

SWITCHING POWER SUPPLY TECHNOLOGY AND DESIGN

开关电源技术与设计

(第二版)

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

(第二版)

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拓扑结构的关键元件设计为主线,本着“注重基础、说透原理、面向设计”的原则,从实用角度出发,用通俗易懂的语言,由浅入深、系统、详细地介绍了包括DC-DC、反激、正激、APFC、APFC反激、推挽、硬开关桥式(包括半桥与全桥)、软开关桥式(包括LLC、LCC、全桥移相式、非对称半桥)等常用拓扑的工作原理、设计思路以及元件参数的计算过程。

本书可作为高等学校电类相关专业“开关电源技术”课程的教材,也可作为相关工程技术人员的参考书。

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,2019.3
ISBN 978-7-5606-5152-1

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(2018)第 266185 号

策划编辑 马乐惠

责任编辑 许青青 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 xdupfxb001@163.com

经 销 新华书店

印刷单位 陕西天意印务有限责任公司

版 次 2019年3月第1版 2019年3月第1次印刷

开 本 787毫米×1092毫米 1/16 印张 26

字 数 616千字

印 数 1~3000册

定 价 58.00元

ISBN 978-7-5606-5152-1/TN

XDUP 5454002-2

*** 如有印装问题可调换 ***

前言

QIANYAN

本书第一版出版至今已两年有余,这期间开关电源技术有了长足的进步,同时元器件性能也有了较大的提高,一些新的或未被重视的拓扑逐渐成为主流。例如,在15 W以下的小功率 AC-DC 变换器中,几乎都采用 PSR 控制策略的反激变换器,15~50 W 的小功率 AC-DC 变换器中,几乎都采用 QR 控制策略反激变换器,而基于 SSR 控制策略的 CCM 模式反激变换器已逐渐淡出,原因是磁芯体积较大,开关管开通损耗与整流二极管关断损耗大。在中大功率 AC-DC 变换器中,因传统硬开关桥式变换器效率不高,已被效率高、输出功率密度大的 LLC 谐振变换器、全桥移相式变换器所取代,而传统硬开关桥式变换器仅用在低压输入 DC-DC 变换器中。目前 LLC 变换器控制技术非常成熟,控制芯片品牌多,选择余地大,价格不高,使 LLC 谐振变换器成为输出功率为 50~400 W、采用恒压输出方式的 DC-DC 变换器的首选拓扑,而 500 W 以上的 AC-DC 变换器几乎都采用全桥移相式拓扑。随着设计规律逐渐被电源工程师所掌握, LCC 谐振变换器已成为 250 W 以下中大功率、恒流输出方式 AC-DC 及 DC-DC 变换器的优选方案。由于硬开关正激变换器效率较低,开关管耐压要求高,目前只用在输出电压很低(如 5.0 V 以下)、输出电流很大的 AC-DC 变换器中,出于同样的原因,推挽变换器也只用在低压输入、高压输出的 DC-AC 变换器中。

面对不可再生能源日渐枯竭、空气污染日趋严重的严峻现实,开发和利用 LED 照明灯具、电动汽车以及可再生能源(如太阳能、风能等)就成为一种必然的选择,因此高效可靠小功率 AC-DC 或 DC-DC 变换器(LED 灯具驱动电源、手机充电器等)、大功率 AC-DC 变换器(电动汽车充电器)、双向 DC-DC 变换器、DC-AC 逆变器等将是今后相当长的一段时间内开关电源的主流品种。

本书在尊重、吸收读者意见和建议的基础上,依据开关电源技术的进步与未来发展趋势,在保留第一版架构、风格的前提下对原书进行了全面、系统的修改。

(1) 精简、压缩了第一版的部分内容。

(2) 按系统性原则,调整、充实了部分内容。例如,增加了推挽变换器、非对称半桥、全桥移相式、LCC 谐振变换器等常见变换器。

(3) 本着“面向设计、强化应用”的原则,对输出功率在 400 W 以内的主流拓扑,如

QR反激、APFC、LLC谐振、LCC谐振等变换器的电路组成、工作原理、设计方法、计算步骤进行了详细介绍，使读者在理解拓扑工作原理的基础上掌握相应拓扑的设计技能。

(4)系统地纠正了第一版中不当或存在争议的提法，尽可能地统一了各章中含义相同或相似参数的符号。

本书共分为14章：第1~3章主要介绍常见DC-DC变换器的工作原理、储能电感设计方法；第4章详细介绍常见反激变换器的电路组成、工作原理、设计方法及计算步骤；第5章介绍开关电源输入通道基本单元电路与元件选择依据；第6章简要介绍典型开关变换器控制芯片的特征与功能；第7章介绍APFC变换器的组成、工作原理以及设计方法；第8章介绍正激变换器的工作原理及设计方法；第9章简要介绍传统硬开关半桥、全桥以及推挽变换器的电路组成、工作原理；第10章在简要介绍谐振变换器的概念、常见谐振变换器的电路组成与工作原理的基础上，详细阐述半桥LCC谐振变换器的电路组成、工作原理与设计方法；第11章简要介绍同步整流电路的构成与工作原理；第12章简要介绍环路补偿的必要性、补偿原理以及反馈补偿网络的选择策略；第13章通过具体实例简要介绍开关电源PCB设计规则及注意事项；第14章简要介绍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、电容器、线材等。

本书可作为高等学校相关专业“开关电源技术”课程的教材或教学参考书，也可作为工程技术人员的参考资料。作为教材使用时，考虑到该课程的特殊性——学时短、实践性强，依靠课后做几道简单习题可能无法达到教学目的，需要借助课程设计或大型作业才能使學生深入、系统地掌握相应拓扑的工作原理和设计方法，因此本书提供了课程设计或大型作业(可到西安电子科技大学出版社网站下载)。

本书由广东工业大学潘永雄编著。明纬(广州)电子有限公司李楠工程师参与了本书内容的规划工作，提出了许多宝贵的意见和建议，此外还编写了书中部分章节，校对了书中的设计实例，广东工业大学物理与光电工程学院研究生陈林海、李勇等同学对书中大部分实例进行了实验验证，在此一并表示感谢。

尽管我们力求做到尽善尽美，但因水平有限，书中不当之处在所难免，恳请读者继续批评、指正。

作者

2018年6月

目录

MULU

第 1 章 基本 DC - DC 变换器	1	1.6.2 一个开关周期内对输出电容 C 充放电引起的输出电压波动	23
1.1 Buck 变换器	1	第 2 章 DC - DC 变换器储能电感设计	26
1.1.1 工作原理	3	2.1 设计过程涉及的电磁学知识	26
1.1.2 占空比 D 与输出电压 U_o	4	2.2 电感存储能量与电感磁芯体积之间的关系	27
1.1.3 电感、开关管及续流二极管的电流	5	2.3 储能电感 AP 法公式推导	28
1.1.4 输入电压 U_{IN} 变化对电感峰值电流的影响	8	2.4 磁芯气隙设置	29
1.1.5 最小电感量	9	2.4.1 在闭合磁路中开气隙的必要性	29
1.1.6 负载变化对电感电流的影响	9	2.4.2 气隙位置	29
1.2 Boost 变换器	10	2.4.3 无气隙磁芯的相对磁导率与电感系数	30
1.2.1 工作原理	10	2.4.4 带气隙磁芯的有效磁导率	30
1.2.2 占空比 D	11	2.5 DC - DC 变换器储能电感磁芯体积的选择依据	31
1.2.3 电感、开关管及续流二极管的电流	11	2.5.1 Buck - Boost 变换器储能电感与反激变换器储能变换器磁芯体积的估算	31
1.2.4 输入电压 U_{IN} 变化对电感峰值电流的影响	13	2.5.2 Buck 变换器电感磁芯体积估算	33
1.2.5 负载变化对电感电流的影响	14	2.5.3 Boost 变换器电感磁芯体积估算	34
1.3 Buck - Boost 变换器	14	2.6 绕线匝数及线径规划	34
1.3.1 工作原理	14	2.6.1 最小匝数 N	34
1.3.2 CCM 模式下电压与电流的关系	15	2.6.2 趋肤效应与线径 d	35
1.3.3 DCM 模式下电压与电流的关系	17	2.6.3 估算绕线窗口的利用率	36
1.4 三种基本 DC - DC 变换器的特性比较	19	2.7 磁芯气隙长度的计算	37
1.5 DC - DC 变换器的电流纹波系数 γ 的选择	20	2.7.1 气隙截面积 A_g 的计算	37
1.6 输出滤波电容的选择	21	2.7.2 带气隙磁芯电感量 L 与气隙长度 δ 的计算	37
1.6.1 输出滤波电容因 ESR 电阻引起的输出电压波动	22		

2.7.3	气隙长度 δ 的计算步骤	38	4.3	反激变换器设计要领	77
2.8	磁芯选择	39	4.3.1	反射电压 U_{OR} 、钳位电压 U_z 与最大占空比 D_{max} 的关系	77
2.8.1	磁芯材料	39	4.3.2	反激变换器电流纹波比的折中选择	79
2.8.2	磁芯形态的选择	39	4.3.3	磁芯几何参数的选择策略	80
2.8.3	磁芯参数	41	4.3.4	反激变换器各绕组顺序的规划	81
2.9	电感线圈绕制	43	4.3.5	屏蔽绕组的设置与连接	86
2.10	输出电压的选择	44	4.3.6	骨架引脚的分配规则	86
2.11	Buck 变换器设计举例	44	4.3.7	变压器或电感绕线工艺图	87
第3章	其他形式 DC-DC 变换器	48	4.4	CCM 模式下反激变换器的设计过程	88
3.1	Cuk 变换器	48	4.4.1	储能变压器及开关管等关键元件的参数计算	88
3.1.1	工作原理	48	4.4.2	具有多个输出绕组与负载电流变化范围较大的反激变换器的参数计算	94
3.1.2	耦合电容电压、输出电压及占空比	50	4.5	常见的次级输出电路	95
3.1.3	导通及截止期间两电感电压的关系	51	4.5.1	恒压输出电路	95
3.1.4	导通及截止期间两电感电流的关系	52	4.5.2	恒流输出电路	98
3.1.5	设计步骤	52	4.6	双管反激变换器	100
3.2	SEPIC 变换器	55	4.6.1	工作原理	101
3.2.1	工作原理	55	4.6.2	优缺点及使用条件	102
3.2.2	占空比与输出电压	56	4.6.3	设计过程	103
3.2.3	导通及截止期间两电感电压的关系	57	4.7	DCM 模式反激变换器	103
3.2.4	导通及截止期间两电感电流的关系	57	4.7.1	PWM 调制 DCM 模式反激变换器的电流、电压关系	104
3.2.5	设计步骤	58	4.7.2	PWM 调制 DCM 模式反激变换器的特征	105
3.3	Zeta 变换器	60	4.8	准谐振反激变换器	107
3.4	输入与输出不共地的 Buck 变换器	61	4.8.1	工作原理	108
3.5	驱动方便的 Buck-Boost 变换器	63	4.8.2	开关频率限制策略	109
第4章	反激变换器	64	4.8.3	关键参数的计算	110
4.1	工作原理	64	4.9	原边反馈(PSR)反激变换器	114
4.1.1	简化电路及波形	65	4.9.1	输出电压检测及 CV 控制原理	114
4.1.2	等效电路	67	4.9.2	输出电流检测及 CC 控制原理	115
4.1.3	占空比 D 及输出电压 U_o	68	4.9.3	PSR 反激变换器的特征及其组合	116
4.2	漏感能量吸收回路	69	4.10	反激变换器的调试	117
4.2.1	RCD 钳位电路的工作原理	69	第5章	输入通道	119
4.2.2	RCD 吸收回路损耗与参数计算	71	5.1	EMI 干扰与输入电路形式	119
4.2.3	RCD 参数计算过程及实例	74	5.1.1	EMI 的基本概念及产生原因	119
4.2.4	RCD 吸收电路的局限性	76			
4.2.5	减小漏感能量吸收回路损耗的方法	77			

5.1.2	EMI 信号度量单位及限制	120	7.2.1	非线性电路功率因数 PF	158
5.1.3	输入电路形式	120	7.2.2	非线性电路总谐波失真度 THD	159
5.2	整流电路	122	7.2.3	低功率因数(PF)对电网的危害	159
5.3	工频滤波电路	123	7.2.4	电器设备谐波标准	160
5.3.1	输入滤波电容容量的经验值	123	7.3	AC-DC 变换器功率因数校正(PFC)	161
5.3.2	市电不缺周波情况下的最小输入滤波电容	124	7.3.1	无源功率因数校正电路	161
5.3.3	输入市电缺半个或一个市电周期后对应最小电压决定的最小滤波电容	125	7.3.2	有源功率因数校正电路	163
5.3.4	由纹波电流决定的最小滤波电容	126	7.4	单相 Boost APFC 变换器	164
5.4	输入过流过压保护电路	127	7.4.1	DCM Boost APFC 简介	164
5.4.1	保险丝(管)	127	7.4.2	CCM Boost APFC 简介	165
5.4.2	防雷元件	128	7.5	BCM Boost APFC 变换器	166
5.5	功率型 NTC 电阻	129	7.5.1	电感峰值电流 $i_{LPK}(t)$ 与驱动电源输入电流 $i_{IN}(t)$	167
5.6	EMI 滤波电路	131	7.5.2	最小开关频率 f_{swmin} 的推导	169
5.6.1	安规电容的选择	132	7.5.3	最小电感量的确定	170
5.6.2	EMI 滤波电感的设计	134	7.5.4	开关管电流与开关管导通损耗的计算	171
第 6 章	开关变换器控制芯片	135	7.5.5	利用“体积-功率”法大致估算电感磁芯的尺寸	172
6.1	电压型控制	135	7.5.6	零电流检测辅助绕组匝数	172
6.2	电流型控制	137	7.5.7	续流二极管电流	172
6.2.1	峰值电流型控制	137	7.5.8	由输出纹波电压决定的输出电容 C 的计算	173
6.2.2	峰值电流型控制器次谐振现象与斜率补偿电路	138	7.5.9	基于 BCM 模式的 Boost APFC 设计实例	174
6.2.3	平均电流型控制	140	7.5.10	基于 FAN7930B 控制芯片的 APFC 电路	177
6.2.4	电流滞环型控制	141	7.6	带 PFC 功能的单管反激变换器	182
6.3	电流型 PWM 控制器典型芯片	141	7.6.1	电感峰值电流 $i_{LPK}(t)$	183
6.3.1	启动电路	142	7.6.2	截止时间 T_{off} 与输入电流 $I_{IN}(t)$	184
6.3.2	时钟电路	144	7.6.3	初级绕组的峰值电流与最小电感量	187
6.3.3	斜坡电流取样电阻 R_s 的确定	146	7.6.4	初级绕组的电流有效值	188
6.3.4	典型应用电路	146	7.6.5	次级回路电流	189
6.4	峰值电流型 PWM 控制芯片新技术	148	7.6.6	输出滤波电容 C 的选择与输出电压纹波	190
6.4.1	FAN6757 芯片的内部框图	148	7.6.7	全电压输入 PFC 单管反激变换器设计实例	191
6.4.2	FAN6757 芯片的主要特征	150			
6.4.3	保护功能	155			
第 7 章	功率因数校正(PFC)电路	157			
7.1	市电整流电容滤波电路电流波形特征	157			
7.2	非线性电路功率因数 PF 及总谐波失真度 THD	158			

7.6.8	基于 FAN7930B 控制芯片的 PFC 单管反激变换器	194	9.2.2	输入输出电压关系	246
7.6.9	PFC 单管反激变换器的调试	198	9.2.3	变压器参数计算	247
7.7	单相大功率 APFC 电路	199	9.3	倍流整流电路	249
7.7.1	交错式 APFC 电路	199	9.3.1	原理电路	249
7.7.2	无桥 APFC 电路	201	9.3.2	输入、输出关系	252
7.7.3	无桥交错式 APFC 电路	204	9.3.3	滤波电感 L_1 及 L_2 的设计	252
第 8 章	正激变换器	206	9.3.4	同步倍流整流电路	253
8.1	正激变换器及其等效电路	206	9.4	推挽变换器	255
8.2	正激变换器磁通复位方式概述	208	9.4.1	原理电路	255
8.3	三绕组去磁正激变换器	209	9.4.2	工作原理	256
8.3.1	电压及电流波形	210	9.4.3	推挽变换器与桥式变换器比较	258
8.3.2	最恶劣条件	211	第 10 章	软开关桥式变换器	259
8.3.3	最大占空比 D_{\max} 的限制	211	10.1	软开关变换器概述	259
8.3.4	激磁电流回零时间 T_{off} 与次级回路 Buck 滤波电感磁复位时间 $T_{\text{off-s}}$ 的 关系	212	10.2	非对称半桥变换器	260
8.3.5	估算变压器匝比 n	212	10.2.1	原理电路	260
8.3.6	变压器参数选择	212	10.2.2	工作原理	261
8.3.7	设计实例	215	10.3	非对称 PWM 反激变换器	265
8.4	二极管去磁双管正激变换器	224	10.3.1	原理电路	265
8.4.1	工作原理	225	10.3.2	工作原理	265
8.4.2	优缺点及设计	226	10.3.3	输入、输出关系	270
8.4.3	驱动电路设计	226	10.3.4	设计参数的近似估算	272
8.5	RCD 去磁正激变换器	229	10.4	全桥移相式变换器	274
8.5.1	激磁电流处于 CCM 模式	230	10.4.1	原理电路	274
8.5.2	激磁电流处于 DCM 模式	231	10.4.2	工作原理	276
8.6	谐振去磁正激变换器	231	10.4.3	稳压原理	280
8.6.1	工作原理	232	10.4.4	固有缺陷	282
8.6.2	应用场合及设计	234	10.5	半桥 LLC 谐振变换器	284
8.7	常见去磁方式特性比较	235	10.5.1	原理电路	284
第 9 章	桥式及推挽变换器	236	10.5.2	工作原理	286
9.1	半桥变换器	236	10.5.3	等效电路	291
9.1.1	原理电路	236	10.5.4	稳压原理	297
9.1.2	初级侧实际电路	239	10.5.5	工作区选择策略	298
9.1.3	次级等效电路	241	10.5.6	半桥 LLC 谐振变换器控制芯片	299
9.1.4	半桥变换器磁芯	242	10.6	半桥 LLC 谐振变换器设计	299
9.1.5	隔直电容 C_3 参数计算	244	10.6.1	电感比 m 及品质因数 Q 的选择	300
9.2	全桥变换器	245	10.6.2	开关频率 $f_{\text{sw}} \leq f_r$ (仅在 ZVS1 区)	300
9.2.1	原理电路	245	10.6.3	开关频率 $f_{\text{sw}} \geq f_r$ (仅在 ZVS2 区)	306

10.6.4	磁性元件的制作	308	12.5.2	CCM 模式下反激变换器反馈补偿 网络设计	360
10.7	全桥 LLC 变换器	310	12.5.3	BCM 及 DCM 模式下反激变换器 由控制到输出传递函数	362
10.8	桥式 LCC 谐振变换器	311	12.6	正激变换器环路设计	365
10.8.1	等效电路	312	12.7	BCM 模式 APFC 变换器环路设计	365
10.8.2	工作区特征	315			
10.8.3	工作原理	316			
10.9	半桥 LCC 谐振变换器恒流输出模式的 参数设计	320	第 13 章 开关电源 PCB 设计		367
第 11 章 同步整流技术		327	13.1	与 PCB 设计相关的安规知识	367
11.1	同步整流原理	328	13.1.1	电器产品防电击设计的分类	367
11.2	同步整流 MOS 管驱动方式	329	13.1.2	电源产品执行的安规标准	368
11.2.1	电压自驱动	331	13.1.3	绝缘等级与安全间距	368
11.2.2	电流自驱动	336	13.2	PCB 设计规则	370
11.2.3	集成控制 IC 驱动	337	13.2.1	PCB 板工艺规划	374
第 12 章 环路稳定性设计		341	13.2.2	AC 输入滤波电路的布局布线原则	376
12.1	概述	341	13.2.3	关键回路与节点走线	377
12.1.1	二端网络的传递函数	341	13.2.4	并联滤波电容的连线方式	381
12.1.2	极点、零点的概念及性质	343	13.2.5	地线处理	382
12.1.3	闭环控制及传递函数	345	13.3	PCB 散热设计	384
12.2	开关电源闭环控制	345	第 14 章 开关电源重要元器件及材料简介		385
12.2.1	闭环控制系统概述	345	14.1	功率二极管	385
12.2.2	理想环路的频率特性曲线	346	14.1.1	功率二极管的主要参数	385
12.2.3	输出取样点的选择	347	14.1.2	整流二极管的开关特性及损耗	386
12.3	反馈补偿网络的传递函数	348	14.1.3	常见整流二极管的特性	387
12.3.1	I 型反馈补偿网络的传递函数	349	14.2	功率 MOS 管	388
12.3.2	PI 型反馈补偿网络的传递函数	349	14.2.1	功率 MOS 管的主要参数	389
12.3.3	II 型反馈补偿网络的传递函数	350	14.2.2	功率 MOS 管的开关特性及损耗	391
12.3.4	III 型反馈补偿网络的传递函数	352	14.2.3	功率 MOS 管的常见驱动电路	393
12.3.5	基于跨导型运算放大器的反馈补偿 网络的传递函数	353	14.3	常用电容	395
12.4	TL431 补偿网络的传递函数	355	14.3.1	电解电容	395
12.4.1	基于 II 型补偿网络	355	14.3.2	瓷片电容	399
12.4.2	基于 PI 型补偿网络	357	14.3.3	有机薄膜电容	400
12.5	反激变换器环路设计	359	14.4	漆包线参数	401
12.5.1	CCM 模式下反激变换器由控制到 输出传递函数	359	参考文献		405

第1章 基本 DC-DC 变换器

Buck、Boost、Buck-Boost 等 DC-DC 变换器属于最基本的 DC-DC 变换器,掌握这些变换器的电路组成、元件连接关系及工作原理,有助于理解后续章节介绍的正激变换器、APFC(有源功率因数校正)电路、反激变换器等常见 DC-DC 变换器的工作过程。

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 三个基本元件组成。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 多采用肖特基势垒整流二极管(Schottky Barrier Rectifier Diode)、快恢复功率整流二极管(Fast Recovery Power Rectifier Diode)或超快恢复功率整流二极管(Ultra Fast Recovery Power Rectifier Diode);而输出滤波电容 C_O 为高、低频滤波效果良好的大容量铝电解电容。为防止变换器自激,还必须增加输入滤波电容 C_{IN} ,如图 1.1.2 所示。

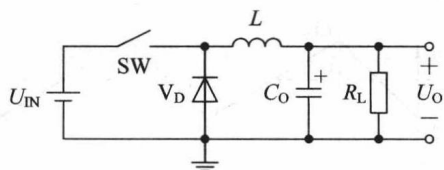
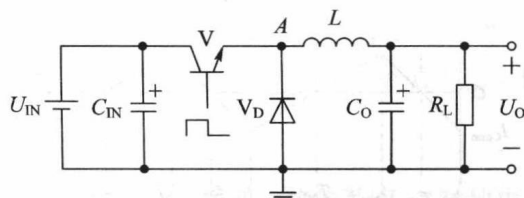
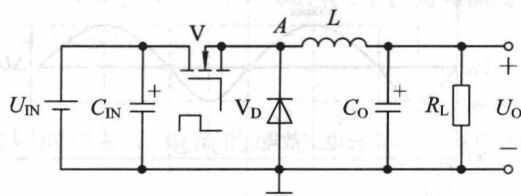


图 1.1.1 Buck 变换器原理电路



(a) 由BJT功率管构成开关元件的Buck变换器



(b) 由MOS功率管构成开关元件的Buck变换器

图 1.1.2 Buck 变换器实际电路

在稳定状态下,该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 中可以看出,在开关过程中,在开关与电感连接处(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,以减小电磁辐射量)。

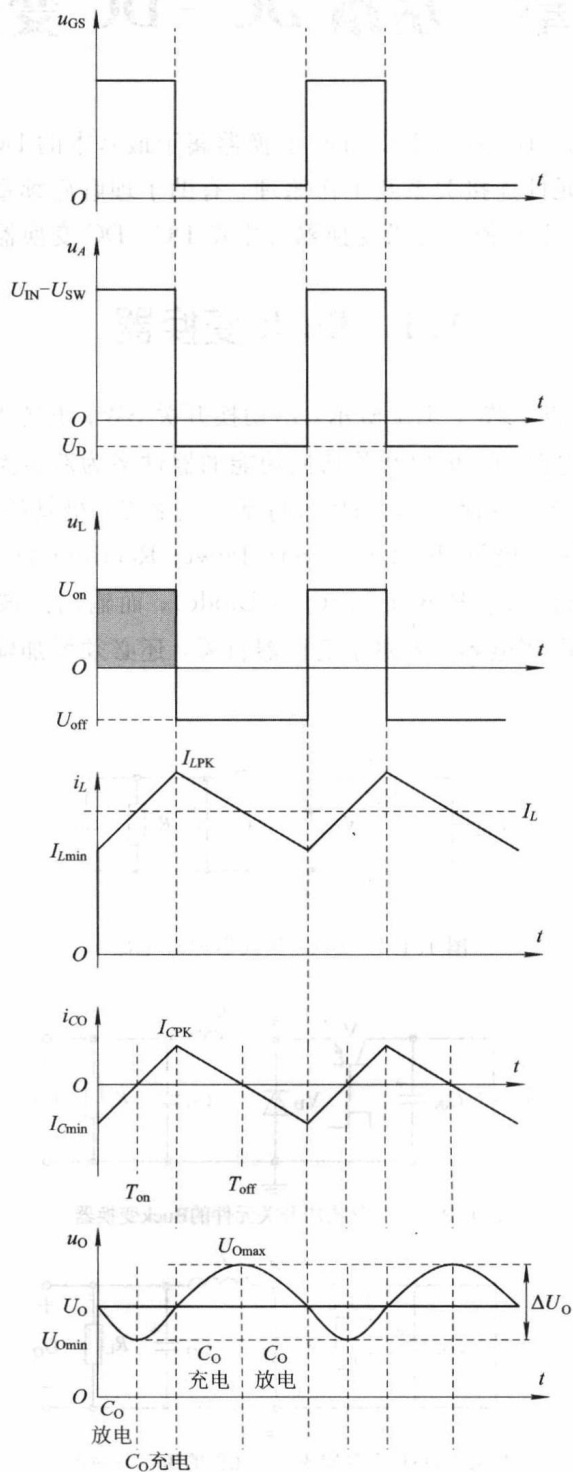


图 1.1.3 关键节点电压与关键元件电流波形

尽管基本 Buck 变换器开关管与驱动电源串联,开关管驱动困难,但 Buck 变换器不仅

是一种最基本的 DC-DC 变换器(理解其工作原理有助于理解开关电源的工作过程),它也是正激变换器次级输出滤波电路的基本形式。

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。

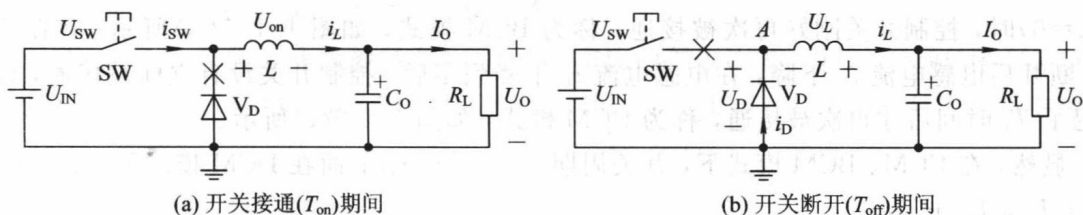


图 1.1.4 Buck 变换器在开关接通与断开期间的等效电路

1. 开关接通(T_{on})期间

在 T_{on} 期间,开关 SW 接通,续流二极管 V_D 反偏,承受的最大反向电压为 U_{INmax} ,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 端电压 $U_{on} = U_{IN} - U_O$ 为常数,电感 L 电流:

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

i_L 从最小值 I_{Lmin} 开始线性增加,当 $t = T_{on}$ 时, i_L 达到峰值 $I_{Lpk} = I_{Lmin} + \frac{U_{on}}{L}T_{on}$,如图 1.1.5 所示。显然,到 T_{on} 时刻电感 L 电流 i_L 的增量 $\Delta I = \frac{U_{on}}{L}T_{on}$ 。

2. 开关断开(T_{off})期间

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_D 的情况下,截止期间电感 L 端电压 $U_{off} = U_O$ 为常数,电感 L 电流:

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

i_L 从峰值 I_{Lpk} 开始线性减小,经 $t = T_{off}$ 后, i_L 达到最小值 I_{Lmin} ,即截止期间电感 L 电流 i_L 的减少量 $\Delta I = \frac{U_{off}}{L}T_{off}$ 。

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 $-U_D$ (U_D 为二极管导通压降),此时开关 SW 承受的最大电压为 $U_{INmax} + U_D$ 。为可靠起见,在实际电路中,开关管耐压大于等于 $1.2(U_{INmax} + U_D)$ 。

3. “伏秒积”平衡

在稳定状态下,导通期间电感 L 电流的增加量与关断期间电感 L 电流的减少量必然相同,即

$$\begin{aligned} \frac{U_{on}}{L}T_{on} &= \frac{U_{off}}{L}T_{off} \\ U_{on}T_{on} &= U_{off}T_{off} \end{aligned} \quad (1.1.3)$$

这就是 DC-DC 变换器设计过程中常用到的所谓“伏秒积”平衡条件。“伏秒积”平衡适用于

CCM(电感电流连续)、BCM(也称为 CRM, 即电感电流临界连续)、DCM(电感电流断续)模式。

4. 电感电流状态

控制开关 SW 断开后电感电流 i_L 逐渐下降, 在电感电流 i_L 尚未下降到零(即 $I_{Lmin} > 0$) 时, 控制开关再次被接通, 也就是说, 在一个开关周期内电感电流连续, 称为 CCM 模式, 如图 1.1.5(a) 所示; 控制开关 SW 断开后电感电流 i_L 下降, 在电感电流 i_L 下降到零(即 $I_{Lmin} = 0$) 时, 控制开关刚好再次被接通, 称为 BCM 模式, 如图 1.1.5(b) 所示; 控制开关 SW 断开后电感电流 i_L 下降, 在电感电流 i_L 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, 称为 DCM 模式, 如图 1.1.5(c) 所示。

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

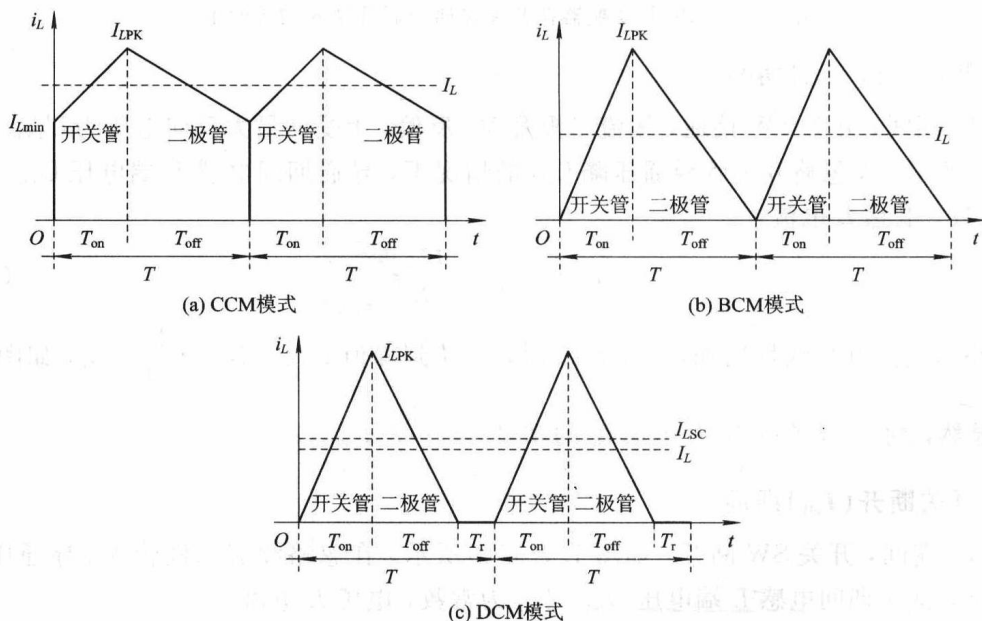


图 1.1.5 电感电流、开关管电流、续流二极管电流之间的关系

图 1.1.5 中, I_L 表示电感平均电流; $I_{LSC} = \frac{I_{Lmin} + I_{LPK}}{2}$, 表示电感斜坡电流的中值。显然, 对 CCM、BCM 模式来说, $I_{LSC} = I_L$; 对 DCM 模式来说, $I_L < I_{LSC}$ 。

通常用 I_{sw} 表示控制开关 SW 的平均电流, 用 I_{swsc} 表示控制开关斜坡电流的中值。在 Buck、Boost、Buck-Boost 变换器中, $I_{swsc} = I_{LSC}$, $I_{sw} = \frac{I_{swsc} \times T_{on}}{T} = \frac{I_{LSC} \times T_{on}}{T} = D \times I_{LSC}$ 。

用 I_D 表示续流二极管 V_D 的平均电流, 用 I_{DSC} 表示续流二极管斜坡电流的中值。在 Buck、Boost、Buck-Boost 变换器中, $I_{DSC} = I_{LSC}$, $I_D = \frac{I_{DSC} \times T_{off}}{T} = \frac{I_{LSC} \times T_{off}}{T}$ 。

1.1.2 占空比 D 与输出电压 U_o

1. 占空比 D

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

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

于是 Buck 变换器的输出电压:

$$U_{\text{O}} = D \times U_{\text{IN}} \quad (1.1.5)$$

由于占空比满足 $0 < D < 1$, 可见 Buck 变换器的输出电压 U_{O} 总是小于输入电压 U_{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 Buck 变换器理想状态下占空比 D 的表达式。当开关导通压降 U_{sw} 、续流二极管 V_{D} 导通电压 U_{D} 均不能忽略时, 显然 $U_{\text{on}} = U_{\text{IN}} - U_{\text{O}} - U_{\text{sw}}$, $U_{\text{off}} = U_{\text{O}} + U_{\text{D}}$, 则占空比:

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

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(1.1.4)或式(1.1.6)计算最小占空比 D_{min} 。

2. 输出电压调整方式

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

(1) 脉宽调制(Pulse Width Modulation): 在开关频率 f_{sw} (周期 T) 不变的情况下, 使导通时间 T_{on} 随输入电压 U_{IN} 变化而变化, 即通过改变开关脉冲宽度的方式来稳定输出电压, 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 的变化范围较小。脉宽调制方式下, 固定的开关频率在特定频点上电磁干扰(EMI)幅度大, 因此多数 PWM 控制芯片采用了频率抖动技术来扩展 EMI 频谱, 降低特定频点上电磁干扰的幅度, 以便简化输入端 EMI 滤波电路的设计, 降低 EMI 滤波电路的成本。

(2) 脉频调制(Pulse Frequency Modulation): 固定导通时间 T_{on} , 改变开关频率 f_{sw} , 使输出电压 U_{O} 稳定, 简称 PFM 方式。

脉频调制方式的优点是占空比 D 调节范围大, 由于开关频率 f_{sw} 随输入电压 U_{IN} 变化而变化, 因此 EMI 频谱分散性高, 容易通过相关的 EMI 认证; 缺点是输出纹波电压 ΔU_{O} 随输入电压 U_{IN} 波动, 增加了输出滤波电路的设计难度。

(3) 混合调制: 既调宽(改变 T_{on}), 又调频(改变开关频率 f_{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 电感、开关管及续流二极管的电流

电感峰值电流:

$$I_{\text{Lpk}} = I_{\text{L}} + \frac{\Delta I}{2} = I_{\text{L}} \left(1 + \frac{1}{2} \times \frac{\Delta I}{I_{\text{L}}} \right) = I_{\text{L}} \left(1 + \frac{\gamma}{2} \right)$$

其中, $\gamma = \frac{\Delta I}{I_{\text{L}}}$ 称为电感电流纹波比。显然, 在 CCM 模式下, 电感电流最小值 $I_{\text{Lmin}} = I_{\text{L}} \left(1 - \frac{\gamma}{2} \right)$ 。

1. 开关管电流

在 Buck 变换器中, 开关管平均电流 I_{SW} 、驱动电源 U_{IN} 平均电流 I_{IN} 之间的关系为 $I_{\text{SW}} = I_{\text{IN}}$ 。根据电流有效值的定义, 一个开关周期内开关管电流有效值的平方:

$$\begin{aligned} I_{\text{SWrms}}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{on}}} i_{\text{SW}}^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{on}}} i_L^2 dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{on}}} \left(I_{\text{Lmin}} + \frac{U_{\text{on}}}{L} \times t \right)^2 dt \\ &= \frac{1}{T \times 3 \times \frac{U_{\text{on}}}{L}} \left[\left(I_{\text{Lmin}} + \frac{U_{\text{on}}}{L} \times t \right)^3 \right]_0^{T_{\text{on}}} \\ &= \frac{T_{\text{on}}}{3 \times T \times \Delta I} \left[\left(I_{\text{Lmin}} + \frac{U_{\text{on}}}{L} \times T_{\text{on}} \right)^3 - I_{\text{Lmin}}^3 \right] \end{aligned}$$

(1) 在 DCM 模式下, $I_{\text{Lmin}} = 0$, $I_{\text{LPK}} = \Delta I = \frac{U_{\text{on}}}{L} \times T_{\text{on}}$, 因此

$$\begin{aligned} I_{\text{SWrms}}^2 &= \frac{I_{\text{LPK}}^2}{3} \times \frac{T_{\text{on}}}{T} \\ I_{\text{SWrms}} &= I_{\text{LPK}} \times \sqrt{\frac{T_{\text{on}}}{3 \times T}} = I_{\text{LPK}} \times \sqrt{\frac{D}{3}} \end{aligned} \quad (1.1.7)$$

(2) 在 CCM、BCM 模式下, $I_{\text{LPK}} = I_{\text{Lmin}} + \Delta I$, 因此

$$\begin{aligned} I_{\text{SWrms}}^2 &= \frac{T_{\text{on}}}{3 \times T \times \Delta I} \left[\left(I_{\text{Lmin}} + \Delta I \right)^3 - I_{\text{Lmin}}^3 \right] \\ &= \frac{D}{3 \times \Delta I} \times \left[I_{\text{LPK}}^3 - I_{\text{Lmin}}^3 \right] \\ &= \frac{D}{3} \times \frac{I_L^3}{\Delta I} \times \left[\left(1 + \frac{\gamma}{2} \right)^3 - \left(1 - \frac{\gamma}{2} \right)^3 \right] \\ &= \frac{D}{3} \times \frac{I_L^3}{\Delta I} \times \left(3\gamma + \frac{\gamma^3}{4} \right) \\ &= D \times I_L^2 \times \left(1 + \frac{\gamma^2}{12} \right) \end{aligned}$$

于是在一个开关周期 T 内, 开关管电流有效值(计算开关损耗时用到):

$$I_{\text{SWrms}} = I_L \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{\gamma^2}{12} \right)} \quad (1.1.8)$$

开关管电流交流分量有效值(计算输入电容损耗与选择输入滤波电容纹波电流时用到):

$$I_{\text{SWACrms}} = \sqrt{I_{\text{SWrms}}^2 - (D \times I_L)^2} \quad (1.1.9)$$

所选的输入滤波电容允许流过的纹波电流必须大于 I_{SWACrms} 。

2. 续流二极管电流

在 Buck 变换器中, 续流二极管平均电流:

$$\begin{aligned} I_{\text{D}} &= \frac{I_{\text{DSC}} \times T_{\text{off}}}{T} \text{ (适用于 DCM 模式)} \\ I_{\text{D}} &= \frac{I_{\text{LSC}} \times T_{\text{off}}}{T} = I_L \times (1 - D) \text{ (适用于 CCM、BCM 模式)} \end{aligned} \quad (1.1.10)$$

根据电流有效值的定义, 一个开关周期内续流二极管电流有效值的平方:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{Drms}}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{off}}} i_{\text{D}}^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{off}}} i_{\text{L}}^2 dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{off}}} \left(I_{\text{LPK}} - \frac{U_{\text{off}}}{L} \times t \right)^2 dt \\
 &= -\frac{1}{T \times 3 \times \frac{U_{\text{off}}}{L}} \left[\left(I_{\text{LPK}} - \frac{U_{\text{off}}}{L} \times t \right)^3 \right] \Big|_0^{T_{\text{off}}} \\
 &= -\frac{T_{\text{off}}}{3 \times T \times \frac{U_{\text{off}}}{L} \times T_{\text{off}}} \left[\left(I_{\text{LPK}} - \frac{U_{\text{off}}}{L} \times T_{\text{off}} \right)^3 - I_{\text{LPK}}^3 \right] \\
 &= \frac{T_{\text{off}}}{3 \times T \times \Delta I} [I_{\text{LPK}}^3 - I_{\text{Lmin}}^3]
 \end{aligned}$$

(1) 在 DCM 模式下, $I_{\text{Lmin}} = 0$, $I_{\text{LPK}} = \Delta I = \frac{U_{\text{off}}}{L} \times T_{\text{off}}$, 因此

$$\begin{aligned}
 I_{\text{Drms}}^2 &= \frac{I_{\text{LPK}}^2}{3} \times \frac{T_{\text{off}}}{T} \\
 I_{\text{Drms}} &= I_{\text{LPK}} \times \sqrt{\frac{T_{\text{off}}}{3 \times T}} \quad (\text{计算续流二极管损耗时用到}) \quad (1.1.11)
 \end{aligned}$$

(2) 在 CCM、BCM 模式下, $I_{\text{LPK}} = I_{\text{Lmin}} + \Delta I$, $T_{\text{off}} = (1-D)T$, 因此

$$I_{\text{Drms}}^2 = \frac{1-D}{3 \times \Delta I} \times [I_{\text{LPK}}^3 - I_{\text{Lmin}}^3] = (1-D) \times I_{\text{DSC}}^2 \times \left(1 + \frac{\gamma^2}{12} \right)$$

即一个开关周期 T 内, 续流二极管电流有效值:

$$I_{\text{Drms}} = I_{\text{DSC}} \times \sqrt{(1-D) \times \left(1 + \frac{\gamma^2}{12} \right)} = I_{\text{L}} \times \sqrt{(1-D) \times \left(1 + \frac{\gamma^2}{12} \right)} \quad (1.1.12)$$

3. 电感电流

在 Buck 变换器中, 电感平均电流 I_{L} 、变换器输出电流 I_{O} 之间的关系为 $I_{\text{L}} = I_{\text{O}}$ 。显然, 一个开关周期 T 内, 流过电感 L 的电流有效值(计算电感线径 d 及绕线损耗时用到)

$$\begin{aligned}
 I_{\text{Lrms}}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{on}}+T_{\text{off}}} i_{\text{L}}^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{on}}} i_{\text{L}}^2 dt + \frac{1}{T} \int_{T_{\text{on}}}^{T_{\text{on}}+T_{\text{off}}} i_{\text{L}}^2 dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{on}}} i_{\text{L}}^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{off}}} i_{\text{L}}^2 dt \\
 &= I_{\text{SWrms}}^2 + I_{\text{Drms}}^2
 \end{aligned}$$

显然, 在 DCM 模式下, 电感电流有效值:

$$I_{\text{Lrms}} = I_{\text{LPK}} \times \sqrt{\frac{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}{3 \times T}} \quad (1.1.13)$$

在 CCM、BCM 模式下, 电感电流有效值:

$$I_{\text{Lrms}} = I_{\text{L}} \sqrt{1 + \frac{\gamma^2}{12}} = I_{\text{O}} \sqrt{1 + \frac{\gamma^2}{12}} \quad (1.1.14)$$

根据上面分析, 在输入电压达到最大时, 电流纹波比 γ 达到最大, 此时电感电流有效值 I_{Lrms} 也达到最大。

由此可求出电感电流 i_{L} 交流分量有效值(计算输出滤波电容 C_{O} 损耗与选择输出电容