

第2版

# 新型开关电源 典型电路 设计与应用

赵同贺 等编著

三分理论，七分实践，解析开关电源设计关键  
经典电路，专家经验，提升开关电源设计能力



机械工业出版社  
CHINA MACHINE PRESS

# 新型开关电源典型电路 设计与应用

第 2 版

赵同贺 等编著

机械工业出版社

本书从“一个选择”、“两个转换”、“三个设计”开始，围绕电路设计、元器件计算，对每个章节里的电路原理图进行了较为全面的定性分析，还对一些主要元器件做了定量分析计算，尤其是对变压器的设计，推算出了六种计算占空比的公式，每种公式依据电源的结构形式而定。根据结构形式和设计理论，结合国内外最新发展动向与新型集成电路的控制技术原理，对元器件的选用、各种电源的结构形式和电源的拓扑结构做了示范性的演示，并对开关电源高频变压器的计算方法和电源的原理做了详细的分析。

本书对通信、军工、家电、医疗、工业控制、交通运输等领域的开关电源设计人员有很高的参考价值，也可供高等院校相关专业师生阅读。

## 图书在版编目 (CIP) 数据

新型开关电源典型电路设计与应用/赵同贺等编著. —2版. —北京: 机械工业出版社, 2015.6

ISBN 978-7-111-49915-2

I. ①新… II. ①赵… III. ①开关电源-电路设计 IV. ①TN86

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2015) 第 072595 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑: 闫洪庆 责任编辑: 闫洪庆 责任校对: 张晓蓉

封面设计: 陈沛 责任印制: 李洋

三河市宏达印刷有限公司印刷

2015 年 5 月第 2 版第 1 次印刷

184mm × 260mm · 21.75 印张 · 537 千字

0001—3000 册

标准书号: ISBN 978-7-111-49915-2

定价: 68.00 元

凡购本书, 如有缺页、倒页、脱页, 由本社发行部调换

电话服务

服务咨询热线: 010-88361066

读者购书热线: 010-68326294

010-88379203

封面无防伪标均为盗版

网络服务

机工官网: [www.cmpbook.com](http://www.cmpbook.com)

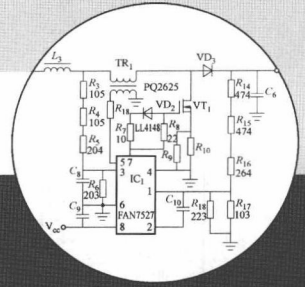
机工官博: [weibo.com/cmp1952](http://weibo.com/cmp1952)

金书网: [www.golden-book.com](http://www.golden-book.com)

教育服务网: [www.cmpedu.com](http://www.cmpedu.com)



# 目录



## 前言

第1章 开关电源单元电路工作原理	1
1.1 开关电源设计要求和原则	1
1.1.1 反激式电路设计要求和原则	1
1.1.2 正激式电源设计要求和原则	3
1.1.3 半桥式电源设计要求和原则	5
1.1.4 全桥式电源设计要求和原则	6
1.1.5 推挽式电源设计要求和原则	8
1.2 开关电源单元电路工作原理	8
1.2.1 整流电路	8
1.2.2 输入低通滤波电路	12
1.2.3 峰值电压钳位吸收电路	12
1.2.4 功能转换快速开关电路	13
1.2.5 输出恒流、恒压电路	14
1.2.6 PFC 转换电路	15
1.2.7 PWM 转换电路	17
1.2.8 开关电源保护电路	21
1.2.9 开关电源软启动电路	28
1.3 开关电源电路设计理论	30
1.3.1 开关电源控制方式设计	30
1.3.2 低通滤波抗干扰电路设计	32
1.3.3 整流滤波电路设计	36
1.3.4 整流二极管及开关管的计算选用	39
1.3.5 开关电源吸收回路设计	41
1.4 开关电源多路输出反馈回路设计	42
1.4.1 多路输出反馈电阻的计算	42
1.4.2 多路对称型输出的实现	44
1.4.3 多路输出变压器的设计	45
1.4.4 设计多路输出高频变压器的注意 事项	45
1.5 恒功率电路的设计	47
1.5.1 恒流、恒压的工作原理	47
1.5.2 电流控制电路设计	48
1.5.3 电压控制电路设计	48

1.5.4 反馈电压的计算	49
1.6 SG6858 恒功率控制电源实例	49
1.6.1 SG6858 电路的工作原理	50
1.6.2 SG6858 恒功率电路的参数计算	51
1.7 输出电路设计	53
1.7.1 高频阻容吸收回路设计	53
1.7.2 滤波电感的计算	53
1.7.3 输出滤波电容的计算	54
1.7.4 光耦合器降压电阻的计算	54
1.7.5 误差放大器频率补偿的计算	55
第2章 开关电源元器件的特性与 选用	56
2.1 功率开关晶体管的特性与选用	56
2.1.1 MOSFET 的特性及主要参数	56
2.1.2 MOSFET 驱动电路及要求	57
2.1.3 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 的 特性及主要参数	58
2.1.4 IGBT 驱动电路	59
2.1.5 晶体管的开关时间与损耗	60
2.2 软磁铁氧体磁心的特性与选用	61
2.2.1 磁性元件在开关电源中的作用	62
2.2.2 磁性材料的基本特性	62
2.2.3 磁心的结构及选用原则	64
2.3 光耦合器的特性与选用	66
2.3.1 光耦合器的分类	67
2.3.2 光耦合器的工作原理	67
2.3.3 光耦合器的主要参数	67
2.3.4 光耦合器的选用原则	68
2.4 二极管的特性与选用	69
2.4.1 开关整流二极管	69
2.4.2 稳压二极管	70
2.4.3 快速恢复及超快速恢复二极管	71
2.4.4 肖特基二极管	73
2.4.5 瞬态电压抑制器	73

2.5 自动恢复开关的特性与选用 .....	74	计算 .....	106
2.5.1 自动恢复开关的工作原理 .....	74	3.3 具有安全可靠多路输出的 UC3852 脉宽 调制电源 .....	107
2.5.2 自动恢复开关的检测方法和选用 原则 .....	75	3.3.1 UC3852 电路特点 .....	107
2.6 热敏电阻 .....	76	3.3.2 UC3852 电路工作原理与应用 .....	109
2.7 TL431 精密稳压源的特性与选用 .....	77	3.3.3 正激式双晶体管变换电路脉冲 变压器设计 .....	110
2.7.1 TL431 的性能特点 .....	78	3.3.4 双管正激式高频变压器设计 .....	111
2.7.2 TL431 的工作原理 .....	78	3.4 具有双路光电检测的 VIPER53 脉宽 调制电源 .....	113
2.7.3 TL431 的应用 .....	78	3.4.1 VIPER53 电路特点 .....	113
2.7.4 TL431 的检测方法 .....	79	3.4.2 VIPER53 电路工作原理与应用 .....	115
2.8 压敏电阻 .....	79	3.4.3 VIPER53 电路参数设计 .....	115
2.8.1 压敏电阻的特性与选用 .....	79	3.4.4 反激式高频变压器设计 .....	118
2.8.2 压敏电阻的主要参数 .....	80	3.5 具有 LED 调光的 LM3445 脉宽调制 电源 .....	122
2.8.3 压敏电阻的分类 .....	80	3.5.1 LM3445 调光的主要特点 .....	123
2.9 电容器的特性与选用 .....	80	3.5.2 LM3445 隔离反激式电源工作 原理 .....	123
2.9.1 陶瓷电容 .....	80	3.5.3 高频变压器设计 .....	126
2.9.2 薄膜电容 .....	82	3.6 具有零电压谐振、高效率、低辐射的 L6598 脉宽调制电源 .....	128
2.9.3 铝电解电容 .....	83	3.6.1 零电压谐振变换的工作原理 .....	129
2.9.4 固态电容 .....	86	3.6.2 L6598 电路性能特点 .....	129
2.9.5 超级电容器 .....	86	3.6.3 L6598 电路元器件及主要工作参数 计算 .....	130
2.10 磁珠 .....	88	3.6.4 高频变压器设计 .....	134
2.10.1 磁珠的特性 .....	88	3.7 具有高效率、高可靠性、低成本的 IR3842 脉宽调制电源 .....	134
2.10.2 磁珠的主要参数 .....	88	3.7.1 IR3842 芯片特点 .....	134
2.10.3 磁珠的选用 .....	89	3.7.2 IR3842 电路工作原理与应用 .....	136
2.10.4 磁珠的分类 .....	89	3.7.3 IR3842 电路主要元器件参数 计算 .....	137
2.11 大功率散热器 .....	89	3.7.4 高频变压器设计 .....	138
2.11.1 散热器的基本原理 .....	90	3.8 具有输入电压宽、性能稳定的 UC3845BN 脉宽调制电源 .....	140
2.11.2 散热器的设计 .....	90	3.8.1 UC3845BN 电路特点 .....	140
<b>第 3 章 开关电源脉宽调制转换电路的   设计 .....</b>	<b>92</b>	3.8.2 UC3845BN 电路工作原理与应用 .....	140
3.1 具有软启动、准谐振的 NCP1207 脉宽 调制电源 .....	92	3.8.3 UC3845BN 电路主要元器件参数 计算 .....	142
3.1.1 NCP1207 电路特点 .....	92	3.8.4 高频变压器设计方法 1 .....	143
3.1.2 NCP1207 电路工作原理 .....	93	3.8.5 高频变压器设计方法 2 .....	144
3.1.3 NCP1207 电路主要元器件参数 计算 .....	96	3.9 具有低电流启动、电流控制模式的	
3.1.4 高频变压器的设计计算 .....	98		
3.2 电流控制模式准谐振的 NCP1337 脉宽 调制电源 .....	100		
3.2.1 NCP1337 电路特点 .....	100		
3.2.2 NCP1337 电路工作原理与应用 .....	102		
3.2.3 正激式高频变压器设计 .....	102		
3.2.4 NCP1337 电路主要元器件参数			



LM5021 脉宽调制电源 .....	145	4.5.4 高频变压器设计 .....	185
3.9.1 LM5021 电路特点 .....	145	4.6 具有“三高一小”的 FAN4803 功率	
3.9.2 LM5021 电路工作原理 .....	146	因数转换电源 .....	187
3.9.3 高频变压器设计方法 1 .....	148	4.6.1 FAN4803 电路特点 .....	187
3.9.4 高频变压器设计方法 2 .....	149	4.6.2 FAN4803 电路工作原理 .....	190
3.9.5 高频变压器设计方法 3 .....	149	4.6.3 PWM 功率级电路工作原理及脉冲	
3.10 具有电流电压双模式控制的 IRS4015		变压器设计 .....	192
脉宽调制电源 .....	150	4.7 输出低电压、大电流的 L6565 功率	
3.10.1 IRS4015 电路特点 .....	150	因数转换电源 .....	194
3.10.2 IRS4015 电路工作原理 .....	151	4.7.1 L6565 电路特点 .....	194
3.10.3 IRS4015 电路主要元器件参数		4.7.2 L6565 与 L6561 所组成电路工作	
计算 .....	152	原理 .....	194
3.10.4 高频变压器设计方法 1 .....	153	4.7.3 升压变压器 TR <sub>1</sub> 设计方法 .....	197
3.10.5 高频变压器设计方法 2 .....	154	4.7.4 高频变压器 TR <sub>2</sub> 设计方法 .....	198
<b>第 4 章 功率因数调制转换电路设计</b> .....	<b>155</b>	4.8 具有谐振式临界电流控制模式的 L6563	
4.1 电流谐波 .....	155	功率因数转换电源 .....	199
4.1.1 电流谐波的危害 .....	156	4.8.1 L6563 的功能特点 .....	199
4.1.2 功率因数 .....	156	4.8.2 L6563 及 L6599 的工作原理 .....	200
4.1.3 功率因数与总谐波含量的关系 .....	157	4.8.3 L6563 电路主要元器件参数计算 .....	202
4.1.4 功率因数校正的意义与基本		4.8.4 高频变压器设计方法 1 .....	204
原理 .....	158	4.8.5 高频变压器设计方法 2 .....	206
4.2 有源功率因数校正 .....	160	4.8.6 高频变压器设计方法 3 .....	206
4.2.1 有源功率因数校正的主要优		4.9 连续电流控制恒功率输出的 L6598	
缺点 .....	160	转换电源 .....	206
4.2.2 有源功率因数转换的控制方法 .....	161	4.9.1 NCP1653 的功能特点 .....	208
4.2.3 峰值电流控制法 .....	161	4.9.2 L6598 的功能特点 .....	209
4.2.4 滞环电流控制法 .....	163	4.9.3 L6598 电路主要元器件参数计算 .....	210
4.2.5 平均电流控制法 .....	164	4.9.4 高频变压器设计方法 1 .....	211
4.3 有源功率因数校正电路设计 .....	165	4.9.5 高频变压器设计方法 2 .....	212
4.3.1 峰值电流控制法电路设计 .....	165	4.10 智能化控制用的 NCP1280 功率因数	
4.3.2 UC3854 用平均电流控制法电路		转换电源 .....	212
设计 .....	172	4.10.1 三种主控芯片的特点 .....	213
4.3.3 ML4813 用滞环电流控制法电路		4.10.2 NCP1280 电路工作原理 .....	214
设计 .....	175	4.10.3 NCP1280 电路主要元器件参数	
4.4 无源功率因数校正电路设计 .....	178	计算 .....	216
4.4.1 无源功率因数校正电路的基本		4.10.4 高频变压器 TR <sub>3</sub> 设计方法 1 .....	217
原理 .....	179	4.10.5 高频变压器 TR <sub>3</sub> 设计方法 2 .....	219
4.4.2 无源功率因数校正电路设计 .....	179	4.11 具有电荷泵性质的 ICEIQS01 功率	
4.5 具有 PFC 与 LLC 双重调制转换的		因数转换电源 .....	219
PLC810PG 电源 .....	181	4.11.1 ICEIQS01 电路特点 .....	219
4.5.1 LLC 谐振变换拓扑结构变换 .....	181	4.11.2 ICEIQS01 片内功能 .....	220
4.5.2 PLC810PG 电路工作原理 .....	183	4.11.3 ICEIQS01 电路工作原理 .....	220
4.5.3 PLC810PG 电路主要参数计算 .....	183	4.11.4 ICEIQS01 电路主要元器件参数	



计算 .....	223	5.7.2 SG3535A 电路工作原理 .....	258
<b>第 5 章 DC/DC 转换电路设计</b> .....	226	5.7.3 SG3535A 电路主要参数计算 .....	261
5.1 高效率、低成本的 UC3843 直流转换		5.7.4 高频变压器设计 .....	262
电源 .....	226	5.8 具有自动恢复功能的 CW3524 直流变换	
5.1.1 UC3843 电路工作原理 .....	226	电源 .....	263
5.1.2 UC3843 的引脚功能 .....	228	5.8.1 CW3524 电路特点 .....	263
5.1.3 UC3843 电路主要元器件参数		5.8.2 CW3524 电路工作原理 .....	265
计算 .....	228	<b>第 6 章 单片开关电源电路设计</b> .....	267
5.1.4 高频变压器设计 .....	229	6.1 恒压/恒流式 TOP227Y 三端单片开关	
5.2 具有电流控制模式同步整流的 LT3825		电源 .....	267
直流变换电源 .....	230	6.1.1 TOP227Y 性能特点 .....	267
5.2.1 LT3825 的功能特点 .....	230	6.1.2 TOP227Y 恒流恒压工作原理 .....	268
5.2.2 LT3825 电路工作原理 .....	231	6.1.3 TOP227Y 恒功率电路设计 .....	270
5.2.3 LT3825 电路工作参数计算 .....	232	6.1.4 TOP227Y 内部结构 .....	271
5.2.4 高频变压器设计 .....	233	6.2 恒功率模式 TOP204Y 三端单片开关	
5.3 可编程输入推挽式 MAX5069A 直流		电源 .....	274
变换电源 .....	234	6.2.1 TOP204Y 电路工作原理 .....	274
5.3.1 MAX5069A 电路功能 .....	234	6.2.2 TOP204Y 电路设计要求 .....	275
5.3.2 MAX5069A 的引脚功能 .....	234	6.2.3 高频变压器设计方法 1 .....	276
5.3.3 MAX5069A 功能详述 .....	236	6.2.4 高频变压器设计方法 2 .....	276
5.3.4 高频变压器设计 .....	238	6.2.5 高频变压器设计方法 3 .....	277
5.4 具有电压控制模式单信号反馈的 NCP1560		6.3 高效率自动调节的 TNY279P 四端单片	
直流变换电源 .....	240	开关电源 .....	277
5.4.1 NCP1560 电路特点 .....	240	6.3.1 Tiny switch—Ⅲ 系列产品性能	
5.4.2 控制 IC 的功能特点 .....	240	特点 .....	277
5.4.3 由 NCP1560 所组成的 DC/DC 转换		6.3.2 Tiny switch—Ⅲ 系列工作原理 .....	278
电路工作原理 .....	241	6.3.3 TNY279P 电路设计 .....	278
5.4.4 高频变压器设计 .....	243	6.3.4 高频变压器设计 .....	280
5.5 采用同步整流桥式变换的 UC3525B		6.4 高效率能自动启动的 TNY256P 四端	
直流变换电源 .....	246	单片开关电源 .....	281
5.5.1 UC3525B 电路特点及其应用 .....	246	6.4.1 TNY256P 性能特点 .....	281
5.5.2 UC3525B 电路工作原理 .....	247	6.4.2 TNY256P 四端电源工作原理 .....	282
5.5.3 高频变压器设计方法 1 .....	249	6.4.3 高频变压器设计方法 1 .....	284
5.5.4 高频变压器设计方法 2 .....	252	6.4.4 高频变压器设计方法 2 .....	284
5.6 具有高速转换的 UC3825 直流变换		6.5 高集成度无辐射的 MC33374 五端	
电源 .....	252	单片开关电源 .....	285
5.6.1 概述 .....	252	6.5.1 MC33370 系列性能特点 .....	285
5.6.2 UC3825 电路特点 .....	253	6.5.2 MC33374 电路工作原理 .....	286
5.6.3 UC3825 电路工作原理与应用 .....	254	6.6 多功能软启动 TOP246Y 六端单片开关	
5.6.4 推挽式高频变压器设计 .....	255	电源 .....	287
5.7 具有高效无辐射的 SG3535A 直流变换		6.6.1 TOP246Y 性能特点 .....	288
电源 .....	257	6.6.2 TOP246Y 变换电路工作原理 .....	289
5.7.1 SG3535A 电路特点 .....	258	6.6.3 TOP246Y 电路的 PCB 设计注意	

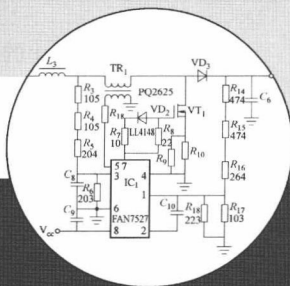




事项 .....	292	方法 3 .....	318
6.6.4 高频变压器设计方法 .....	292	7.2.9 UCC28600 电路 PWM 的计算 .....	320
6.7 高效率自动调整的 TOP249Y 六端单片 开关电源 .....	297	7.2.10 UCC28600 电路输出控制元件的 计算 .....	321
6.8 电源效率 .....	298	7.3 UC3842 研发实例 .....	323
6.8.1 如何提高高频变压器性能 .....	299	7.3.1 UC3842 电路应用的意义 .....	323
6.8.2 如何提高开关电源效率 .....	300	7.3.2 UC3842 电路的特点和结构 .....	323
6.8.3 如何提高 PCB 设计质量 .....	303	7.3.3 UC3842 电路元器件的计算 .....	323
6.8.4 开关电源怎样实现准谐振 .....	304	7.3.4 UC3842 电路高频变压器设计 方法 1 .....	325
<b>第 7 章 研发开关电源的程序步骤 .....</b>	<b>307</b>	7.3.5 UC3842 电路高频变压器设计 方法 2 .....	327
7.1 开关电源研发程序 .....	307	7.3.6 UC3842 电路高频变压器设计 方法 3 .....	327
7.1.1 审题, 确定实施方案 .....	307	7.4 PCB 的设计 .....	328
7.1.2 电路的设计与选用 .....	307	7.4.1 PCB 的布局、布线要求 .....	328
7.1.3 元器件的选用设计计算 .....	308	7.4.2 PCB 的设计过程 .....	329
7.1.4 PCB 的设计 .....	308	7.4.3 PCB 的设计原则 .....	330
7.1.5 项目预算 .....	309	7.4.4 PCB 的布线技巧 .....	331
7.2 UCC28600 研发实例 .....	309	7.4.5 元器件放置注意事项 .....	332
7.2.1 用户市场要求及可行性 .....	309	7.5 如何把原理图转换为 PCB 图 .....	332
7.2.2 绿色开关电源 .....	309	7.5.1 元件属性的设置 .....	333
7.2.3 UCC28600 的功能 .....	309	7.5.2 电路布线 .....	334
7.2.4 UCC28600 的工作原理 .....	310	7.5.3 由原理图生成网络表 .....	334
7.2.5 UCC28600 电路 PFC 的设计计算 ..	313	7.5.4 元件自动布局 .....	335
7.2.6 UCC28600 电路高频变压器设计 方法 1 .....	316	7.6 如何快速有效地制作 PCB .....	337
7.2.7 UCC28600 电路高频变压器设计 方法 2 .....	317		
7.2.8 UCC28600 电路高频变压器设计			

# 第 1 章

## 开关电源单元电路工作原理



### 1.1 开关电源设计要求和原则

#### 1.1.1 反激式电路设计要求和原则

所谓反激式是变压器里的励磁方向与变压器外的励磁方向在外围元器件的作用下方向相反；而且，变压器的一次绕组与二次绕组的起点上下不同，它的基本电路如图 1-1 所示。反激式变换电源的转换效率高，能提供多路输出，而且电路较为简单，如果附加上控制电路，就能实现高效、低耗、输出稳定的高等电源。

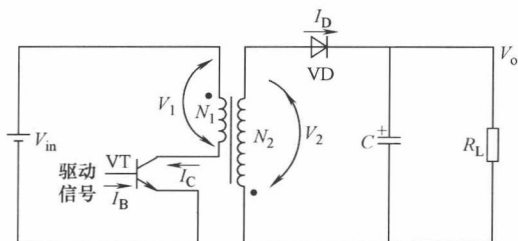


图 1-1 反激式变换电路

在反激式变换电路设计中，如果要求电源的调整率较高时，可在二次电路输出采用稳定性好、线性度高的复合式光电反馈集电器；如果要求输出电压不高、输出电流在 1A 左右，则可采用标准三端稳压块调节负反馈电流，进行脉宽调整输出，也是合适的。

设计反激式变换电路，一般有两种工作方式：一种是完全能量转换方式，即电感电流不连续传输，就是在电能转换过程中，高频变压器的一次绕组在储能周期 ( $t_{on}$ )，变压器所存储的所有能量在反激周期 ( $t_{off}$ )，全部运送到输出端，这为变换转换降低损耗、防止出现磁饱和起到很好的作用效果；另一种是“不完全能量转换”，即电感电流连续传输，存储在变压器中的能量，高频变压器的一次绕组在储能周期 ( $t_{on}$ )，部分电能保留到下一个储能周期 ( $t_{on}$ )。这两种工作方式的小信号传递函数是不同的，在设计电路时动态分析要采取不同的方式，其目的要求两种能量转换方式都能使电源稳定工作，但如果同一种电路，实现两种能量转换，在设计上很难达到。如果开关电源在脉宽调制变换中，引用电流模式控制，这可以减少控制电路所遇到的各种问题，尤其是对完全能量转换所出现的问题，但要求控制电路降低瞬态响应速度，这又给动态负载变动使输出稳定带来麻烦。

反激式变换电路设计对于多路输出要求满足小于 6% 的稳定度，有一定的难度，但只要对多路输出的各路反馈参数进行精确计算，设计好瞬态响应时间，是可以解决的。

设计中还要注意加载的过程、负载特征及各负载同步情况变化，否则电路将会产生共模或差模各种干扰。若有电磁干扰，设计工程师必须采用屏蔽、滤波等方法加以消除。另外还可以通过同步或移相时钟系统来减少低频内部调制干扰的信号频率。对高频变压器的设计是



整个电源设计的重中之重，其设计方法和设计原则必须十分小心：

第一，高频变压器的一次绕组与二次绕组的匝数比，应严格按计算结果进行绕制，使输入最高电压  $V_{i\max}$  降到最低电压  $V_{i\min}$  时，输出电压  $V_o$  仍在用户所要求的变化范围之内，否则将重新改变反馈控制系数，或重新设计瞬态响应频率。

第二，电源在输入电压升至最高 ( $V_{i\max}$ )、占空比进入最大 ( $D_{\max}$ ) 运行期间，这时变压器磁心的磁感应强度也运行在临界值之内，绝不允许变压器磁心出现磁饱和，否则将重新选择磁心或者重新设计变压器，更不允许变压器一次绕组爆裂。

第三，当电源负载加到最大，变压器的温度在国际标准规定值范围之内，负载加大到额定负载的 1.3 倍时，5min 之内，变压器温度不得超过  $105^{\circ}\text{C}$ ，否则将影响电源的安全稳定。

第四，评判电源的损耗低的一个重要标准是铜损和铁损相近，变压器的一次侧和二次侧损耗相等，漏感降到最小，最简单的测试是用手摸变压器不感到烫手（断开电源），听不见变压器有任何的“吱吱”声。特别要求反激式变换电路的电感伏秒值相等。有

$$\frac{N_s}{N_p} V_s t_{\text{on}} = V_o t_{\text{off}}$$

式中， $\frac{N_s}{N_p} = n$ ， $n$  为二次匝数  $N_s$  与一次匝数  $N_p$  之比；

$$n = \frac{V_o + V_{\text{DF}}}{V_{\text{P}(\min)}} + \frac{V_L t_{\text{off}}}{T}; \text{ 也可用公式 } n = \frac{V_{\text{B}(\min)} - V_{\text{DS}(\text{on})}}{(V_o + V_D) \eta} \text{ 计算。}$$

式中， $V_{\text{P}(\min)}$  为变压器一次匝数最低电压； $V_{\text{DF}}$  为变压器二次侧整流二极管压降； $V_L$  为二次侧滤波电感压降； $V_{\text{DS}(\text{on})}$  为开关管导通电压。

变压器一次绕组加进最高电压  $V_{\text{P}(\max)}$  时，若占空比最大（即导通时间为  $t_{\text{on}(\max)}$  时），要保证磁心不出现饱和，这时的磁心磁感应强度要在  $-B_w \sim +B_w$  变化有足够宽的范围，否则出现磁饱和。宽范围磁感应强度在磁心截面积上的磁通  $\Phi$  为

$$\Phi = A_e (B_w - B_r)$$

式中， $B_w$  为铁心工作磁感应强度； $B_r$  为剩余磁感应强度； $A_e$  为磁心中心柱截面积。变压器一次匝数模拟计算公式为

$$N_p \geq \frac{V_{\text{P}(\max)} t_{\text{on}(\max)}}{A_e (B_w - B_r)}$$

式中， $B_r$  与多种因数相关，也难得用仪器仪表测定，而且数量级不是很大，一般情况下可忽略。多路输出电路的高频变压器一次绕组所需的匝数为

$$N_p \geq \frac{V_{\text{P}(\max)} t_{\text{on}(\max)}}{K A_e B_w}$$

式中， $K$  为电路输出的组数，不同的组数  $K$  值不同， $K$  一般为 1~4。

变压的铜耗与它的一次绕组直流电阻  $R_{\text{DC}}$  有关：

$$R_{\text{DC}} = \frac{\rho N_p l}{A_p K}$$

式中， $\rho$  为电阻率， $\rho$  单位为  $\Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$ ； $A_p$  为磁心窗口面积，单位为  $\text{cm}^2$ ； $K$  为绕组面积占



有率。

设计反激式连续开关电源时，它的输出电压是由峰值开关电流控制的，部分输出电压分流给了误差放大器，而误差放大器的输出电压与开关管理的斜坡电流成一定比例，开关管在导通时存在导通压降，它的计算如下：

$$V_{DS(on)} = \frac{P_{o(max)} R_{DS(on)}}{\eta V_{i(min)}}$$

MOSFET 的导通压降是计算高频变压器的一项重要参数，我们选用 MOSFET 时，它的导通电阻越小越好，因为它决定开关管的开关速度、发热量，直接影响整个电源的效率。

### 1.1.2 正激式电源设计要求和原则

正激式变换电路与反激式变换电路的最大差别是高频变压器的一次与二次绕组的起点相反，这样变压器内外的励磁电压的方向相同。当开关管 VT 关断时，二次绕组的续流二极管 VD<sub>2</sub> 和储能元件 L 构成放能面，向负载 R<sub>L</sub> 供应电能。特别指出的是，反激式变换电路对储能元件 L 没有那么重要。如图 1-2 所示，当开关晶体管 VT 导通时，二次绕组上的储能电感 L 的电流直线增加，有  $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$ 。

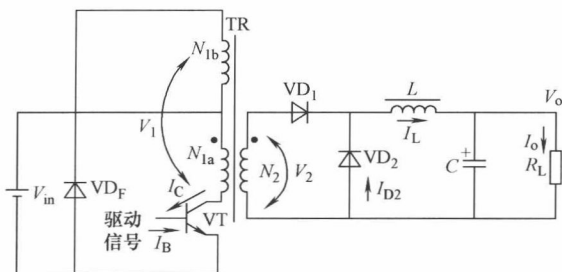


图 1-2 正激式单晶体管变换电路

当开关晶体管 VT 关断时，在二次绕组的反激作用下，电感 L 上的电压反向，使 VD<sub>2</sub> 导通，构成续流回路，电感 L 上的电流 i<sub>L</sub> 向负载 R<sub>L</sub> 供电，使 i<sub>L</sub> 逐渐减少，有  $-\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L}$ 。

正激式变换电路输出电压的大小决定于高频变压器的匝数比和开关电路的占空比 D，这与反激式变换电路一样，只是工作频率和占空比的设计值要小一点。一次绕组的匝数比反激式多一点。

$$V_o = \frac{N_s t_{on}}{N_p T} V_s = n D V_s$$

上式表明，当变压器二次电压 V<sub>s</sub> 发生变动时，要保持输出电压 V<sub>o</sub> 不变，只有改变占空比 D，这就是开关电源脉宽调制的原理。

从图 1-2 看出，滤波电感 L 在正激式变换电路里它的主要作用是储能，其电感量的大小由最低负载电流决定，它也分电流连续和不连续两种工作方式。只要输出电流保持不变，并保持输出电流波形的斜率，不因负载的变化而改变。一般负载电流 I<sub>LC</sub> 等于流经电感峰值电流的一半，即

$$I_{LC} = \frac{I_{LP}}{2}$$

当输出电流 I<sub>o</sub> 小于负载电流 I<sub>LC</sub> 时，电感上的电流 i<sub>L</sub> 就进入电流不连续方式，否则，为连续方式。如果要使输出电流达到稳定，而输入电压（或 V<sub>s</sub>）有变动，就必须调整占空比来使输出电流 I<sub>o</sub> 稳定，所以说，占空比 D 对正激式变换电路是重要的。



电感  $L$  对正激式多路电压输出时, 选用值比设计值要大, 这是因为输出电流在闭环上运行, 由于多路输出, 反馈电流分流, 占空比的调节难以平衡负载电流的需求, 就会出现各支路电流下降。但是电感值太大, 将导致损耗加大, 电源效率下降, 同时还会出现负载变化率加大等不良现象。

多路输出的所有二次绕组, 必须遵循各绕组的正、反向伏-秒值相等原则, 各绕组不因某一组或几组负载加大影响设计输出电压稳定。同样, 负载为零时, 各路输出电压也不能发生变动。有公式为证:

$$\frac{N_S}{N_P} V_S t_{\text{on}} = V_o T$$

因为  $n = \frac{N_S}{N_P}$ ,  $D = \frac{t_{\text{on}}}{T}$ , 也可  $nV_S D = V_o$ 。

为满足上式, 根据  $V_{S(\text{min})}$ 、 $t_{\text{on}(\text{max})}$  两参数变量, 并考虑二次侧整流二极管压降  $V_{DF}$  代入得到

$$n = \frac{V_o + V_{DF} + V_L}{V_{P(\text{min})}} \cdot \frac{T}{t_{\text{on}(\text{max})}}$$

要保证磁心在输入最高电压  $V_{P(\text{max})}$ 、最大占空比 ( $D_{\text{max}}$ )、电源承受的负载能力  $I_{o(\text{max})}$  最大时, 磁心不出现磁饱和, 这是正激式电源设计的基本要求。要满足最大负载功率输出, 必须最大限度降低铜耗和铁耗, 正确选用工作频率, 扩大占空比的调节范围。这是一般对正激式电源的设计原则, 使用的工作频率和占空比要比反激式低, 这是因为正激式高频变压器的高频电阻比反激式高, 高频电流流过变压器绕组会产生趋肤效应。为降低趋肤效应以最大限度流入绕组的电流要适当地选用绕组铜线的线径, 正确地计算出绕组运行在高频率下的阻抗。

$$R_{\text{HF}} = \frac{\rho N_P^2 L}{A_P K} K'$$

式中,  $K'$  为高频直流电阻 ( $R_{\text{HT}}$ ) 与直流电阻 ( $R_{\text{DC}}$ ) 之比, 直流电阻的计算公式如下:

$$R_{\text{DC}} = \frac{\rho N_P L}{A_P K}$$

式中,  $K$  为变压器绕组在磁心窗口的占有率。

变压器一次绕组的功耗为  $I_P^2 R_{\text{HF}}$ 。若一次侧和二次侧的铜耗相等, 则绕组上的总铜耗将下降, 即  $P_{\text{CU}} = 2I_P^2 R_{\text{HF}} = 2I_P^2 \frac{\rho N_P^2 L}{A_P K} K'$ 。只要一次侧和二次侧的损耗相等, 电源的损耗则最低。

变压器的铁损是按铁心磁感应强度的 2.4 次方增加的, 这种损耗是根据材料种类、形状、温度及频率的不同而不同。

所有形式的变压器的铜耗和铁耗, 其中的铜耗在变压器的一次绕组与二次绕组相等时, 总损耗是最小的。对于绕线的方法, 应将一次绕组和二次绕组的位置尽可能安排均等一些, 一般采用一次绕组和二次绕组交替绕制。这种绕线方法可使漏感减小, 使变压器的励磁交错均衡。对于大电流输出, 二次绕组需采用多股导线绕制, 防止或降低趋肤效应出现。

在同功率输出下, 正激式变换器的漏极电流峰值比反激式漏极峰值小一些, 反激式变换电路的二次输出不需要电感, 它一般用于功率较小的场合, 而正激式变换电路可用在低电



压、大电流、大功率的场合。但反激式并联工作容易，电流输出均衡。另外正激式可使用无气隙磁心，电感值高，一次和二次的峰值电流较小，因此铜耗低。另外正激式变换电路的二次电路有电感电流和续流电流存在，使得滤波电容的储能电流保持在较低的数值，但是工作状态进入不连续方式，就会在辅助绕组上产生过电压，如果加入假负载，则效率下降。

### 1.1.3 半桥式电源设计要求和原则

半桥式变换器是离线开关电源较好的拓扑结构。如图 1-3 所示，电容器  $C_1$ 、 $C_2$  与开关晶体管  $VT_1$ 、 $VT_2$  组成半桥式变换电路。桥的对角线接高频变压器 TR 一次绕组的上下两端，故称半桥式变换开关电源。如果  $C_1 = C_2$ ，某一开关晶体管导通时，供电电压  $V_{in}$  使桥路的一只开关管导通，给电容  $C_1$  和  $C_2$  充电，一次绕组  $L_p$  承受供电电压的一半，另一半加在另一只电容上。由于一次绕组电感和漏感作用，电流继续流入一次绕组黑点标识的端点。如果变压器一次绕组存储的电能量足够大，二极管  $VD_4$  导通，钳位电压进一步变负。 $VD_4$  导通后，电感上的电能对  $C_2$  充电，A 点的电压在阻尼电阻  $R_2$  的作用下，使电容  $C_2$  上的电压回到平均值。如果这时  $VT_2$  的基极有触发脉冲作用， $VT_2$  马上导通，一次绕组黑点标识电压即由正变负，一次电流  $I_p$  外加励磁的磁化电流一起流入  $VT_2$ ，然后重复上述过程。晶体管在导通期间，流过  $L$  的电流增加，而晶体管在截止时，流过  $L$  的电流减少，平均电流处在  $VD_1$ 、 $VD_2$  全波整流的条件下是脉动不变的电流  $I_o$ ，它的输出电压为

$$V_o = \frac{V_{in} t_{on}}{N_p T} N_s = V_{in} D \frac{N_s}{N_p} = V_{in} D n$$

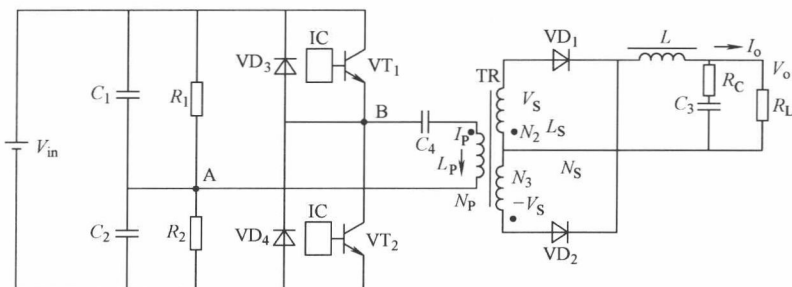


图 1-3 半桥式变换电路

式中， $n$  为变压器匝数比。控制转换过程的占空比  $D$ ，它使输入电压和负载电流发生变化时输出电压保持恒定不变。这说明输出电压  $V_o$  与输入电压、变压器匝数比以及调制占空比有直接关系。

对半桥式变换电源的设计要求：

1) 要求两只开关晶体管具有相同或十分接近的频率特性、开关特性、开关管的输入、输出阻抗，尤其是开关管的导通阻抗。要认真选用，不允许出现“直通车”、“趋向饱和”等十分恶劣现象出现。

2) 要求振荡频率稳定，否则电源的质量不能满足。对于电流式振荡器，它的频率波形是由外部电容  $C_F$  和反馈电阻  $R_F$ ，以及桥臂的泄放电阻  $R_D$  决定的，计算公式如下：

$$f_{\max} = \frac{1}{T_{\text{OSC}}} \quad T_{\text{OSC}} = t_{\text{IRS}(\min)} + t_{\text{ITS}} \quad f_{\max} = \frac{1}{t_{\text{IRS}(\min)} + t_{\text{ITS}}}$$



式中,  $T_{\text{OSC}}$ 是谐振振荡频率周期;  $t_{\text{IRS}}$ 是在振荡启动的电流充电时间;  $t_{\text{ITS}}$ 是在振荡启动的电流放电时间。

最高频率的高低, 很大程度决定半桥式电源的输出功率, 而最高频率的精确性与电路的延迟时间减少有关。

3) 半桥式、全桥式以及推挽式都用在 500W 以上的大功率场合, 对于电路保护仍是电源维持寿命的重点, 首先是过电流保护。一般情况下电桥控制电路检测端电压超过控制模块标准电压 0.5V 时, 这时电感电流阈值就会使控制电流超越正常值的 1.3 倍, 此时导通了开关管的极限阈值, 驱动器件会急剧地降低驱动输出信号, 如图 1-3 所示。

电感电流的阈值计算由下式得到:

$$I_{L(\text{OCP})} = \frac{R_S I_{S(\text{OCP})}}{R_{CS}}$$

式中,  $R_S$  为处在过电流状态下, 检测端与地的输入阻抗;  $R_{CS}$  为处在正常状态下, 检测端与地的电阻;  $I_{S(\text{OCP})}$  为电路的过电流保护电流。

设计人员应有条件地选择好控制元件的检测电阻, 以保证电感电流不超过阈值, 使电源安全不受到威胁, 这是最基本的要求。

4) 过功率限制。检测电流  $I_{CS}$  时刻监视着负载的变化和输入电压越限过电压或欠电压的主要参考值。输入电压、电流  $U_{ac}$  和  $I_{VAC}$ , 它们的乘积代表输入功率  $U_{ac} I_{VAC}$ , 当乘积大于容许值时, 则将电路的输出的电压拉到设计值  $V_o$  的范围内; 当输入电压  $V_{in}$  被推到最大值时, 这时半桥式控制部件将占空比转换到最小, 输入的电流  $I_{VAC}$  被限制住, 过功率限制的乘积  $U_{ac} I_{VAC}$  会自动地钝化, 这时的输入功率:

$$\frac{I_L \cdot \frac{R_{CS}}{R_S} \cdot \sqrt{2} U_{ac}}{R_{VAC} \cdot I_{VAC}} = P_{in}$$

5) 欠电压锁定和过热保护。输入电压过低, 虽然半桥的两只开关晶体管所承受的反向励磁电压是安全的, 但整个变换电路在这种低压下反复励磁, 磁化电流的传输电子被堆积在一次绕组和开关管的漏极区域之间, 这样, 由于启动电压不足, 使高频变压器和开关管发热, 经过几个周期, 很可能使开关管烧毁。实施欠电压锁定的基本原理就是电路振荡停止, 不使开关管积聚传输电子。如果电路功能具备, 加接一只热敏电阻也是可行的。当电路温度上升到一定高温后, 热敏电阻动作被启动, 切断控制部件或 IC 的电源, 停止工作。但这种热保护滞后的时间较长、反应慢, 往往热敏电阻未启动, 开关管就烧掉了。如果采用前沿控制技术与平均电流模式, 在全球电压范围内和负载大扰动下, 无需任何监控信号, 都能使电源在可控范围内运行。

### 1.1.4 全桥式电源设计要求和原则

全桥式变换电源电路比较复杂, 它是对模拟电路、数字电路、电磁理论、材料科学等多门学科综合应用的体现, 任何现代电源都具备这些领域里的多种技术, 可以说全桥式电源是整个开关电源中技术含量最高的一种。

桥式变换电源由 4 只晶体管组成, 它的变压器只有一个一次绕组, 通过正、反向电压轮换变化, 在变压器的一次绕组得到正、反两个不同极性的磁通, 再经过二次绕组全波整流,

输出直流电能，如图 1-4 所示，由图可知，4 只晶体管对功率开关是安全的，最大的反向电压不会超过电源供电电压，在很大程度上消除了部分由变压器漏感和开关管的 D-S 极间电容所产生的瞬态峰值电压，这样反激时的电能得到充分利用和快速恢复，在高压离线式开关电源中，虽然开关管多两只，它的损耗还是可以接受的。所以，全桥式变换电源在大功率 AC/DC 变换中应用很多。实践证明，全桥式变换电路采用软开关工作方式，它的电气性能、电磁辐射、转换效率与可靠性等方面，都明显优于硬开关电源。现代全桥式电源要求具备以下特点：

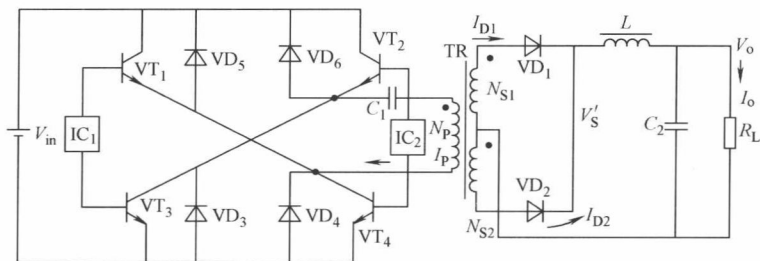


图 1-4 桥式变换电路

1) 负载均流技术。具有均流技术的电源便于扩容。使扩容模块化、负载均流化的方法很多，最简单的方法是利用电路开环调节电源输出阻抗，达到均流，但均流的负载效应指标差，均流的响应速度慢，效果不理想。第二是平均电流法，它不需外加控制器，只需一根控制导线连接各单元，调节电压放大器的参考电压，达到每个单元电流均等。单元模块监控通过一个电阻驱动总线。如果某单元电阻上的信号有变化，这个信号反映出负载电流的不平衡，这时信号立即调整基准电压，使之达到均流。最后是自动均流法，它是利用单元的电流最大值与每个单元电流比较，其差值来调节各单元的参考电压，达到每个单元的电流相等。它用二极管代替平均电流法中的电阻。自动均流法只允许一个均流总线对电源里的各个单元进行信号通信，它向各单元提供性能良好的均流服务。

2) 零电压脉宽调制、软开关移相控制，是全桥式转换又一新技术。我们知道，全桥式转换的正半周和负半周对称相同，却方向相反，在一个开关周期里，全程存在着 12 个不同的工作过程状态，除了正负半周的两只功率管输出的两个钳位续流过程之外，还有 4 个谐振过程：振荡波从死区开始与谐振交换电流过程；换流释放过程；一次电感储能馈送负载过程；从驱动负载返回电网过程。在这些过程状态里，往往主变压器一次电流上冲或下冲过零，脉宽调制的占空比会丢失，全桥式转换的驱动开关管将进入零电压导通、零电流关断的软开关周期，在这周期里控制好 12 种工作状态是非常重要的。图 1-4 中的  $C_1$  的容量与主变压器  $N_p$  的一次电感量的配置对这 12 种状态呈现至关重要，要求在设计变压器一次电感量和漏感时留有余地，可在对电容  $C_1$  调整时进行更好地补偿，消除漏感。

3) 开关电源是一门综合技术，也是一门实践性很强的学科，不仅是电路设计重要，就连一个元器件的摆放位置都牵动全局，所以有“三分理论、七分经验”之说，从设计专题上要满足技术要求；实施制作调试的过程中，要因势利导，顺势而为，不能逆势而行，既要注重理论，更要把握好实践，才能收到行之有效的效果，否则是事倍功半。



### 1.1.5 推挽式电源设计要求和原则

推挽式变换电路是利用变压器隔离和脉宽调制的变换电路。它将变压器的中心抽头接到输入电源的正端，其余两端分别接到开关晶体管的漏极如图 1-5 所示，对输入 60V 以下的直流电源电压时，推挽式变换比半桥式和全桥式变换电源优越，因为推挽式任何时候只有一个开关元件工作，对于输出相同的功率，开关管损耗比较小。所以在低电压、大功率（1000W 以上），多数采用推挽式变换技术。为了使输出稳定、高效、低耗，要求研发人员采取以下措施。

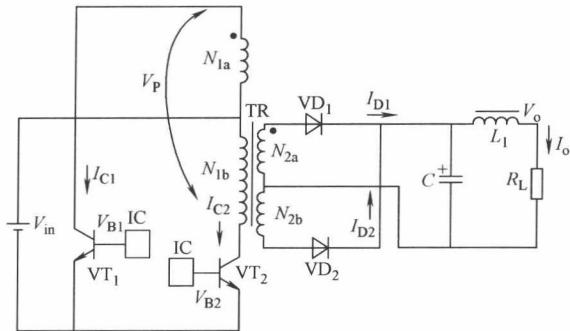


图 1-5 推挽式变换电路

1) 对大电流、低电压输出的 DC/DC 转换电路，最大的难题是效率。效率高，电源的价格就高，市场需求量大，对多路输出的电路，必须要提高每一路的负载调整率，要达到这一目的，需采用合适的性能优越的控制电路和电路元器件，质量的优劣不但决定电源损耗和效率，还对电源的寿命有直接的影响，其次提高效率，要在输出二次侧采用高速同步整流技术，采用这种技术需要注意的是整流管和回流管的两只 MOS 管的参数一致，不能出现同时导通，否则将产生大电流环流引发 MOS 管损坏。

2) 推挽式电源在降压变换方式中，主开关 MOS 管断开时，二次电流通过输出电感流入负载，由于电感的作用，该电流不会立即中断，形成负载电流回路，它将影响负载在重载下的稳定性，这是设计工程师要注意的另一个问题。如设法将驱动信号延迟，即可将负载回路电流截止，使输出功率稳定，怎样延迟驱动信号呢？就是利用电路的闭环反馈系统的反馈去检测开关管的导通电压，再利用这个导通电压，去调节开关管从关闭到开启的死区时间，使它延迟，将导通时间最佳化，这样的结果还有效地降低了开关管的导通或关断的损耗，并补偿了由于负载的变化使开关管的温度发生变化的不良后果。

3) 低电压大电流对推挽式电路带来的是功耗上升，很多电源产品由此不能进入批量生产，这里很多是元器件的质量引起的，也有很多是生产工艺不周全不完善引起的。比如说“老化”这个工艺环节，稍有不周就会出现“热磁”，热磁是一种物理现象，但对像开关电源这样的高频率、高磁动势电子器件，就会发生“高烧”，加大损耗，降低了效率。我们要尽最大努力消除或降低因输出低电压和提高工作频率所造成的功耗。采用预测开关管的栅极电压，进行控制晶体管的导通和截止，使电路的控制回路做到按时按量有条不紊地进行电能转换。这种预测栅极技术叫做 Predictive Gate Drive 技术。在电路中无需同步扫描、信号采样这些工作环节，预测开关管栅极电压技术对推挽式变换电路、多路输出引发降低功耗电路是有好处的。这种技术不需在电路设计上做文章，只要注意选用具有这种功能的控制 IC 就行。

## 1.2 开关电源单元电路工作原理

### 1.2.1 整流电路

整流电路就是利用二极管和 MOS 的两个电极单向导电的特性，把交流电变为脉动直流