

SWITCHING 开关电源  
POWER SUPPLY 技术与设计  
TECHNOLOGY AND DESIGN

潘永雄 编著



西安电子科技大学出版社  
<http://www.xduph.com>

# 开关电源技术与设计

潘永雄 编著

西安电子科技大学出版社

## 内 容 简 介

本书以开关电源常见的拓扑结构和关键元件的设计为主线,面向初学者,以高等学校电类相关专业的学生、工程技术人员作为主要的服务对象。作者本着“注重基础、说透原理、面向设计”的原则安排全书内容,并力争从实用角度出发,用通俗易懂的语言,由浅入深,系统、详细地介绍了DC-DC、反激、正激、APFC、APFC反激、半桥、LLC半桥等常用拓扑结构的工作原理、设计思路以及元件参数的计算过程等内容。

本书可作为相关工程技术人员的参考书,亦可作为高等学校有关专业“开关电源技术”课程的教材或教学参考书。

### 图书在版编目(CIP)数据

开关电源技术与设计/潘永雄编著. —西安:西安电子科技大学出版社,2016.2  
ISBN 978-7-5606-3946-8

I. ①开… II. ①潘… III. ①开关电源—设计 IV. ①TN86

### 中国版本图书馆CIP数据核字(2016)第018916号

策 划 马乐惠  
责任编辑 马 琼 马乐惠  
出版发行 西安电子科技大学出版社(西安市太白南路2号)  
电 话 (029)88242885 88201467 邮 编 710071  
网 址 www.xduph.com 电子邮箱 xdupfb001@163.com  
经 销 新华书店  
印刷单位 陕西大江印务有限公司  
版 次 2016年2月第1版 2016年2月第1次印刷  
开 本 787毫米×1092毫米 1/16 印张 22.5  
字 数 529千字  
印 数 1~3000册  
定 价 42.00元

ISBN 978-7-5606-3946-8/TN

**XDUP 4238001-1**

\* \* \* 如有印装问题可调换 \* \* \*

本社图书封面为激光防伪覆膜,谨防盗版。

# 前 言

相对于传统线性稳压电源来说,开关稳压电源具有效率高、输出功率大、体积小、重量轻、成本低等优点。尽管开关电源存在输出纹波电压偏高、EMI 干扰较大、可靠性较差等固有缺陷,但随着电子元器件工艺的进步、新型电力电子器件的不断涌现以及开关电源技术本身的进步,这些缺陷已逐步得到改善,甚至变得微不足道。目前,设计精良、用料考究的开关电源平均无故障工作时间已达五万小时以上,其可靠性已接近线性稳压电源;输出纹波电压也可以做得很小;采用频率抖动技术后,EMI 性能指标也有了很大改善。在电子产品小型化、高频化、节能化需求的驱动下,开发、使用开关电源成了一种必然选择,致使电子产品生产商对开关电源设计、维修人才的需求激增。为此,目前国内高校电力技术、电子技术等专业均开设了开关电源技术课程。

开关电源的拓扑结构种类很多,单谐振变换器的拓扑结构就有数百种之多。数十年间,众多开关电源研究者在如何提高电源效率、可靠性,减小体积,减少 EMI 干扰等方面做了大量有益的探索,提出了众多的拓扑结构并申请了相应的专利。然而工作可靠、性价比优良、实用性高的拓扑结构却很少,毕竟任何厂家都难以承受“为提高 1% 的效率,而使成本增加 10%”的残酷现实。

在开关电源中,几乎不存在完美的、通用的拓扑结构,任何一种形式的拓扑结构都存在一定的局限性,设计工程师必须非常了解十余种常用拓扑结构的优缺点及适用范围,才能根据设计指标(如输入电压范围、输出电压高低及精度、纹波电压大小、输出功率、效率、平均无故障工作时间、EMI 指标、初次级之间是否需要隔离等)与应用环境(温度、湿度以及使用环境中是否含有腐蚀性气体等),从常见的拓扑结构中选出合适的结构类型。

另一方面,开关电源中每一种拓扑结构的电路形式基本固定,即其包含的某些具体元器件以及彼此之间的连接关系基本确定。选择了特定拓扑结构后,剩余的工作就是根据设计指标与应用环境,计算出相应拓扑结构中各元件的参数,制作样机验证,以便调整并最终确定关键元件的参数。

尽管表面上,每一种开关电源拓扑结构所包含的元器件数目不多,连接关系也基本固定,工作原理也不难理解,但实际上,在开关电源设计过程中涉及了太多的专业知识和专业技能,如高频功率半导体器件知识、电磁学、控制理论、高等数学、电磁兼容技术及标准、安规标准、PCB 排板技能等。此外,AC-DC 变换器工作在高电压状态,初级侧又是“热板”(使用专业标准电源或隔离变压器可解决“热板”问题),在调试过程中会给操作者带来一定的心理压力,增加了开关电源技术人才培养的难度。

本书以开关电源常见拓扑结构和关键元件的设计为主线,面向初学者,以高等学校电类相关专业学生、工程技术人员作为主要的服务对象。作者本着“注重基础、说透原理、面向设计”的原则安排全书内容,并力争从实用角度出发,用通俗易懂的语言,由浅入深,系统、详细地介绍了 DC-DC、反激、正激、APFC、APFC 反激、半桥、LLC 半桥等常见拓扑结构的工作原理、设计思路以及元件参数计算过程等方面的内容。

本书在编写过程中,内容选择上注重物理概念、元件参数计算公式的推导过程及取值依据,注重典型性和代表性,以期达到举一反三的效果;内容安排上力求兼顾基础性与实用性。

本书在广东工业大学《开关电源技术与设计》讲义的基础上,调整、充实了部分章节内容后形成,共分13章。第1~3章主要介绍常见DC-DC变换器原理、储能电感设计方法;第4章主要介绍反激变换器的工作原理、等效电路、储能变压器设计方法;第5章介绍了开关电源输入通道基本单元电路与元件选择依据;第6章简要介绍了典型PWM控制芯片的特征及功能;第7章介绍了APFC变换器组成、工作原理以及设计方法;第8章介绍了正激变换器工作原理及设计方法;第9章在简要介绍传统硬开关半桥、全桥变换器电路组成及工作原理的基础上,详细介绍了LLC半桥谐振变换器工作原理与设计方法;第10章简要介绍了同步整流电路的构成与工作原理;第11章简要介绍了环路补偿的必要性及反馈补偿网络选择策略;第12章简要介绍了开关电源PCB设计的规则;第13章简要介绍了开关电源涉及的部分重要元器件及材料的基本知识,包括功率器件、电容、线材等。

需要指出的是,在开关电源设计的过程中,个别参数的取值为经验数据,书中列举的设计实例所使用的经验数据可能存在争议。

广东工业大学物理与光电工程学院苏成悦、何榕礼老师以及广州市杜高精密机电有限公司胡敏强工程师等参与了本书部分内容的编写工作;广州视源电子科技股份有限公司詹锐工程师校对了书稿大部分章节内容,并就本书的内容安排提出了许多宝贵的意见和建议;广东工业大学研究生李楠、林杰辉、孙安全等利用假期时间校对了书稿部分内容,在此一并表示感谢。

由于编者水平有限,书中不妥之处恳请读者批评和指正。

编者

2015年10月

# 目 录

第 1 章 基本 DC - DC 变换器原理 .....	1
1.1 Buck 变换器 .....	1
1.1.1 工作原理 .....	3
1.1.2 占空比 $D$ 与输出电压 $U_o$ .....	4
1.1.3 输入电压 $U_{IN}$ 变化对电感峰值电流的影响 .....	5
1.1.4 电感、开关管及续流二极管电流 .....	6
1.1.5 最小电感量 $L$ .....	8
1.1.6 负载变化对电感电流的影响 .....	8
1.2 Boost 变换器 .....	9
1.2.1 工作原理 .....	10
1.2.2 占空比 $D$ .....	11
1.2.3 输入电压 $U_{IN}$ 变化对电感峰值电流的影响 .....	11
1.2.4 电感、开关管及续流二极管电流 .....	12
1.2.5 负载变化对电感电流的影响 .....	13
1.3 Buck - Boost 变换器 .....	14
1.3.1 工作原理 .....	14
1.3.2 占空比 $D$ .....	15
1.3.3 电感、开关管及续流二极管电流 .....	15
1.3.4 输入电压 $U_{IN}$ 变化对电感峰值电流的影响 .....	16
1.3.5 负载变化对电感电流的影响 .....	17
1.4 三种基本 DC - DC 变换器特性比较 .....	18
1.5 DC - DC 变换器电流纹波系数 $\gamma$ 的选择 .....	19
1.6 输出滤波电容选择 .....	19
1.6.1 输出滤波电容因 ESR 电阻引起的输出电压波动 .....	20
1.6.2 对输出电容 $C$ 充放电引起的输出电压波动 .....	21
第 2 章 DC - DC 变换器储能电感设计 .....	25
2.1 设计过程涉及到的电磁学知识 .....	25
2.2 电感存储能量与电感磁芯体积之间的关系 .....	26
2.3 储能电感 AP 法公式推导 .....	27
2.4 磁芯气隙设置 .....	28
2.4.1 在闭合磁路中开气隙的必要性 .....	28
2.4.2 气隙位置 .....	29
2.4.3 无气隙磁芯相对磁导率与电感系数 .....	29
2.4.4 带气隙磁芯的有效磁导率 .....	30
2.5 DC - DC 变换器储能电感磁芯体积选择依据 .....	32
2.5.1 Buck - Boost 反激变换器磁芯体积估算 .....	32

2.5.2	Buck 变换器电感磁芯体积估算	34
2.5.3	Boost 变换器电感磁芯体积估算	35
2.6	绕线匝数与线径规划	35
2.6.1	最小匝数 $N$	35
2.6.2	趋肤效应与线径 $d$	36
2.6.3	估算绕线窗口利用率	37
2.7	磁芯气隙长度计算	38
2.7.1	气隙截面积 $A_g$ 的计算	38
2.7.2	带气隙磁芯的电感量 $L$ 与气隙长度 $\delta$ 的计算	38
2.7.3	气隙长度 $\delta$ 计算步骤	39
2.8	磁芯选择	40
2.8.1	磁芯材料	40
2.8.2	磁芯形态选择	40
2.8.3	磁芯参数	42
2.9	电感线圈绕制	44
2.10	输出电压的选择	45
2.11	Buck 变换器设计举例	46
<b>第 3 章</b>	<b>其他形式 DC - DC 变换器原理与设计</b>	<b>50</b>
3.1	Cuk 变换器	50
3.1.1	工作原理	50
3.1.2	耦合电容电压、输出电压及占空比	53
3.1.3	导通及截止期间两电感电压关系	54
3.1.4	电流关系	54
3.1.5	设计步骤	55
3.2	SEPIC 变换器	58
3.2.1	工作原理	58
3.2.2	占空比与输出电压	60
3.2.3	导通及截止期间两电感电压关系	60
3.2.4	电流关系	61
3.2.5	设计步骤	61
3.3	Zeta 变换器	64
3.4	输入与输出不共地的 Buck 变换器	65
3.5	驱动方便的 Buck - Boost 变换器	66
<b>第 4 章</b>	<b>反激变换器原理与设计</b>	<b>68</b>
4.1	工作原理	68
4.1.1	简化电路及波形	70
4.1.2	等效电路	71
4.1.3	占空比 $D$ 及输出电压 $U_o$	72
4.2	漏感能量吸收回路	73
4.2.1	RCD 钳位电路工作原理	74
4.2.2	RCD 吸收回路损耗与参数计算	76

4.2.3	RCD 参数计算过程及实例	78
4.2.4	RCD 吸收电路的局限性	79
4.2.5	减小漏感能量吸收回路损耗方法	80
4.3	反激变换器设计要领	81
4.3.1	反射电压 $U_{OR}$ 、钳位电压 $U_z$ 和最大占空比 $D_{max}$ 的关系	81
4.3.2	反激变换器电流纹波比的折中选择	83
4.3.3	磁芯几何参数选择策略	84
4.3.4	反激变换器各绕组顺序规划	85
4.3.5	屏蔽绕组设置与连接	90
4.3.6	骨架引脚分配规划	90
4.3.7	变压器或电感绕线工艺图	91
4.4	CCM 模式下反激变换器设计过程	92
4.4.1	储能变压器及开关管等关键元件参数计算	93
4.4.2	多输出绕组反激变换器参数计算	97
4.5	常见的次级输出电路	99
4.5.1	恒压输出电路	99
4.5.2	恒流输出电路	102
4.6	双管反激变换器	105
4.6.1	工作原理	105
4.6.2	优缺点及使用条件	106
4.6.3	设计过程	107
4.7	DCM 模式反激变换器	107
4.7.1	DCM 模式反激变换器电流电压关系	109
4.7.2	PWM 调制 DCM 模式反激变换器特征	110
4.8	准谐振(OR)反激变换器	111
4.8.1	准谐振反激变换器原理	112
4.8.2	开关频率限制策略	113
4.8.3	准谐振反激变换器关键参数计算	114
4.9	原边反馈(PSR)反激变换器	118
4.9.1	输出电压检测及 CV 原理	119
4.9.2	输出电流检测及 CC 原理	120
4.9.3	PSR 反激变换器特征及其组合	120
4.10	反激变换器调试	121
<b>第 5 章 输入通道</b>		<b>123</b>
5.1	EMI 干扰与输入电路形式	123
5.1.1	EMI 基本概念及产生原因	123
5.1.2	EMI 信号度量单位及限制	124
5.1.3	输入电路形式	125
5.2	整流电路	126
5.3	工频滤波电路	127
5.3.1	输入滤波电容容量的经验值	127
5.3.2	输入市电周期完整时的最小滤波电容	128



5.3.3	输入市电周期不完整对应的最小电压决定的最小滤波电容	129
5.3.4	由纹波电流决定的最小滤波电容	130
5.4	输入保护电路	131
5.4.1	保险丝(管)	131
5.4.2	防雷击元件	132
5.5	功率型 NTC 电阻	133
5.6	EMI 滤波电路	134
5.6.1	安规电容滤波	136
5.6.2	EMI 滤波电感设计	138
<b>第 6 章</b>	<b>PWM 控制芯片</b>	<b>139</b>
6.1	电压型控制	139
6.2	电流型控制	141
6.2.1	峰值电流控制	141
6.2.2	峰值电流型控制器次谐振现象与斜坡补偿电路	143
6.2.3	平均电流型控制	145
6.2.4	电流滞环型控制	146
6.3	电流型 PWM 控制器典型芯片	146
6.3.1	启动电路	147
6.3.2	时钟电路	149
6.3.3	斜坡电压取样电阻 $R_s$ 的确定	151
6.3.4	典型应用电路	151
6.4	峰值电流型 PWM 控制芯片新技术	154
6.4.1	FAN6757 芯片内部结构框图	154
6.4.2	FAN6757 芯片主要特征	156
6.4.3	保护功能	161
<b>第 7 章</b>	<b>功率因素校正(PFC)电路</b>	<b>163</b>
7.1	市电整流电容滤波电路电流波形特征	163
7.2	非线性电路功率因素 PF 及总谐波失真度 THD 的定义	164
7.2.1	非线性电路功率因素 PF 的定义	165
7.2.2	非线性电路总谐波失真度 THD	165
7.2.3	低功率因素 PF 对电网的危害	166
7.2.4	电器设备谐波标准	166
7.3	AC-DC 变换器功率因素校正(PFC)电路	168
7.3.1	无源功率因素校正电路	168
7.3.2	有源功率因素校正电路	170
7.4	单相 Boost APFC 变换器概述	170
7.4.1	DCM Boost PFC 简介	171
7.4.2	CCM Boost PFC 简介	172
7.5	BCM Boost APFC 变换器	173
7.5.1	电感峰值电流 $i_{L_{PK}}(t)$ 与电源输入电流 $I_{IN}(t)$	174

7.5.2	最小开关频率 $f_{sw_{min}}$ 的推导	176
7.5.3	最小电感量的确定	177
7.5.4	开关管电流与开关管导通损耗计算	178
7.5.5	利用“体积-功率”法大致估算电感磁芯尺寸	179
7.5.6	零电流检测辅助绕组匝数	179
7.5.7	续流二极管电流	180
7.5.8	由输出纹波电压决定的输出电容 $C$ 大小的计算	181
7.5.9	基于 BCM 模式 Boost APFC 设计实例	181
7.5.10	基于 FAN7930B 控制芯片的 APFC 电路	184
7.6	带 PFC 功能的单管反激变换器	189
7.6.1	电感峰值电流 $i_{L_{PK}}(t)$	190
7.6.2	截止时间 $T_{off}$ 与电源输入电流 $I_{IN}(t)$	191
7.6.3	初级绕组峰值电流与最小电感量	194
7.6.4	初级绕组电流有效值	195
7.6.5	次级回路电流	196
7.6.6	输出滤波电容 $C$ 的选择与输出电压纹波	197
7.6.7	全电压输入 PFC 反激变换器设计实例	198
7.6.8	非全电压输入 PFC 反激变换器设计实例	202
7.6.9	基于 FAN7930 控制芯片的单管反激 PFC 变换器	204
7.6.10	APFC 单管反激 PFC 变换器调试	208
<b>第 8 章 正激变换器</b>		<b>209</b>
8.1	正激变换器及其等效电路	209
8.2	正激变换器磁通复位方式概述	211
8.3	三绕组去磁复位正激变换器设计	211
8.3.1	三绕组去磁复位正激变换器波形	212
8.3.2	最恶劣条件	213
8.3.3	最大占空比 $D_{max}$ 的限制	213
8.3.4	在最小输入电压下确定变压器匝比 $n$	214
8.3.5	变压器参数选择	215
8.3.6	三绕组去磁复位正激变换器设计实例	218
8.4	二极管去磁双管正激变换器	226
8.4.1	工作原理	226
8.4.2	优缺点及设计	227
8.4.3	驱动电路设计	228
8.5	RCD 吸收正激变换器	230
8.5.1	激磁电流处于 CCM 模式	231
8.5.2	激磁电流处于 DCM 模式	233
8.6	谐振去磁正激变换器	234
8.6.1	工作原理	234
8.6.2	应用场合及设计	237
8.7	常见去磁复位方式特性比较	238

<b>第 9 章 桥式变换器</b> .....	239
9.1 半桥变换器 .....	239
9.1.1 原理电路 .....	239
9.1.2 初级侧实际电路 .....	240
9.1.3 次级等效电路 .....	241
9.1.4 半桥变换器磁芯 .....	242
9.1.5 隔直电容 $C_3$ 参数计算举例 .....	244
9.2 全桥变换器 .....	245
9.3 半桥 LLC 谐振变换器结构及工作原理 .....	247
9.3.1 方波发生器 .....	248
9.3.2 输出整流滤波网络 .....	249
9.3.3 谐振网络 .....	250
9.3.4 半桥 LLC 谐振变换器等效电路 .....	250
9.3.5 半桥 LLC 谐振变换器工作区特征 .....	258
9.3.6 工作区选择策略 .....	261
9.3.7 半桥 LLC 谐振变换器稳压原理 .....	263
9.3.8 半桥 LLC 谐振变换器其他等效拓扑结构 .....	263
9.3.9 半桥 LLC 谐振变换器控制芯片简介 .....	264
9.4 半桥 LLC 谐振变换器设计 .....	264
9.4.1 电感比 $m$ 及品质因素 $Q$ 的选择 .....	265
9.4.2 允许开关频率 $f_{sw}$ 跨越 ZVS 区域 1 及 ZVS 区域 2 .....	266
9.4.3 开关频率 $f_{sw} \leq f_R$ (仅在 ZVS 区域 1) .....	270
9.4.4 开关频率 $f_{sw} \geq f_R$ (仅在 ZVS 区域 2) .....	271
9.4.5 变压器制作 .....	272
<b>第 10 章 同步整流技术</b> .....	275
10.1 同步整流原理 .....	276
10.2 同步整流 MOS 管驱动方式 .....	277
10.2.1 电压自驱动 .....	279
10.2.2 电流自驱动 .....	283
10.2.3 集成控制 IC 驱动 .....	284
<b>第 11 章 环路稳定性设计</b> .....	287
11.1 概述 .....	287
11.1.1 二端口网络传递函数 .....	287
11.1.2 极点、零点概念及性质 .....	289
11.1.3 闭环控制及传递函数 .....	291
11.2 开关电源闭环控制 .....	292
11.2.1 闭环控制系统概述 .....	292
11.2.2 理想环路频率特性曲线 .....	293
11.2.3 输出取样点的选择 .....	294
11.3 反馈补偿网络传递函数 .....	294

11.3.1	I型反馈补偿网络传递函数	295
11.3.2	PI型反馈补偿网络传递函数	296
11.3.3	II型反馈补偿网络传递函数	297
11.3.4	III型反馈补偿网络传递函数	298
11.3.5	基于跨导型运算放大器反馈补偿网络的传递函数	300
11.4	TL431补偿网络传递函数	302
11.4.1	基于II型的补偿网络	302
11.4.2	基于PI型补偿网络	304
11.5	反激变换器环路设计	306
11.5.1	CCM模式下反激变换器从控制到输出的传递函数	306
11.5.2	CCM模式下反激变换器反馈补偿网络设计	307
11.5.3	BCM及DCM模式下反激变换器从控制到输出的传递函数	309
11.6	正激变换器环路设计	312
11.7	BCM模式APFC变换器环路设计	312
<b>第12章 开关电源PCB设计</b>		<b>314</b>
12.1	与PCB设计相关的安规知识	314
12.1.1	电器产品防电击设计分类	315
12.1.2	电源产品执行的安规标准	315
12.1.3	绝缘等级与安全间距	316
12.2	PCB设计规则	317
12.2.1	PCB板工艺规划	319
12.2.2	AC输入滤波电路布局布线原则	320
12.2.3	关键回路与节点走线	322
12.2.4	地线处理	327
12.3	PCB散热设计	327
<b>第13章 开关电源重要元器件及材料简介</b>		<b>329</b>
13.1	功率二极管	329
13.1.1	功率二极管主要参数	329
13.1.2	整流二极管开关特性及其损耗	330
13.1.3	几种常见整流二极管特性	332
13.2	功率MOS管	333
13.2.1	功率MOS管主要参数	333
13.2.2	功率MOS管开关特性及其损耗	335
13.3	常用电容	338
13.3.1	电解电容	338
13.3.2	瓷片电容	342
13.3.4	有机薄膜电容	343
13.4	漆包线参数	343
<b>参考文献</b>		<b>348</b>

# 第 1 章

## 基本 DC - DC 变换器原理

本章介绍三种基本的 DC - DC 变换器的电路组成和工作原理。

### 1.1 Buck 变换器

Buck 变换器原理电路如图 1.1.1 所示,由切换开关 SW、电感  $L$ 、续流二极管  $V_D$  三个关键元件组成。在实际电路中,承担开关切换功能的器件多为双极型功率晶体管(包括复合管)或功率 MOS 管;续流二极管  $V_D$  多采用肖特基二极管(包括 Si - SDB 与 GaAs - SDB, SDB 二极管的特点是正向压降小、反向恢复时间很短,但反向漏电流较大、反向击穿电压较低,适用于低压大电流应用场合)、快恢复二极管(FRD)或超快恢复二极管(UFRD,特点是反向漏电流小、反向恢复时间较短、反向击穿电压高,但正向压降比肖特基二极管大,常用于高压小电流场合);输出滤波电容  $C_O$  由低频滤波性能良好的大容量电解电容  $C_{O_1}$  与高频滤波特性良好的小容量 CBB 电容  $C_{O_2}$  组成。为防止变换器自激,电路中还必须增加输入滤波电容  $C_{IN_1}$ 、 $C_{IN_2}$ ,如图 1.1.2 所示。

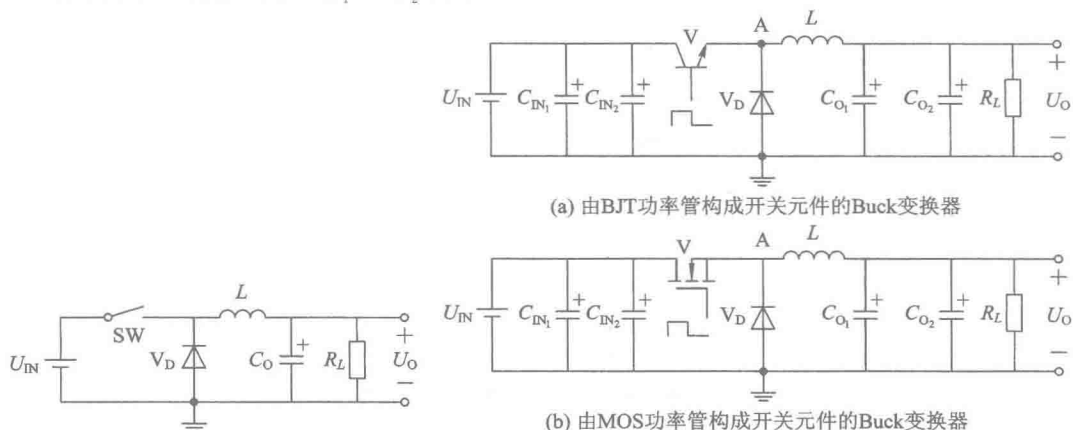


图 1.1.1 Buck 变换器原理电路

图 1.1.2 Buck 变换器实际电路

Buck 变换器各关键节点电压及关键支路(元件)电流波形如图 1.1.3 所示。从图 1.1.3 可以看出,在开、关过程中,开关与电感连接处(即图 1.1.2 中的 A 点)电压变化幅度最大,该点被称为 DC - DC 变换器的开关节点(在 PCB 板上,开关节点布线应尽可能短,以降低电磁辐射量)。

尽管基本的 Buck 变换器开关管与电源串联,驱动困难,但 Buck 变换器不仅是一种最基本的 DC - DC 变换器,理解其工作原理将有助于理解开关电源工作的过程,同时 Buck

## 2 /开关电源技术与设计

变换器也是正激变换器中最常见的次级输出滤波电路形式。

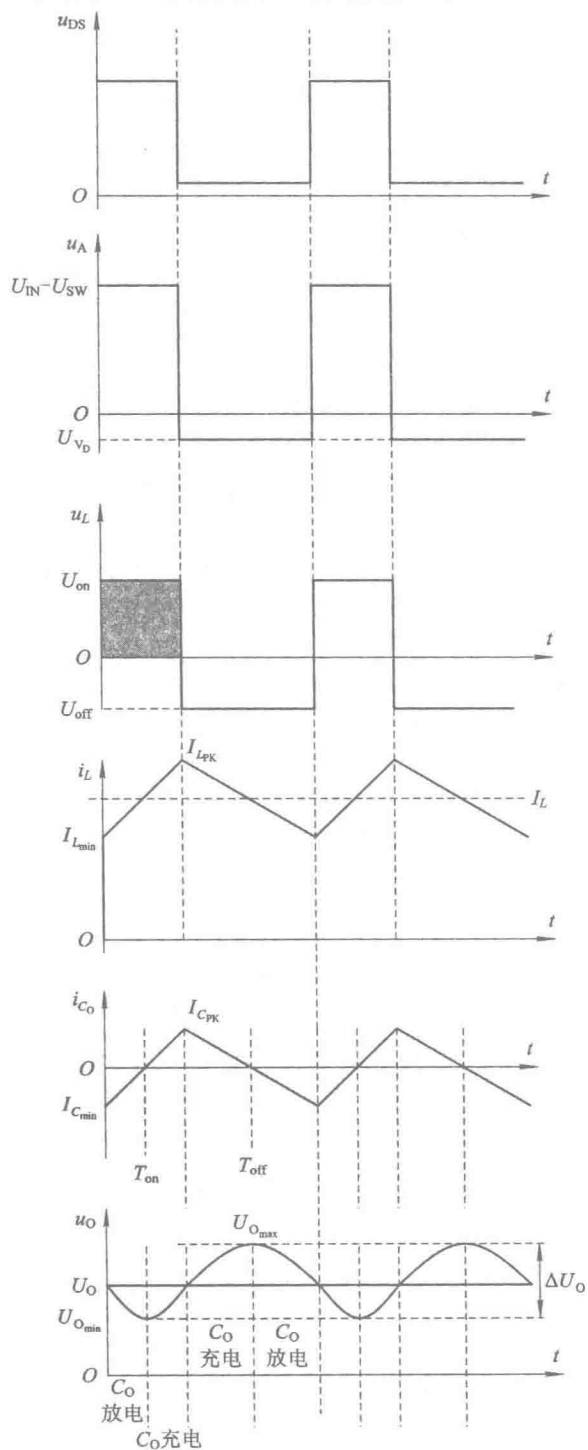


图 1.1.3 关键节点电压与关键元件电流波形

### 1.1.1 工作原理

Buck变换器在开关SW接通与断开期间的等效电路如图1.1.4所示。

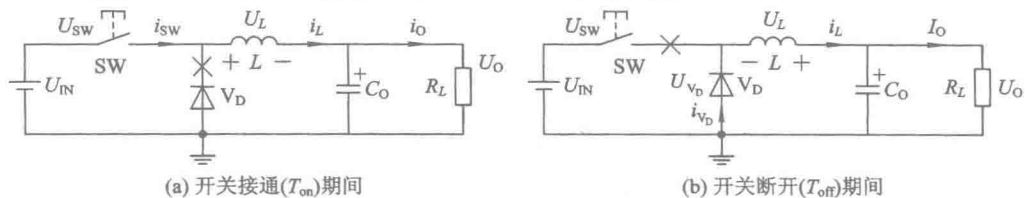


图 1.1.4 Buck 变换器开关期间的等效电路

#### 1. 开关接通期间 ( $T_{on}$ )

在  $T_{on}$  期间, 开关 SW 接通, 续流二极管  $V_D$  反偏, 其承受的最大反向电压为  $U_{IN_{max}}$ , 如图 1.1.4(a) 所示。在忽略开关管导通压降  $U_{SW}$  的情况下, 导通期间电感  $L$  两端电压  $U_{on} = U_{IN} - U_O$  为常数, 电感电流

$$i_L = I_{L_{min}} + \frac{U_{on}}{L}t \quad (1.1.1)$$

从最小值  $I_{L_{min}}$  处开始线性增加, 当  $t = T_{on}$  时,  $i_L$  达到峰值  $I_{L_{PK}} = I_{L_{min}} + \frac{U_{on}}{L}T_{on}$ , 如图 1.1.5 所示。显然, 导通结束后电感  $L$  电流  $i_L$  的增量  $\Delta I = \frac{U_{on}}{L}T_{on}$ 。

#### 2. 开关断开期间 ( $T_{off}$ )

在  $T_{off}$  期间, 开关 SW 断开, 如图 1.1.4(b) 所示。在忽略续流二极管  $V_D$  导通压降  $U_{V_D}$  的情况下, 截止期间电感  $L$  两端电压  $U_{off} = U_O$  为常数, 电感电流

$$i_L = I_{L_{PK}} - \frac{U_{off}}{L}t \quad (1.1.2)$$

从峰值  $I_{L_{PK}}$  处开始线性减小, 当  $t = T_{off}$  时,  $i_L$  达到最小值  $I_{L_{min}}$ , 即截止期间电感  $L$  电流  $i_L$  的减小量  $\Delta I = \frac{U_{off}}{L}T_{off}$ 。

显然, 在  $T_{off}$  期间, 续流二极管  $V_D$  导通, 开关节点 A 对地电位为  $-U_{V_D}$  (二极管导通压降), 此时开关 SW 承受的最大电压为  $U_{IN_{max}} + U_{V_D}$ 。为可靠起见, 在实际电路中, 开关管耐压  $\geq 1.2(U_{IN_{max}} + U_{V_D})$ 。

#### 3. “伏秒积”平衡

在稳定状态下, 导通期间电感  $L$  电流的增加量与截止期间电感  $L$  电流的减小量必然相同, 即

$$\frac{U_{on}}{L}T_{on} = \frac{U_{off}}{L}T_{off} \quad (1.1.3)$$

$$U_{on}T_{on} = U_{off}T_{off} = E \cdot t$$

这就是 DC-DC 变换器设计过程中常用到的所谓“伏秒积” ( $E \cdot t$  或  $Et$ ) 平衡条件。“伏秒积”平衡适用于 CCM (电感电流连续)、BCM (电感电流临界连续)、DCM (电感电流断续) 模式。

#### 4. 电感电流状态

控制开关断开后, 电感电流逐渐下降, 在电感电流尚未下降到零, 即  $I_{L_{\min}} > 0$  时, 控制开关再次被接通, 也就是说在工作过程中电感电流连续, 简称为 CCM 模式, 如图 1.1.5 (a) 所示; 控制开关断开后, 电感电流下降, 在电感电流下降到零, 即  $I_{L_{\min}} = 0$  时, 控制开关刚好再次被接通, 简称为 BCM (电感电流临界连续) 模式, 如图 1.1.5 (b) 所示; 控制开关断开后, 电感电流继续下降, 在电感电流下降到零后, 控制开关没有立即被接通, 而是延迟了  $T_r$  时间后才再次被接通, 简称为 DCM (电感电流断续) 模式, 如图 1.1.5 (c) 所示。

显然, 在 CCM、BCM 模式下, 开关周期  $T = T_{\text{on}} + T_{\text{off}}$ ; 而在 DCM 模式下,  $T > T_{\text{on}} + T_{\text{off}}$ , 即  $T = T_{\text{on}} + T_{\text{off}} + T_r$ 。

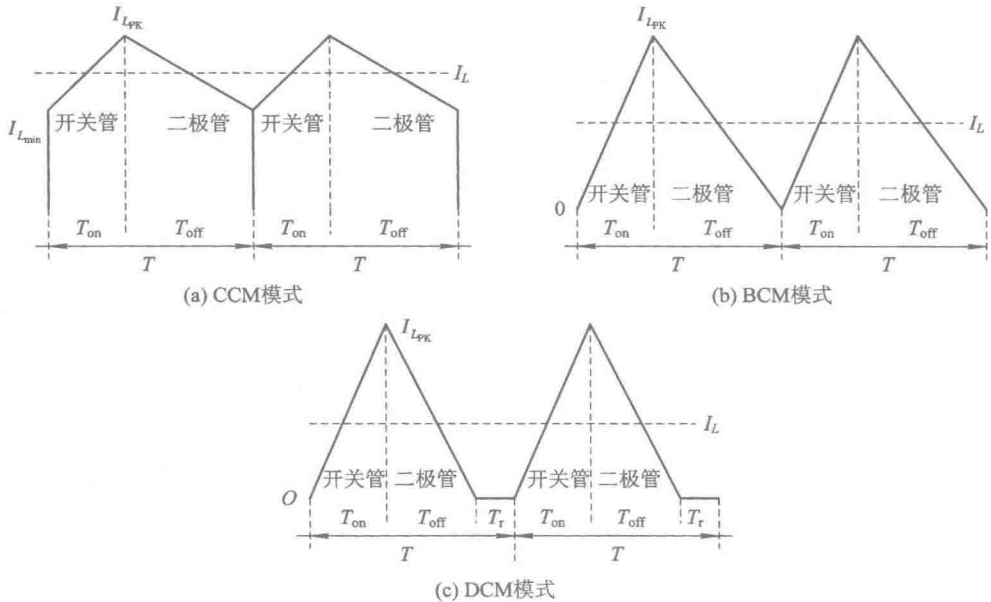


图 1.1.5 电感电流、开关管电流、续流二极管电流之间的关系

### 1.1.2 占空比 $D$ 与输出电压 $U_0$

#### 1. 占空比 $D$

在 CCM、BCM 模式下, 开关周期  $T = T_{\text{on}} + T_{\text{off}}$ , 即占空比

$$D = \frac{T_{\text{on}}}{T} = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} = \frac{U_{\text{off}}}{U_{\text{on}} + U_{\text{off}}} = \frac{U_0}{U_{\text{IN}}} \quad (1.1.4)$$

由式(1.1.4)可得, Buck 变换器输出电压

$$U_0 = DU_{\text{IN}} \quad (1.1.5)$$

由于占空比  $0 < D < 1$ , 可知 Buck 变换器输出电压  $U_0$  总是小于  $U_{\text{IN}}$ , 因此 Buck 变换器也称为降压型 DC-DC 变换器。

不过, 式(1.1.4)是理想状态下占空比  $D$  的表达式。当开关 SW 的导通电阻不为 0 时, 开关导通压降  $U_{\text{sw}}$  不能忽略, 当续流二极管  $V_D$  的导通电压  $U_{V_D}$  也不为 0 时, 显然有  $U_{\text{on}} = U_{\text{IN}} - U_0 - U_{\text{sw}}$ ,  $U_{\text{off}} = U_0 + U_{V_D}$ , 则占空比



$$D = \frac{U_{\text{off}}}{U_{\text{on}} + U_{\text{off}}} = \frac{U_{\text{O}} + U_{\text{V}_D}}{U_{\text{IN}} - U_{\text{SW}} + U_{\text{V}_D}} \quad (1.1.6)$$

这里需要指出的是,在 Buck 变换器设计过程中,一般并不使用式(1.1.5)或式(1.1.6)计算最小占空比  $D_{\text{min}}$ 。

## 2. 输出电压调整方式

既然输出电压  $U_{\text{O}} = DU_{\text{IN}} = \frac{T_{\text{on}}}{T}U_{\text{IN}}$ ,那么在输入电压  $U_{\text{IN}}$  变化的情况下,希望输出电压  $U_{\text{O}}$  稳定不变,可采用如下三种方式之一:

(1) 在开关频率  $f_{\text{sw}}$  (周期  $T$ ) 不变的情况下,使导通时间  $T_{\text{on}}$  随输入电压  $U_{\text{IN}}$  变化而变化,换句话说,通过改变开关脉冲宽度的方式来稳定输出电压称为脉宽调制(Pulse Width Modulation),简称 PWM 方式。

脉宽调制方式的优点是开关频率固定,输出滤波电路设计容易;缺点是占空比  $D$  选择范围较小,此外固定的开关频率在特定频点上的电磁干扰(EMI)大,因此新设计的开关电源 PWM 控制芯片多采用频率抖动技术来扩展 EMI 频谱,减小特定频点上的电磁干扰幅度,以便能简化 EMI 滤波电路设计,降低其成本。

(2) 固定导通时间  $T_{\text{on}}$ ,改变开关频率  $f_{\text{sw}}$ ,使输出电压稳定称为脉频调制(Pulse Frequency Modulation),简称 PFM 方式。

脉频调制方式的优点是占空比  $D$  变化范围大,开关频率随输入电压变化而变化,因此 EMI 频谱分散性高,容易通过相关的 EMI 认证;缺点是输出滤波电路设计有一定的难度。

(3) 混合调制,既调宽(改变  $T_{\text{on}}$ ),又调频(改变开关频率  $f_{\text{sw}}$ )。不过,这种调制方式控制电路相对复杂,在 DC-DC 变换器中很少采用。

### 1.1.3 输入电压 $U_{\text{IN}}$ 变化对电感峰值电流的影响

在输出电压  $U_{\text{O}}$ 、输出电流  $I_{\text{O}}$ 、电感量  $L$  保持不变情况下,在  $T_{\text{on}}$  期间,电感电流

$$i_L = I_{L_{\text{min}}} + \frac{U_{\text{on}}}{L}t = I_{L_{\text{min}}} + \frac{U_{\text{IN}} - U_{\text{SW}} - U_{\text{O}}}{L}t$$

显然,随着输入电压  $U_{\text{IN}}$  增加,电感电流  $i_L$  的斜率也会增加;而在  $T_{\text{off}}$  期间,电感电流

$$i_L = I_{L_{\text{max}}} - \frac{U_{\text{off}}}{L}t = I_{L_{\text{max}}} - \frac{U_{\text{O}} + U_{\text{V}_D}}{L}t$$

显然,电感电流  $i_L$  的下降斜率与输入电压  $U_{\text{IN}}$  无关,保持不变,占空比

$$D = \frac{U_{\text{O}} + U_{\text{V}_D}}{U_{\text{IN}} - U_{\text{SW}} + U_{\text{V}_D}}$$

随  $U_{\text{IN}}$  的增加而减小

$$\begin{aligned} I_{L_{\text{PK}}} &= I_L + \frac{1}{2}\Delta I = I_{\text{O}} + \frac{1}{2}\Delta I = I_{\text{O}} + \frac{U_{\text{off}}}{2L}T_{\text{off}} \\ &= I_{\text{O}} + \frac{U_{\text{O}}}{2L}(1-D)T \end{aligned}$$

即  $I_{L_{\text{PK}}}$  随  $U_{\text{IN}}$  的增加而增加,而电感平均电流  $I_L = I_{\text{O}}$  不变,即  $\Delta I$  会增加,这意味着最小电感电流  $I_{L_{\text{min}}}$  随输入电压  $U_{\text{IN}}$  的增加而减小。输入电压  $U_{\text{IN}}$  变化对电感峰值电流  $I_{L_{\text{PK}}}$  的影响如图 1.1.6 所示。