1　TOPSwitch-II 的简化外围电路与两种封装的外形图

TOPSwitch 器件三个引脚的功能简要如下：

漏极脚(DRAIN)：接输出管 MOSFET 漏极，在启动工作时，经过内部开关电流源提供内部偏置电流。该脚还是内部电流检测点。

控制脚(CONTROL)：是误差放大器和反馈电流输入脚，以控制占空系数。正常工作时内部分流调节器接通，提供内部偏置电流。该脚也接电源旁路和自动再启动/补偿电容器。

源极脚(SOURCE)：在 TO-220 封装中，它是输出级 MOSFET 的源极连线，接直流高压和主变压器原边电路的公共端与参考点；在 DIP 封装中，它是原边控制电路公共端和参考点，并且有 6 个引出脚接地。

TOPSwitch-II 器件是一种具有自身偏置和保护功能的变换器，它用线性控制电流来改变占空比，能断开漏极输出端。它利用 CMOS 和集成尽可能多的功能来实现高效率。与双极管和分立元件电路相比，重要的是 CMOS 减少了偏置电流，集成化使其省略了几个外部功率电阻器。它们原设计用于电流采样或提供初始启动电流。

如图 2-3 所示，在正常工作期间，内部输出级 MOSFET 的占空比，是随着控制脚电流的增大而线性地减小。为了执行所有必要的控制、偏置和保护功能，漏极脚和控制脚分别完成下面所述的几项功能(可参见图 2-2 和图 2-5 中的 TOPSwitch 集成电路之定时脉冲波形与电压波形)。

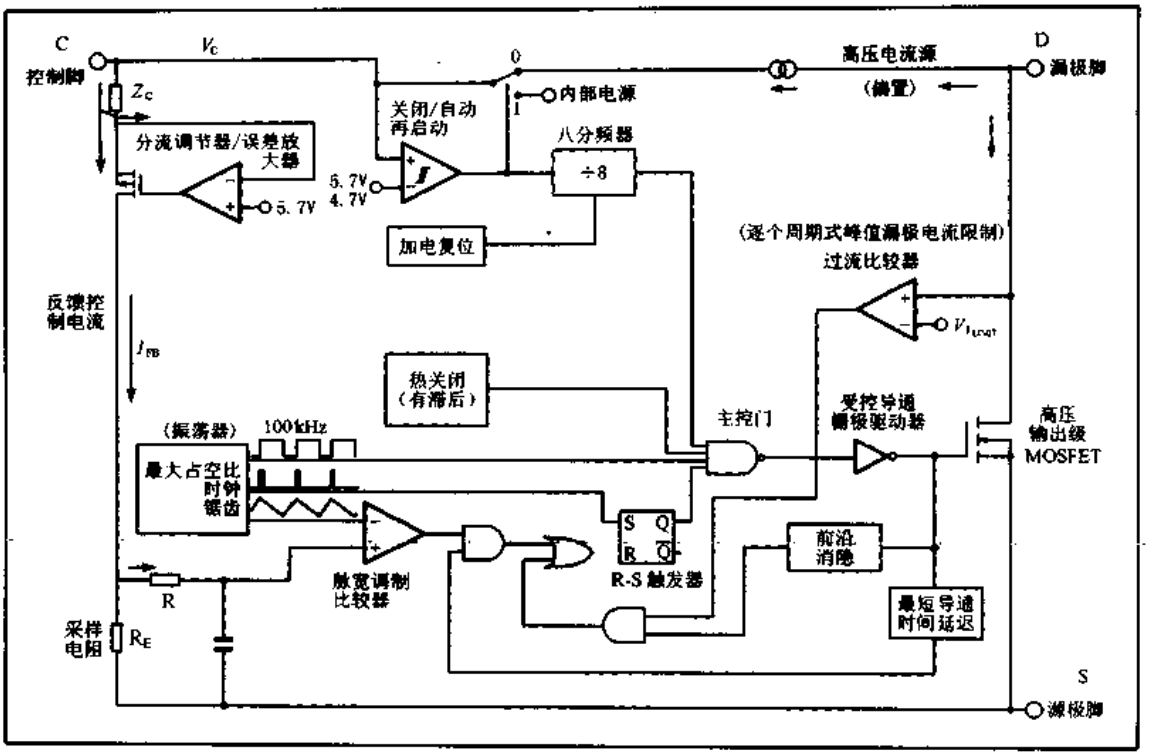


图 2-2　TOPSwitch-II 系列复合开关的 IC 内部功能方框图

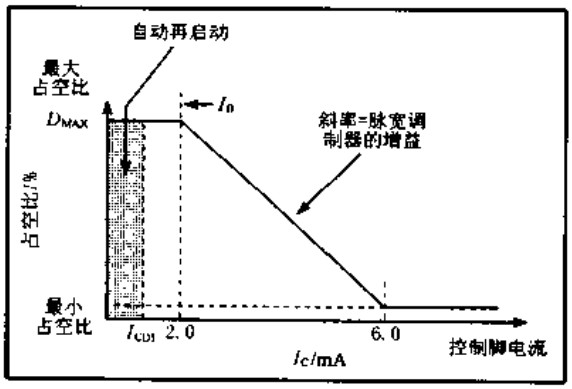


图 2-3　占空比与控制脚电流的关系曲线

(1) 控制脚电压 V_C 的供给　控制脚电压 V_C 是控制脚与源极脚之间的电源或者偏置电压。一只外部旁路电容器紧接在控制脚与源极脚之间，以提供所需的栅极驱动电流。接到该脚的总电容量 C_T 又设置了自动再启动功能，也同样控制回路的补偿。V_C 被调整在两种工作状态之一模式。滞后调整用于初始启动和过载工作。分流调整则用于分离占空比误差信号，它来自控制电路的电源电流。在启动期间，控制脚电流由高压开关电流源提供，该开关在 IC 内部接于漏极脚和控制脚之间。电流源提供足够的电流供给控制电路，它也对总的外部电容 C_T 进行充电。

首先 V_C 升到较高的门限电压值(5.7V)，此时高压电流源被关断，而脉宽调制器和输出级晶体管则被激活，如图 2-4(a) 所示。在正常工作期间(即当输出电压可调节时)，反馈

控制电流提供了 V_C 电源电流。分流调节器可维持 V_C 在典型值(5.7V),它是通过分流控制脚上的反馈电流来实现的。该电流超过流经 PWM 误差信号采样电阻器 R_E 上的所需直流电源电流。当用于初级反馈接法时,该脚的动态阻抗与外部电阻值和电容器数值,共同确定了电源系统的控制回路补偿量。

TOPSwitch-II 电路的起始工作波形如图 2-4 所示,图中给出了正常工作时和自动再启动时的两种不同波形。

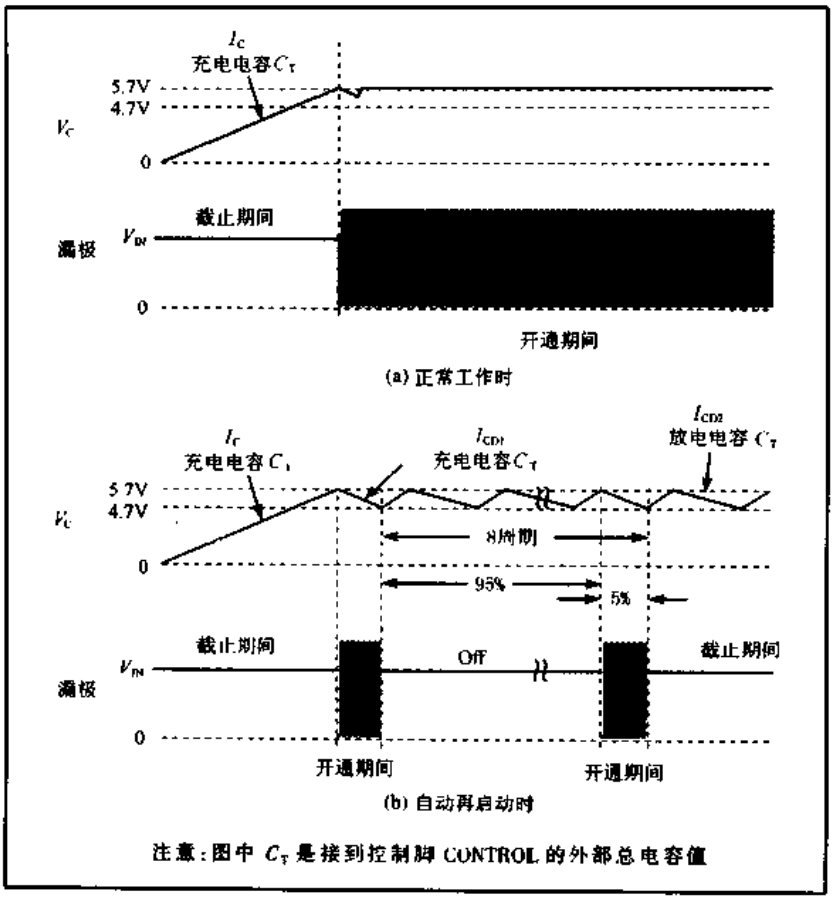


图 2-4 TOPSwitch-II 电路的起始工作波形

如果让控制脚的外部电容 C_T 放电到较低的门限电平,那么输出级 MOSFET 将被关断截止,此时控制电路进入一个低电流的准备状态。而高压电流源则被接通,并向外部电容再次充电。在图 2-5 中可看到,充电电流具有图示的负极性,而放电电流则具有正极性。在图 2-4(b)中,通过接通和关断高压电流源,滞后的自动再启动比较器可维持 V_C 值介于典型的 4.7~5.7V 窗口范围内。自动再启动电路具有一个八分频计数器,它能阻止输出级 MOSFET 再次导通,直到八个放电-充电周期已经过去为止。通过把自动再启动占空比减小到典型的 5% ,计数器能有效地限制 TOPSwitch 的功率损耗。自动再启动作用连续进行到输出电压再次变为可调节为止,如图 2-5 所示。

(2) 带隙参考基准 所有临界的 TOPSwitch 内部电压,都由一个温度补偿的带隙参考基准得出。该参考基准也用于产生一个温度补偿的电流源,它被微调节在精确设置的振荡频率和调节 MOSFET 栅极的驱动电流。

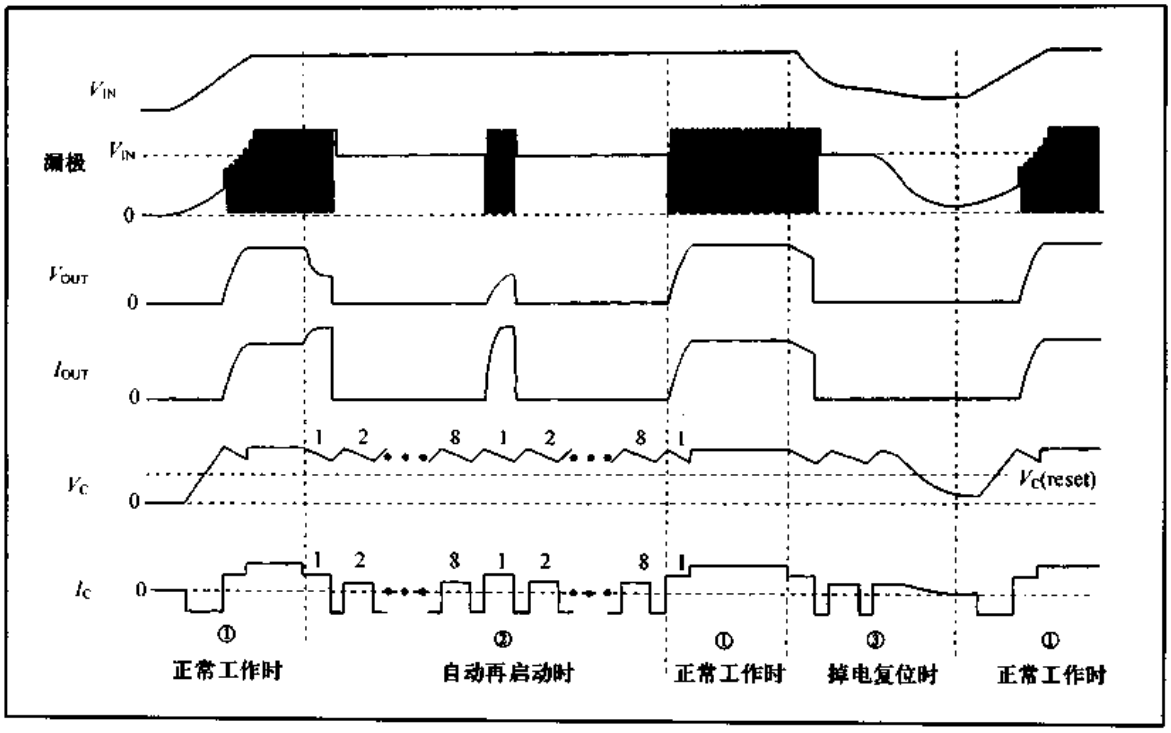


图 2-5　TOPSwitch-II 在三种工作状态下的典型波形

(3) 振荡器　内部振荡器对内部电容器线性地进行充电和放电，它在两个电压电平之间产生锯齿波形，并送往脉冲宽度调制器。该振荡器在每个周期开始时，置位脉冲宽度调制器和电流限制闭锁器。在电源应用中选择 100kHz 额定频率，可使电磁干扰最小，并使效率最高。微调电流基准可改进振荡频率精度。

(4) 脉冲宽度调制器　脉冲宽度调制器提供电压型控制环，以驱动输出级 MOSFET，其占空比与流入控制脚的电流成反比例。该脚在 R_E 两端产生一个电压误差信号。R_E 两端的误差信号由一个典型角频率为 7kHz 的 RC 网络加以滤波，以减少开关噪声的作用。该滤波误差信号与内部振荡器锯齿波相比较，产生一定占空比的波形。当控制电流增加时，占空比则减小。由振荡器产生的时钟信号置位一个寄存器，它使输出级功率管 MOSFET 变为截止。

占空比是由内部振荡器的对称性能来调节。调制器导通时间最短，可保持 TOPSwitch 的电流消隐不受误差信号的影响。注意到在占空比开始变化之前，必须使注入控制脚的电流为最小值。

(5) 栅极驱动器　设计栅极驱动器是在一个受控的速率时使输出级 MOSFET 导通，从而使共模电磁干扰减到最小。栅极驱动电流可微调节以改进精度。

(6) 误差放大器　在初级反馈应用时，分流调节器也能完成一个误差放大器的功能。该分流调节器的电压，是由温度补偿的带隙参考基准电压精确地加以提供的。误差放大器的增益，则由控制脚的动态电阻来设定。控制脚把外部电路信号箝位在 V_C 电压电平上。超过电源电流的控制脚电流，则由分流调节器加以分离，并作为误差信号流过 R_E。

(7) 逐个周期式电流限制　逐个周期式峰值漏极电流限制电路，是利用输出级 MOS-

FET 的导通电阻作为采样电阻器。电流限制比较器把输出级 MOSFET 导通状态时的漏-源电压与门限电压相比较。高的漏极电流使 V_{DS} 超过门限电压，并使输出级的 MOSFET 截止，直到下一个时钟周期开始之前。电流限制比较器的门限电压是受温度补偿的，由于温度影响改变输出级 MOSFET 的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 值，它使有效峰值电流限制的变化减到最小。

在输出级 MOSFET 导通之后的一个短时间里，前沿消隐电路将阻止电流限制比较器工作。因前沿消隐时间已被确定，故由原边电容和副边整流器反向恢复引起的电流尖峰，将不会造成开关脉冲过早地结束。

(8) 关闭与自动再启动 为了使 TOPSwitch 的功耗降到最低，如果维持输出可调节的条件，则关闭与自动再启动电路，是在占空比为 5% 典型值时使电源导通和截止。当丧失调节能力时，将中断外部电流进入控制脚。V_C 的调节可使分流状态变为滞后的自动再启动状态。当故障条件消除、电源输出变为可调节时，V_C 的调节再次变为分流状态，则电源的正常工作又重新开始。

(9) 过热保护 温度保护是由一个精密的模拟电路提供的，当结点温度超过热关闭温度时(典型值为 135 ℃)，该电路将使输出级 MOSFET 截止。激活加电复位电路，可通过消除和恢复输入电源来进行，或者瞬间进入控制脚的、低于加电的复位门限电压，可使阀门复位，并且让 TOPSwitch 恢复正常的电源工作状态。当电源被关闭时，V_C 则被调节在滞后状态，并且在控制脚出现一个 4.7～5.7V(典型值)的锯齿波电压。

(10) 高压偏置电流源 该电流源从漏极脚对 TOPSwitch 提供偏置，并在启动或者滞后工作期间对控制脚外部电容 C_T 进行充电。滞后工作出现在自动再启动和过热封锁关闭期间。该电流源是按近似35%的有效占空比被开通和切断。这一占空比是由控制脚充电电流 I_C 与放电电流(I_{CD1} + I_{CD2})之比值来确定的。当输出级 MOSFET 被开通时，在正常工作期间该电流源则被切断。

第二节 用 TOPSwitch -Ⅱ组成的 20W 和 150W 稳压电源

一、贴板 IC-TOPSwitch 设计微薄型 20W 通用输入开关稳压电源

采用 TOP224P-8 脚 PDIP 封装的 20W(+ 12V 输出)、通用输入(交流 85～265V)反激式开关稳压电源的实用电路图如图 2-6 所示，该电源的变换器效率，在低电网输入时可达 80%。这种低成本的封装经过 6 只源极脚，直接向印制板散热，可删除铝合金散热片，从而缩小了体积、降低了成本。

图 2-6 中输出电压经光电耦合器 U2 和齐纳稳压二极管 VR2 直接取样，输出电压值由稳压管 VR2 电压、光电耦合器 U2 中发光二极管压降和电阻器 R1 阻值三者来决定。另外，输出电压还可以通过调节变压器的匝数比，或者改变齐纳二极管稳压值来调整。

交流输入电源电压经 BR1 和 C1 整流与滤波后，输出直流高压加到主变压器 T1 的原边绕组，而变压器原边的另外一端则由集成电路 TOPSwitch-II 内的高压 MOSFET 来驱动。D1 和 VR1 可箝位因变压器漏电感引起的前沿电压尖峰。电源副边线圈经 D2、C2、L1 和 C3 整流与滤波，产生 + 12V 输出电压。R2 和 VR2 对输出电压 + 12V 提供了一个少量的前

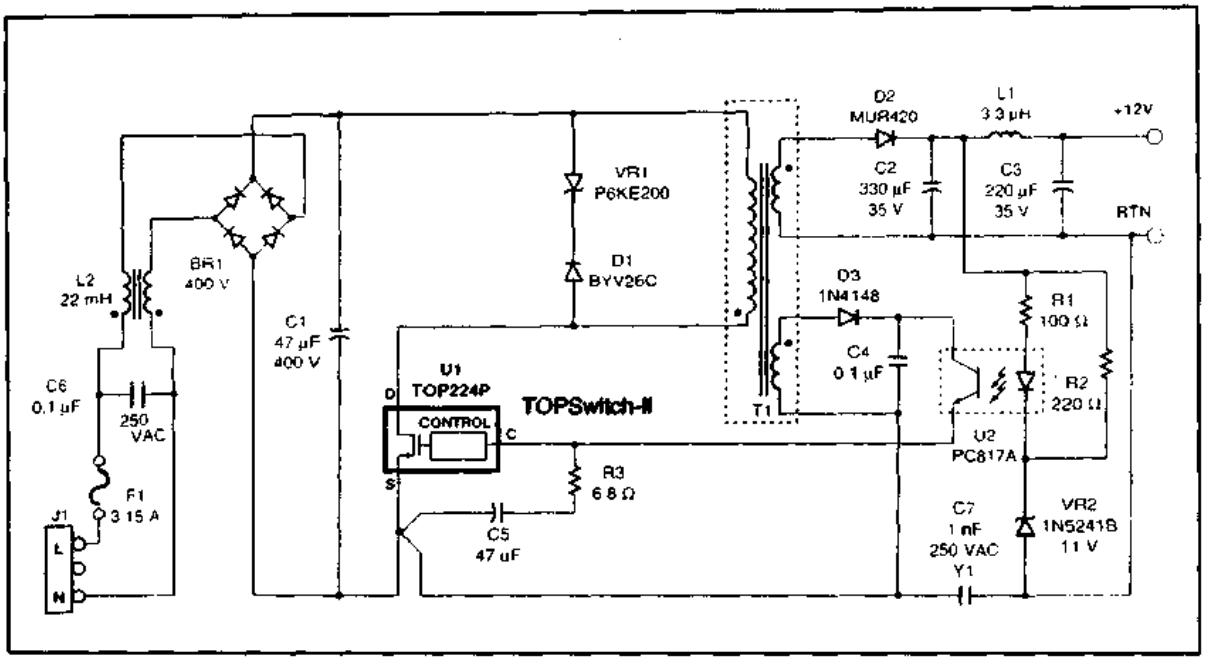


图 2-6　采用 TOP224P-8 脚 PDIP 封装的 20 W 通用输入稳压电源电路图

置负载,以改善轻载时的输出负载电压调整率。

偏置绕组经 D3 和 C4 整流滤波,又经 U2 受控三极管输出,产生 TOPSwitch-II 需要的偏置电压。L2 和(Y1)安全电容器 C7,可衰减由高压开关波形引起的共模干扰电流,它是由于接原边绕组的 IC 内部 MOSFET 输出电容、原边和副边之间分布电容及漏感在高频开关条件下共同引起的。L2 的漏电感与 C1 和 C6 共同衰减差模干扰电流,它由梯形或者三角形原边电流波形中的基波与谐波引起。C5、R3 用于滤除经控制脚加在 IC 内部 MOSFET 栅极上的驱动充电电流尖峰,并且决定自动再启动的频率,C5 与 R1 和 R3 共同补偿控制环路。

二、TOPSwitch 设计 150W 正激变换器稳压电源

用 TOPSwitch-II 之中最大功率的、采用 TO-220 封装的 TOP227-Y,可组成 150W(+12V和 +5V 两路输出)、单值电压输入(110V/115V/230V)的正激变换器高频开关稳压电源,其实用的电路图如图 2-7 所示。图中开关 S1 是在较高电网电压输入时($230V_{AC}$)处于断开状态,而在电网输入交流电压为 100V 或 115V 单值低压时处于关闭状态。在低电压输入状态下,变换器的效率约为 77% 。

图 2-7 中输出电压经光耦电路取样,并由次级基准误差放大器精确调整。误差放大器 U3 提供一个电流误差信号,它经光电耦合器 U2 加到 TOP227-Y 的控制脚,直接改变 TOP-Switch 的占空比。输出电压可通过改变分压器电阻 R4 和 R5 的阻值来微调节。其他输出电压也可通过调节变压器的副边绕组匝数比来改变其值。

交流输入电压经 BR1 和 S1 倍压整流后,对储能电容器 C1 和 C10 进行充电,于是产生一个高压直流电压 +300V,经 DC 高压线加到主变压器 T1 的原边绕组。R10 和 R11 用来平衡 C1 和 C2 两端的电压,并且当电网交流电压中断时,电容器的电荷可经 R10 和 R11 洩

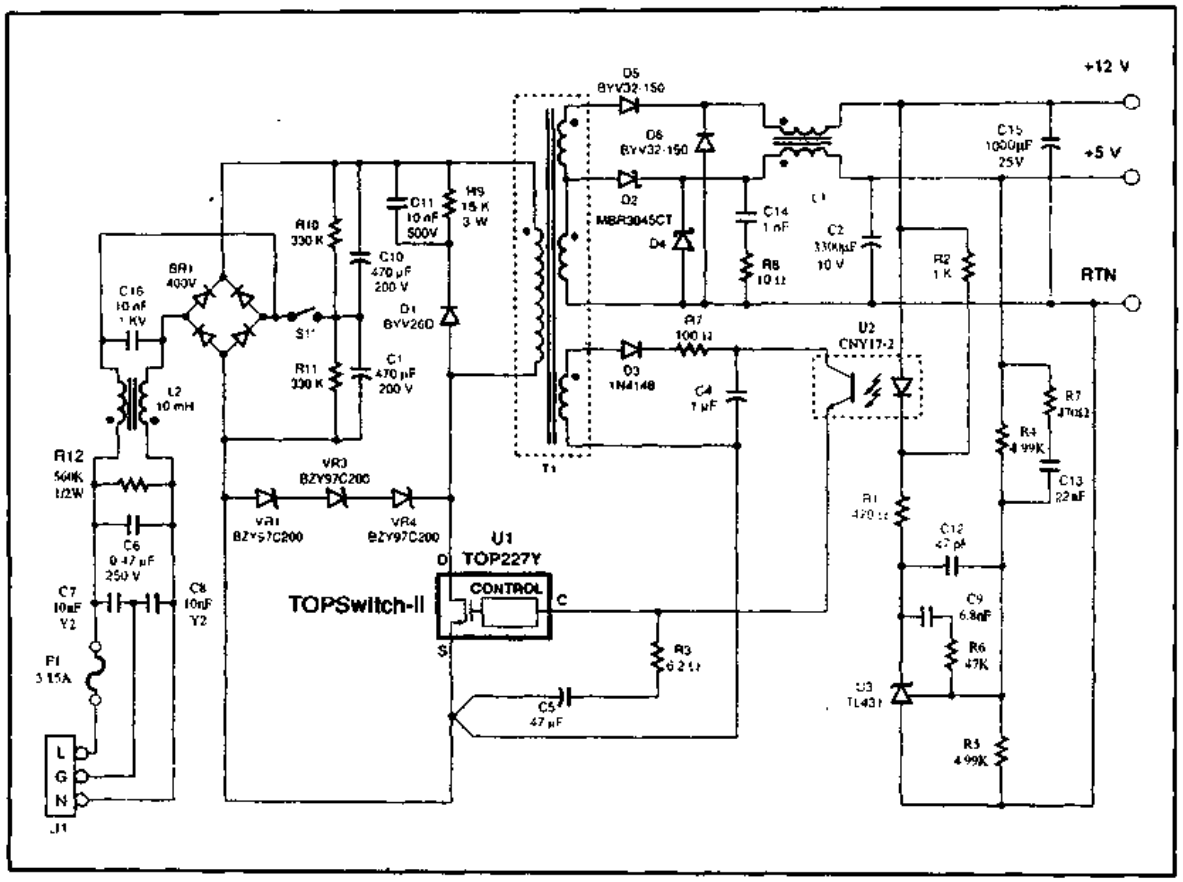


图 2-7　用 TOP227-Y 制作 150 W 输出功率的正激变换器稳压电源实用电路图

放。变压器原边绕组的另一端，接集成电路 TOPSwitch-II 内的高压功率管 MOSFET 漏极。当 TOPSwitch 关断时，D1、R9、C11、VR1、VR3 和 VR4 提供变压器的磁芯复位电压，并且箝位因变压器漏感引起的前沿电压尖峰。

+5V 电源是 T1 副边绕组感应电压经 D2、D4、C2、L1 整流滤波得到的；+12V 电源则是 T1 副边两绕组感应电压经 D5、D6、C15 和 L1 的另一绕组整流滤波得到的。R8 和 C14 阻尼了 D4 两端的振荡。

偏置绕组的感应电压经 D3、R7、C4 整流滤波产生 TOPSwitch 的偏置电压。L2 和 Y2 内的 C7、C8 衰减共模干扰电流。它由 T1 漏感和原边与副边之间寄生电容在高压开关波形上引起。L2 的漏感、C6 和 C16 共同抑制差模干扰电流，它由原边电流波形中梯形和三角形的基波与谐波引起。当电网交流电压消失后，R12 用于给 C6 放电。C5 可滤除经控制脚加到内部 MOSFET 栅极的驱动充电电流尖峰，并且确定自动再启动频率，C5 与 R1、R3 共同维持补偿控制回路的性能。

TL431 并联调节器(U3)在其内部集成了一个精确的 2.5V 带隙基准电压、运算放大器、驱动器的组合，它们集成在单个器件内，用作变换器次级的基准误差放大器。输出电压 +5V 经过 R4 和 R5 检测、分压后，同 U3 内部基准电压相比较。误差放大器的频率响应由 C9、R4 和 R6 来确定。R1 可限制 U2 光耦器件中的电流，并设置总的控制环交流增益。R2、R1 提供了在轻负载条件下的最小负载值，它可改善输出电压的调整率。C12 用于平滑

高频条件下的误差放大器增益。R7 和 C13 用于减少导通时的过冲，并改进瞬态响应。

第三节　TOPSwitch-Ⅱ的使用要点、参数与特性曲线

一、TOP221～227 的使用要点

（1）要保持源极脚的引脚长度很短，采用有额定温度的电容器接在源极脚与控制脚之间，作旁路电容器。在源极脚采用单端接地技术，如图 2-8 所示。

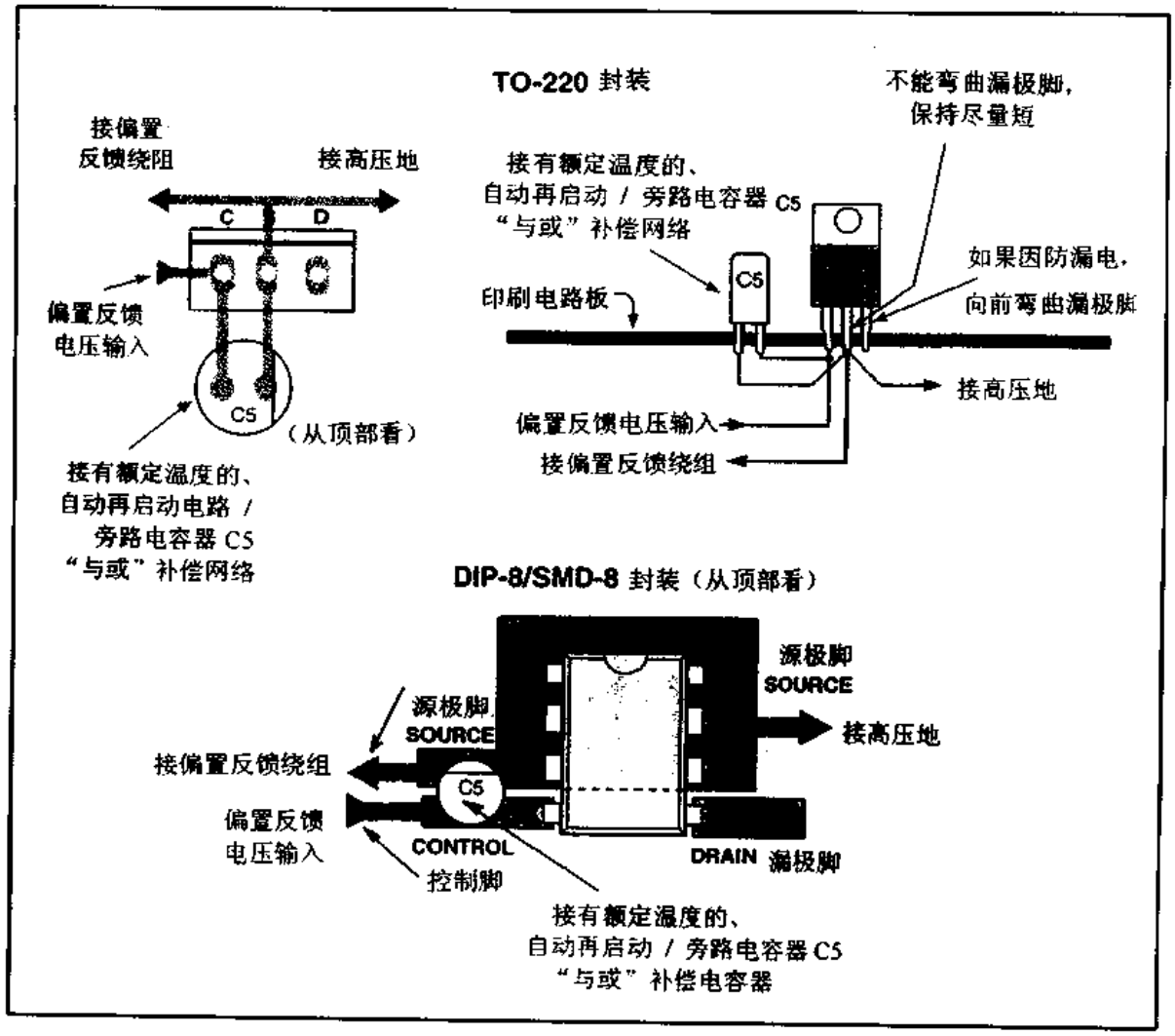


图 2-8　推荐的 TOPSwitch 电路板安放位置示意图

（2）尽量减小截止时漏极电压上的峰值电压和振铃。采用齐纳管或者 TVS 齐纳二极管，来箝位漏极电压，使之在所有的条件下都低于 TOPSwitch 的击穿电压额定值，包括在启动时和过载时两种情况下。

（3）对于 TOP221～227 系列器件，推荐的最大箝位齐纳电压值是 200V，它对应的原边

绕组最大反射电压值是 135V。详细说明可参见“产品数据和设计指引手册”AN-16 中的有关内容。

(4) 变压器的设计应注意:漏极电流的变化与变压器的饱和程度相关,详细情况见图 2-12 中在截止前的 100ns 时间里漏极电流的增大量 ΔI_D。对于大多数普通的变压器铁芯来说,它可以通过在最大限制电流条件下,保持峰值磁通量密度低于 4200GS(即 420mT)来达到。有关变压器的绕制结构说明,可见后面章节的有关内容。

(5) 在测试期间,不能把 TOPSwitch 器件插进一个“发热的”IC 管座内。控制脚外部的电容可能因充电引起过电压,从而损坏 TOPSwitch 。

(6) 当测试 TOPSwitch 器件时,切记不要使控制脚电压超出 9V,或者使控制脚电流超过 100mA,这点要特别注意。

(7) 在某些条件下,例如由外部提供的偏置或者电源电流激励到控制脚时,会使 TOPSwitch 维持在八个自动再启动周期之一(不确定),并且阻止启动。为了避免在做试验板测试时出现问题,建议在漏极电压加上之前,先接通控制脚电源 V_C。瞬间短路控制脚与源极脚,也可将 TOPSwitch 复位。

(8) 在自动再启动工作期间,当控制脚电压为低值时(< 36V),控制脚电流是很小的(见图 2-18 中控制脚电流与漏极电压关系曲线)。

(9) 突然中断交流电源,会使 TOPSwitch 在再启动之前,进入八计数自动再启动周期。这是由于输入能量存储电容器并没有完全放电,并且控制脚电容尚未放电到低于该脚内部的加电复位电压值。

(10) 在某些情况下,需要最小的加载量。由于在极短的导通时间里,需维持轻载时或者空载时的输出电压值在所要求的范围内。

用 TOPSwitch-Ⅱ代换 TOPSwitch-Ⅰ时应注意:

在 TOPSwitch-Ⅱ中没有外部封锁关闭功能。此外,TOPSwitch-Ⅱ器件与原 TOP-Ⅰ器件系列都相同。然而,在考虑用 TOPSwitch-Ⅱ作为一个替代品换下现有的 TOPSwitch 器件时,应按如下要求核实有关设计。

在相同的 MOSFET 导通电阻 $R_{DS(ON)}$条件下,新产品 TOPSwitch-Ⅱ系列比原有的器件 TOPSwitch-Ⅰ可提供更大的功率。因此,必须反省原有的 TOPSwitch 设计,在异常条件下,确信选择替代器件 TOPSwitch-Ⅱ不必要更换其他元器件。

作者推荐下面的检验步骤:

❶核对变压器的设计,以确保它符合 ΔI_D 的规格要求,如上面的概述所示。

❷热设计。由于 TOPSwitch-Ⅱ具有更大的输出功率,因此在许多实例中,允许采用更小功率的 MOSFET 器件(它的导通电阻 $R_{DS(ON)}$允许更大些),从而降低成本。这对 TOPSwitch 的功耗和电源的效率将产生影响。因此在选择 TOPSwitch 器件时,电源的热性能必须加以核对检验才行。

❸箝位电压。应当核实反射电压和箝位电压,使之不超过 TOP221 ~ 227 系列推荐的最大值:反射电压为 135V,箝位电压为 200V。详见产品数据手册 AN-16 等。

二、TOP221 ~ 227 的试验特性曲线

TOP221 ~ 227 的电气特性曲线,见图 2-9 ~ 图 2-12。

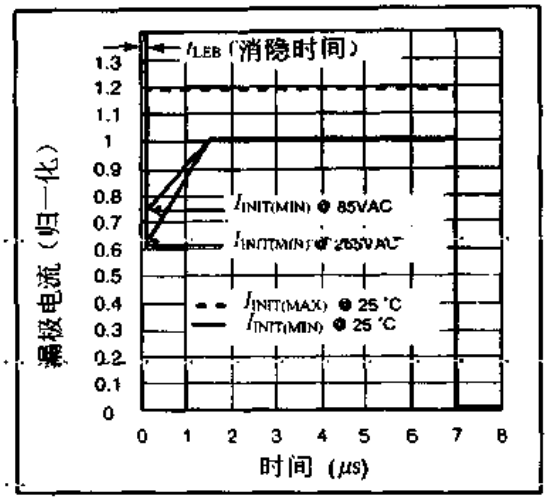


图 2-9　自身保护电流限制包络线

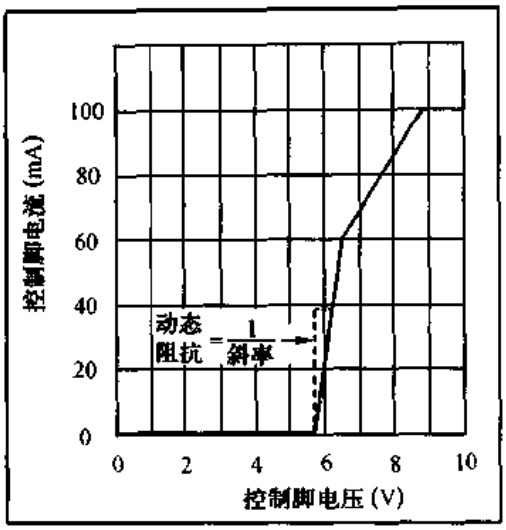


图 2-10　TOPSwitch 的控制脚电流-电压特性

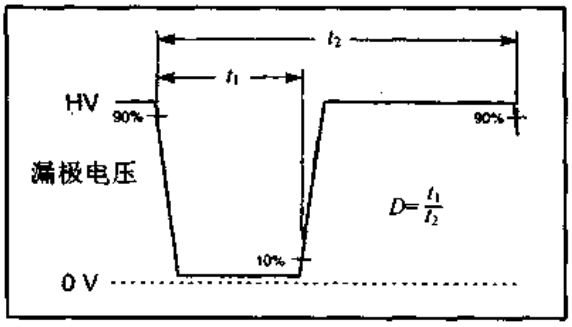


图 2-11　TOPSwitch 的占空比测量

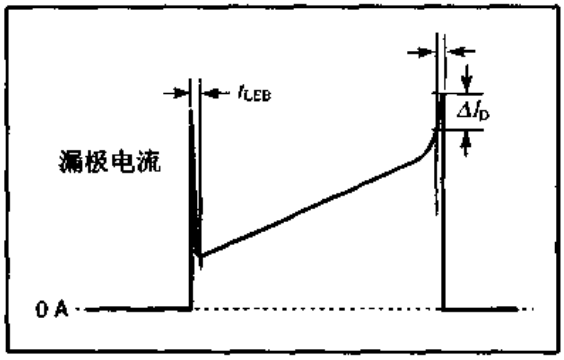


图 2-12　漏极电流波形增量与饱和变压器的关系特性举例

三、TOPSwitch 的通用测试电路

TOPSwitch 的通用测试电路，见图 2-13。

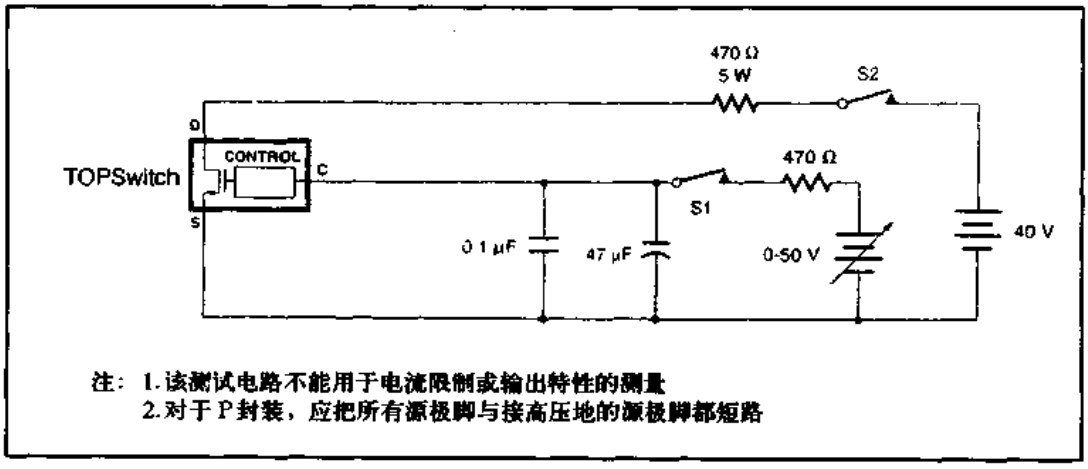


图 2-13　TOP 开关器件的通用测试电路

当单独采用外部电源测试 TOPSwitch 时，应注意到如下预防措施：当接通漏极电源时，

该器件将进入自动再启动状态。控制脚电压将在 4.7～5.7V 之间产生低频振荡，在控制极振荡每次过第八个周期时漏极被开通。如果控制脚电源是在该自动再启动状态时被接通，那么控制脚的振荡处于正确状态(即漏极有源状态)之概率只有 12.5%，因此可能观察到连续的漏极电压波形。若要看到连续的漏极电压波形，则建议首先接通 V_C 电源电压，然后再接通漏极电源。开机时 12.5%概率的正确状态，是由 8:1 计数器引起的。

控制脚的电容量应大于 100nF，以维持瞬态时的控制脚电压低于 1V。当电容量值减小到 10nF 时，可观察到某噪声灵敏度效应。但是电容量不能太大，控制脚的 I_C 充电电流的值应当小于 −0.5mA。

TOP 开关器件击穿电压与漏电流测量试验电路，见图 2-14。

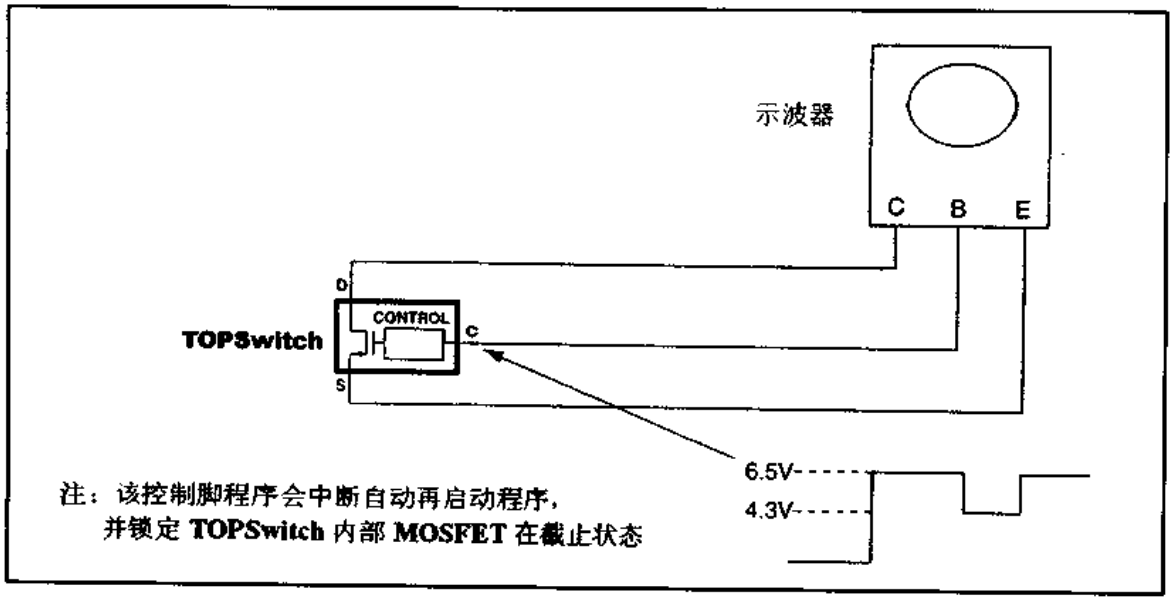


图 2-14　击穿电压与漏电流测量试验电路

四、TOP221～227 的极限参数和工作电气参数

TOP221～227 的极限参数见表 2-2，其工作电气参数如表 2-3 所示。

表 2-2　TOP221～227 的极限参数值

参　数	极　限　值	注 意 事 项
漏极脚电压	−0.3～700V	① 所有的电压都以源极脚为准(T_A=25℃)
控制脚电流	100mA	② 与变压器饱和程度有关的 ΔI_D(见图 2-12)
控制脚电压	−0.3～9V	③ 正常情况下的限制措施由内电路给出
漏极脚电流增量 (除了消隐期间)	$\Delta I_D = 0.1 \times I_{LIMIT(MAX)}$ (在 100ns 内)	④ “1/16”指 5 秒钟情况 ⑤ P/G 封装的自行安置不用散热片
储存温度	−65～125℃	⑥ 测量要在尽量靠近塑料界面的薄片上，或者在源极脚上
工作结温	−40～150℃	⑦ P 封装焊接在 232mm²、610gm/m² 的铜箔上
引线温度	260℃	⑧ Y 封装加固在 645mm²、610gm/m² 的铜箔上
热阻抗：Y 封装(θ_{JA}) (θ_{JC})	70℃/W 2℃/W	
P/G 封装(θ_{JA}) (θ_{JC})	45℃/W，35℃/W 5℃/W	

表 2-3 TOP221～227 的电气参数值

技术规范	符号	测试条件(除非另有特殊说明) 见图 2-13,源极脚 = 0V, T_J = -40～125℃		最小值	典型值	最大值	单位
(1) 控制性能							
输出频率	f_{OSC}	I_C = 4mA, T_J = 25℃		90	100	110	kHz
最大占空比	D_{MAX}	$I_C = I_{CDI}$ + 0.4mA,见图 2-11		64	67	70	%
最小占空比	D_{MIN}	I_C = 10mA,见图 2-11		0.7	1.7	2.7	%
脉宽调制器增益		I_C = 4mA, T_J = 25℃,见图 2-3		21	-16	-11	%/mA
脉宽调制器的温度漂移		注①			-0.05		%/mA/℃
外部偏置电流	I_B	见图 2-3		0.8	2.0	3.3	mA
动态阻抗	Z_C	I_C = 4mA, T_J = 25℃,见图 2-10		10	15	22	Ω
动态阻抗的温度漂移					0.18		%/℃
(2) 关闭/自动再启动性能							
控制脚充电电流	I_C	T_J = 25℃	V_C = 0V	-2.4	-1.9	-1.2	mA
			V_C = 5V	-2	-1.5	-0.8	
充电电流的温漂	ΔI_C	注①			0.4		%/℃
自动再启动门限电压	$V_{C(AR)}$	S1 断开			5.7		V
欠压锁定门限电压		S1 断开		4.4	4.7	5.0	V
自动再启动滞后电压		S1 断开		0.6	1.0		V
自动再启动占空比		S1 断开	TOP221-222	2	5	9	%
			TOP223-227	2	5	8	
自动再启动频率		S1 断开			1.2		Hz
(3) 电路保护							
规范与符号	测试条件(T_J = 25℃)			最小值	典型值	最大值	
自身保护电流限制 I_{LIMIT}	di/dt = 40mA/μs	TOP221-Y		0.23	0.25	0.28	A
		TOP221-P					
	di/dt = 80mA/μs	TOP222-Y		0.45	0.50	0.55	
		TOP222-P					
	di/dt = 160mA/μs	TOP223-Y		0.90	1.00	1.10	
		TOP223-P					
	di/dt = 240mA/μs	TOP224-Y		1.35	1.50	1.65	
		TOP224-P					
	di/dt = 320mA/μs	TOP225-Y		1.80	2.00	2.20	
	di/dt = 400mA/μs	TOP226-Y		2.25	2.50	2.75	
	di/dt = 480mA/μs	TOP227-Y		2.70	3.00	3.30	

续表

技术规范	符号	测试条件(除非另有特殊说明) 见图 2-13,源极脚 = 0V, T_J = -40~125℃		最小值	典型值	最大值	单位
规范与符号	测试条件(源极脚 = 0V, T_J = -40~125℃)			最小值	典型值	最大值	
内部电流限制 I_{INIT}	T_J = 25℃	85 V_{AC}(电网整流输入)		0.75× I_{LIMIT}			A
		265 V_{AC}(电网整流输入)		0.6× I_{LIMIT}			
前沿消隐时间 t_{LEB}	I_C = 4mA, T_J = 25℃				180		ns
电流限制延迟 t_{ILD}	I_C = 4mA				100		
热关闭温度	I_C = 4mA			125	135		℃
加电复位门限电平 $V_{C(reset)}$	S2 断开			2.3	3.3	4.2	V
(4) 输出电路							
导通状态电阻 $R_{DS(ON)}$	TOP221 I_D = 25mA		T_J = 25℃		31.2	36.0	Ω
			T_J = 100℃		51.4	60.0	
	TOP222 I_D = 50mA		T_J = 25℃		15.6	18.0	
			T_J = 100℃		25.7	30.0	
	TOP223 I_D = 100mA		T_J = 25℃		7.8	9.0	
			T_J = 100℃		12.9	15.0	
	TOP224 I_D = 150mA		T_J = 25℃		5.2	6.0	
			T_J = 100℃		8.6	10.0	
	TOP225 I_D = 200mA		T_J = 25℃		3.9	4.5	
			T_J = 100℃		6.4	7.5	
	TOP226 I_D = 250mA		T_J = 25℃		3.1	3.6	
			T_J = 100℃		5.2	6.0	
	TOP227 I_D = 300mA		T_J = 25℃		2.6	3.0	
			T_J = 100℃		4.3	5.0	
截止状态电流 I_{DSS}	注② V_{DS} = 560V, T_A = 125℃					250	μA
击穿电压 BV_{DSS}	注② I_D = 100μA, T_A = 25℃			700			V
上升时间 t_r	在典型的回扫变换器应用中测量				100		ns
下降时间 t_f					50		
漏极电源电压	注③			36			V

续表

技术规范	符号	测试条件(除非另有特殊说明) 见图 2-13,源极脚=0V, T_J=-40~125℃		最小值	典型值	最大值	单位
分流调节器电压 $V_{C(SHUNT)}$	I_C=4mA			5.5	5.7	6.0	V
分流器温度漂移					50		ppm/℃
控制电源放电电流	I_{CD1}	MOSFET 输出导通	TOP221-224	0.6	1.2	1.6	mA
			TOP225-227	0.7	1.4	1.8	
	I_{CD2}	输出级 MOSFET 截止时		0.5	0.8	1.1	

注:

① 有关负值的情况需要说明如下:负的温度系数是对应于温度升高时的量值增大情形;正的温度系数是对应于温度降低时的量值减小情形。

② 击穿电压和漏电流的测量,可用图 2-14 中的方法进行,按如下程序实行:1. 示波器初始状态设置应在 0V。偏置输出应按图中电压程序进行(0V,6.5V,4.3V 和 6.5V)。接示波器的偏置电流,不应超过 100 mA。该控制脚程序可中断自动再启动程序,并且锁定 TOPSwitch 内部的 MOSFET 在截止状态;2. 击穿电压和漏电流的测量,可以用示波器进行。接示波器的最大电压,在所有条件下都必须限制在 700 V 以下。

③ 在漏极脚的电压又低于 36 V 时,TOPSwitch 仍然可能启动并工作。但控制脚的充电电流则减小,它将影响启动时间、自动再启动频率和占空比。详见图 2-18 控制脚充电电流(I_C)与漏极电压关系曲线在低电压时的工作特性。

五、TOP221~227 的典型性能与特性曲线

TOP221~227 的典型性能与特性曲线,见图 2-15~图 2-21。

六、TOP221~227 的塑料封装类型与尺寸

TOP221~227 的封装类型与尺寸,见产品手册资料。

- 封装尺寸符合 JEDEC 规定 TOP-220 AB 标准:
  边缘的装配、外围的引脚封装、三只引脚间距为 2.54cm(生产控制尺寸是用英寸)。
- 当从顶部看时,引脚编号是从 1 脚开始,再从左到右排列。
- 封装尺寸显示不包括模具闪亮物或其他凸出部分,在任何尺寸上它们都不超过 0.15mm。

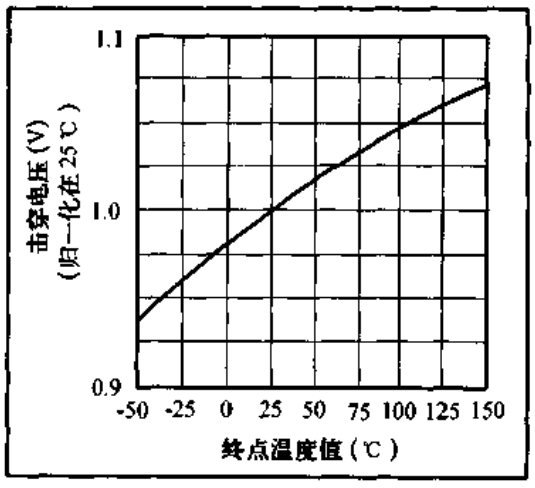


图 2-15 击穿电压的温度特性曲线

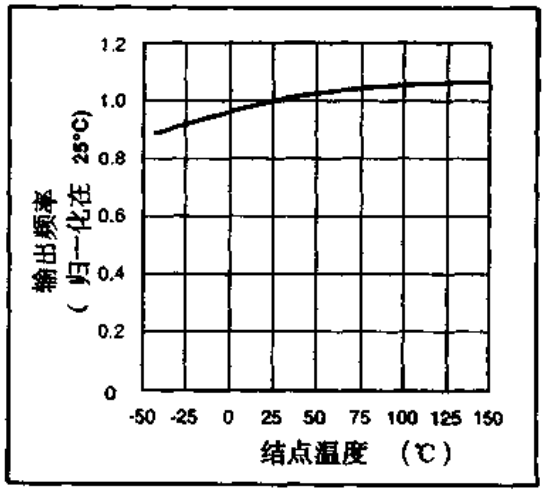


图 2-16 频率与温度的特性曲线

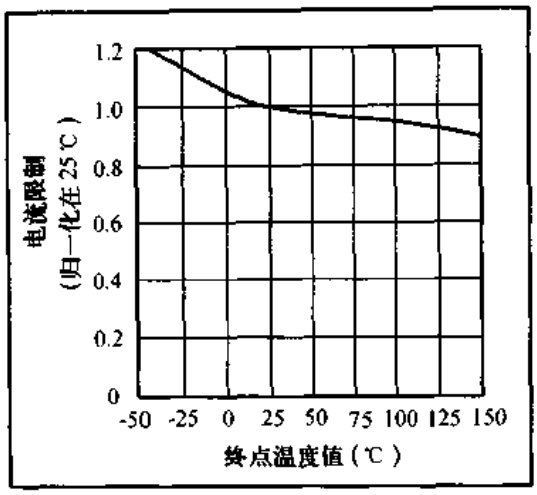


图 2-17　电流限制的温度特曲线性

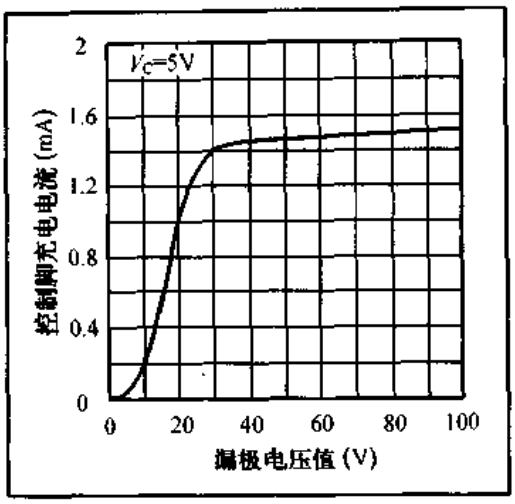


图 2-18　控制脚电流与漏极电压的关系曲线

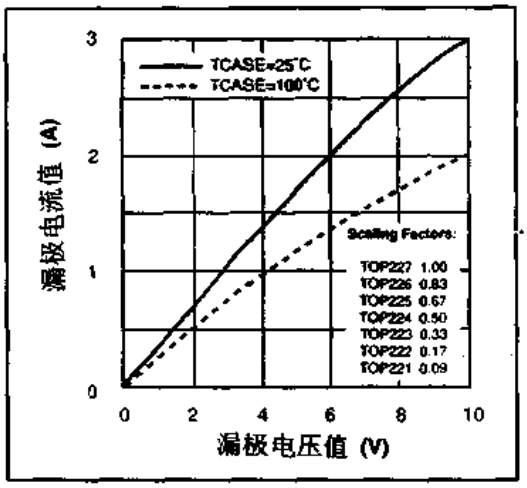


图 2-19　TOP221～227 的输出特性

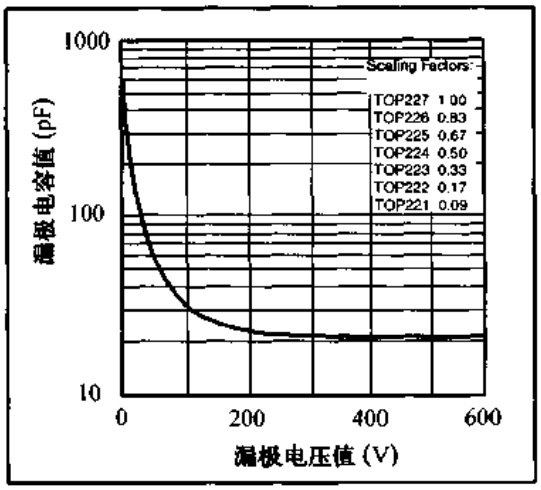


图 2-20　输出电容与漏极电压的关系

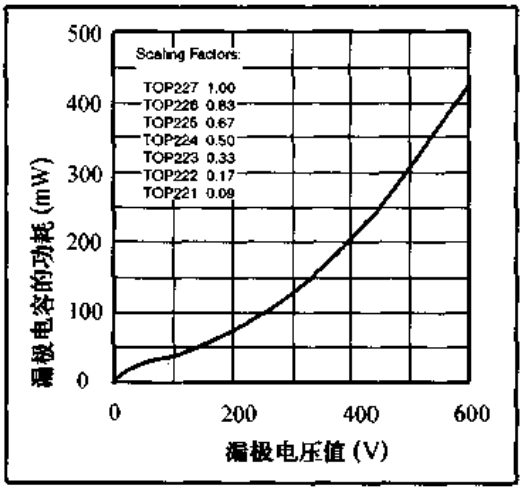


图 2-21　漏极电容的功耗

第四节　TOPSwitch 组成单端反激式开关电源三种工作状态分析

用 TOPSwitch 制作的小功率开关电源，大部分是单端反激式 PWM 脉宽调制型稳压电源，又称单管反极性激励并联型开关电源，英文资料用“Flyback ”，有“回扫”、“反激”之称。其基本工作原理详细分析见第三章第一节。本文先简要叙述由 TOPSwitch、高频变压器、输出整流二极管等组成的单端反激式开关电源的三种基本工作状态：即变换器磁化电流存在连续状态、非连续状态、临界状态。简化电路见图 2-22(a)，图中标出了原边绕组与副边绕组的相位关系、同名端符号；图 2-22(b)则给出了 TOPSwitch 开关器件中 MOSFET 漏极电压波形、原边电流波形、副边电流波形和对应时间。

图 2-22(a)是一个采用 TOPSwitch 的基本电源电路。变压器 T1 用于储存能量、隔离输出和变换输出电压。当 TOPSwitch 开关导通时，原边绕组电压极性为上正下负，它感应到次级，使副边绕组电压极性为上负下正，因此整流二极管 D2 被反向偏置而截止。当 TOPSwitch 导通后，直流高压加在变压器原边绕组两端，使电感线圈中的电流线性增大，它按式(2-1)中的规律呈斜坡状升高：

$$I_{PRI} = I_{PI} + \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times t_{ON}}{L_P} \tag{2-1}$$

式中，I_{PRI}是原边电流(A)，I_{PI}是原边电流的初始值(A)，V_{IN}是全桥整流后的直流输入电压(V)，$V_{DS(ON)}$是 TOPSwitch 开关管 MOSFET 漏极-源极的电压降，t_{ON}是 TOPSwitch 的导通时间，L_P 是变压器的原边电感量(H)。可把高频变压器看作是储能元件和传递能量的主体。

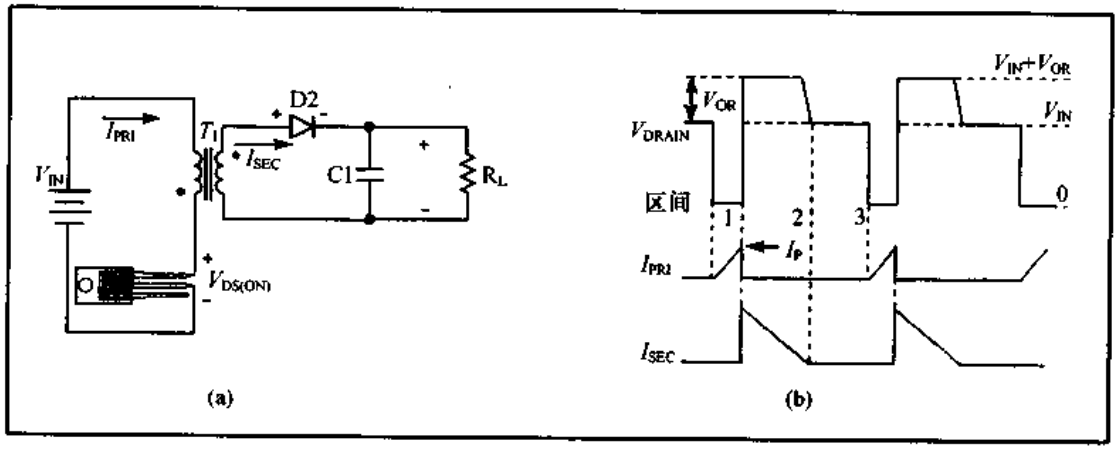


图 2-22　由 TOPSwitch、高频变压器和整流管组成的单端反激式开关电源工作原理示意图(简化电路与工作波形)

此时由于 D2 受反向偏置而截止，阻断了输出负载电流对变压器的影响 。因此在开关器件 TOPSwitch 导通期间，随着原边电流的线性增大，变压器铁芯的磁通增加，它储存的磁能逐渐增大，这一期间是电网向电源提供能量的过程。而流向负载电阻 R_L的电流 ，则是由输出电容 C1 的充电能量来提供的。

当 TOPSwitch 截止时，突然切断了电源的供电通路，而原边电感线圈中的电流不会突变为零，仍维持原方向流动，向 MOSFET 管的漏极输出结电容（图中未标出）急速充电，它与等效电感（包括原边漏感和副边反射电感的 n^2 乘积值）发生特高频串联谐振，在输出管漏极激起关断电压尖峰，立即使原边绕组两端的电压突变为下正上负。该高频电磁场感应到次级，使副边绕组的两端电压突变为上正下负，则二极管 D2 正偏导通。因此，在开关器件 TOPSwitch 导通期间已储存在变压器中的能量，在 TOPSwitch 关断时又开始向负载电路释放，它经次级输出电路流向负载电阻 R_L，并且补充在开关导通期间 C1 消耗的电荷，所以 TOPSwitch 关断后变压器铁芯中的磁通量将逐渐减小。

在 TOPSwitch 关断瞬间，副边电流的初始值将等于 $I_P \times N_P / N_S$，此 I_P 是 TOPSwitch 开关导通结束时原边电流的峰值，N_P 是原边绕组匝数，N_S 是副边绕组匝数。副边电流从其初始值按式(2-2)衰减：

$$I_{SEC} = \frac{I_P \times N_P}{N_S} - \frac{(V_O + V_{D2}) \times t_{OFF} \times N_P^2}{N_S^2 \times L_P} \qquad (I_{SEC} \geqslant 0) \qquad (2\text{-}2)$$

式中，V_O 是电源的输出电压，V_{D2} 是整流二极管 D2 的正向电压，t_{OFF} 是 TOPSwitch 的截止时间。如果在原边开关截止期间，副边的电流已经衰减到零值，那么负载输出电流将由大容量的输出滤波电容来提供。

反激式电源的工作情况有两个不同的状态，它取决于 TOPSwitch 截止结束时的 I_{SEC} 值是否为零。如果在 TOPSwitch 截止时间结束之前 I_{SEC} 已衰减到零，则电源工作在非连续状态；如果在截止时间结束之前 I_{SEC} 大于零值，则电源工作在连续状态。

一、理想电源模态之一（非连续的工作状态）

如图 2-22(b)所示，当反激式电源工作在非连续状态时，电路的工作过程存在着三种不同的区间。第一个工作区间出现在 TOPSwitch 导通时，变压器原边绕组中的电流 I_{PRI} 呈斜坡状线性地升高，从而使变压器铁芯的磁通增大。在该区间内，TOPSwitch 中的 MOSFET 管导通，其漏极与源极之间的电压 $V_{DS(ON)}$ 接近于零值。由于图中变压器初级线圈与次级线圈的绕制极性关系：两小黑点表示副边上端与原边下端相位极性相同，因此在第一个区间里，副边绕组中无电流通过输出二极管 D2，这是因反向偏置的二极管 D2 阻断了变压器副边绕组，此时负载电流是从 C1 释放出来的。

反激式电源的第二个工作区间，是在 TOPSwitch 刚截止时开始的。由于变压器中的磁通不会突然消失，储存在磁场中的能量，使变压器原边绕组与副边绕组两端的电压极性突变反向。在理想电路中，当副边电流 I_{SEC} 开始流动时，原边电流将瞬间停止流动（在非理想的工作情况时，详见后面的内容）。

此时副边绕组的电压值，等于输出电压与二极管正向电压之和，副边绕组电压按变压器匝数比“反射”回原边绕组。注意到在该工作区间内，TOPSwitch 中漏极到源极间的电压，是等于反射输出电压 V_{OR} 与直流输入高压 $V_{IN} = E$ 之和。应当充分考虑到该反射电压的叠加影响，在选择功率开关器件时，应防止在 TOPSwitch 上出现过电压应力而损坏。该反射电压也可用来从变换器原边直接检测电源的输出电压，通过偏置或控制绕组感应电路的参量变化，再反馈到原边调节开关脉冲宽度，使电源从原边控制输出电压稳定。

在第一个区间里储存在变压器原边电感线圈中的能量，在第二个工作区间内向负载提

供电流，并且补充在第一个和第三个区间里输出电容中的电荷消耗。当铁芯中的磁场衰减到零时（$I_{SEC}=0$），将出现第三个工作区间。此时没有电流流过变压器的原边或者副边绕组，这种情形定义为电源工作的非连续状态。要注意 TOPSwitch 漏极到源极的电压，已衰减到输入直流高压 V_{IN} 的电平值。因为变压器的储存能量已衰减到零，所以输出负载电流再次由输出电容器 C1 来提供。

当电网输入交流电压为通用值（85～265V）或 230V 时，要求使用耐压达 700V 的 TOPSwitch 高压开关器件。因为反射输出电压为 $V_{OR}=135V$，齐纳箝位电压为 $V_{CLO}=200V$，需要选用合适的齐纳二极管和阻断二极管。有关最大漏极电压的选用原则，在 TOPSwitch 器件输出端电压波形示意图上简要给出（图 2-23）。从图中看出，虽然单端反激式开关电源的功率不大，但由于电路结构的特殊性，它的主功率开关管工作电压值明显高于半桥式、全桥式、正激式变换器电路拓扑。因此在设计上有特殊的难度。每个周期中从变压器向负载提供的能量由下式给出：

$$W=\frac{1}{2}\times L_P\times I_P^2\times\eta \tag{2-3}$$

因此输出功率由下式来确定：

$$P_O=\frac{1}{2}\times L_P\times I_P^2\times\eta\times f_S \tag{2-4}$$

式(2-4)中，f_S 是电源的工作频率，η 是它的效率。当 $I_{P1}=0$ 和 $V_{DS(ON)}=0$ 时，可以得到式(2-1)中关于 I_{PR1} 的表达式，并且定义 t_{ON} 为 D/f_S，这里 D 是占空比，f_S 是 TOPSwitch 的工作频率。于是可以得到表达式：

$$P_O=\frac{V_{IN}^2\times D^2\times\eta}{2\times L_P\times f_S} \tag{2-5}$$

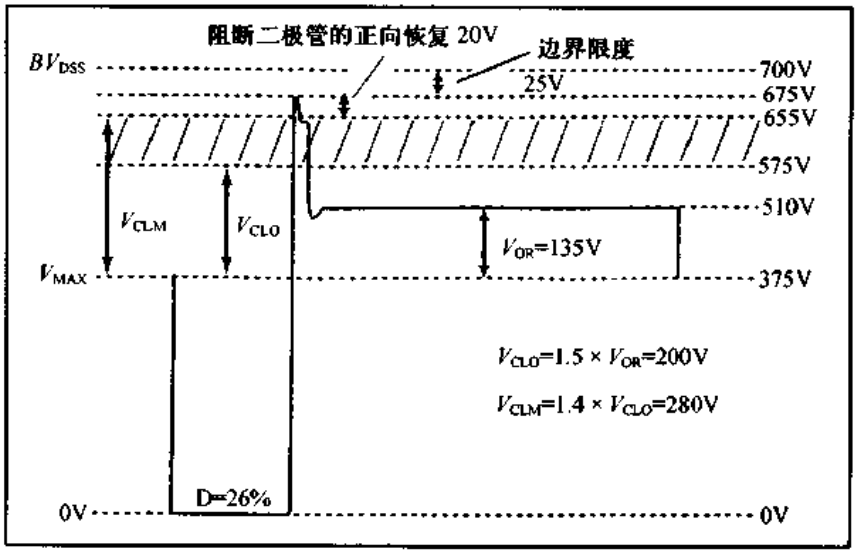


图 2-23　电网输入为通用值或 $230V_{AC}$ 时典型电路 TOPSwitch 漏极电压波形

当电源工作在非连续状态时，IC 控制器将调节原边开关脉冲的占空比，以便输送足够的功率供给负载，并维持电源要求的稳压输出。占空比即是输入电压的函数，也是负载电流的函数。控制器输出的开关脉冲宽度，是随输入电压与负载电流的变化快速调节的。

二、理想电源模态之二(连续的工作状态)

当电源工作在连续状态下,其波形特点如图 2-24 所示 ,单端反激式电源的简化电路与图 2-22 中相同。在非连续工作状态下,当区间 2 结束时,副边电流 I_{SEC} 没有完全衰减到零,所以第三个工作区间并不存在。原边电流 I_{PRI} 的起始值并非零值,而是有一个电流台阶值,它等于此时副边电流 I_{SEC} 反射回来的初始值(按变压器匝数比得到)。

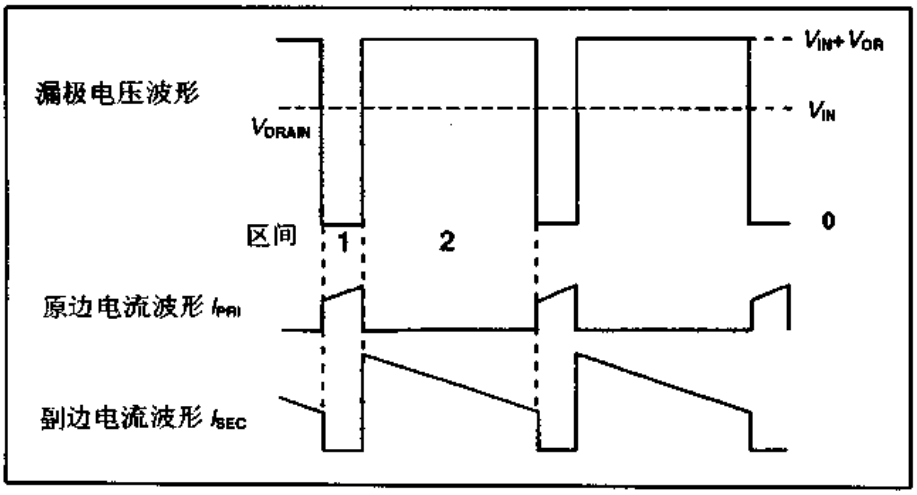


图 2-24 TOPSwitch 工作在连续状态下的漏极电压、原边与副边电流波形简化图

在 TOPSwitch 导通期间,漏极到源极的电压值与图 2-22 中区间 1 时也不同。这是因为第三个区间已经消失,如前面所讨论的内容。反射输出电压的工作状态,在截止占空期间仍维持平衡不变,直到 TOPSwitch 再次导通为止。

为了保持输出电压恒定不变,在导通期间原边电感中电流呈斜坡状升高的总量,必须由截止期间电流的下降值来平衡。这就是说,应满足如下方程式:

$$\frac{(V_{IN}-V_{DS(ON)})\times D}{L_P\times f_S}=\frac{(V_O+V_{D2})\times(1-D)}{(N_S/N_P)\times L_P\times f_S} \tag{2-6}$$

求解 V_O,则可得到下述方程式:

$$V_O=\left[(V_{IN}-V_{DS(ON)})\times\frac{D}{(1-D)}\times\frac{N_S}{N_P}\right]-V_{D2} \tag{2-7}$$

只要电源进入连续工作状态,它就可以由上式来表达,即输出电压并不直接依赖于输出负载电流的变化。在第一空间里当负载变化时,电源控制占空比仍然保持不变,而原边电流波形的初始值将发生变化。电源变压器的原边电感量、输出负载电流大小,以及 TOPSwitch 的截止时间,共同决定了电源的连续工作状态或非连续工作状态。这一相互依赖关系见方程式(2-2)。连续工作状态与非连续工作状态的分界线,可由下式来定义:

$$I_{OB}=\frac{V_{IN}^2\times V_O}{2\times f_S\times L_P\times\left[\left(\frac{N_S}{N_P}\times V_{IN}\right)+V_O\right]^2} \tag{2-8}$$

式(2-8)中,I_{OB} 是在连续工作状态与非连续工作状态的分界线的输出电流值。

式(2-8)是按以下假定推导的:在整个开关周期内,电源的全部输出电流,准确地等于在

截止期间内变压器副边输出电流的总量。这就是说，在截止期间变压器准确地提供了足够的能量，以平衡在整个开关周期中提供给负载的能量，并且无剩余能量，即在截止时间结束时正好耗尽能量。

如果输出电流大于方程式右边的计算值，那么电源就工作在连续状态；如果输出电流小于或者等于方程式右边的计算值，则电源就工作在非连续状态。较小的变压器原边电感量，储存的能量也较少，将难以提供足够的磁场能量，并且导致工作在非连续状态。

相反，较大的原边线圈电感量，在每个周期内却不能充分给出储存在铁芯中的全部能量，因而工作在连续状态下。如果负载电流低于 I_{OB}，电源将进入非连续状态。也就是说，如果在一个给定的负载条件下增大输入电压，那么反激电源将会转变到非连续工作状态，因 I_{OB} 随着输入电压增大而增加。

三、非理想电源模态之一(非连续的工作状态)

对非理想模态的反激式电源电路，它在非连续工作状态下的波形见图 2-25。

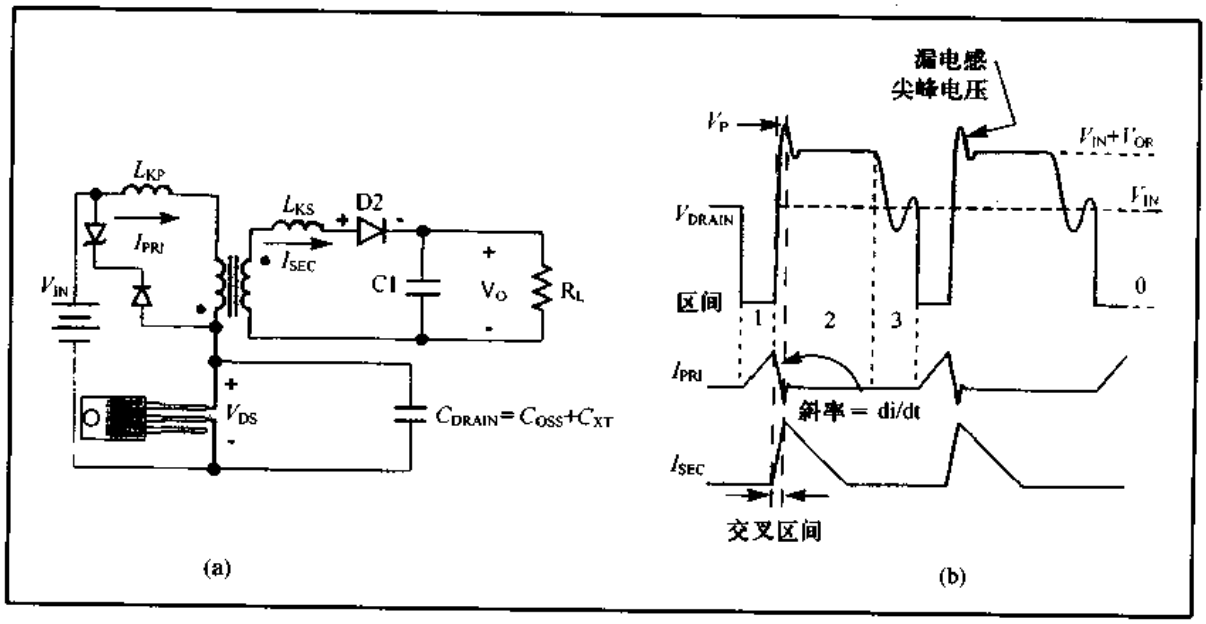


图 2-25　非理想模态时 TOPSwitch 反激式电源变换器在非连续状态下的工作波形图

非理想工作条件时的反激式电源有三个附加的寄生电路元件：其中两个是电感器，一个是电容器。电感器 L_{KP} 是电源变压器原边绕组的漏电感，L_{KS} 则是电源变压器副边绕组的漏电感。电容器 C_{DRAIN} 是 TOPSwitch 末级 MOSFET 功率管的输出结电容 C_{OSS}，而 C_{XT} 则是变压器绕组的分布电容。在任何一个真实的反激式电源电路中，这些寄生电路元件都是客观存在的，它们将极大地影响电源的工作性能。

如图 2-25 所示，在每个开关周期中，非连续状态电路有三个工作区间。在电路工作的三个区间中，这些寄生的电路元件将影响到电路的工作性能。

(1) 工作区间“1”　在第一个工作区间中，TOPSwitch 导通，电容器 C_{OSS} 和 C_{XT} 放电。在开始导通之后的区间里，储存在这些电容器中的能量，在前一个周期结束时将消耗在 TOPSwitch 中。这些消耗的能量，与寄生电感上的矩形电压成比例。由于这一效应，较大

容量的寄生电容，可以惊人地降低电源的效率，特别是在高电压输入时更明显。在导通期间漏感的影响较小，这是因为变压器尚无储存能量，副边输出电流的初始值为零。

(2) 工作区间"2" 在第二个工作区间中，TOPSwitch 截止。在前面区间里储存在变压器磁场中的能量，现在则传递到副边电路。这就出现一个问题：在该传递转换期间，漏电感 L_{KP}和 L_{KS}都试图阻碍电流的变化。其中 L_{KP}试图维持原边电流的流动，而 L_{KS}则试图阻止副边电流的流动。也就是说，存在着一个"交叉区域"，在该交叉区中，原边电流斜坡下降，而副边电流斜坡上升。原边电流斜坡下降到零的变化斜率，是由漏电感值和电路电压值来确定的；而副边电流上升到终点值的变化斜率，则是由副边的漏感值和电路电压值来确定的。

这里边存在一个大问题：在该交叉区间内，原边电流仍然会继续流动。衰减的原边电流将全部流向寄生电容器 C_{OSS}和 C_{XT}，并且向它们充电，激升起一个峰值电压 V_P。这个由漏感引起的峰值电压，可看成是"漏感尖峰"。在一个实际的 TOPSwitch 反激式电源中，该尖峰值将被箝位在低于 TOPSwitch 击穿电压范围的某个值上。

(3) 工作区间"3" 在第三个工作区间中，反射输出电压变为零。变压器已泄放完了在第一个区间内储存的所有能量。TOPSwitch 的漏极与源极间的电压，将从较高的($V_{OR}+V_{IN}$)值(它等于反射输出电压与输入电压之和)，下降到等于输入电压 V_{IN} 值的电平上。这一转变激发了谐振回路，它由杂散电容和原边电感形成，从而产生一个衰减的振荡波形，并持续到 TOPSwitch 再次导通为止。该波形"调制了" C_{OSS} 和 C_{XT}上的电压(及储存总能量)，决定了 TOPSwitch 导通期间的功率损耗。

四、非理想电源模态之二(连续的工作状态)

在反激式电源的连续工作状态时，也有与非连续工作状态下相同的寄生元件。另外，因为具有非理想的特性，输出整流器的性能将变得十分重要。一个理想的整流器是没有正向电压降的，并且其开关速度为无穷快。但一个实际的二极管却具有一定的正向压降，并且从开通到截止，总是存在着一定的时间。

一个 PN 结的二极管存在着反向恢复时间 t_{rr}，这是由于 PN 结有少数电荷载流子，必须在施加的反向电压清除了 PN 结上的少数载流子后，二极管的 PN 结才能实现反向偏置，并变为截止状态。当使用肖特基二极管时，它的反向恢复时间是由 PN 结电容引起的。这个恢复时间 t_{rr}与反向恢复电流的峰值有关，它将持续到二极管变为完全截止时才结束。

在输出整流器中，这个电流峰值会引起反向功率损耗，降低了 TOPSwitch 的负载能力。该电流峰值的幅度与持续时间，取决于二极管的速度。对 100kHz 的电源来说，可推荐超快恢复二极管($t_{rr}<50ns$)。如果使用开关速度较慢的二极管，则由于过大的反向恢复功耗而降低电源效率，并会引起输出整流二极管温度过热失去控制。

在连续工作状态下反激式电源的非理想模态波形如图 2-26 所示。在工作区间"1"期间，TOPSwitch 导通，而在导通结束的交叉区，电流仍在变压器原、副边绕组流动。这就是说，在截止瞬间的漏极电压值，等于输入电压值与副边经变压器匝数比反射回来的电压值之和。由于额外的能量储存在原边电路的寄生电容中，这将引起连续状态下 TOPSwitch 导通的功率损耗高于非连续工作状态。另外，在副边输出截止之前，副边漏电感中的电流应当放电完毕。因此，这将使 MOSFET 在导通瞬间，也存在一个电流交叉区，在此期间内副边电

流急剧下降，而原边电流突变升高，见图中第二个交叉区。

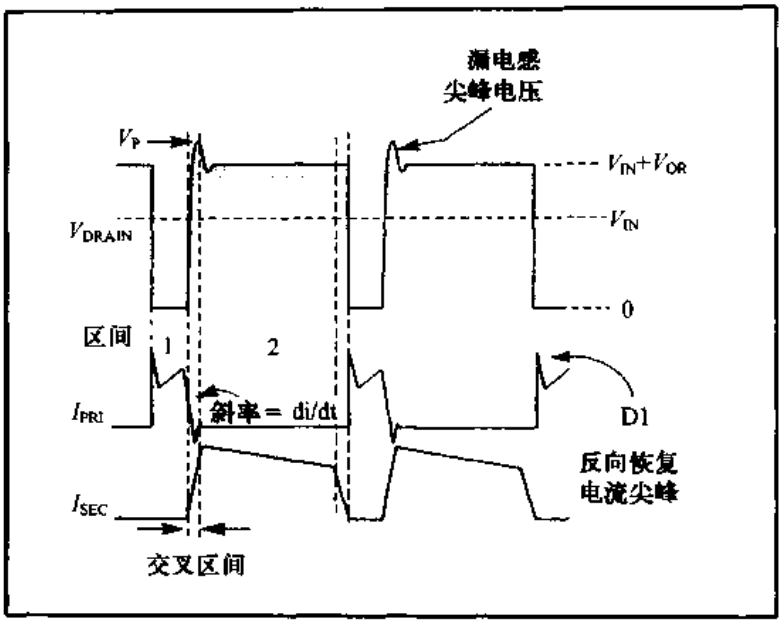


图 2-26　反激式电源在非理想模态和连续工作状态下的电路波形示意图

一旦副边漏电感放电，输出整流器 D2 就被反向偏置，二极管 PN 结中的载流子移出，这就引起一个反向恢复电流尖峰，它反射到原边绕组，在原边电流波形的前沿也出现了尖峰。其大小取决于二极管的特性，这个初始电流尖峰幅度可能高于原边电流的终端值。这会引起电流限制保护电路的误动作。TOPSwitch 内设前沿电流限制消隐电路，可阻止初始电流尖峰误触发电流限制保护电路。

当 TOPSwitch 截止时，连续状态下的工作情况类似于非连续状态。由于变压器的漏电感效应，原边电流与副边电流经历一个交叉区域。引起的原边漏感尖峰，正像非连续工作状态一样。TOPSwitch 漏极到源极的电压，升至输入电压与输出电压的反射值（经变压器匝数比）之和。对连续状态模式，该反射电压持续到 TOPSwitch 再次导通为止，所以不存在区间“3”。

第五节　由 TOPSwitch-II 功耗曲线快速选择器件

对于用 TOPSwitch-II 设计反激式开关电源的工程师，能提供一种快速方法来选择适当的 TOPSwitch-II 器件。它是根据几个重要参数来确定的，通常它们要经许多设计过程才能得到。TOPSwitch-II 反激电源的快速选择曲线，给出了抓住本质的设计指导。

电源效率和 TOPSwitch-II 的功耗，对于反激式开关电源设计者是两个重要的性能参数。在对电源作初步设计之后，容易对它们进行测量和准确作出估计。但在实际上付诸行动，并开始扩展之前，如何让设计者先做出方案和判断数据？下面介绍的快速选择方法，能帮助设计者从简单扼要的四组直观图形，来估计电源效率与 TOPSwitch-II 功耗曲线，从而快速选择最佳适用的 TOPSwitch-II 器件。

由于有内部损耗，电源的输入功率总是大于输出功率。效率指标被定义为输出功率与输入功率之比，表明有多少功率被消耗在电源中。图 2-27 是典型的 TOPSwitch-II 反激式开关稳压电源电路图。该电路中大部分功耗出现在输出整流器二极管 D2、齐纳二极管 VR1（或者等效的箝位电路）和 TOPSwitch-II 器件。其他消耗功率的元件还有输出滤波电感器 L1、输入共模抑制电感器 L2，以及电网输入桥式整流器 BR1 等。

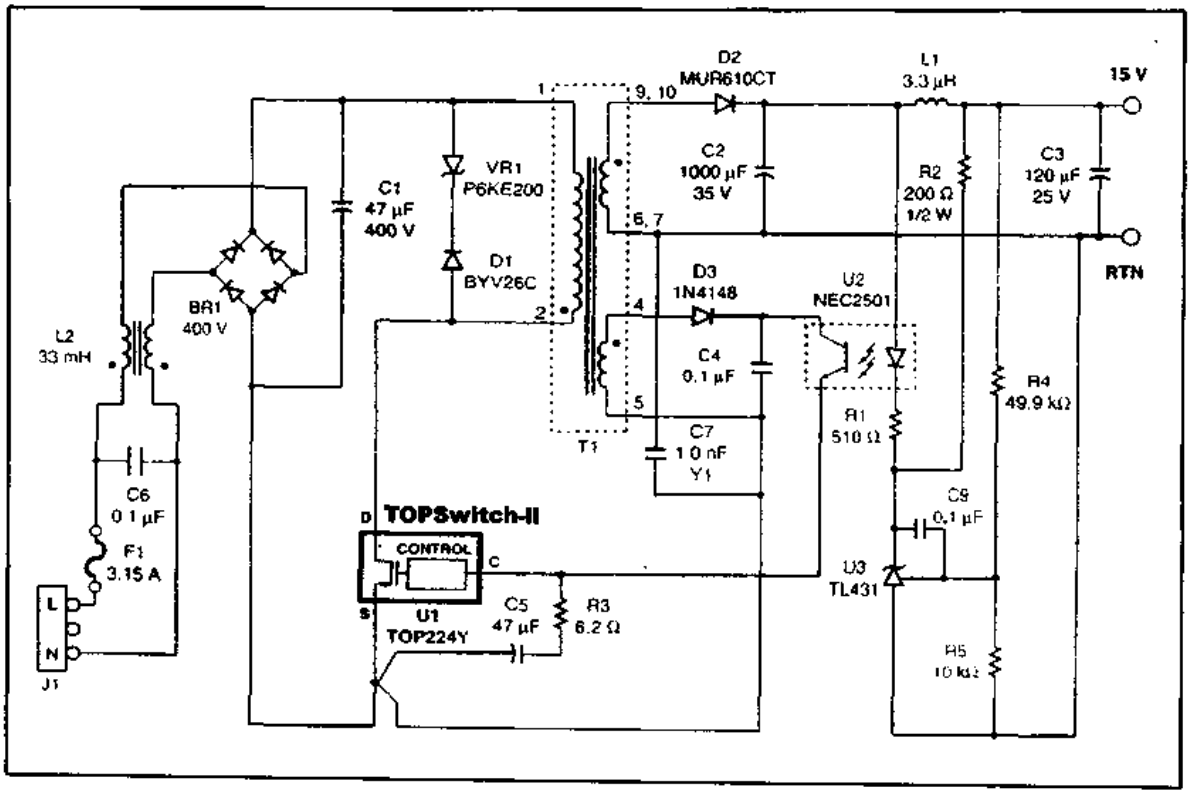


图 2-27　采用 TOP224 的典型反激式开关稳压电源电路图

一、快速选择曲线

考虑上述各项损耗及其他功耗，TOPSwitch-II 反激式电源的快速选择曲线，提供了在不同电网输入条件下的估计预测方法：一是在通用电压（195V_{AC}）输入时，二是在 230V_{AC}电压输入时。图 2-28（输出为 + 12V）和图 2-29（输出为 + 5V）中设置的曲线，给出了所有七个 TOP221 ~ 227 系列器件的电源效率、TOPSwitch-II 功耗与输出功率之间的关系曲线。这些曲线是假定电源工作在 85V 低电网交流输入电压条件下，它也适合所有通用电网电压输入的应用。

考虑了较高的额定值电网交流电压（包括 208V、220V、230V 和 240V），现在使用较低的 195V 电网交流输入电压，也能产生类似的功耗关系曲线，见图 2-30（输出为 + 12V）和图 2-31（输出为 + 5V）。对于所有这些关系曲线，均假定最大的交流电网电压是在 265V。

对于每种 TOPSwitch-II 器件，它组成电源的一族效率值线条，是用实线标绘在 Y 轴的水平线上，而作为函数的输出功率，则标绘在 X 轴的多个垂直线上。对应于不同的输出功率和电源效率，每个 TOPSwitch-II 在不同条件下得到的功耗值关系曲线，用粗体实线分别标绘在七个相似线上，并且在功耗曲线上用短划虚线，把每个 TOPSwitch-II 具有相同功耗数值点的等值线连接起来，它们又连成为一族等值点曲线。

快速设计的步骤概述如下：

❶ 从图 2-28～图 2-31 四个关系曲线图中选择符合你要求的电网输入电压和设计的电源输出电压值。例如，应用图 2-28 是对应于通用电网输入时，输出 12V 电压的条件；

❷ 在 X 轴上找到你需要的电源功率容量设计值；

❸ 从所需的输出功率值向上垂直移动，直到与一个 TOPSwitch-II 器件的功耗曲线（实心粗线）相交叉之点，标明其位置；

❹ 从该点向左边沿 Y 轴查找相关点的电源效率值；

❺ 如果说这个效率值适合于你的设计应用，则可以确定用该 IC 器件；如果并不适当，则应继续寻找下一个 TOPSwitch-II 曲线；

❻ 在短划虚线的所限范围内，找到该 TOPSwitch-II 功耗值，确定散热片尺寸；

❼ 然后开始进行设计步骤，可利用变压器的设计参数与公式等。

下面概要说明怎样利用图 2-28、图 2-29、图 2-30 和图 2-31，来正确选取适合的、具有最佳性能的 TOPSwitch-II 器件：

首先，利用输出功率与效率对应的器件功耗曲线，找到能提供这个功率的 TOPSwitch 器件的电源效率值，然后从恒定功耗的等值线上估计 TOPSwitch-II 的损耗。也就是开始先在 X 轴上利用输出功率数值，向上垂直移动到与第一个 TOPSwitch-II 功耗曲线的交叉点，然后从 Y 轴直截了当地读出效率值。根据 TOPSwitch-II 功耗曲线上同样的交叉点，从恒定功耗的等值线上查到该 TOPSwitch-II 的功耗。

有些输出功率的提供可由两种 TOPSwitch-II 器件来实现。当在 X 轴向上垂直移动时，第一个相遇的曲线将是成本最低的、最小号 TOPSwitch-II 器件；而再向上移动相遇的下一个曲线所对应的 IC 器件，将是适合所需输出功率的、有最大效率的 TOPSwitch-II 器件，它

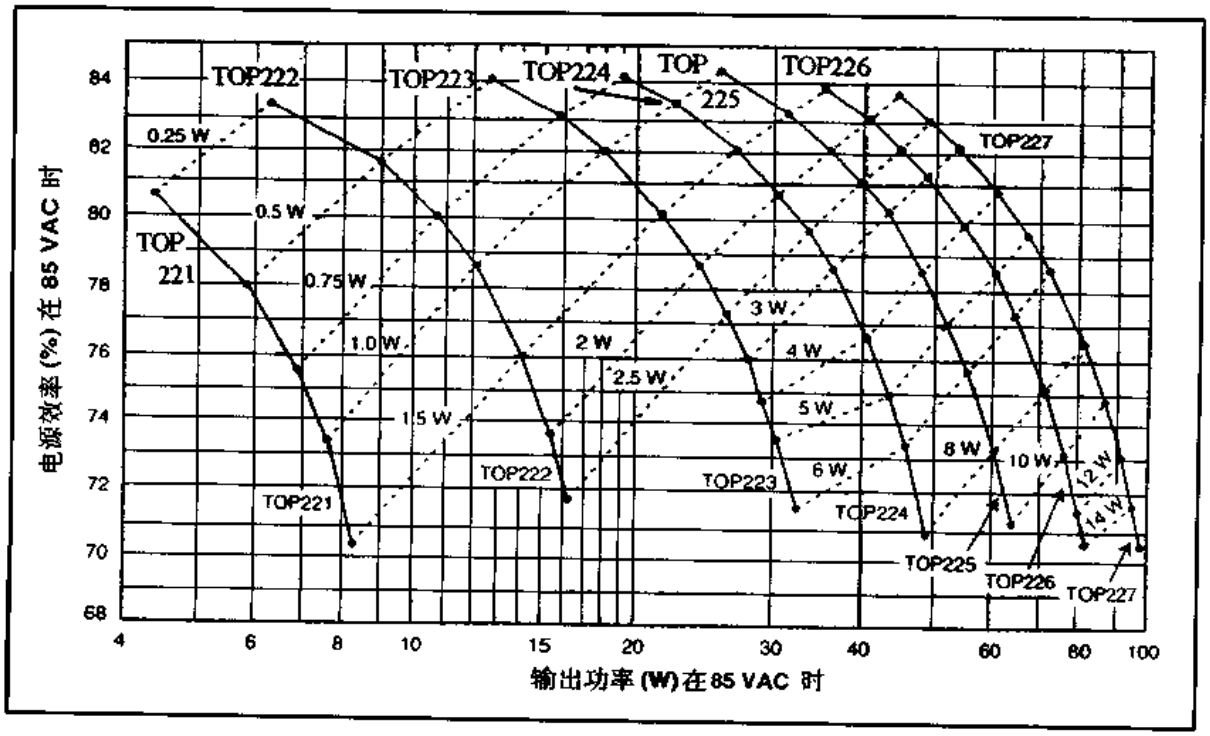


图 2-28　在通用电网输入（$85V_{AC}$～$265V_{AC}$）和 12V 直流输出电压时，典型的不同电源效率与输出功率对应的 TOPSwitch-II 功耗曲线上的恒定功耗等值虚线族

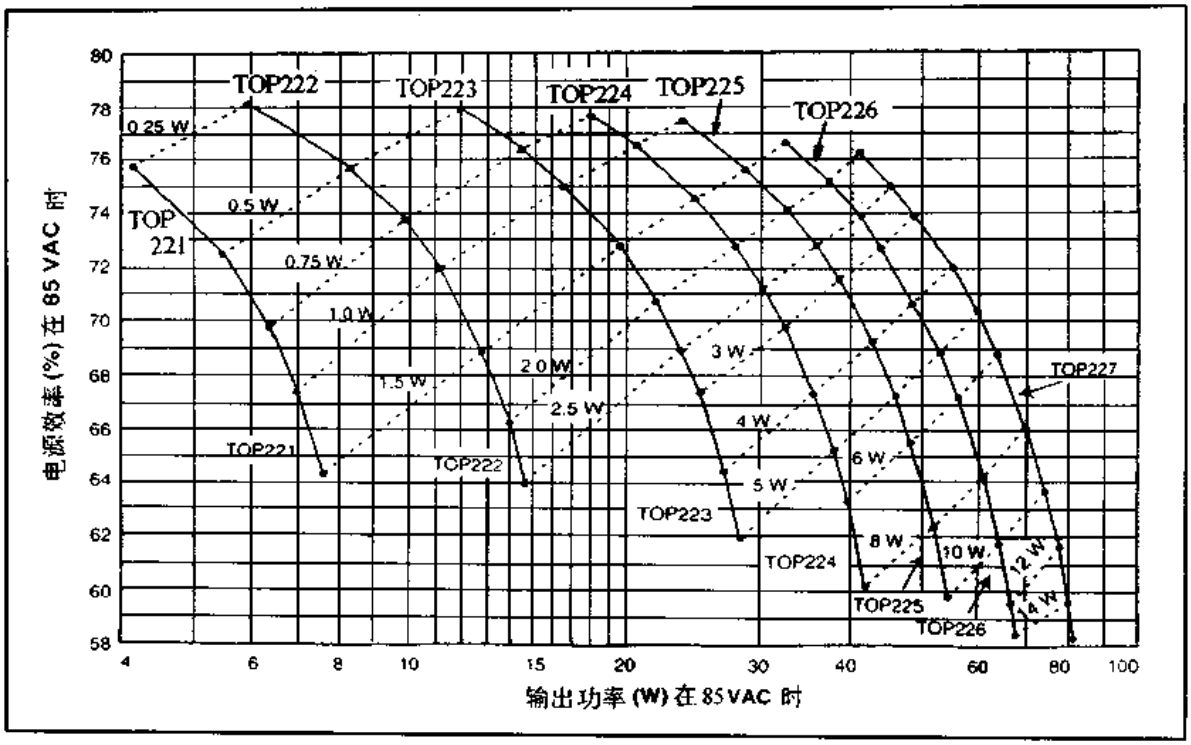


图 2-29　在通用电网输入($85V_{AC}$ ~ $265V_{AC}$)和 5V 直流输出电压时,典型的不同电源效率与输出功率对应的 TOPSwitch-II 功耗曲线上的恒定功耗等值虚线族

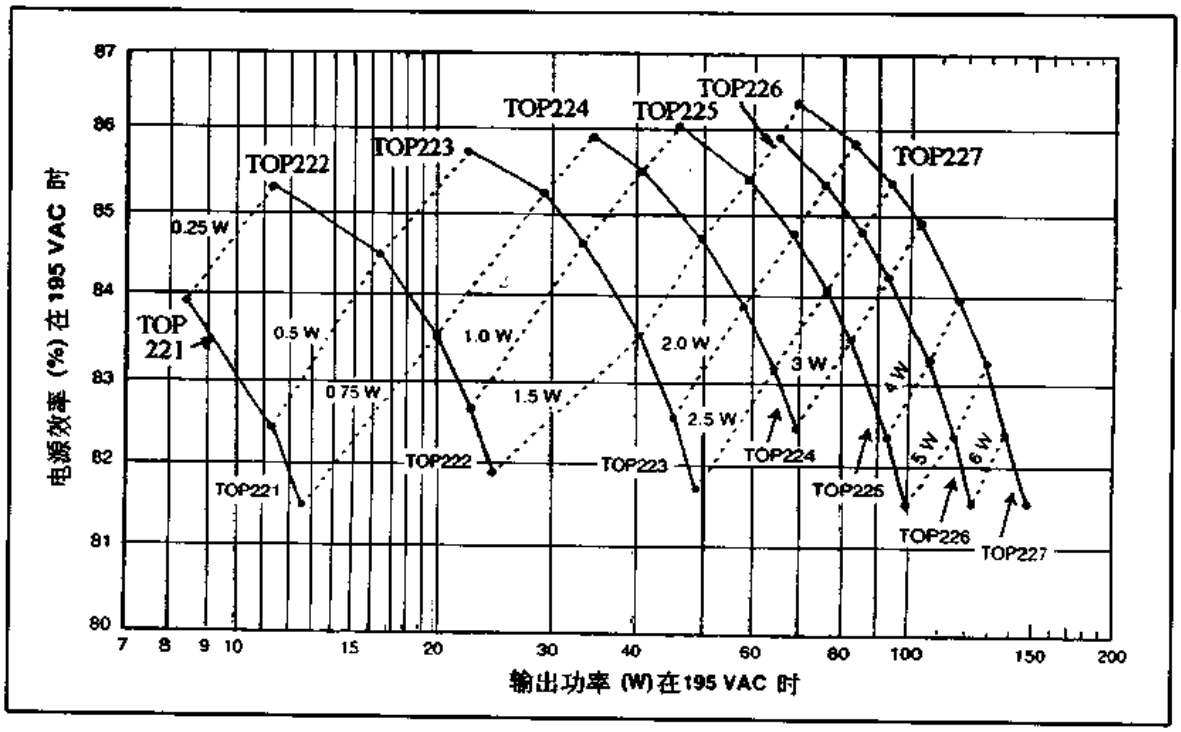


图 2-30　在单一电网电压输入($230V_{AC} \pm 15\%$)和 12V 直流输出电压时,典型的不同电源效率与输出功率对应的 TOPSwitch-II 功耗曲线上的恒定功耗等值虚线族

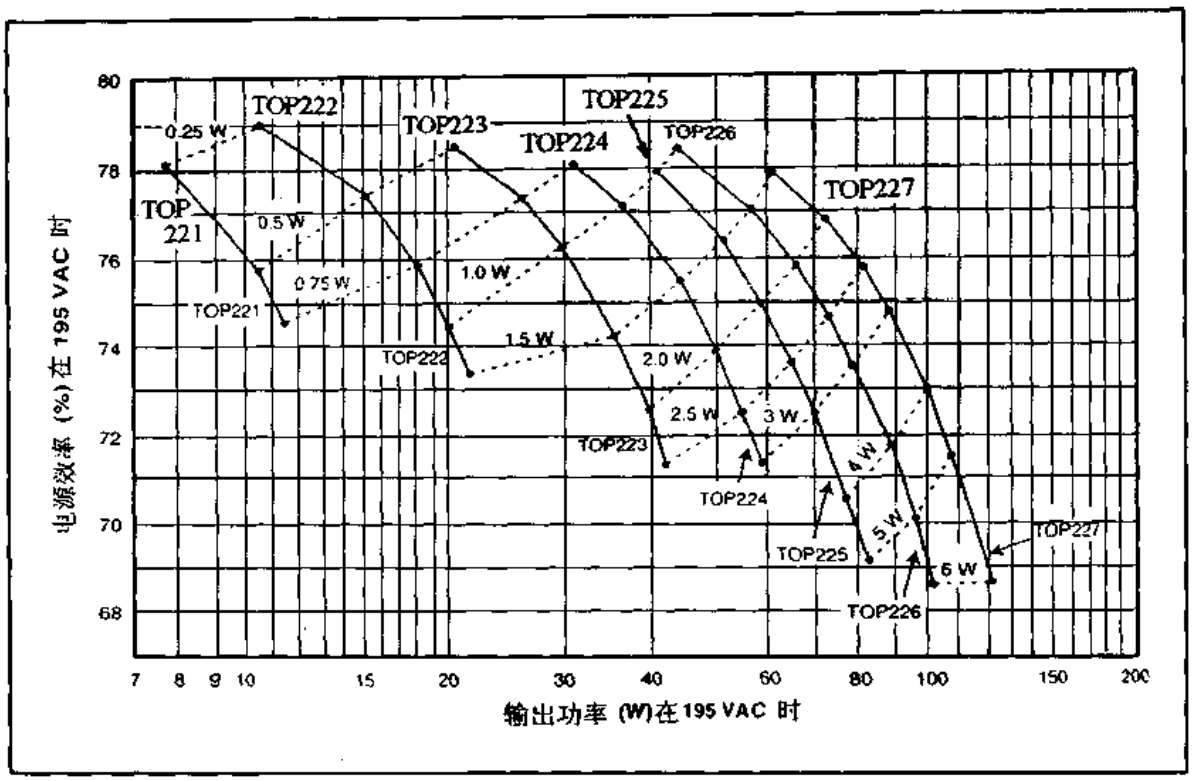


图 2-31　在单一电网电压输入(230V_{AC} ± 15%)和 5V 直流输出电压时,典型的不同电源效率与输出功率对应的 TOPSwitch-II 功耗曲线上的恒定功耗等值虚线族

比第一个器件功耗更低、效率则更高。

典型例子 1　输出功率 30W、通用电网输入应用时。在通用电网输入电压时,假定设计应用为 + 5V 直流电压,要求输出功率为 30W。根据图 2-29 曲线,查到 TOP224 可提供 30W 输出功率,它对应的 Y 轴电源效率估计为 71%,并在 TOP224 曲线上找到的功耗约为 2.5W。也可以选用 TOP225,它的电源效率可望达到 75%,并且对应的功耗值在两条短划虚线内标明为 1.7W 左右。利用这些曲线,可以选择散热片或者直接估计它的尺寸,这是因为在设计开始之前,可能对 TOPSwitch-II 的功耗加以估算。

典型例子 2　输出功率 30W、电网电压为 230V_{AC}。考虑设计一个 + 12V 输出、功率为 30W、电网电压为 230V_{AC}的电源。找到符合几个条件的对应关系图是图 2-30,它表明 TOP223 是最佳器件,选用它可达到稍高于 85%的期望效率,且功耗降低到约 0.75W。

典型例子 3　TOPSwitch-II 的温度。根据环境温度 T_A 和有效结温到环境热阻抗 θ_{JA},容易估计出 TOPSwitch-II 的结温度 T_J。这项工作适用于任何 TOPS-II 的封装器件,只需要给出总的热阻抗,它包括选用的 TOPS-II 的热阻抗、与散热器的热界面、以及散热器本身的热阻抗。例如,用一个 TOP225 的功耗 P_D 为 1.7W ,环境温度为 T_A = 40℃ ,并且总的热阻抗 θ_{JA} = 20℃/W,最大的 TOPS-II 结温可由下式得到:

$$T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA}) = 40\ ℃ + (1.7W \times 20℃/W) = 74℃$$

在最高环境温度时,设计应当限制 T_J 低于 100 ℃。

二、输出功率比例值曲线的应用

利用图 2-32 和图 2-33 中的输出功率比例值曲线,与图 2-28 ~ 图 2-31 合作参照,可以确

定在不同输入电压时的有效功率。

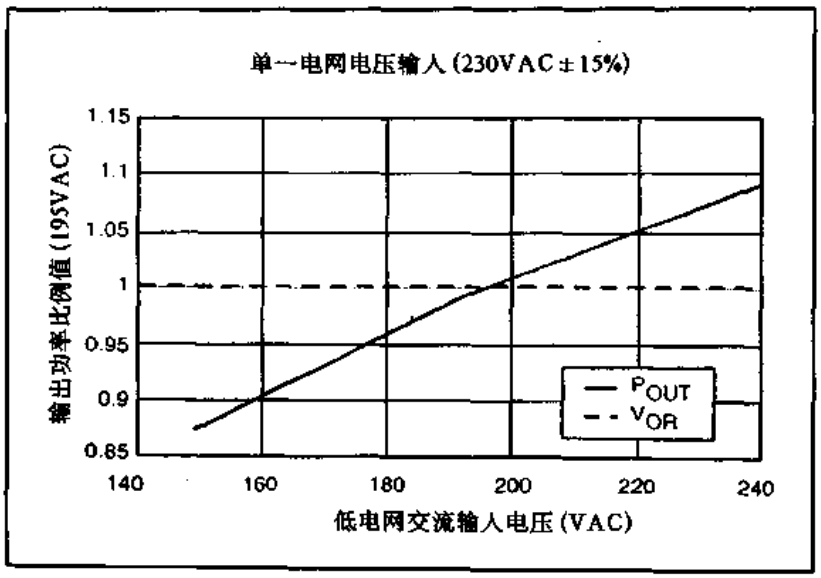


图 2-32　在低电网交流输入电压时(额定为 $230V_{AC}$)的输出功率比例值曲线

当给定输出功率时,电网的最小交流输入电压变化对选择 TOPSwitch-II 器件有明显的影响。如果说最小电压的变化,增大到超出图 2-28 ~ 图 2-31 中功耗曲线的假设值,那么每个 TOPSwitch-II 器件将能提供更多的功率。

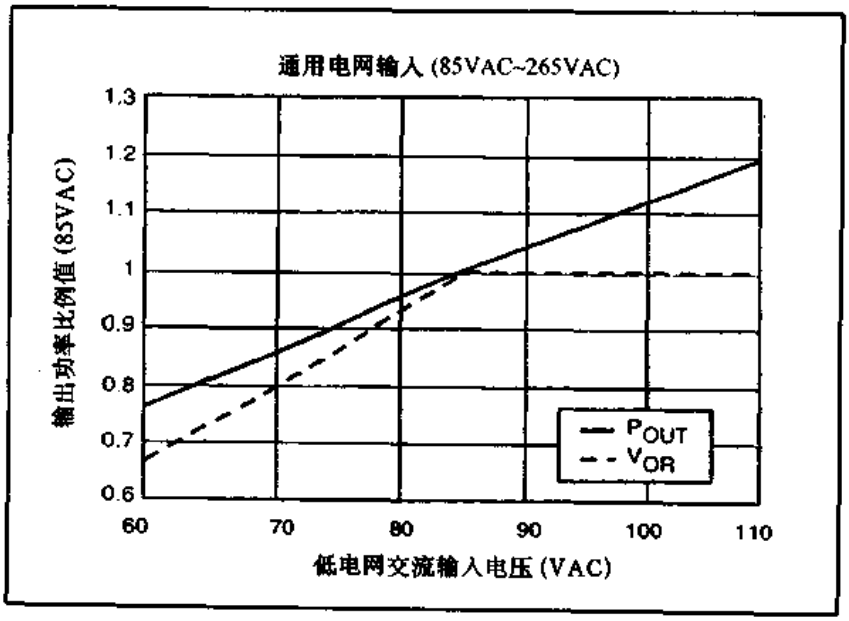


图 2-33　在低电网交流输入电压时(通用电网输入)的输出功率比例值曲线

图 2-32 给出了在 $230V_{AC}$ 电网时低电压变化的输出功率比例值曲线;而图 2-33 则给出了在通用电网条件下低电压变化时的类似曲线。可用它们来调节最小的输入电压。

为了利用输出功率比例曲线,开始时先在 X 轴上用要求的最小交流输入电压值,向上垂直移动与曲线相交。再向左看 Y 轴,读出功率比例值。在原有假设的最小电网电压 $85V_{AC}$ 或者 $195V_{AC}$ 时的有效输出功率,可由该比例值除以原有的输出功率,即简单地得到

实际需要的输出功率值。

当电网电压为 85V_{AC}或者 195V_{AC} 时，有效输出功率可在图 2-28～图 2-31 中给出的曲线上，查找 X 轴对应的值得到。在 85V_{AC} 或 195V_{AC} 时的有效输出功率，将会产生相同的 TOPSwitch-II 损耗(从图 2-28～图 2-31 即得到)，它在修改交流输入电压时，作为实际上需要的输出功率值。对于不同的输入电压，这个比例也把原边电感量标定在适当的数值。原有的曲线，可由表 2-5 中的典型值推导出来，详情见第三章的讨论。

表 2-4　不受输入电压和输出功率影响的电源参数

参数项目	参数符号	参数值
电源的开关频率	f_S	100kHz
变压器的反射电压	V_{OR}	135V
箝位电压	V_{CLAMP}	200V
输出端肖特基整流器二极管的正向电压	V_D	0.4V
原边偏置电压	V_B	16V

另外，当电网交流输入电压低于 85V_{AC} 时，如图 2-33 所示，TOPSwitch-II 的占空比限制需要按反射电压 V_{OR} 线性地缩小。输入电压的调节例子如下：假如应用要求在 +12V 时输出为 35W 功率，那么最小的交流输入电压值为 115V_{AC}×90%，即 103.5V_{AC}。从图 2-33 中找到功率比例值为 1.15。因此有效输出功率可由实际上的输出功率，除以功率比例值来得到：

$$\text{有效输出功率} = \frac{35\text{W}}{1.15} = 30.4\text{W}$$

随着 TOPSwitch-II 占空比改变而变化的典型电源参数为：

当电网电压为 85V_{AC} 时：光耦 LED 器件的电流值 = 3.5mA，

光耦晶体管器件的电流值 = 3.5mA；

当电网电压为 195V_{AC}时：光耦 LED 器件的电流值 = 5.0mA，

光耦晶体管器件的电流值 = 5.0mA。

表 2-5　用 TOPSwitch-II 制作反激电源的典型电源元件参数值

参数项目	单位	TOP221	TOP222	TOP223	TOP224	TOP225	TOP226	TOP227
变压器的原边电感量	μH	8650	4400	2200	1475	1100	880	740
变压器的漏感(副边短路时的原边电感量)	μH	175	90	45	30	22	18	15
变压器的谐振频率(副边开路时测量)	kHz	400	450	500	550	600	650	700
变压器的原边绕组直流电阻	mΩ	5000	1800	650	350	250	175	140
变压器的副边绕组直流电阻	mΩ	20	12	7	5	4	3.5	3
输出电容器的等效串联电阻	mΩ	30	24	18	15	13	11.5	10
输出电感器的直流电阻	mΩ	40	32	25	20	16	13	10
共模电感器的直流电阻	mΩ	400	370	333	300	267	233	200

然后利用这个有效输出功率值，在图 2-28 的曲线上选择 TOPSwitch-II 器件，并且估计 TOPS witch-II 的功耗。当利用比例值时，预料电源的效率与功耗会小于正确值。原边电感量的新数值，是表 2-5 中的原有电感量乘上功率比例值。例如 TOP224 的新电感量为：

$$L_P = 1475\mu\text{H} \times 1.15 = 1696\mu\text{H}$$

第六节　TOPSwitch 作功率因数校正器的应用电路

用 TOPSwitch 也能组成性能良好的高频有源功率因数校正电路，它在小功率稳压电源中可以发挥特殊作用。详细内容放在本书第十一章讨论，现在只给出两个具体的应用电路图(图 2-34)，说明它的应用领域是较宽广的。

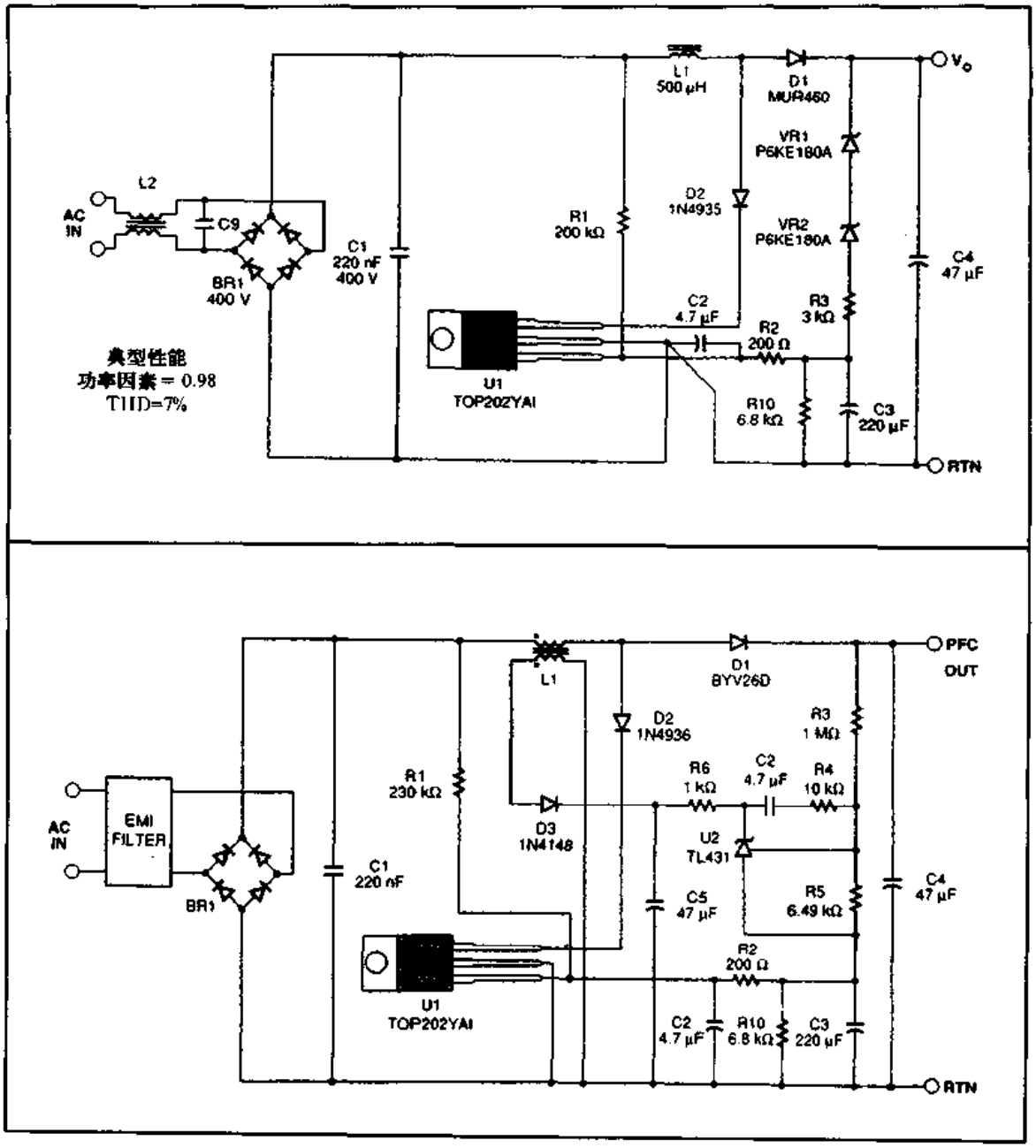


图 2-34　由 TOPSwitch 组成的高频有源功率因数校正器应用电路图

第三章　用 EI-28、PQ26/25 和 TOPSwitch 制作单端反激式稳压电源

本章包括如下六节内容：

—— 单端反激式开关稳压电源的基本工作原理

—— TOPSwitch 组成单端反激式开关电源的设计流程图

—— 单端反激式开关电源的参数分析与计算公式

—— 单端反激式开关电源变压器的参数设计、磁芯选择、绕制方法与绝缘措施

—— 用 EI-28、TOP202 制作 20W 开关电源变压器的绕制工艺、漆包线选用与电网变化试验

—— 用 PQ 26/25、TOP204 制作 40W 开关稳压电源和气隙调节试验

第一节　单端反激式开关稳压电源的基本工作原理

一、脉宽调制 PWM 高频开关稳压电源的分类与基本电路

与早期的线性串联调节稳压电源相比，PWM 脉宽调制型高频开关稳压电源具有明显的优点：

- 由于主功率晶体管工作在开关状态，其损耗很小，使电源变换器和整机的效率大为提高；
- 由于铁氧体高频变压器的体积和重量明显减少，去掉了原有的笨重和庞大的老式工频变压器，这就大量裁减了漆包线和硅钢片，使开关电源的体积和重量大为减少，成本降低；
- 电网输入电压的范围可以大大变宽，负载变化的输出电压稳定度也显著提高；
- 由于开关频率明显升高，使副边输出滤波电容量减小；
- 电源的可靠性能也明显增加。

高频开关稳压电源有多种类型：

- 按功率变换方式不同，有 AC/DC、DC/AC（又称逆变器）和 DC/DC（又称直流变换器）三种类别；
- 按驱动激励方式的不同，有他激式和自激式两种；
- 按变换器电路分类，则有单端变换器（分为单端正激式、单端反激式两种）和双端变换器（分为推挽变换器、桥式变换器（又分为半桥式、全桥式两种））。在交流电网输入条件下，脉宽调制 DC/DC 高频开关稳压电源的基本电路方框图如图 3-1 所示。

PWM 型开关稳压电源的高频变压器，并不需要像脉冲变压器那样不失真地传递原边的脉冲波形，其主要作用是电压变换、功率传送、实现输入与输出之间的隔离。PWM 脉宽调制方式，也就是占空比控制方式，通常是在固定开关频率的条件下，直接改变主功率开关

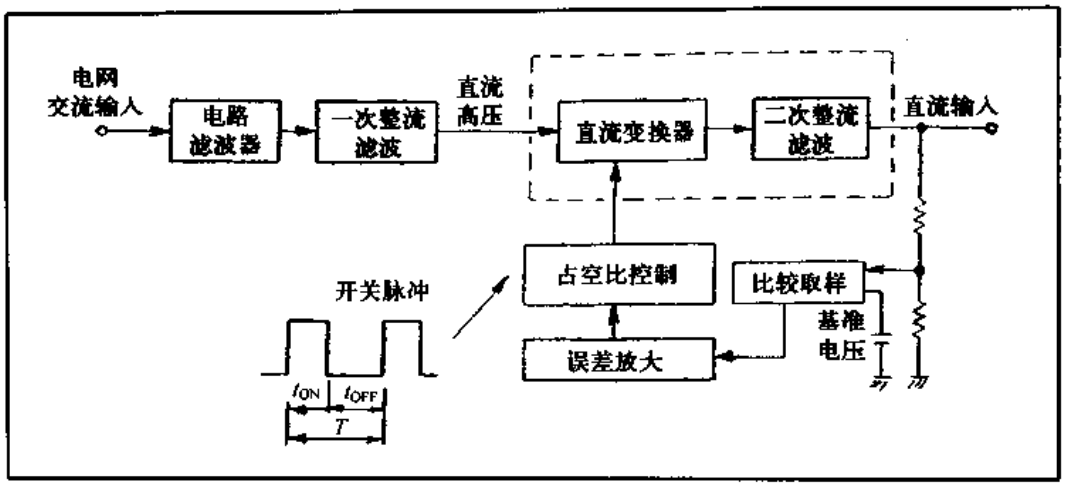
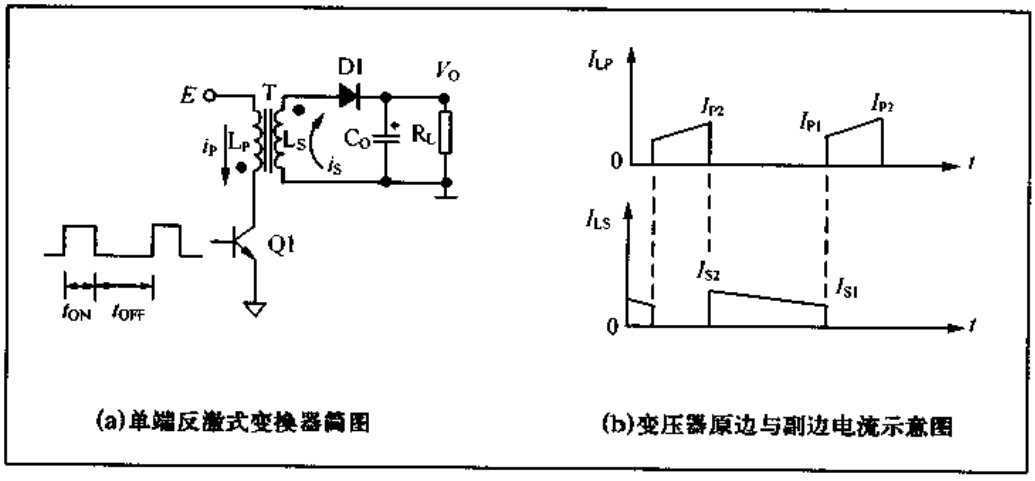


图 3-1　脉宽调制 DC/DC 高频开关稳压电源的基本电路方框图

管的导通时间宽度。通过取样、比较放大、驱动电路控制开关周期的占空比，把电网输入整流滤波后的直流高压，变成了高频交变开关脉冲并传递到副边，再经二次整流滤波输出客户所需要的特定直流电压和电流值。

二、单端反激式开关稳压电源的基本工作原理

在高频开关电源功率转换电路中，单端变换器（反激、正激式）与双端变换器（推挽、半桥、全桥式）的本质区别，在于其高频变压器的磁芯只工作在第一象限，即处于磁滞回线一边。按变压器的副边开关整流器二极管的不同接线方式，单端变换器有两种类型：一是单端反激式变换器（原边主功率开关管与副边整流管的开关状态相反：当前者导通时后者截止，反之当前者截止时后者导通），二是单端正激式变换器（两者同时导通或截止）。单端反激式变换器工作原理示意图见图 3-2。



(a)单端反激式变换器简图　　(b)变压器原边与副边电流示意图

图 3-2　单端反激式变换器工作原理简图与原边、副边电流波形示意图

当加到原边主功率开关管 Q1 的激励脉冲为高电平使 Q1 导通时，直流输入电压 V_{IN} 加在原边绕组 N_P 两端，此时因副边绕组相位是上负下正，使整流管 D1 反向偏置而截止；当

驱动脉冲为低电平使 Q1 截止时，原边绕组 N_P 两端电压极性反向，使副边绕组相位变为上正下负，则整流管被正向偏置而导通，此后储存在变压器中的磁能向负载传递释放。因单端反激式变换器只是在原边开关管导通期间储存能量，当它截止时才向负载释放能量，故高频变压器在开关工作过程中，既起变压隔离作用，又是电感储能元件。因此又称单端反激式变换器是一种“电感储能式变换器”（简称“电感变换器”）。

在 Q1 导通期间，输入直流电压 V_{IN} 加在原边绕组 N_P 两端，使原边线圈中的电流线性升高：$i_P = (E / L_P) \times t$ 。当导通结束时，原边电流幅值为（省略 Q1 的饱和压降）：

$$I_{P2} = \frac{E}{L_P} \times t_{ON} + I_{P1} \tag{3-1}$$

副边绕组电压为：

$$V_{LS} = E\sqrt{\frac{L_S}{L_P}} \tag{3-2}$$

当开关管 Q1 截止时，其集电极电位变为高电平，原边绕组电流变为零，副边绕组两端感应电压极性反向，使 D1 导通，i_S 向 C_O 充电，变压器储能开始释放，副边电流则线性下降。它经变压器耦合反射回原边，又形成一个上负下正的反射电压：

$$V_{OR} = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} \times V_O \tag{3-3}$$

当开关管从导通变为截止时，原边绕组电流变为零，高频变压器将储存能量转移到副边，此时整流二极管导通，副边绕组产生感应电流。若忽略变压器的各种损耗，根据能量守恒定律，则高频变压器的初级与次级能量应满足关系式

$$\frac{1}{2} L_P \times I_{P2}^2 = \frac{1}{2} L_S \times I_{S2}^2 \tag{3-4}$$

式中，I_{P2}是开关管导通快结束时原边电流的最大值，I_{S2}为 Q1 刚截止时副边电流的最大值。同理，当开关管 Q1 从截止状态变为导通时，整流二极管变为截止，副边绕组电流突变为零，则经释放过程后剩余的能量将转移回初级，故有：

$$\frac{1}{2} L_P \times I_{P1}^2 = \frac{1}{2} L_S \times I_{S1}^2 \tag{3-5}$$

式中，I_{P1}是开关管刚导通时原边绕组的电流初始值，I_{S1}则是整流二极管截止瞬间之前副边绕组中的电流。当 Q1 导通，电路工作进入稳态后，原边电流又线性增大，变压器又开始储存能量。在 Q1 截止期间，流过副边绕组的电流为 ：

$$i_S = I_{S2} - \frac{V_O}{L_S} \times t \tag{3-6}$$

式中，V_O 是输出电压，I_{S2}是 Q1 开始截止时的副边绕组电流幅值。因原边与副边电流、绕组匝数关系式为：$I_{P2} N_P = I_{S2} N_S$，因此可得到关系式：

$$I_{S2} = \frac{N_P}{N_S} \times I_{P2} \tag{3-7}$$

由于原边、副边电感量为常数，使原边电流和副边电流按线性规律升高或降低。根据式(3-6)，单端反激式变换器的副边电流工作状态有三种：

磁化电流的临界状态：　$t_{OFF} = (L_S / V_O) / I_{S2}$ （见图 3-3 中的电流波形）　(3-8)

磁化电流的非连续状态：　$t_{OFF} > (L_S / V_O) / I_{S2}$　（见图 3-4 中的电流波形）　(3-9)

磁化电流的连续状态：　$t_{OFF} \leqslant (L_S / V_O) / I_{S2}$　（见图 3-5 中的电流波形）(3-10)

临界状态是指：开关管 Q1 在截止时间结束的过程长短 t_{OFF}，与副边绕组电流衰减到零所需的时间相等。即 Q1 在重新导通之前，副边电流正好降低到零；原边绕组电流也将从零开始线性升高，升高速率为 $(E/L_P)t$ 。临界状态时的原边电流、副边电流、原边绕组感应电压、开关管电压波形、高频变压器磁通变化波形等见图 3-3。

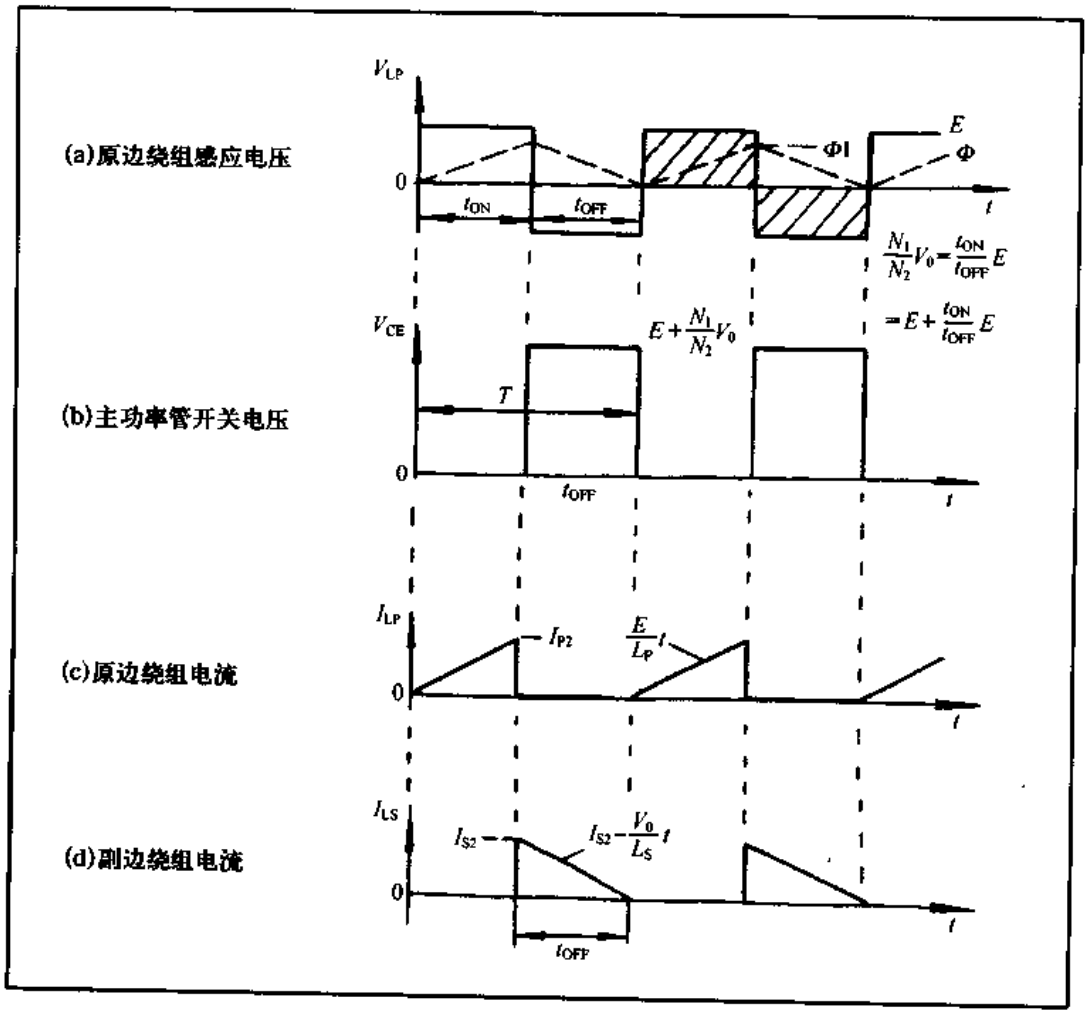


图 3-3　在临界状态下单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形

非连续状态指：Q1 截止时间长于副边绕组电流降到零的时间，即 $t_{OFF} > (L_S/V_O) I_{S2}$，也就是副边电流与变压器磁通 Φ 是在 Q1 截止之前已下降至零(假若不计剩磁)。在新的周期开始 Q1 又导通时，原边电流和磁通都是从零开始线性增大，其速率为 $(E/L_P)t$。

在磁化电流为临界状态和非连续状态下，Q1 导通期间储存在变压器中的能量为：

$$W_L = (1/2) L_P \times I_{P2}^2$$

根据式(3-1)可知，单位时间里的供电能量，即输入功率为：

$$P_{IN} = \frac{W_L}{T} = \frac{1}{2T} L_P \times I_{P2}^2 = \frac{E^2 t_{ON}^2}{2 L_P T} \qquad (3\text{-}11)$$

假若不考虑电路中的损耗，全部功率都输送到负载上，那么输出功率等于输入功率：

$$P_O = \frac{V_O^2}{R_L} = P_{IN} = \frac{E^2 t_{ON}^2}{2 L_P T}$$

由此，可得到输出电压的计算式：

$$V_O = E \times t_{ON} \times \sqrt{\frac{R_L}{2 L_P T}} \tag{3-12}$$

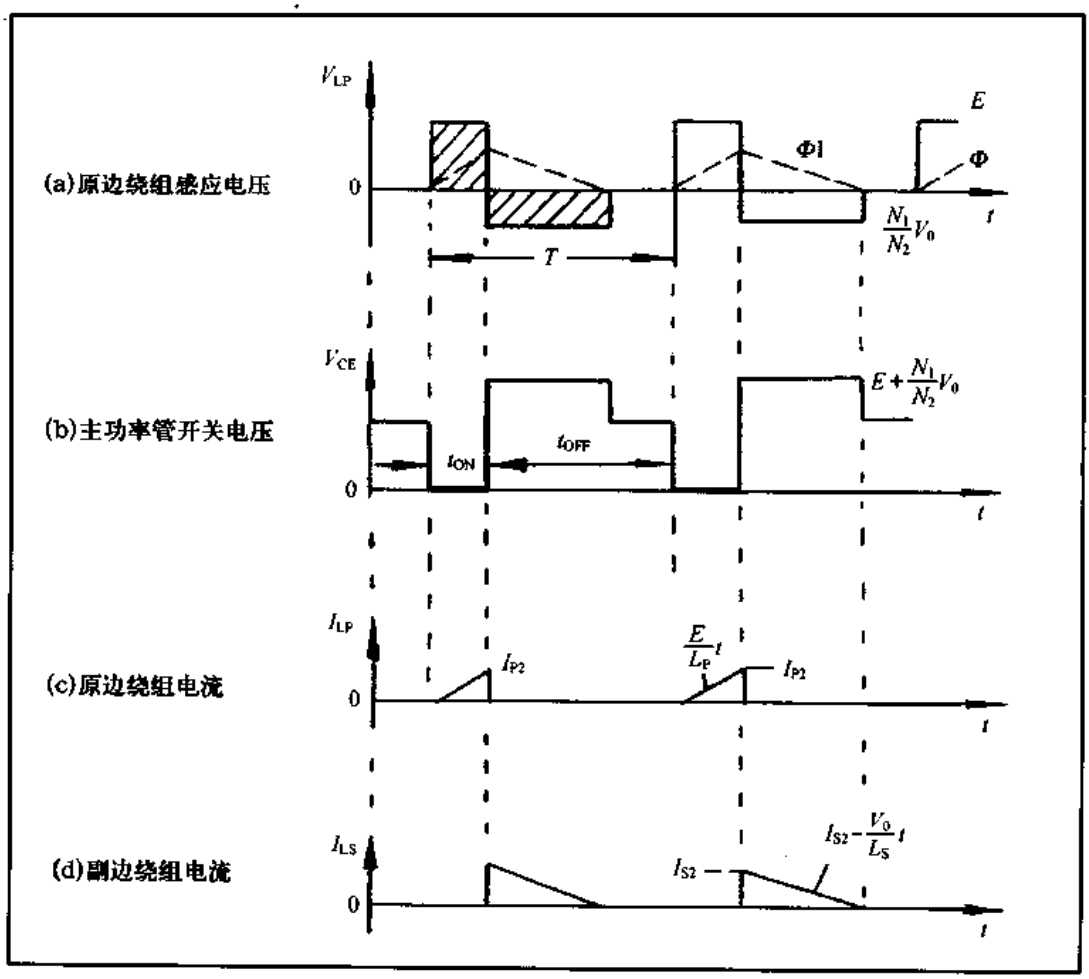


图 3-4　在非连续状态下单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形

在非连续状态下的单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形见图 3-4。由式(3-12)可知，输出电压与负载电阻有关：负载电阻越大、输出电压越高，而负载电阻越小则输出电压越低。这是反激式变换器的工作特点。因此空载时必须接上本机“假负载”，否则会造成输出电压过高而损坏晶体管。另外，输出电压值还随输入电压的变化而改变，并随导通时间的延长而增大。

当 Q1 截止时，副边整流二极管导通，若忽略其正向压降，则副边绕组电压值约等于输出电压。设 N_P、N_S 分别是原边和副边绕组匝数，因此原边绕组上的感应电压为：

$$V_{LP} = (N_P / N_S) V_O \tag{3-13}$$

可见在 Q1 截止期间，它承受的电压为：

$$V_{CE} = E + V_{LP} = E + \frac{N_P}{N_S} V_O \tag{3-14}$$

因此在选择功率开关晶体管时，不但要考虑变压器原边电流最大值是否超出晶体管极限值，还需要考虑到它所承受的电压幅值不能超出晶体管允许值。在开路试验中，不能让负载断开引起输出电压剧增而损坏功率管。

在原边绕组电感量 L_P、开关周期 T、输入电压 E 等参数确定后，虽然负载电流、负载电阻 R_L 变化，但只须相应调节开关管导通时间，就能维持输出电压 V_O 值稳定不变。从式(3-1)看出，单端反激式变换器的高频变压器在 Q1 导通期间的储存能量，与副边的负载大小无关，即原边绕组最大电流值不受负载影响，它只决定于原边绕组电感量 L_P、施加的输入电压值 E 和导通脉冲宽度 t_{ON}。

磁化电流在连续状态下的单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形如图 3-5 所示。当 Q1 的截止时间小于副边电流衰减到零所需时间的情况下，那么在 Q1 截止结束时，副边电流值将大于零。

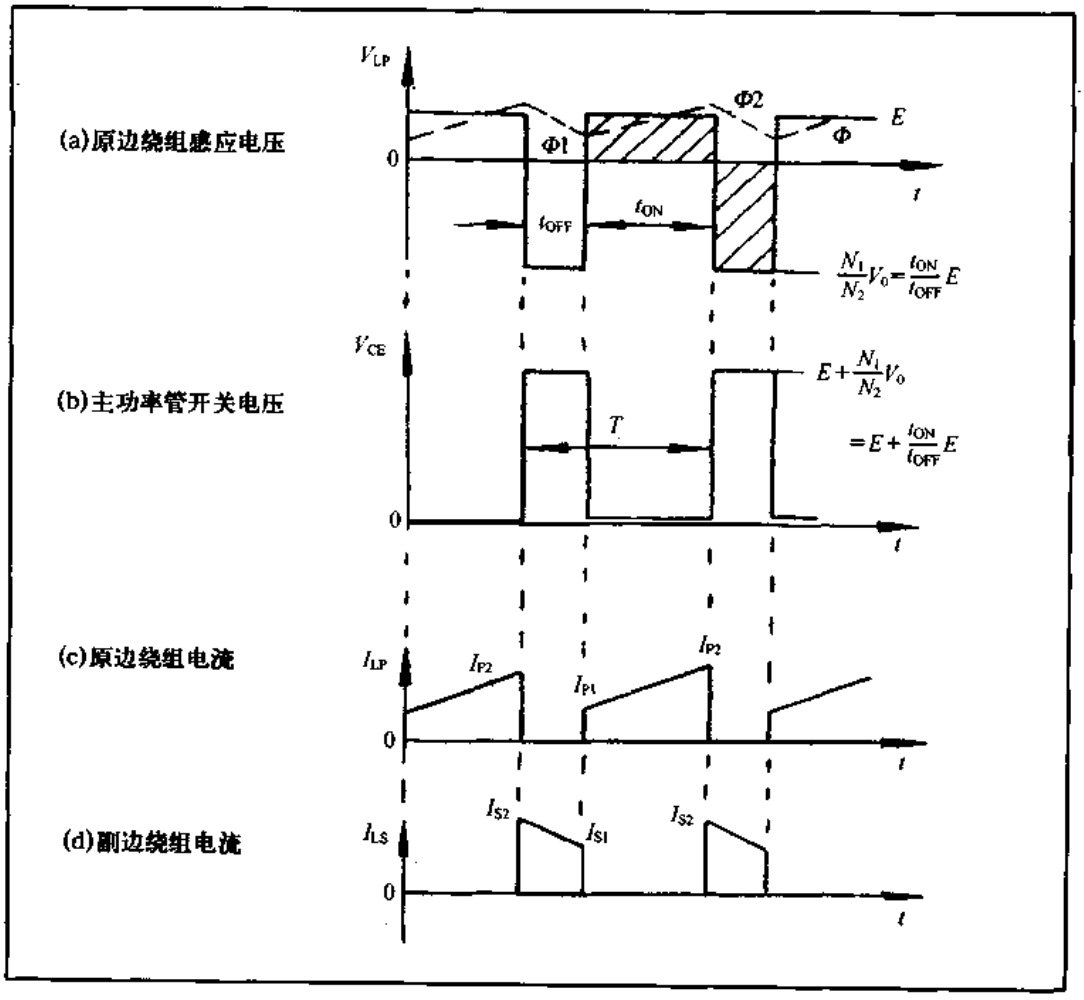


图 3-5　在连续状态下单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形

在磁化电流连续状态情况下，当 Q1 再次导通开始下一个周期时，变压器原边电流不是从零增大，而是从初始值 I_{P1} 开始按 $(E/L_P)t$ 的速率升高，在 Q1 导通结束时增大到 I_{P2}，见

图 3-5。该电流波形与半桥式等双端电路的电流波形相似，而与单端反激式变换器在非连续状态和临界状态时的电流波形不同。

单端变换器的设计原则是必须使高频变压器磁芯的磁通复位。从上面分析看出，在 Q1 导通期间随着原边电流的增大，高频变压器磁芯中的磁通也不断增大；而在 Q1 截止期间，副边绕组中的电流线性衰减，即磁通也线性降低，它取决于副边回路的参数。

在非连续状态和临界状态下，当开关管导通后，磁通从零值 Φ_0（实际上是磁滞回线对应的剩余磁通 B_r）升到 Φ_1；当开关管截止后，磁通又从 Φ_1 返回 Φ_0 的原来位置，实现磁通复位。在连续状态下，导通期间的磁通则是从 Φ_1 升到 Φ_2，而截止期间磁通则是从 Φ_2 降到 Φ_1，也实现磁通复位。如果说在开关工作周期结束时，磁通没有回到周期开始时的起点，则变压器磁芯内的磁通将周而复始地逐步增大，导致磁芯饱和而损坏功率开关管。

要满足单端变换器磁通复位的条件，必需让高压开关管在一个周期内的导通和截止期间，加在高频率变压器原边绕组上的伏-秒数相等，即满足：

$$E \times t_{ON} \leqslant \frac{N_P}{N_S} V_O \times t_{OFF} \tag{3-15}$$

在非连续状态下，因为 Q1 截止的时间足够长，满足式右大于式左，即图 3-4 中原边绕组感应电压零线上下两部分阴影面积必然相等，满足复位条件。在连续状态和临界状态条件时，应当满足以下等式：

$$E \times t_{ON} = \frac{N_P}{N_S} V_O \times t_{OFF}, \quad \text{即} \quad \frac{N_P}{N_S} V_O = \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} E \tag{3-16}$$

$$V_{CE} = E + \frac{N_P}{N_S} V_O = E + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} E = \frac{ET}{t_{OFF}} \tag{3-17}$$

只要满足关系式(3-16)，就能使图 3-5 中的原边绕组感应电压零线上下两部分阴影面积相等，可实现开关管导通期间的磁通从 Φ_1 升到 Φ_2，而截止期间又从 Φ_2 回复到 Φ_1。关系式(3-16)也可改写成计算式：

$$V_O = \frac{N_S}{N_P} \times \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} E = \frac{N_S}{N_P} \times \frac{D}{(1-D)} \times E \tag{3-18}$$

式中，占空比 $D = t_{ON}/T$。

从上面关系式看出，当单端反激式变换器工作在磁化电流为连续状态时，其输出电压只取决于原边与副边绕组匝数比、脉冲导通时间与截止时间之比，以及输入电压 E 的值，而与负载电阻大小无关。从式(3-18)和式(3-12)可得到临界截止时间的计算式：

$$t_{ON} = \frac{V_O}{E} \sqrt{\frac{2 L_P T}{R_L}}$$

$$t_{OFF} = \frac{E N_S}{V_O N_P} t_{ON} = \frac{N_S}{N_P} \sqrt{\frac{2 L_P T}{R_L}} \tag{3-19}$$

可见当截止时间小于上式临界时间条件时，单端变换器工作将进入连续工作状态，也就是当功率开关管刚导通时原边电流的初始值 I_{P1} 不为零。它的输入功率为：

$$P_{IN} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} E\left(I_{P1} + \frac{E}{L_P} t\right) dt$$

$$= \frac{E\,t_{ON}}{T}\left[I_{P1} + \frac{E\,t_{ON}}{2\,L_P}\right] \tag{3-20}$$

假若电路损耗为零，即 $P_{IN} = P_O = V_O^2 / R_L$，代入式(3-20)和式(3-18)，则有：

$$I_{P1} = E\,t_{ON}\left[\frac{N_S^2\,T}{N_P^2\,t_{OFF}^2 R_L} - \frac{1}{2\,L_P}\right] \tag{3-21}$$

式(3-21)即为单端反激式变换器工作在磁化电流连续状态下的基本关系式。此时因为有初始电流 I_{P1}，使平均功率增大，故输出功率也增大。因此在电网变化或者负载变化时，只需要稍微调节脉冲宽度 t_{ON}，就能稳定输出电压不变。所以单端反激式变换器大多工作在磁化电流为连续状态下。

由于临界截止时间可以出现在小于 1/2 周期，也可以出现在大于 1/2 周期情况下，因此原边初始电流 I_{P1} 能在导通脉宽 t_{ON} 为任何值时出现。当它小于 1/2 周期时，在相同条件下可减少原副边绕组匝数比，从而降低开关管高压、且副边电流值 I_{S2}较小；当它大于 1/2 周期时，如图 3-5 所示，则原副边绕组匝数比增大，开关管承受电压也增大，特别是 I_{S2}的增大将加大引线压降和噪声，但它的 I_{P2} 却减小。

当原边电感量增大时，临界截止时间也变长，原边电流波形更接近双端电路，并能减少假负载电流，提高电路效率。可按式(3-19)和式(3-21)来控制临界截止时间的出现时刻，并且计算出电流 I_{P1} 和 I_{P2}，以核查实用的最大安匝数是否超出所用磁芯允许值。

第二节　TOPSwitch 组成单端反激式开关电源的设计流程图

TOPSwitch 是内含高压功率 MOSFET 开关管的单片复合 IC 器件，它包含所有的模拟和数字控制电路，能完成隔离变压、调整稳压、自动保护等开关电源需要的全部功能。由于 IC 外部元器件很少，因此它能大为简化电源的设计。又因它的开关频率高达 100kHz，从而能明显缩小电源变压器的尺寸，并且允许使用更小的储能元件。当电网电压为 85～265V_{AC} 时其输出功率可达 50W，当电网电压为 195～265V_{AC} 时，输出功率则达 100W。

设计一台单端反激式离线开关电源，涉及到电气工程的许多方面：模拟电路和数字电路的结构，双极管和 MOS 功率管器件的特性，磁性材料的考虑，热温升的散发，过流和过压的安全防护，控制回路的稳定性能等。这就提出了一个巨大的挑战：它的设计涉及到需要综合协调的许多可变因素。正是由于 TOPSwitch 的高度集成化，才使得这项设计任务被大大地简化。因为它有效地缩减了设计变数项目，并且建立了 IC 内部回路的稳定性，所以发展成为一种简单的逐步设计方法，使之容易遵循参照，并指引读者从 TOPSwitch 的设计流程图中，快速地得到较满意的结果。

一台开关电源的设计，本质上是一件把许多变数调节到最佳值的反复过程。它的设计方法大体上可由下述三部分组成：一是完整的设计流程图，二是简明扼要的设计步骤，三是深化的数据信息处理。

在构思阶段的流程图，是作成一个框图来提供全局的概貌，并指出完整的设计步骤。该逐步设计程序是设计方法的一种简化模式，在执行程序阶段，它自始至终指导读者如何按给定的电源系统指标要求和规范，运用经验规则，查阅表格和简化的图示项目，来完成所需的

TOPSwitch 反激式电源的设计。

在优化最佳数据和信息的过程中，可利用关键的基本工作数据作为设计指南，例如一些方程式和导向图表等。在以上三者之间，它们提供了前后相互参照的内容，让读者能开阔思路，在给定的阶段执行有关程序，实现最佳参数，这有利于深入理解和进一步优化数据。用 TOPSwitch 组成的单端反激式开关电源的基本电路结构如图 3-6 所示，由于 TOPSwitch 器件电路的高度集成化，过去设计这类电源的一些争论，均在芯片中得到解决。只有少量需要调节的器件留在 IC 外面加以安排，这就能维持它的基本电路结构不变。

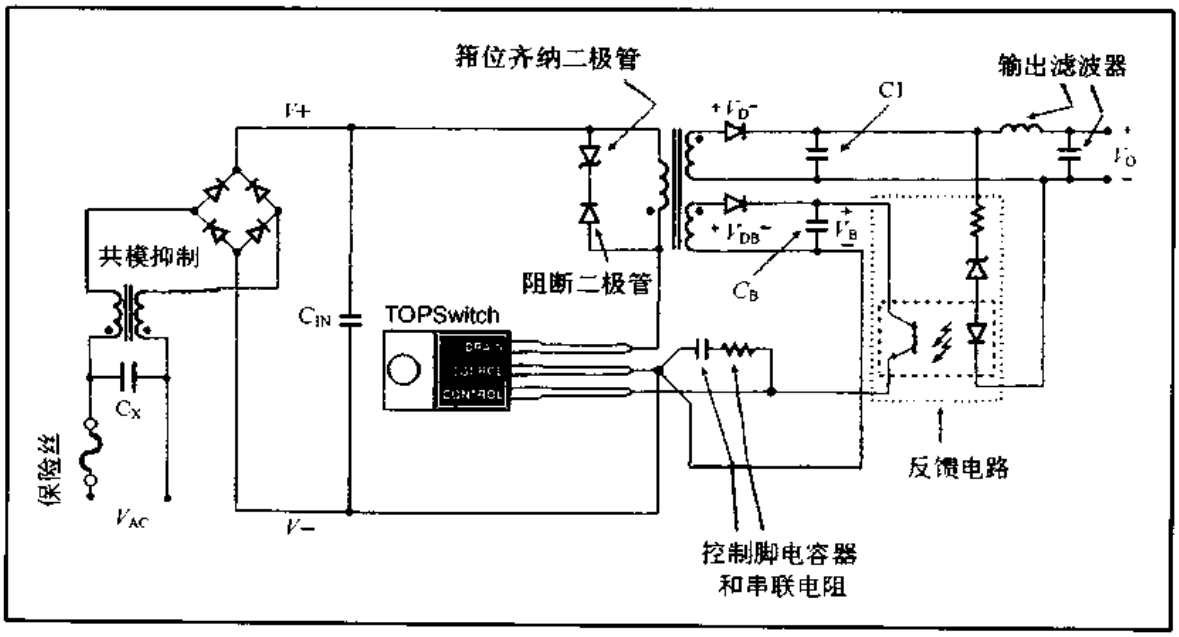


图 3-6　用 TOPSwitch 组成的反激式开关稳压电源基本电路结构示意图

有关反馈变换器要求的特殊应用，例如恒定电流输出、恒定功率输出等，详见有关文献。对于用 TOPSwitch 的反馈电路，只需在基本的变换器电路结构上增加一些改进措施，因为它们都设置在 IC 外围。有四种不同的反馈电路形式可供选用，其中两种反馈回路是受光耦器件控制的，见图 3-6 简化电路（详细电路结构见图 3-11，大多数情形用这些电路）。另外两种反馈回路是偏置绕组只接阻容（或再串二极管）加到 IC，其电路结构见图 3-7。这取决于开关电源对输出电压和输出电流的要求指标。下面讨论的电路元件标记，均以图 3-6 为准。

TOPSwitch 产品手册 AN-16 给出的设计流程图，共有 35 个设计步骤，它们分别归纳在图 3-8 ~ 图 3-10 三个流程图中。它们以图 3-6 为基本电路结构。现把其设计步骤归纳为以下四个阶段：

❶ 根据用户的要求，确定所需电源的基本指标，并且确定相应的反馈电路结构：指标较高者选用光耦反馈控制电路，指标较低者可选择反馈绕组直接阻容（或再串联稳压二极管）加到 TOPSwitch 的偏置脚端（即第 1 ~ 2 步骤）；

❷ 选择足够的最小功率规格 TOPSwitch-IC 器件（即第 3 ~ 11 步骤）；

❸ 根据已选的 TOPSwitch 器件，设计最小号的主功率变压器（即第 12 ~ 24 步骤）；

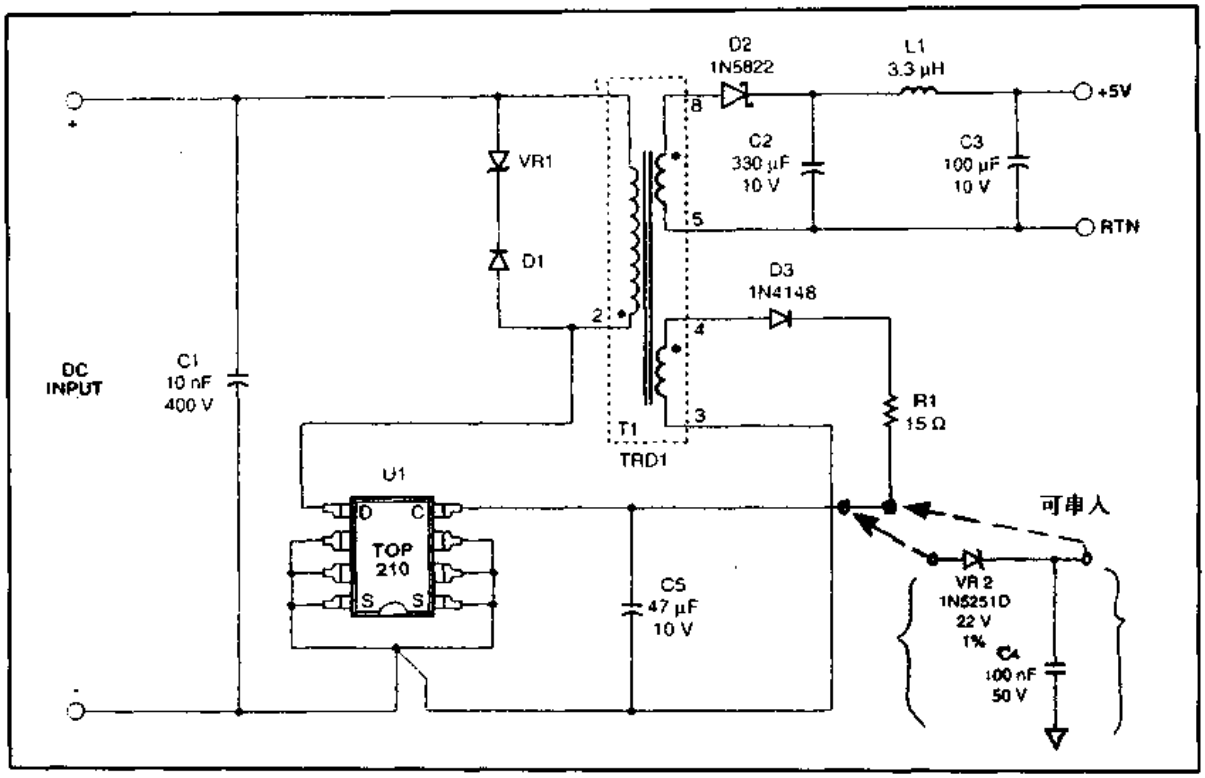


图 3-7　TOPSwitch 反激式开关电源另外两种反馈回路结构示意图

❹ 合理选择其他所有外部元器件参数(即第 25 ~ 35 步骤)。

在几个步骤分解概述之后,深化的逐步设计程序,本章还将给出反激式开关电源所有重要的计算公式,便于让读者自行完成大部分计算,以缓解设计者在反激式电源设计中遇到的错综复杂、冗长乏味的麻烦。在前面的流程图和主要步骤讲解中,简明扼要地给出了基本原则和各式各样的表格,便于读者查找。例如,在输出整流器二极管的表格中,分两类不同用场的整流器:一是低压肖特基二极管,二是超快恢复反向电压较高的二极管,并且给出了它们的几种型号、主要电气参数和产品厂家。

下面将按主要的步骤和阶段,展开讨论用 TOPSwitch 组成的单端反激式开关电源的设计方法。它适用于在 100 kHz 工作频率下的许多 5 ~ 10W、20 ~ 60W 中小功率稳压电源。它是掌握这一类较特殊的反激式高频开关电源的有效方法,起到"纲举目张"的作用。

为简化分析,对下面讨论的几个分散内容适当作了调整,合并同类项,把原第 3、4、5 步骤,合并到第一步骤。

(1) 步骤 1、3、4、5　根据用户的要求,确定设计电源的电网交流输入电压值,有三种典型类别:一是输入为 100 ~ 115V_{AC},二是输入为通用范围 85 ~ 265V_{AC},三是输入为 230V_{AC} 时,对应的电网电压最小值和最大值 V_{ACMIN}、V_{ACMAX}(见表 3-1);三者对应的全波整流后的变换器输入端直流电压值 V_{DCMIN}、V_{DCMAX}(见式(3-22)和式(3-23));不同直流输入电压值相应的原边反射输出电压值 V_{OR}、原边齐纳二极管箝位电压值 V_{CLO}(见表 3-1)。

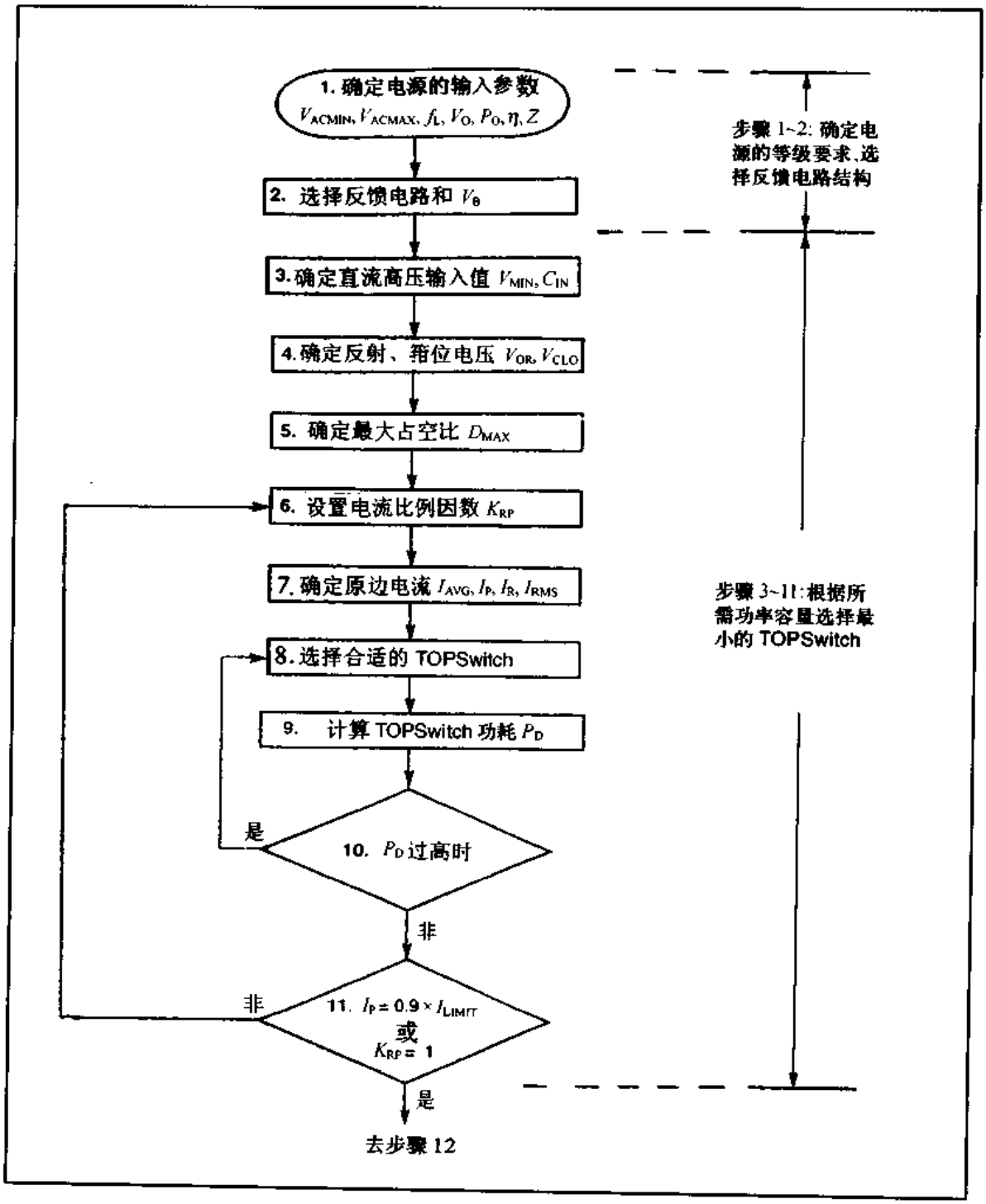


图 3-8　TOPSwitch 单端反激式开关电源的逐步设计方法流程图(之一)

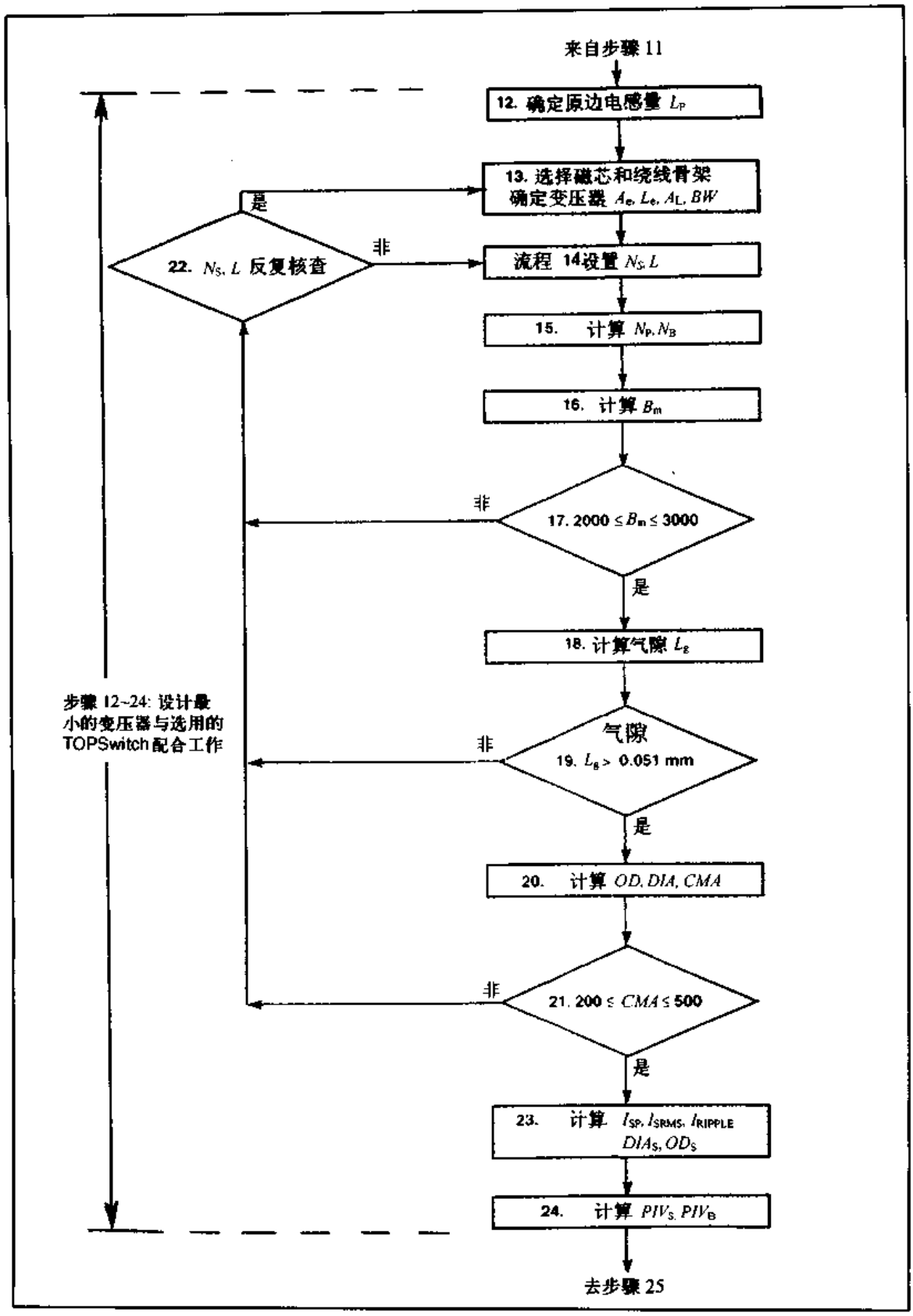


图 3-9　TOPSwitch 单端反激式开关电源的逐步设计方法流程图(之二)

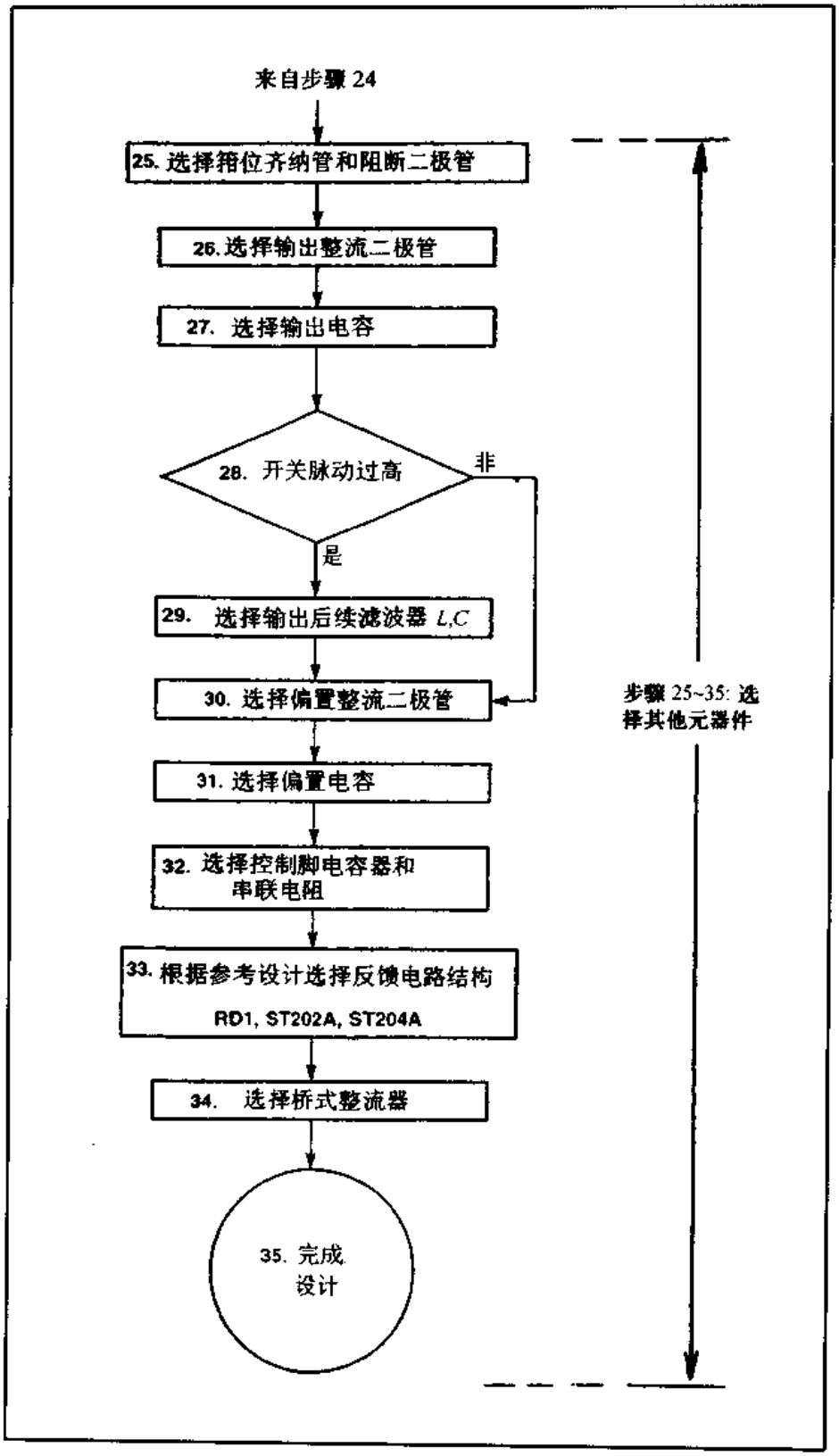


图 3-10　TOPSwitch 单端反激式开关电源的逐步设计方法流程图(之三)

表 3-1　三种不同电网输入条件下的对应最小交流电压值、最大交流电压值、整流后最小直流电压值、原边反射输出电压值、齐纳管箝位电压值

电网输入交流电压(V)	最小交流电压值(V)	最大交流电压值(V)	整流后最小直流电压(V)	原边反射输出电压(V)	齐纳二极管箝位电压(V)
V_{AC}	V_{ACMIN}	V_{ACMAX}	V_{DCMIN}	V_{OR}	V_{CLO}
100 / 115	85	132	≥90	60	90
通用	85	265	≥90	135	200
230	195	265	≥240	135	200

另外，还需要确定电源的输出电压、输出功率、效率等，分别如下：

❶ 电网频率 f_L：为 50Hz 或者 60Hz；TOPSwitch 的开关频率 f_S：为 100kHz；

❷ 输出直流电压 V_O：+ 5、+ 7.5、+ 12、+ 15 等，单位用伏特(V)；

❸ 输出功率 P_O：5、10、15、20、25、30、40、50 等，单位用瓦特(W)；

❹ 电源整机效率 η：若无较好的参考数据，可取 $\eta = 0.8$；

❺ 损耗分配因数 Z：若无较好的参考数据，可取 $Z = 0.5$；

❻ 根据电网电压来确定输入储能电容器 C_{IN}和变换器最小直流输入电压(见表 3-1) V_{DCMIN}。

设电网全桥整流器的导电时间为 3ms，选择输入储能电容器 C_{IN}(μF)：当电网输入为 100/115V_{AC}或通用输入 85 ~ 265V_{AC}条件下，按输出功率值的瓦特数乘上 2 ~ 3μF；而当电网输入为 230V_{AC} 时，C_{IN}取值按输出功率值的瓦特数乘上 1μF。

❼ 根据最小直流输入电压 V_{DCMIN} 和原边反射输出电压 V_{OR}，来确定电网电压为最低值时的最大占空比 D_{MAX}，此时设 TOPSwitch 导通时的漏-源电压为 $V_{DS} = 10V$。

(2) 步骤 2　根据设计电源要求的输出电压稳定精确度、负载电流变化的调整率、电网电压变化的调整率等要求，来确定反馈传感电路的结构(有四种)与偏置电压值(有三种)，相应对照关系见表 3-2。

表 3-2　电源设计的输出电压稳定精度、负载调节率要求与偏置电路选择

输出电压稳定精度	负载变化调整率	电网变化调整率	反馈电路结构选取	偏置电压 V_B 数值(V)
±1.0 %	±0.2 %	±0.2 %	光耦 / TL431	12
±5.0 %	±1.0 %	±0.5 %	光耦 / 齐纳管	12
±5.0 %	±2.5 %	±1.5 %	原边增强型	27.7
±10.0 %	±5.0 %	±1.5 %	原边基本型	5.7

(3) 步骤 6、7　根据不同的电网输入电压条件，按连续工作状态与非连续工作状态的原边电流比例因数 $K_{RP} = (I_R / I_P)$，可得到不同的原边脉动电流与峰值电流之比值 K_{RP}，见表 3-3。

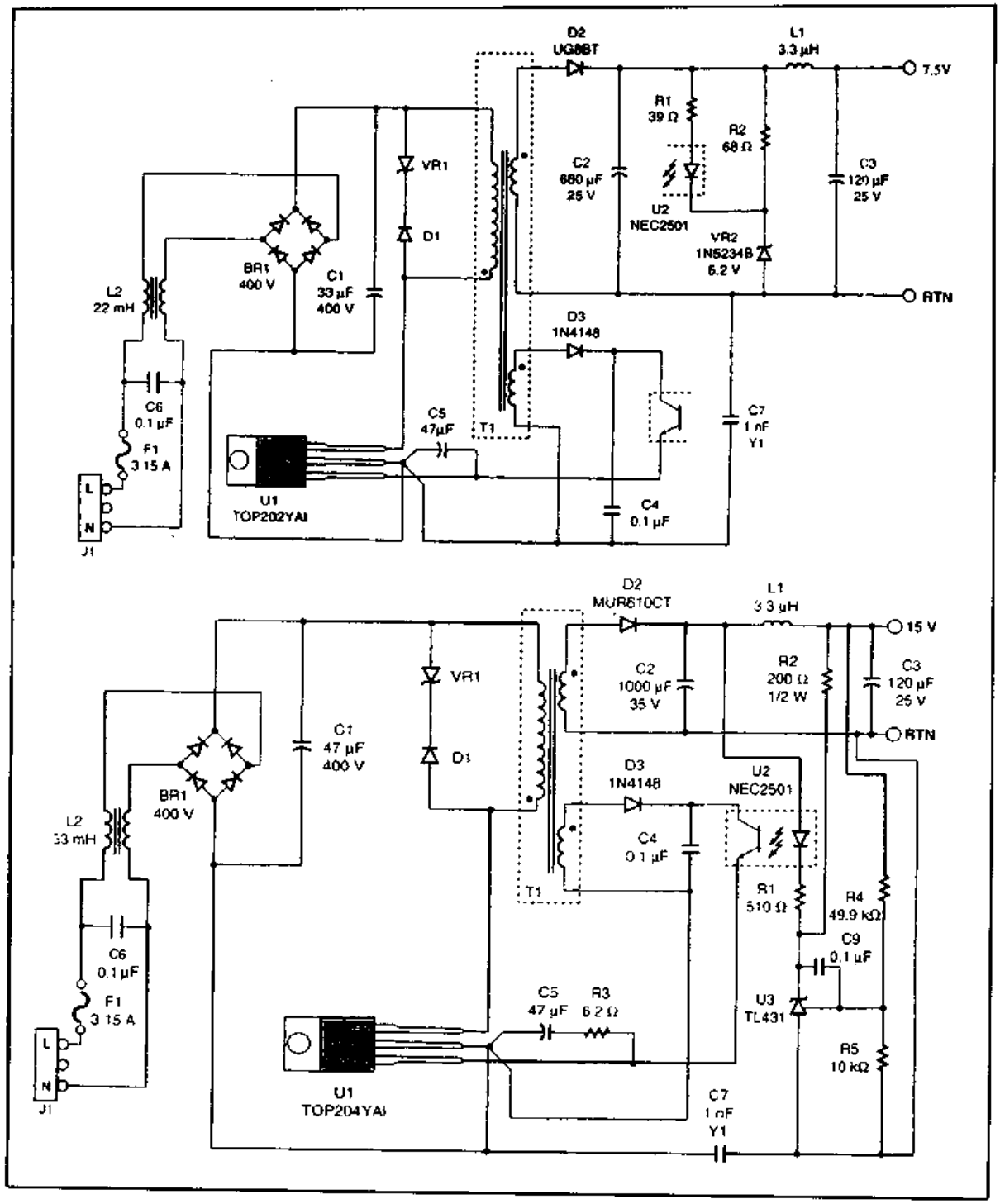


图 3-11　TOPSwitch 反激式样开关电源的两种光耦反馈电路图

表 3-3　不同电网电压输入时在连续工作状态和非连续工作状态下的电流比例因数

电网交流输入电压 V_{AC}值(V)	电流比例因数 $K_{RP}=I_R/I_P$	
	最小值(大部分在连续状态)	最大值(在非连续状态)
100/115	0.4	1.0
通用输入	0.4	1.0
230	0.6	1.0

有关电流比例因数 K_{RP} 的取值，在整个反复调节期间，都应维持在表 3-3 范围内。开始选用时，先从最小值选取，即当电网输入电压为 100/115V_{AC} 或者通用输入时，K_{RP} = 0.4；当电网输入电压为 230V_{AC} 时，取 K_{RP} = 0.6 。

然后，再根据有关计算公式分别得到四个不同的原边电流参数值：

❶ 计算原边平均输入电流值：I_{AVG}(A)；

❷ 计算原边峰值电流值：I_P(A)；

❸ 计算原边脉动电流值：I_R(A)；

❹ 计算原边有效电流值(均方根值 RMS)：I_{RMS}(A)。

(4) 步骤 8、9、10 选择功率容量足够的最小型号的 TOPSwitch 器件，即在实际的温升限制之下，根据最小电流限制的规范(见如下关系式)，从尽可能小的三端 TOPSwitch 工作电流开始考虑选用器件：

$$I_{DS} = 0.9 \times I_{LIMIT(最小值)} \geqslant I_P$$

当有必要时，应选择功率容量较大型号 TOPSwitch 产品。

(5) 步骤 11 对照要求的峰值电流 I_P 来检验所选 TOPSwitch 的最小限制电流 I_{LIMIT}，可增大电流比例因数，直到 K_{RP} = 1.0 ，或者取 I_P = 0.9 × $I_{LIMIT(最小值)}$，反复调节。

(6) 步骤 12、13 首先计算变压器的原边电感 L_P，根据输出功率来选择变压器磁芯材料与骨架尺寸，利用 AN-18 附录 A、由磁件和骨架产品手册，来确定以下四项参数：

❶ 磁芯的有效截面积 A_e(cm^2)；

❷ 磁芯的有效磁路长度 L_e(cm)；

❸ 磁芯无气隙时的有效电感量(即电感因数)：A_L(nH / 匝数的平方)；

❹ 绕线骨架的宽度 B_W(mm)。

(7) 步骤 14 设置变压器原边绕组匝数的绕制层数，先取绕制层数为两层，在调节过程中维持在绕制层数为 1.0～2.0 之间。副边绕组匝数 N_S 的选择有如下两种情形：

❶ 当电网电压为 100/115V 时：每伏特取 1.0 匝；

❷ 当电网电压为 230V 和通用输入时：每伏特取 0.6 匝。

并且绕制层数与副边绕组匝数均需要反复调节。

(8) 步骤 15 计算原边绕组匝数 N_P 和偏置绕组匝数 N_B，可作如下考虑：

❶ 二极管正向电压：对于 P/N 型二极管取 0.7V，对肖特基二极管取 0.4V；

❷ 设置输出整流器正向电压 V_D；

❸ 设置偏置整流器正向电压 V_{DB}；

❹ 计算原边绕组匝数 N_P；

❺ 计算偏置绕组匝数 N_B。

(9) 步骤 16～22 选择磁芯的最大工作磁通密度 B_m 在 2000～3000GS 范围内；磁芯的气隙长度值应当 $Lg \geqslant 0.051$mm ；合理选择原边导线铜截面的最小直径 DIA(mm)、原边绕制漆包线的最大直径 OD(mm)；原边绕组的电流容量 CMA；以每安培的铜导线截面圆周长度限制在 200～500 mils (mils 为千分之一英寸：118mils ≈3mm)。对绕制线圈的绝缘，当电网电压为 230V_{AC} 或者为通用输入时，应设置安全边缘界限为 3mm (即

118mils)；当电网电压为 110～115 V_{AC} 时，设置安全边缘为 1.5mm（即 59mils）。如副边绕组用三重绝缘导线，可不设置安全边缘界限。按表 3-4 反复调节 L_g、N_S、磁芯骨架、原边绕组层数等。

表 3-4

三项参数变化方向		B_m	L_g	CMA
层数	↑	——	——	↑
N_S	↑	↓	↑	↓
磁芯骨架	↑	↓	↑	↑

(10) 步骤 23 确定副边的参数 I_{SP}、I_{SRMS}、I_{RIPPLE}、DIA_S、OD_S

❶ 副边峰值电流 I_{SP}(A)；

❷ 副边电流有效值：I_{RMS}(A)；

❸ 输出电容器的脉动电流：I_{RIPPLE}(A)；

❹ 副边导线铜截面的最小直径：DIA_S(mm)；

❺ 副边绕制漆包线的最大外径：OD_S(mm)。

(11) 步骤 24 确定副边绕组最大峰值反向电压 PIV_S(V)、并确定偏置绕组最大峰值反向电压 PIV_B(V)。

(12) 步骤 25 选择其他外部元器件。首先是根据电网交流输入电压和箝位齐纳电压 V_{CLO}，合理地选用接在原边绕组与 MOSFET 漏极间的箝位齐纳二极管与阻断二极管(见表 3-5)。

表 3-5

电网输入交流电压 V_{AC}(V)	箝位齐纳电压 V_{CLO}(V)	箝位齐纳二极管型号、反向电压、功率、厂家	阻断二极管型号、反向电压、功率、厂家
100 / 115	90	P6KE91：91 V / 5 W MOTOROLA	BYV26B：400 V / 1 A (UFR) PHILIPS
通用输入	200	P6KE200：200 V / 5 W MOTOROLA	BYV26C：600 V / 1 A (UFR) PHILIPS
230	200	P6KE200：同上	BYV26C：同上

(13) 步骤 26 选用输出整流器二极管型号，可按表 3-6 中 18 个品种的反向电压值和工作电流值挑选，要注意反向电压值 $V_R \geqslant 1.25 \times PIV_S$。$V_R$ 是整流器二极管的产品额定反向耐压。要求整流器二极管的工作电流 $I_D \geqslant 3 \times I_O$，式中电流 I_D 是二极管的额定直流电流值，其输出电流值 $I_O = P_O / V_O$。

表 3-6　输出整流器二极管部分可选型号品种(共 18 种)

整流器二极管型号		反向电压值 V_R(V)	工作电流 I_D(A)	制造厂家
肖特基二极管	1N5819	40	1.0	MOTOROLA
	1N5822	40	3.0	MOTOROLA
	MBR745	45	7.5	MOTOROLA
	MBR1045	45	10	MOTOROLA
	MBR1645	45	16	MOTOROLA
超快恢复二极管	UF4002	100	1.0	GI
	MUR110	100	1.0	MOTOROLA
	MUR120	200	1.0	MOTOROLA
	UF4003	200	1.0	GI
	BYV27-200V	200	2.0	PHILIPS,GI
	UF5401	100	3.0	GI
	UF5402	200	3.0	GI
	MUR410	100	4.0	MOTOROLA
	MUR420	200	4.0	MOTOROLA
	MUR810	100	8.0	MOTOROLA
	MUR820	200	8.0	MOTOROLA
	BYW29-200	200	8.0	PHILIPS,GI
	BYV32-200	200	20.0	PHILIPS

(14) 步骤 27　按输出电流脉动值 I_{RIPPLE} 选择输出电容器:脉动电流值规定 105℃、100kHz 时应等于、大于 I_{RIPPLE}。用低等效串联电阻(ESR)的电解电容器,其输出开关脉动电压为 $I_{SP} \times ESR$。输出大电流时用多个并联电容器来减少脉动电流波纹。不同条件下的例子:

❶ 当输出电压为 5~24V、输出电流为 1A 时:选输出电容量 330μF、35V,低 ESR 电解电容器;有美国产品 CHEMICON、日本产品 NICHICON、PANASONIC 等。

❷ 当输出电压为 5~24V、输出电流为 2A 时:选输出电容量 1000μF、35V。

(15) 步骤 28、29　如果输出开关脉动电压没有限制在规定范围内,就应增设输出 LC 后续滤波器,其电感量 2.2~4.7μH。在低电流($\leqslant$1A)时,采用铁氧体小磁珠;当输出大电流时,采用远离的套架扼流圈。如果要避免增大直流压降,可加大扼流圈电流额定值,或增大导线的尺寸。电容器选取 120μF、35V,低 ESR 的电解电容,产品厂家如上。

(16) 步骤 30　选择偏置电路整流器二极管可按下面的三个厂家产品来考虑,其反向电压值应当限制在一个范围内:$V_R \geqslant 1.25 \times PIV_B$。有三种:

1N4148:　$V_R = 75V$(Motorola);

BAV21:　$V_R = 200V$(Philips);

UF4003:　$V_R = 200V$(GI)。

(17) 步骤 31~33　偏置电容用0.1μF、50 V陶瓷电容器;控制脚电容器用 47μF、10V 的低损耗电解电容器,不用低 ESR 电容;串联电阻器采用 6.2Ω、1/4W(注意,如果 $K_{RP} = 1$,

是在非连续状态下)。反馈电路结构按可能的应用选取,四种类型电路中有两种光耦反馈方式,另外两种直接反馈方式。

步骤 34 的选择输入整流器,见后面有关内容。

第三节　单端反激式开关电源的参数分析与计算公式

本节内容是上一节设计步骤的进一步分析和展开,即深入讨论 TOPSwitch 组成的单端反激式开关稳压电源的逐步设计方法与主要步骤分解。

(1) 步骤 1、3　确定电源要求的 V_{ACMAX}、V_{ACMIN}、f_L、V_O、P_O、η、Z 等,并确定输入电容量 C_{IN}和最小直流输入电压 V_{MIN}。

前面已作了分析,不再重复有关内容。现在先分析电网电压输入的交流电流有效值,电网输入全波整流之后的最小直流高压值与最大直流高压值计算公式,原边电流波形的各项参数计算公式。

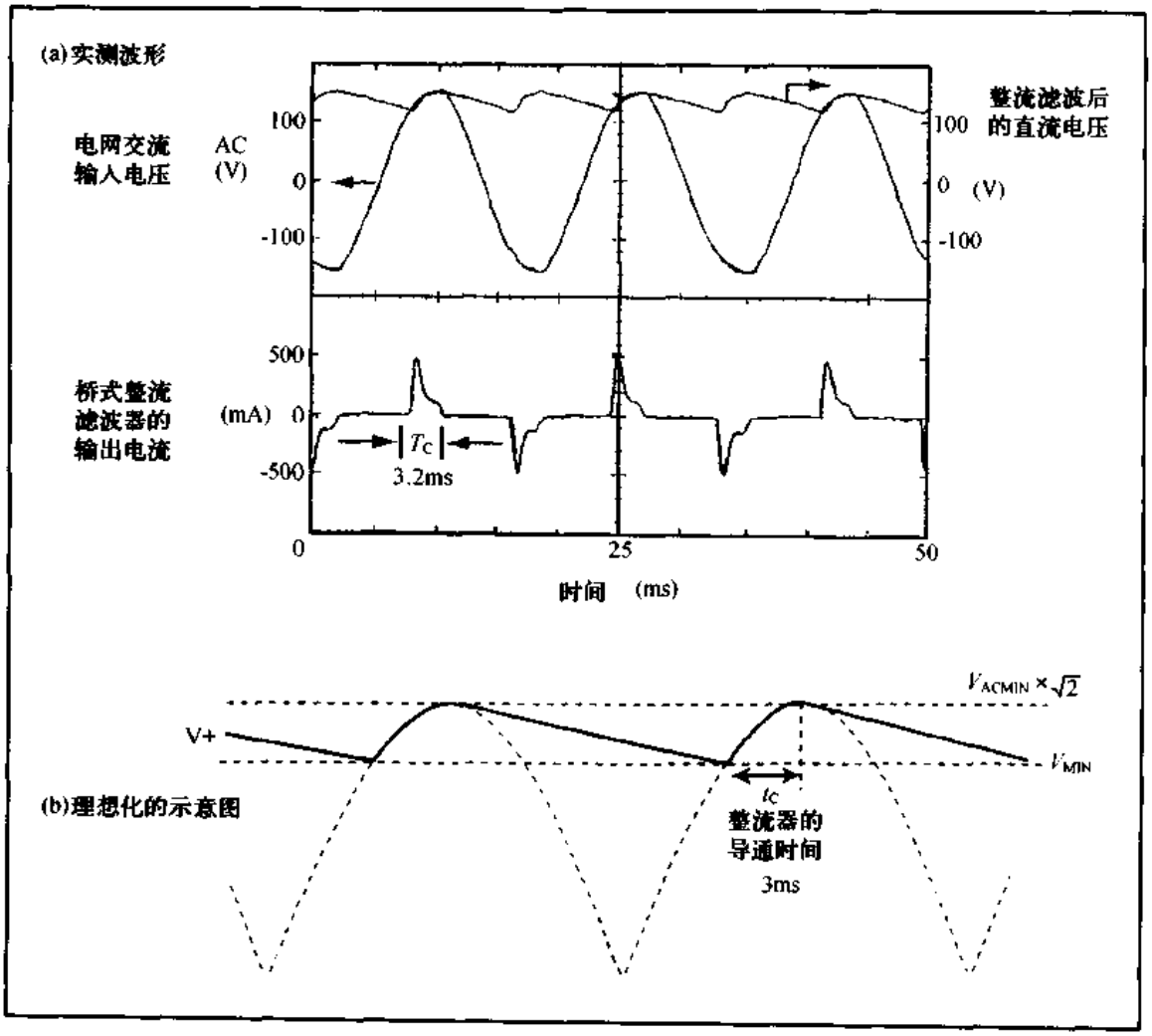


图 3-12　电网交流输入电压、桥式整流滤波后脉动电压与整流输出电流波形

图 3-12 给出了实测的电网交流输入电压波形和经桥式整流器与高压电容器滤波之后的脉动电压纹波、桥式整流器的输出电流波形，以及理想化的示意图，给出整流器的导通时间 t_C。整流滤波后的直流高压值，见下面计算公式。

变换器最小直流输入电压 V_{MIN} 和最大直流输入电压值 V_{MAX}，均取决于交流输入电压、桥式整流器及储能电容量 C_{IN}的大小。图 3-12 给出了在交变周期的一个短暂导通时间 t_C 内，储能电容是怎样充电到交流电压的峰值。由于是全波整流，因此 C_{IN} 的脉动电压具有两倍的电网频率。在交流输入电压的峰值之间放电期间，C_{IN} 必然会提供所有的原边平均电流。最小的直流输入电压 V_{MIN} 可由公式(3-22)得到，式中 P_O 是电源的输出功率，η 是估计的效率，f_L 是电网频率，V_{ACMIN} 是最小交流电网电压，C_{IN} 则是滤波电容量。例如，当输入为 85 V_{AC}、60Hz、效率为 0.8，输出功率为 15W 时，并且滤波电容是 33μF，导通时间为 3.2ms 时，可得到最小直流电压为 93V。

$$V_{MIN} = \sqrt{(2\ V_{ACMIN}^2) - \left(\frac{2\ P_O(1/2\ f_L - t_C)}{\eta\ C_{IN}}\right)} = 93\ (V) \qquad (3\text{-}22)$$

最大直流输入电压 V_{MAX} 是在最高交流电压 265 V_{ACMAX} 条件下的峰值 375V_{DC}，此时再考虑反射电压 V_{OR} = 135V 和漏感关断电压值等，TOPSwitch 器件的漏极最大反向耐压应当取 BV_{DSS} = 700V，对于齐纳管箝位电压 V_{CLO} = 200V 等，见图 3-12。

$$V_{MAX} = V_{ACMAX} \times \sqrt{2} = 265 \times \sqrt{2} \approx 375\ (V) \qquad (3\text{-}23)$$

(2) 步骤 4 确定反射输出电压 V_{OR} 和箝位齐纳电压 V_{CLO}。

可参照由 TOPSwitch 组成的反激式开关电源电路图 3-6。当电网输入电压为 100/115V_{AC} 时，因 V_{ACMAX} = 132V_{AC}，所以对应的最大直流电压 $V_{MAX} = 132 \times \sqrt{2} \approx 187V$，其示意图见图 3-13。

如前所述，当 TOPSwitch 截止时，副边二极管则导通，在副边绕组上的电压反射到变压器原边绕组(按匝数比增大)，因此在 TOPSwitch 的漏极脚高压，将是该反射电压 V_{OR}迭加在电网整流滤波后的直流输入电压上。当电网电压升到最高时，漏极的直流电压接近最大值的最坏情形，即 $V_{DS} = (V_{MAX} + V_{OR})$。最大直流输入电压可由下式计算出：

$$V_{MAX} = V_{ACMAX} \times \sqrt{2}$$

除了($V_{MAX} + V_{OR}$)之外，截止瞬间在漏极上，还可以看到一个大的电压尖峰，它是由变压器原边漏感储能引起的电压尖峰，如图 3-13 和图 3-14 所示。

为使电压尖峰不超出 MOSFET 额定最小漏极击穿电压 BV_{DSS} = 350V，有必要在原边绕组设置一个箝位电路，它包括一个齐纳箝位二极管 VR1 和一个阻断反接二极管 D1。特别推荐用齐纳管取代通常的 RC 阻容箝位电路，是由于在起始瞬间它能更有效地箝制漏感储能。根据实际经验来确定，齐纳管的箝位电压额定值 V_{CLO}，必须比反射电压值 V_{OR}大 50%，所以齐纳管只箝制漏感储能，而并不阻碍从原边到副边的开关电流变化。

实验测量表明，由于漏感和快速形成的副边电流影响，有必要设置这个边界限制电压值。而不必降低箝位电压，因为部分储存在磁芯中的能量将送到齐纳管，以免惊人地增大齐纳管的损耗。通常规范箝位齐纳管的额定电压 V_{CLO}，是工作在低电流值和室温下。高压齐纳管有较强的正温度系数，并且有纯电阻性能。因此，在大电流和高温条件下，V_{CLO}会明显增大。实验数据表明，V_{CLM} 高于规范的 V_{CLO} 约 40%，即定义：

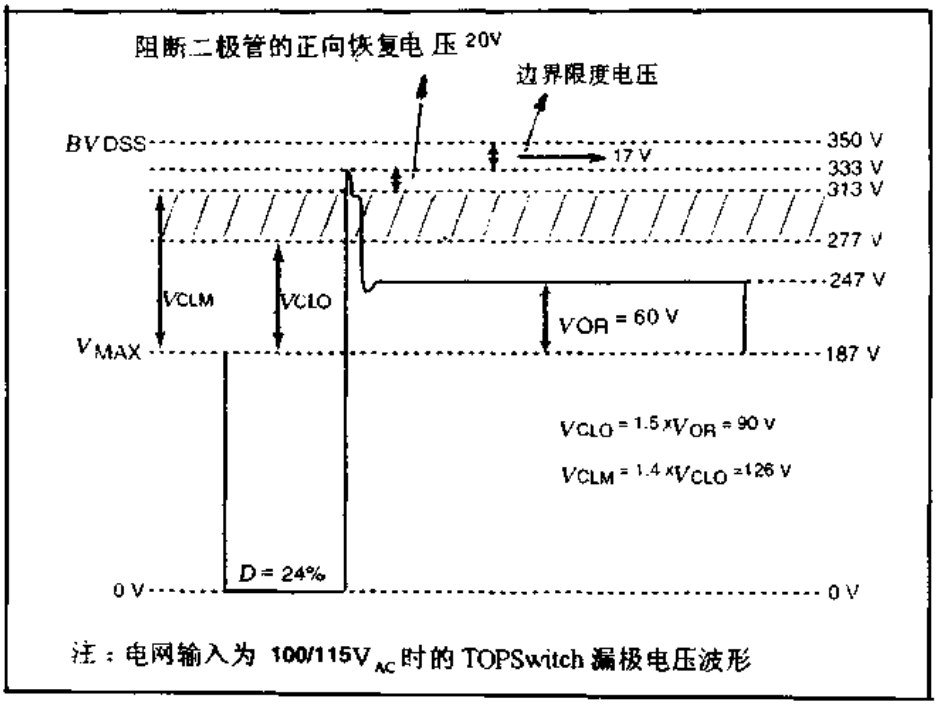


图 3-13　当电网交流输入电压为 100/115V_{AC} 时的反射电压、箝位电压、BV_{DSS}

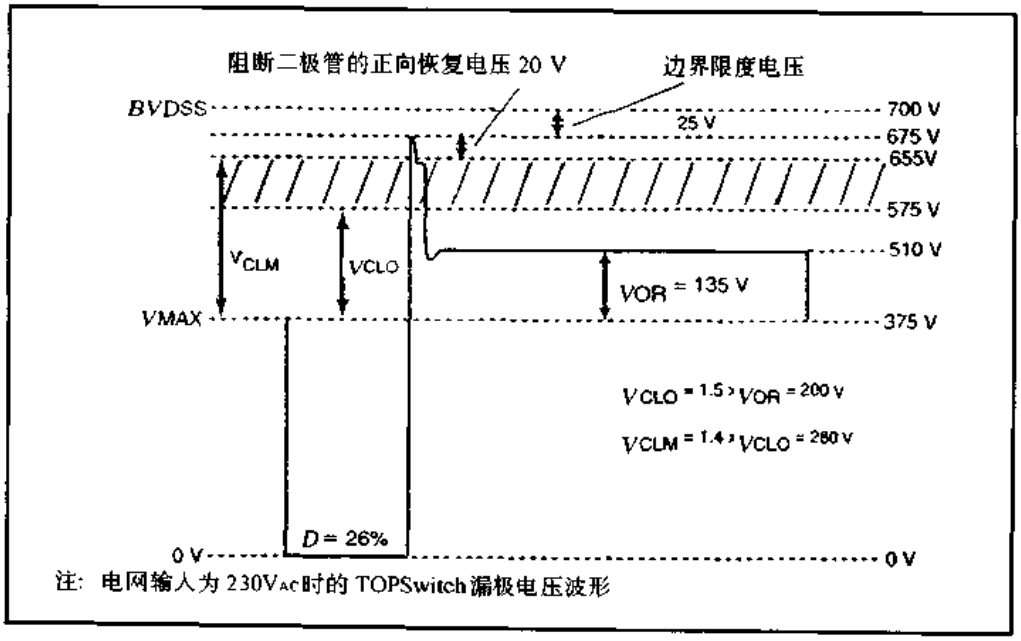


图 3-14　当电网交流输入电压为通用值或 230V_{AC} 时的反射电压与箝位电压

$$V_{CLM} = 1.4 \times V_{CLO} \tag{3-24}$$

所以在选用箝位齐纳管时，就应当对此作出考虑。另外，串联在箝位齐纳管电路的阻断二极管，由于它的正向恢复时间会引起尖峰电压，故增加 20V 的余额是必须的。在综合考虑了所有这些因素之后，TOPSwitch 漏极的最大电压值归纳为：

$$V_{DRAIN} = V_{MAX} + (1.4 \times 1.5 \times V_{OR}) + 20 \quad (V) \tag{3-25}$$

为了把电源的损耗降低到最小，在统计上述所有效应之后，再设置 TOPSwitch 的击穿电压额定值，尽力使 V_{OR} 维持在最大值不变。正如所看到的情形，较高的 V_{OR} 将导致较大的最大占空比 D_{MAX}，在相同的输出功率时，它将减小 TOPSwitch 的工作电流。如果 D_{MAX} 接近 TOPSwitch 允许的最大占空比(64%)，那么 V_{OR} 不会再进一步增大。

图 3-13 中的 100/115 V_{AC} 电源，其 V_{ACMAX} = 132 V_{AC}，对应的最大直流电压：

$$V_{MAX} = 132 \times \sqrt{2} = 187(V)$$

通过上面运用 187V 的 V_{MAX}、选择 350V 的 TOPSwitch，得到标准的 90V 箝位齐纳管电压、反射电压 V_{OR} = 60V、边界限制电压取 17V。

同样的道理，对于电网交流输入为 230V_{AC} 和通用输入电源应用时：

V_{ACMAX} = 265V_{AC} 对应的 V_{MAX} = 375V，

在该最大直流电压时选用 700V 的 TOPSwitch，将允许采用 200V 的标准齐纳管电压值，与之相应的反射电压 V_{OR} = 135V、并留有 25V 的边界限制电压值，详见图 3-14。

虽然说这些边界限制电压值较小，但它们的作用却是很重要的：这里考虑了把所有最坏的情况数值都加在一起，并让典型的边界限制值更大些。另外，在高温条件下，TOPSwitch 的击穿电压会增大，也提供了附加的边界限制电压值。

(3) 步骤 5 确定在低电网电压时，利用 V_{OR} 和 V_{MIN} 来得到最大占空比 D_{MAX}。

一旦知道了反射电压值 V_{OR}和最小直流输入电压值 V_{MIN}，就能容易地计算出最大占空比数值 D_{MAX}：

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{V_{OR} + (V_{MIN} - V_{DS})} \tag{3-26}$$

V_{DS} 是 TOPSwitch 导通期间漏极-源极的平均电压值。如图 3-15 和图 3-16 所示，由于假设 V_{DS} 在零值，在单电压输入时，最大占空比 D_{MAX} 的取值范围是 36%～40%；而在通用电网输入时，D_{MAX} 取值为 60%。从实际情形考虑，V_{DS} 应设在 10V，它会稍微增加 D_{MAX}。

当最小直流输入电压 V_{MIN} 较高时，它直接增加了所用 TOPSwitch 的输出功率容量；而当最大直流输入电压 V_{MAX} 较低时，它能允许较高的反射电压 V_{OR}，从而有较大的最大占空比 D_{MAX}。因此较窄的输入电压范围，总是导致较高的输出功率，或者较低的功率损耗值。在通用电网输入电压时，确定它的最大占空比 D_{MAX} 如图 3-16 所示。

TOPSwitch-II 漏极箝位与齐纳管、阻断管的选择：

当 TOPSwitch 输出管 MOSFET 截止时，变压器的漏感将引起电压尖峰。这些电压尖峰必须被箝位在低于 TOPSwitch 漏极电压额定值 BV_{DSS}。图 3-6 中推荐的箝位电路，是由阻断二极管 D1 和齐纳二极管 VR1 组成，它们把电压尖峰有效地箝位在低于 MOSFET 漏极额定电压值上。由于箝位电压是随负载电流大小而变化的，所以不宜推荐 R-C-D 阻容／二极管电路结构。在过载工作或者在电网交流高电压输入时，R-C-D 箝位电路可能会使漏极电压超出 TOPSwitch 的击穿电压额定值。

反向阻断二极管 D1 应采用超快恢复高压整流管，其反向恢复时间 t_{rr}应小于 75ns。击穿电压值的选择为：TOP1 ×× 系列用 400V，TOP2 ×× 系列用 600V。不同 TOPSwitch 可选用的反向阻断二极管对照型号见表 3-7。

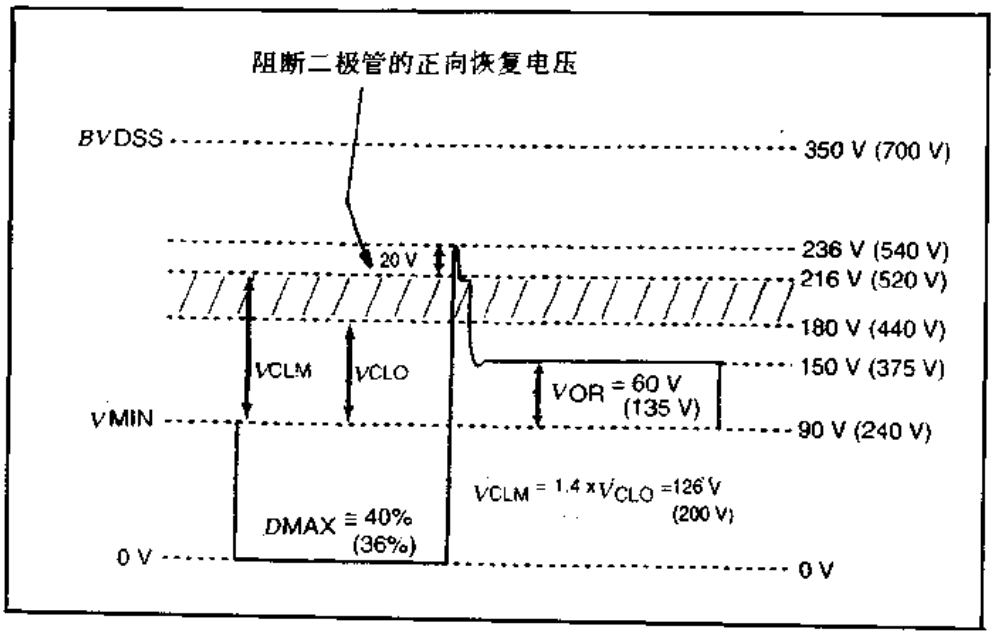


图 3-15　当电网输入电压为 100/115V_{AC} 或 230V_{AC} 时的最大占空比 D_{MAX}

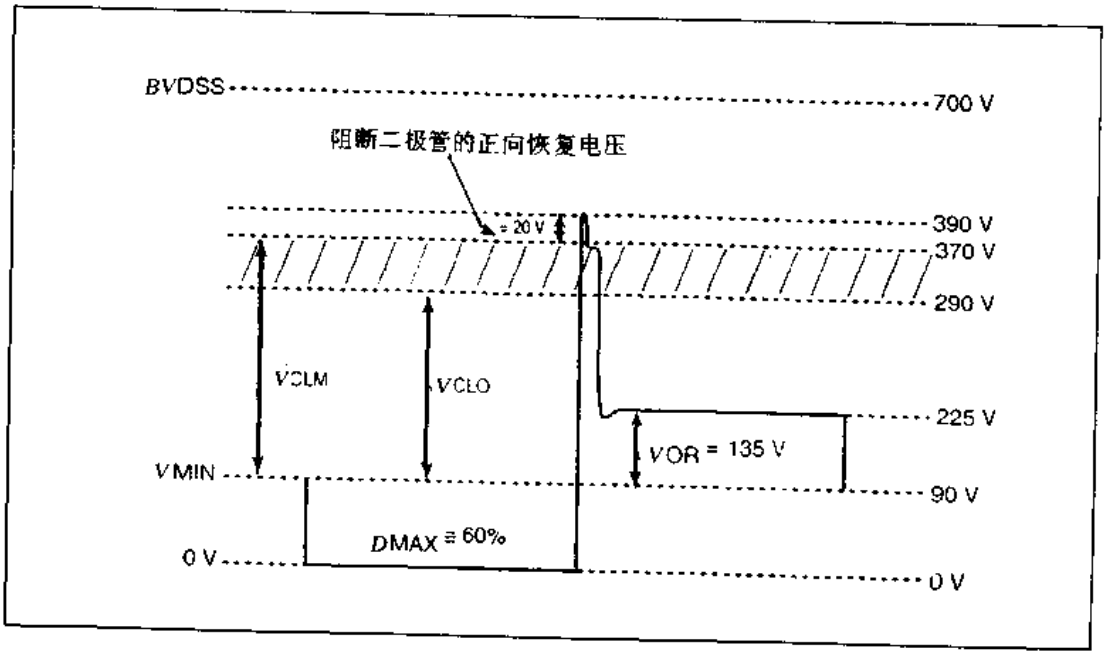


图 3-16　在通用电网输入时确定最大占空比 D_{MAX}

表 3-7　三个厂家产品型号

TOPSwitch 的型号规格	PHILIPS	MOTOROLA	GENERAL INSTRUMENT
TOP100	BYV26B	MUR140	UF4004
TOP101	BYV26B	MUR140	
TOP102	BYV26B	MUR140	

续表

TOPSwitch 的型号规格	PHILIPS	MOTOROLA	GENERAL INSTRUMENT
TOP103	BYV26B		
TOP104	BYV26B		
TOP200	BYV26C	MUR160	UF4005
TOP201	BYV26C	MUR160	UF4005
TOP202	BYV26C	MUR160	
TOP203	BYV26C	MUR160	
TOP214	BYV26C		
TOP204	BYV26C		

箝位齐纳二极管 VR1 在瞬态或者稳态工作时，必须有足够的控制能力。应选择 VR1 的箝位电压大致高于反射输出电压 V_{OR} 的 1.5 倍。对于 TOP1×× 器件，V_{OR} 应取 60V 或小些；对于 TOP2×× 器件，V_{OR} 则应为 135V 或更低些。对所有 TOPSwitch 器件的功率和峰值电流电平，可使用低成本的 5 W 功率容量 P6KE91～P6KE200 齐纳二极管瞬态电压抑制器系列，并可使用 MOTOROLA 和 SGS-THOMSON 公司的产品。

表 3-8 不同电网电压时 TOPSwitch 器件对应的箝位齐纳二极管型号

TOPSwitch 的型号规格	电网输入电压 $115V_{AC}$（$V_{OR}\leqslant 60V$）	通用电网输入 $85\sim 265V_{AC}$（$V_{OR}\leqslant 135V$）	双 $115V_{AC}$或 $230V_{AC}$ 输入时（$V_{OR}\leqslant 135V_{AC}$）
TOP100	P6KE91		
TOP101	P6KE91		
TOP102	P6KE91		
TOP103	P6KE91		
TOP104	P6KE91		
TOP200		1N5956	1N5956
TOP201		P6KE200	P6KE200
TOP202		P6KE200	P6KE200
TOP203		P6KE200	P6KE200
TOP214		P6KE200	P6KE200
TOP204		P6KE200	P6KE200

注意箝位齐纳二极管的热阻抗和稳态功耗能力，明显地依赖于引脚导线的直径，它应当在 0.037～0.043 英寸之间。其他制造者的产品，由于引出脚的直径较小，其有效热阻抗也较低，因而稳态功耗能力较低。用 1.5W 的 1N5956(200V)齐纳箝位二极管，对于较低功率和较小峰值电流水平(低于 600mA)应用已足够了，还可用 MOTOROLA 的产品。

表 3-7 和表 3-8 给出了每一种 TOPSwitch 对应推荐的阻断二极管 D1 和箝位齐纳二极管 VR1 型号，也给出了可用作箝位的其他齐纳二极管系列型号，现在按功率大小列出如下：

- 1.0 W 的 1N476× 系列(MOTOROLA)；
- 1.0 W 的 VRDZ2 ×× U 系列(ISHIZUKA)；
- 1.3 W 的 BZX85C 系列(THOMSON)；
- 1.5 W 的 BZY97(PHILIPS、THOMSON、FAGOR)；
- 2.0 W 的 BZV47C(THOMSON)；
- 2.5 W 的 BZD23(PHILIPS)；
- 3.25 W 的 BZT03(PHILIPS、TEMIC)；
- 5.0 W 的 1N53 ×× 系列(MOTOROLA、THOMSON)；
- 6.0 W 的 BZW03 / D(TEMIC)。

(4) 步骤 6 设置脉动电流 I_R 与峰值电流 I_P 的电流比例因数 K_{RP}。

参见图 3-17，对应公式为：

$$K_{RP} = \frac{I_R}{I_P} \tag{3-27}$$

在大多数连续工作状态下，对于电网为 100 ~ 115V_{AC} 或者通用输入交流电压时，先取电流比例因数 K_{RP} = 0.4；在 230V_{AC} 电网输入时，取 K_{RP} = 0.6。当连续工作状态较少时，K_{RP} 会增加到较高值。按上述定义，K_{RP} 不会大于 1.0，并且也不可能被设置在比 0.4 更小的数值。

许多设计师宁可采用非连续状态(K_{RP} = 1.0)设计，这样控制环路较容易稳定。当采用 TOPSwitch 时，由于建立了环路的补偿，使它能利用一个简单的外部 RC 网络来稳定环路，而不受工作状态影响。设计 K_{RP} 在上述推荐值，它允许连续工作状态在低电网输入时，

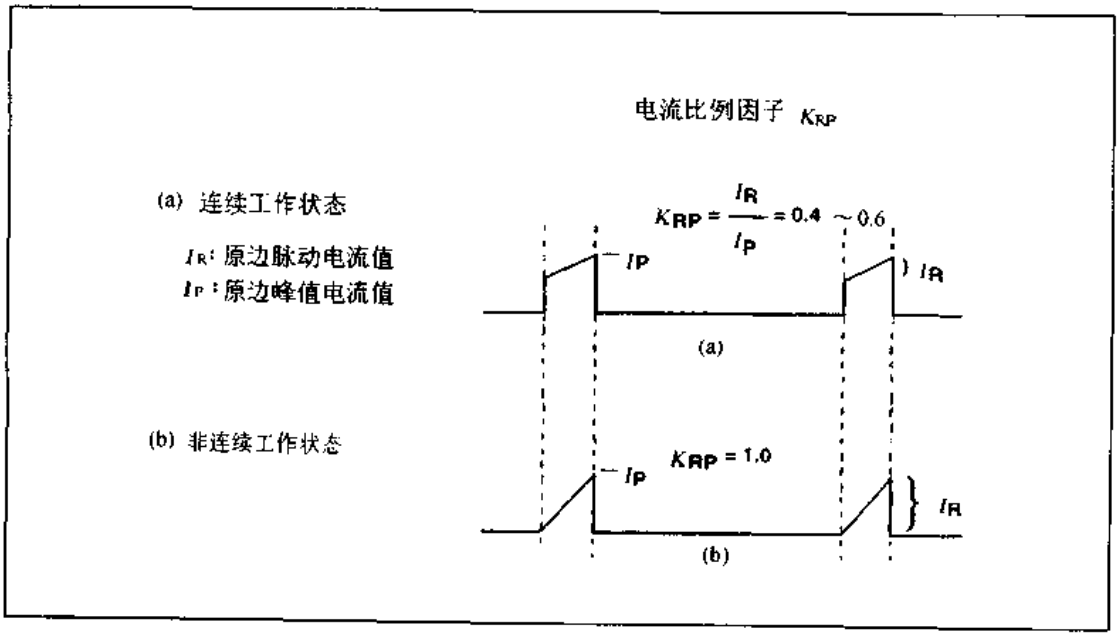


图 3-17 简化的连续和不连续状态下漏极电流波形(原边绕组电流)示意图

在给定的输出功率条件下使原边峰值电流为最小，并且在应用中允许使用尽可能小的复合IC-TOPSwitch器件。

在电网电压为230V_{AC}时，推荐$K_{RP}=0.6$(比较在电网电压为100/115V_{AC}和通用输入时取$K_{RP}=0.4$)，其重要的原因是为了适应开通时漏极出现较高电流峰值，它是由于漏极结电容在较高电平时放电引起的。

(5) 步骤7 确定原边波形参数I_{AVG}、I_P、I_R、I_{RMS}。

电流比例因数K_{RP}和最大占空比D_{MAX}确定之后，就能知道原边电流波形。由电流波形的简单几何图形，很容易推导出作为平均电流值I_{AVG}函数的原边峰值电流I_P、脉动电流I_R和有效值(RMS)电流I_{RMS}的计算公式：

$$I_P=\frac{I_{AVG}}{[1-(K_{RP}/2)]D_{MAX}} \tag{3-28}$$

根据平均电流值I_{AVG}、峰值电流I_P和最大占空比D_{MAX}，可计算出脉动电流：

$$I_R=2\times\left(I_P-\frac{I_{AVG}}{D_{MAX}}\right)=I_P\times K_{RP} \tag{3-29}$$

有效值电流I_{RMS}的计算，可根据最大占空比D_{MAX}、原边峰值电流I_P及比例因数K_{RP}得出。有效值电流I_{RMS}还可以由最大占空比D_{MAX}、峰值电流I_P和脉动电流I_R直接计算出来：

$$I_{RMS}=I_P D_{MAX}\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right) \tag{3-30}$$

$$I_{RMS}=D_{MAX}\left(I_P^2-I_P I_R+\frac{I_R^2}{3}\right) \tag{3-31}$$

电网交流电压输入全桥整流器的有效电流值计算式如下：

$$I_{ACRMS}=\frac{P_O}{\eta V_{ACMIN} PF}\geqslant 2I_D \tag{3-32}$$

式(3-32)中，I_D是全桥整流器的额定有效(RMS)电流值，V_{ACMIN}是电网输入最小交流电压值，PF则是电源的功率因数(其典型值为0.5～0.7之间，如果说没有可利用的参考数据，则取$PF=0.5$)。高压整流二极管的反向电压值为：

$$V_R\geqslant 1.25\times(1.414\times V_{ACMAX}) \tag{3-33}$$

在低电网电压条件下，变换器原边的平均输入直流电流值I_{AVG}可由输入功率除以V_{MIN}得到，而输入功率则等于输出功率除以效率，则：

$$I_{AVG}=\frac{P_{IN}}{V_{MIN}}=\frac{P_O}{\eta V_{MIN}} \tag{3-34}$$

(6) 步骤8 根据TOPSwitch数据库中的最小电流限制I_{LIMIT}和要求的I_P值(见式(3-28))，来确定选用TOPSwitch的合理型号。

$$0.9\times I_{LIMIT}\geqslant I_P$$

这是因为在产品资料中的电流限制最小值I_{LIMIT}是在室温下的，为了适应高温时该参数的少量降低，必须考虑I_{LIMIT}在高温时下降10%来计算，并且把该值与数据库中的最小限制电流I_{LIMIT}作比较。大于该I_{LIMIT}数值的最小功率的TOPSwitch，应当是作为最低功耗的首选器件。

(7) 步骤 9、10 如果有必要减少功耗，可用较大的 TOPSwitch 来检验热温升限制。

在低电网输入电压时，计算 TOPSwitch 的导通损耗：

$$P_{IR} = I_{RMS}^2 \times R_{DS(ON)} \quad (100℃ 高温下) \tag{3-35}$$

在低电网电压条件下计算 TOPSwitch 的开关损耗 P_{CXT}：

$$P_{CXT} \approx (1/2) \times C_{XT}(V_{MAX} + V_{OR})^2 f_S \tag{3-36}$$

式中 C_{XT}是漏极的外部结电容。

作为总损耗的函数，可用下式来计算 TOPSwitch 结点温度：

$$T_J = 25℃ + (P_{IR} + P_{CXT})\theta_{JA}$$

如果 $T_J > 100℃$，那么应当选用更大功率的 TOPSwitch 器件。

(8) 步骤 11 检验选择的 TOPSwitch 最小值 I_{LIMIT}，并对照所需的 I_P，如果有必要（在最少的连续状态下工作），可增大 K_{RP}。

在低电网电压时采用连续状态工作，可增加在给定输出功率下的峰值电流，允许使用更小的 TOPSwitch 。如果这样设计，可以通过增大 K_{RP} 的值，来逐步实现在磁芯尺寸与 TOPSwitch 之间的折衷。在 TOPSwitch 价格较高时，较大的 K_{RP} 允许使用较小的磁芯；而较大的 K_{RP} 就意味着较少的连续工作状态和较低的电感量 L_P，但是峰值电流 I_P 更高。采用多种设计方法来有效增加电流能力，选择最适中的（尽可能小的）TOPSwitch，这是很重要的一项考虑。

通过采用提高 K_{RP} 来缩小磁芯的尺寸，它除了影响变压器的磁芯尺寸之外，K_{RP} 还影响了电源的效率。较大的 K_{RP} 会引起较高的原边有效值（RMS）电流 I_{RMS}，增大 TOPSwitch 的导通损耗；而较小的 K_{RP} 则会让 I_{RMS} 更小，能进一步降低 TOPSwitch 的损耗。

对物理尺寸、重量及所需效率密切相关的应用，让 K_{RP} 取中间值时，可在损耗与效率之间能提供最佳的解决方案。

虽然该设计方法是考虑能使用最大的 K_{RP} 值，但一经选了 TOPSwitch 器件，对于其他的设计选择，灵活性也是存在的。有经验的工程师应自己来判断 K_{RP} 的取值。

(9) 步骤 12 确定原边绕组电感量 L_P。原边电感量 L_P 是由下面计算反激式变压器储能方程式来确定的，而反激变压器的储能是与原边电流的平方成正比的。当 TOPSwitch 导通时，原边电流线性地呈斜坡状升高，即前面所确定的脉动电流 I_R，并增加反激变压器中的储能。而当 TOPSwitch 截止时，与脉动电流 I_R 有关的储能增量，将提供给负载和副边损耗（整流器与箝位管）。原边电感量 L_P 的计算如下式：

$$L_P = \frac{P_O \times 10^6}{I_R^2 K_{RP}(1 - K_{RP}/2) f_S} \times \frac{Z(1-\eta)+\eta}{\eta} \tag{3-37}$$

式中，P_O 是输出功率，η 是电源的效率，Z 是损耗分配因数，I_P 是峰值电流，f_S 是开关频率，而 K_{RP} 是脉动电流与峰值电流的比例（由 I_R 来确定）。由于在每个开关周期中，从原边到副边的传递能量，仅在于 $(1/2)L_P \times I_P^2$ 和 $(1/2)L_P (I_P - I_R)^2$ 之差。

如果 $Z = 1.0$，所有的损耗都在副边；如果 $Z = 0$，则所有的损耗都在原边。Z 是副边损

耗与总损耗的比例值。如果没有更好的参数信息，应当取 $Z=0.5$。

原边电感量 L_P 也可用如下参数的函数来确定：脉动电流 I_R、有效原边电压（$V_{MIN}-V_{DS}$）、最大占空比 D_{MAX}、开关频率 f_S，参见式(3-38)。但由于损耗分配因数 Z 和 TOP-Switch 导通时漏极到源极电压 V_{DS} 的选择值不同，将会引起原边电感量的少量差异。上面给出的储能方程式用电感值 L_P，而下面给出的脉动电流方程式，是检验电路测量 L_P 值的方法之一：

$$L_{P(MEASURED)} = \frac{(V_{MIN} - V_{DS})D_{MAX}}{I_R f_S} \times 10^6 \tag{3-38}$$

原边绕组匝数 N_P 由下式决定：

$$N_P = N_S \times \frac{V_{MIN} - V_{DS}}{V_O + V_D} \times \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} \tag{3-39}$$

(10) 步骤 14、15、17 等 设计副边绕组匝数 N_S、偏置绕组的匝数 N_B。

可由输出电压 V_O、输出二极管正向电压 V_D、副边绕组匝数 N_S、指标偏置电压 V_B 和偏置二极管电压 V_{BD} 来计算 N_B：

$$N_B = \frac{V_B + V_{BD}}{V_O + V_D} \times N_S \tag{3-40}$$

A_{LG} 是加气隙的磁芯有效电感（nH/匝数平方）。某些磁芯按规范的 A_{LG} 提供了标准的气隙设置。变压器的制造商或是按给予的 A_{LG} 值来获得有气隙的磁芯，或是在完成变压器时用研磨气隙来满足电感量的规范。A_{LG} 也可以用于简化随后的计算，它是根据原边电感 L_P（μH）和原边绕组匝数 N_P 来得到。注意 A_{LG} 的参数单位是 nH/匝数平方：

$$A_{LG} = 1000 \times \frac{L_P}{N_P^2} \tag{3-41}$$

最大磁通密度 B_m 被控制在 2000～3000GS（高斯）范围内，它受副边绕组匝数 N_P 的变化影响，而这直接改变了原边绕组匝数 N_P，如前面所述。最大磁通密度 B_m 可由下面几个参数得到：原边峰值电流 I_P，原边绕组匝数 N_P，有效气隙电感量 A_{LG}，以及有效的磁芯横截面积 A_e。B_m 还能由有效原边电压（$V_{MIN}-V_{DS}$）、输出电压 V_O、输出二极管电压 V_D 和最大占空比 D_{MAX} 计算得到：

$$B_m = \frac{N_P I_P A_{LG}}{10 A_e} \tag{3-42}$$

$$= N_S \times \frac{I_P A_{LG}}{10 A_e} \times \frac{V_{MIN} - V_{DS}}{V_O + V_D} \times \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} \tag{3-43}$$

B_{AC} 是交流磁通密度分量，下面方程式给出了峰值交流磁通密度（而不是指峰-峰值）的计算式，它利用磁芯厂家提供的磁芯损耗曲线。B_{AC} 可由最大磁通密度 B_m、脉动与峰值之比的电流因数 K_{RP} 计算出来。它还可以用有效原边电压（$V_{MIN}-V_{DS}$）、最大占空比、开关频率、有效磁芯截面积、原边匝数 N_P 等五个参数计算得到：

$$B_{AC} = \frac{B_m K_{RP}}{2} = \frac{(V_{MIN} - V_{DS})D_{MAX} \times 10^8}{2 f_S A_e N_P} \tag{3-44}$$

应计算无气隙磁芯的相对导磁率 μ_r，以估算气隙长度 L_g。它是从磁芯参数 A_e（cm^2）、L_e（cm）和无气隙时的有效电感量 A_L 来得出的：

$$\mu_r = \frac{A_L L_e}{0.4 \times \pi \times A_e \times 10} \tag{3-45}$$

气隙长度 L_g(mm)的大小可由下式计算出来：

$$L_g = \left[\frac{0.4 \times \pi \times N_P^2 \times A_e}{L_P \times 100} - \frac{L_e}{\mu_r}\right] \times 10 \tag{3-46}$$

$$L_g = \left[40 \times \pi \times A_e \times \frac{N_P^2}{1000 \times L_P}\right] - \frac{1}{A_L} \tag{3-47}$$

式中，N_P 是原边绕组的匝数，A_e 是磁芯的有效截面积值，L_P 是原边绕组的电感量(μH)，L_e 是磁芯的有效磁路长度，μ_r 是有效导磁率。

上式中的磁芯截面积 A_e 和无气隙时的有效电感量 A_L，可由磁芯的数据表中得到。变压器的骨架有效绕线宽度 BW_E，取决于骨架的物理尺寸宽度 BW、边界限度 M 和骨架绕线层数 L_X：

$$BW_E = L_X \times [BW - (2 \times M)] \tag{3-48}$$

原边绕制漆包线的最大直径 OD(mm)，可由有效骨架宽度 BW_E 和原边绕组匝数 N_P 得到：

$$OD = \frac{BW_E}{N_P} \tag{3-49}$$

偏置绕组通常用相同于原边直径的导线来卷绕，以减少不同导线品种。

另外，原边绕组的匝数与副边绕组匝数的关系，还可由反射输出电压 V_{OR} 与副边输出电压 V_O、整流输出二极管正向电压 V_D 之和的比值来得到：

$$N_P = N_S \times \frac{V_{OR}}{(V_O + V_D)} \tag{3-50}$$

副边峰值电流 I_{SP} 可由原边峰值电流 I_P 和原边与副边的匝数比 N_P/N_S 来得到：

$$I_{SP} = I_P \times \frac{N_P}{N_S} \tag{3-51}$$

副边电流有效值 I_{SRMS} 可由最大占空比 D_{MAX}、副边峰值电流 I_{SP} 和脉动与峰值电流之比 K_{RP} 得到。K_{RP} 的值对于原边与副边是相同的，副边电流有效值 I_{SRMS} 可以用类似原边有效值电流来表达，只需用$(1 - D_{MAX})$代替 D_{MAX}。

$$I_{SRMS} = I_{SP} \times \sqrt{(1 - D_{MAX}) \times \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1\right)} \tag{3-52}$$

输出电容器的脉动电流 I_{RIPPLE} 并不是一个实际变压器的参数，但对于电容器的选取有用。它可由副边电流有效值 I_{SRMS} 和输出电流 I_O 得到：

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2} \tag{3-53}$$

电源的输出电流可由输出功率 P_O 与输出电压的比值得到：

$$I_O = \frac{P_O}{V_O} \tag{3-54}$$

(11) 步骤 20 等 因副边电流有效值 I_{SRMS} 是已得到，所以副边导线最小直径 DIA_S(mm)，可由下式求出：

$$DIA_S = \sqrt{\frac{4 \times CMA \times I_{SRMS}}{1.27}} \times \frac{25.4}{1000} \tag{3-55}$$

实际上的导线尺寸 AWG_S可由原边电流容量 CMA 和副边有效值电流 I_{SRMS} 得到，采用经验公式计算。然后由 AWG_S 来确定 DIA_S。原边电流容量(CMA)是与电流密度成反比的，它可由磁芯的截面积 CM 与原边电流的有效值之比来得到：

$$CMA = \frac{CM}{I_{PRMS}} \tag{3-56}$$

根据原边电流容量 CMA 和副边有效值电流 I_{SRMS}，可计算出最小的副边裸线导体截面积：

$$CM_S = CMA \times I_{SRMS} \tag{3-57}$$

另外，较大容量的副边导线还可参考下式：

$$AWG_S = 9.97 \times [5.017 - \log(CM_S)] \tag{3-58}$$

第四节　单端反激式开关电源变压器的参数设计、磁芯选择、绕制方法与绝缘措施

一、单端反激式开关电源变压器的参数设计

单端反激式开关电源中的变压器，既是作为变压器，又是作为储能电感。它的设计方法与单端正激式变换器大不相同，与其他类型的变换器也不同。其设计参数主要有三项：

❶ 先求出原边绕组电感量 L_P；

❷ 选择规格、尺寸合适的高频变压器磁芯；

❸ 再计算原边绕组匝数 N_P。

由本章式(3-12)可得到：

$$L_P = \frac{t_{ON}^2 E^2 R_L}{2 V_O^2 T} \tag{3-59}$$

也可代入 $D = t_{ON}/T$ 、$P_O = V_O^2/R_L$ 得到：

$$L_P = \frac{E^2 T D^2}{2 P_O} \tag{3-60}$$

因为反激式变换器的功率通常较小，一般选用铁氧体磁芯作为变压器，其功率容量(A_P)计算式如下：

$$A_P = A_e \times A_Q = \frac{P_T \times 10^6}{2 \eta f_S B_m \delta K_m K_C} \tag{3-61}$$

式中，A_e是磁芯截面积(cm^2)，A_Q 是磁芯窗口面积(cm^2)；P_T 是变压器的标称输出功率(W)，B_m是磁芯工作的磁感应强度(G)；δ 是线圈导线的电流密度，通常取 $\delta = 2 \sim 3$ (A/mm^2)；η 是变压器的效率，通常取它的值为 0.8～0.9；K_m 是窗口的填充系数，一般取 0.2～0.4；K_C 是磁芯的填充系数，对于铁氧体 $K_C = 1.0$。

根据计算出的 $A_e \times A_Q$ 值，选取余量稍大些的磁芯即可。由电磁感应定律得到：