

北极光



卓越工程师  
培养计划丛书



# 深入浅出 电源设计

◎ 吴祥兴 编著



电子工业出版社  
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>

卓越工程师培养计划丛书

# 深入浅出电源设计

吴祥兴 编著

電子工業出版社·

**Publishing House of Electronics Industry**

北京·BEIJING

## 内 容 简 介

本书从电源工程师设计实践的角度出发,摒弃了不适用的理论,专注于电源研发工程师实际工作中常遇到的重点问题。书中的主要内容包括基本电路拓扑工作原理、开关电源的控制模式、开关电源环路控制设计、开关电源中的电感变压器及开关电源的电磁兼容。

本书适合作为电源工程师、电子工程师的设计参考书,也是相关领域工程技术人员了解电源设计的参考书,同时还可作为相关院校的教学用书。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。  
版权所有,侵权必究。

## 图书在版编目(CIP)数据

深入浅出电源设计/吴祥兴编著. —北京:电子工业出版社,2014.4  
ISBN 978-7-121-22732-5

I. ①深… II. ①吴… III. ①电源-设计 IV. ①TM910.2

中国版本图书馆CIP数据核字(2014)第057302号

策划编辑:柴燕(chaiy@phei.com.cn)

责任编辑:侯丽平

印 刷:北京中新伟业印刷有限公司

装 订:三河市皇庄路通装订厂

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路173信箱 邮编:100036

开 本:787×1092 1/16 印张:14.25 字数:364.8千字

印 次:2014年4月第1次印刷

印 数:3000册 定价:68.00元



凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010)88254888。

质量投诉请发邮件至 zlt@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010)88258888。

# 前 言

电源设计不难，但是要设计一个稳定可靠且性能很好的电源就比较难了。如果能把电源用理论解释得很清楚，或者能准确地用电源理论指导实际电源设计，也就是知其然也知其所以然，那就更难。笔者曾从事过软件设计工作，最喜欢看的是一本中国台湾人写的技术书，复杂的技术经过其深入浅出的分析和解剖，很容易让读者学习、应用。笔者在电源设计领域打拼多年，也萌生了要以深入浅出的手法写一本关于电源设计的经验之书，以飨后来者。

本书结合电源工程师的日常工作实践经验，力求深入浅出、系统地讲解与实际电源设计相关的知识。本书在写作过程中，学习参考了多位电源界前辈的理论著作，也翻译了若干经典的外语文献，同时吸取了网络精华讨论结果，并与很多资深电源工程师进行了讨论研究，最终提炼而成。

本书内容包括以下几大部分。

(1) 基本电路拓扑：降压电路 (buck)、升压电路 (boost)、升降压电路 (buck - boost)、反激电路 (flyback)、正激电路 (forward)、半桥电路 (half bridge) 及 LLC 谐振电路等的工作原理及其优缺点。

(2) 电路的工作模式：连续工作模式 (CCM)、断续工作模式 (DCM) 及临界工作模式 (BCM) 的原理和工作过程。

(3) 开关电源的控制模式：电压控制模式、峰值电流模式、平均值电流模式、滞环电流控制模式、相加模式等的原理和优缺点，前馈补偿、频率补偿、频率匹配等的原理和实现方法。

(4) 环路补偿设计：自动控制原理、增益带宽对电源性能的影响，零、极点补偿和环路稳定的标准，进行零、极点补偿的原理和方法。具体的电流环路、电压环路控制补偿设计实例，Ⅰ类补偿、Ⅱ类补偿和Ⅲ类补偿等。

(5) 磁芯、电感和变压器：电磁三大定律，磁学分析，高频开关电源的磁芯材料，变压器的设计，损耗、温升、绝缘分析，线圈，集肤效应，邻近效应，变压器的绕制和工艺等。

(6) 电磁兼容 EMC：LISN、传导和辐射、电场、磁场、电磁屏蔽、EMI 滤波器的原理和设计、接地、PCB Layout，以及共模干扰和差模干扰的产生和抑制。

本书是电源工程师们多年的设计知识、实践、经验的总结，但不是笔者一个人的努力和结果，而是与很多一线从事开关电源研发、设计、生产的资深工程师和技术人员交流、研究、讨论和总结的结果。本书摒弃了一些不实用的、大而全、晦涩难懂的理论，尽量从工程师的角度出发，专注于电源研发工程师实际工作中常碰到的一些重要问题，追求理论和实践相结合（无理论解释不通的实践，也无实践不支持的理论）。

刚入职场的`新人`，可以通过本书深入浅出、娓娓道来的知识，系统地学习开关电源设计。这个过程可能要花一些时间，不过一旦详细学习和研究过后，应该会对实际电源设计工作有一个系统、全面、高屋建瓴的把握和理解。如果是中级或者中高级读者，本书的内容可以作为平时工作中温故而知新、研发产品、debug 等相对系统而全面的电源理论参考书。如果是高手甚或以上读者，对本书所述的内容早已参透本质，也可在写一些报告、总结、讲义的时候偶尔翻翻。

正因为是站在巨人肩膀上的总结，本书要感谢赵修科、杨继深、CMG（郭春明）、yhuming 等众多电源前辈和高手，还要感谢斜阳古道、nansir、sometimes、qqmm6397、cheng47、Jerome、whateverj、weitt、xieyue、nongfu、jacky800、nsezcy、harry1982、chinatx、jxgem、liuxinming 等众多电源工程师网友的讨论和支持。

尽管笔者不断努力完善本书对电源知识的总结，但由于水平所限，书中一定还会存在这样或那样的错误和不足，笔者将保持谦虚谨慎、积极学习的心态，期待大家批评指正。

吴祥兴  
2014 年 4 月

# 目 录

<b>第 1 章 基本电路拓扑工作原理</b> .....	1
1.1 Buck 变换 .....	1
1.1.1 Buck 变换基本原理 .....	1
1.1.2 CCM 模式的 Buck 变换稳态分析 .....	1
1.1.3 DCM 和临界模式 Buck 变换稳态工作分析 .....	3
1.1.4 同步 Buck 分析 .....	4
1.2 Boost 变换 .....	9
1.2.1 Boost 变换基本原理 .....	9
1.2.2 连续工作模式的 Boost 变换 .....	9
1.2.3 非连续和临界工作模式的 Boost 变换 .....	11
1.3 Buck - Boost 变换 .....	16
1.3.1 CCM 模式工作的 Buck - Boost 变换 .....	16
1.3.2 Buck - Boost 变换的非连续工作模式 .....	18
1.3.3 实用的 Buck - Boost 线路——Sepic 和 Zeta 线路分析 .....	20
1.4 反激变换 .....	22
1.4.1 反激变换原理和变压器的设计 .....	25
1.4.2 反激电源变压器的气隙 .....	26
1.4.3 RCC 自激变换原理及变压器设计 .....	27
1.4.4 RCC 充电器 .....	35
1.5 小信号模型分析 .....	36
1.6 正激变换器简介 .....	41
1.7 半桥变换器简介 .....	44
1.8 半桥 LLC 谐振变换电路原理分析 .....	46
1.9 开关电源峰值、平均值和有效值电流计算 .....	50
本章总结 .....	51
<b>第 2 章 开关电源的控制模式</b> .....	53
2.1 开关电源的 PWM 控制 .....	53
2.2 电压模式控制原理及优缺点分析 .....	54
2.3 峰值电流模式控制原理及优缺点分析 .....	56
2.3.1 斜率补偿的电路实现 .....	58
2.3.2 斜率补偿设计实例 .....	60
2.4 平均电流模式控制原理及优缺点分析 .....	64
2.5 滞环电流模式控制 PWM .....	68
2.6 相加模式控制 PWM .....	69
本章总结 .....	69

<b>第3章 开关电源环路控制设计</b> .....	71
3.1 元器件的高频分布参数 .....	71
3.1.1 电感器高频等效电路 .....	71
3.1.2 电容器高频等效电路 .....	72
3.2 基本控制理论 .....	73
3.2.1 零、极点及传递函数 .....	73
3.2.2 基本环节及传递函数 .....	74
3.3 控制系统的时域分析 .....	79
3.3.1 典型输入信号 .....	79
3.3.2 一阶系统的动态响应（过渡过程） .....	81
3.3.3 二阶系统的动态响应 .....	83
3.4 控制系统的稳定性 .....	88
3.5 控制系统的频率特性 .....	88
3.5.1 对数频率特性图（波特图） .....	89
3.5.2 相位裕度与增益（幅值）裕度 .....	90
3.5.3 用波特图分析常见零、极点性能 .....	91
3.6 开关电源负反馈控制 .....	93
3.6.1 开关电源环路的开环和闭环增益 .....	93
3.6.2 环路的稳定性判据 .....	95
3.7 开关电源频率补偿电路 .....	96
3.7.1 单极点补偿，Ⅰ类补偿 .....	96
3.7.2 双极点、单零点补偿，Ⅱ类补偿 .....	97
3.7.3 三极点、双零点补偿，Ⅲ类补偿 .....	97
3.8 开关电源环路频率补偿设计实例 .....	98
本章总结 .....	103
<b>第4章 开关电源中的电感变压器</b> .....	104
4.1 电磁基本知识 .....	104
4.1.1 基本概念和定律 .....	104
4.1.2 高斯定理 .....	104
4.1.3 安培环路定律 .....	105
4.1.4 法拉第定律 .....	106
4.1.5 磁路的基本知识 .....	106
4.2 材料磁化的基本知识 .....	108
4.2.1 磁性材料的磁化 .....	108
4.2.2 饱和磁滞回线和基本参数 .....	109
4.3 磁化曲线的测量和显示 .....	111
4.3.1 测试原理和电路 .....	112
4.3.2 示波器显示磁滞曲线的原理和线路 .....	113
4.3.3 高频下的磁化曲线 .....	114
4.4 磁芯磁化的电磁能量关系 .....	116

4.5	磁芯损耗	117
4.6	电感变压器基本知识	119
4.6.1	电感	119
4.6.2	变压器	121
4.6.3	实际变压器等效模型	123
4.7	磁芯电感的计算	124
4.7.1	不带气隙磁芯电感的计算	125
4.7.2	带气隙磁芯电感的计算	125
4.8	开关电源常用的软磁材料	126
4.8.1	铁氧体	126
4.8.2	磁粉芯	129
4.9	线圈	132
4.9.1	线圈的绝缘	132
4.9.2	线圈损耗	133
4.9.3	集肤效应	133
4.9.4	邻近效应	134
4.10	变压器绕法与漏感	135
4.11	变压器杂散(寄生)电容	138
4.12	无源损耗	139
4.13	开关电源中功率变压器和电感的设计	140
4.13.1	功率电感	140
4.13.2	单端反激变压器	143
4.13.3	正激变换器变压器	143
4.13.4	双端变换的磁芯变压器	144
4.13.5	磁放大器	147
4.13.6	尖峰抑制磁珠	151
4.13.7	交流电流互感器	152
4.13.8	脉冲直流互感器	154
4.14	电磁元件损耗与温升的简易计算方法	154
4.15	电磁元件工艺设计规范	156
4.15.1	变压器设计工艺规范	156
4.15.2	电感设计工艺规范	157
	本章总结	157
<b>第5章</b>	<b>开关电源的电磁兼容</b>	<b>159</b>
5.1	EMC 的基本知识	159
5.1.1	电磁兼容的标准	160
5.1.2	电磁兼容的测试	162
5.2	分贝的知识	166
5.3	时域信号的频谱分析	167
5.4	峰值、准峰值及平均值检测	169



5.5	差模信号和共模信号 .....	171
5.6	开关电源的地线 .....	172
5.6.1	地线的分类 .....	172
5.6.2	地线干扰 .....	173
5.6.3	开关电源的接地策略 .....	175
5.7	开关电源的电磁屏蔽 .....	176
5.7.1	波阻抗 .....	176
5.7.2	电磁屏蔽效能 .....	176
5.7.3	电磁屏蔽的孔洞和缝隙 .....	178
5.8	EMI 滤波器技术 .....	180
5.8.1	EMI 电源滤波器网络及其插入损耗分析 .....	183
5.8.2	滤波器的反射系数 .....	186
5.8.3	EMI 滤波器元件 .....	188
5.8.4	差模/共模滤波器的分析 .....	196
5.8.5	电源线衰减 .....	201
5.8.6	专用电源滤波器 .....	201
5.9	PCB 布线与电磁兼容设计 .....	204
5.9.1	PCB 布线电感 .....	204
5.9.2	PCB 电磁辐射 .....	206
5.9.3	影响差模电流真实回路的因素 .....	209
5.9.4	PCB 线路板边缘的一些问题 .....	210
5.10	瞬态脉冲干扰的抑制 .....	211
5.11	传导辐射超标的对策 .....	213
5.11.1	传导超标的对策 .....	213
5.11.2	辐射发射超标的对策 .....	214
5.12	谐波电流的相关知识 .....	214
5.12.1	谐波标准 .....	214
5.12.2	按谐波限值不同对设备的分类 .....	215
5.13	开关电源中的安规 .....	215
5.13.1	安全认证机构 .....	215
5.13.2	CB 制度 .....	215
5.13.3	设备按安规标准的分类 .....	216
	本章总结 .....	216
	参考文献 .....	219

# 第 1 章 基本电路拓扑工作原理

## 1.1 Buck 变换

### 1.1.1 Buck 变换基本原理

开关电源通常由功率传输部分和控制部分组成。本节将讨论 Buck 变换的基本原理以及对连续模式和非连续模式 Buck 变换进行稳态分析。

Buck 变换是降压变换。Buck 变换基本原理图如图 1-1 所示，CR1 为续流二极管（free-wheeling），电感等效直流电阻为  $R_L$ ，电容等效串联电阻为  $R_C$ ，负载为  $R$ 。当开关管 Q1 导通时， $V_{in}$  给电感 L 储能，电感 L 中的电流线性上升，电感 L 产生左正右负的感应电动势。电源  $V_{in}$  同时对电容 C 和负载供电，续流二极管截止。当 Q1 截止后，由于流过电感的电流不能突变，为了维持电感中的电流，电感 L 产生左负右正的感应电动势，c 点的电位为负，低于零，续流二极管 CR1 导通，电感 L 中储存的能量向电容和负载供电。

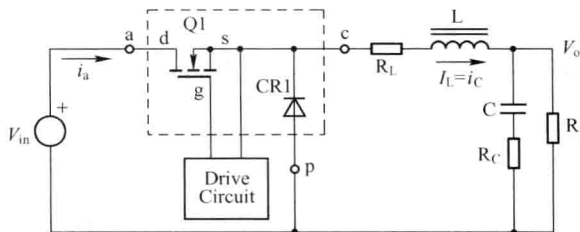


图 1-1 Buck 变换基本原理框图

根据电感电流在一个周期内是否为零，可以分为连续模式和非连续模式：处于稳态工作的 Buck 线路，如果电感电流在整个周期内都是连续的，则为连续工作模式（Continue Current Mode, CCM）；如果电感电流在周期内某一段时间为零，则为非连续工作模式（Discontinue Current Mode, DCM）。处于连续模式和非连续模式之间的为临界模式，此时，电感电流在下一个导通瞬间刚好下降到零。

Buck 变换使用 NMOS 还是 PMOS？① 对于相同尺寸的晶片，NMOS 的导通电阻  $R_{DS(on)}$  比 PMOS 的导通电阻  $R_{DS(on)}$  低；② 用 NMOS 的驱动电路较复杂，往往需要浮地或者自举电路；③ 相同额定电流的 PMOS 比 NMOS 贵；④ PMOS 不能用在需要通过很大电流的场合。实际使用中根据以上几点来选择是用 NMOS 还是用 PMOS。

### 1.1.2 CCM 模式的 Buck 变换稳态分析

CCM 模式的两种工作状态如图 1-2 所示。

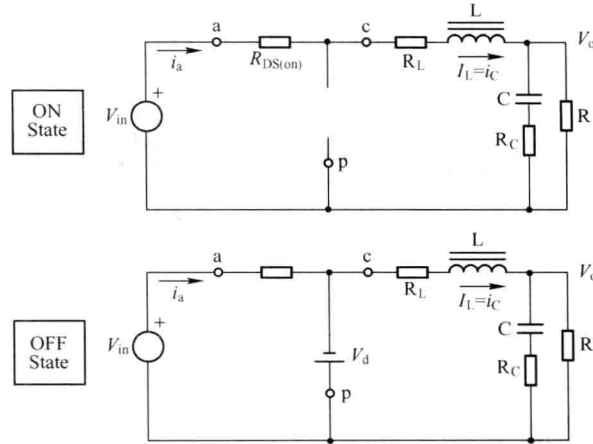


图 1-2 CCM 模式的两种工作状态

CCM Buck 变换的典型电流电压波形如图 1-3 所示：

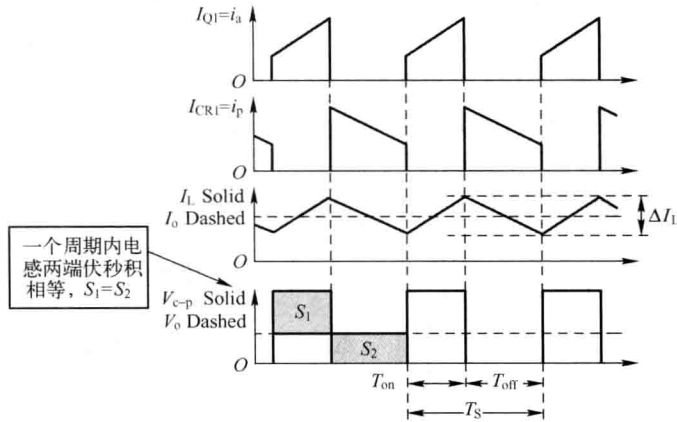


图 1-3 CCM Buck 变换的典型电流电压波形

CCM 分析（分析时忽略电感等效直流电阻  $R_L$  和电容等效串联电阻  $R_C$ ）如下。

(1) 开关管 Q1 导通时，电感两端电压为  $V_{in} - V_o$ ：

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \Rightarrow V_L = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D \cdot T} = V_{in} - V_o \quad (1-1)$$

电感电流线性上升：

$$di_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} dt \Rightarrow \Delta i_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} \Delta t$$

$\Delta i_L$  为电感纹波电流。

(2) 开关管 Q1 截止时，由于电感电流不能突变，续流二极管 CR1 导通，电感续流，电感电流线性下降。忽略二极管导通压降有：

$$V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{T_{off}} \Rightarrow V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(1-D) \cdot T} \quad (1-2)$$

对于稳态工作的 Buck 变换，导通时电感电流的增加必须与截止时电感电流的减少相等，

才能保证电感的磁复位。

推导 Buck 变换输出电压的三种方法如下所示。

(1) 由于导通和截止时, 电感电流的上升和下降相等, 联立方程 (1-1) 和 (1-2) 可解得

$$V_o = V_{in} \cdot D \quad (\text{由于 } D \text{ 永远小于 } 1, \text{ 故为降压模式}) \quad (1-3)$$

(2) 通过一个开关周期内, 电感两端的伏秒积平衡 (相等) 可得 (图 1-3 中,  $S_1 = S_2$ )

$$(V_{in} - V_o) \cdot D \cdot T = V_o \cdot (1 - D) \cdot T \quad (1-4)$$

同样可以推出  $V_o$ , 如等式 (1-3)。

(3) 由于 Buck 变换后面 L、C 组成低通滤波器的截止频率 (通常在 500Hz 到 5kHz) 远低于开关电源的工作频率 (通常 100kHz 到 500kHz)。令上管 Q1 和续流二极管 CR1 之间联结点的电压为  $V_{c-p}$ 。 $V_{c-p}$  的直流成分可以无障碍地传输, 而高频分量将会大大地衰减。 $V_{c-p}$  在 Q1 导通时对地电压为  $V_{in}$ , 持续时间为  $DT$ ;  $V_{c-p}$  在 Q1 截止时, 由于续流二极管导通, 对地电位为零。因此, 输出电压也就等于  $V_{c-p}$  的平均值电压, 即  $\frac{V_{in}DT}{T} = V_{in}D$ , 同样得到输出电压如等式 (1-3)。

注:  $T_{off} = (1 - D) \cdot T$ ,  $V_o = V_{in} \cdot D$  仅仅针对 CCM 模式成立, 对于 DCM 模式不成立。

由于假设电感、电容为理想元件, 一个周期内不消耗能量, 因此, 输出负载电流也就等于电感电流一个周期内的平均值, 即:

$$I_o = I_{L(\text{avg})} \quad (1-5)$$

换句话说, Buck 线路电感电流的平均值等于负载电流的平均值, 这个结论不管是 CCM、DCM 还是临界模式都成立。

### 1.1.3 DCM 和临界模式 Buck 变换稳态工作分析

对于连续模式工作的 Buck 变换, 如果负载电流持续降低, 将会出现在一个周期内的某一时段电感电流为零的情况。这种工作模式就是非连续 (DCM) 的 Buck 变换工作模式, DCM 模式的 Buck 变换电感电流的波形如图 1-4 所示。在每个周期中, DCM 的 Buck 变换有三种工作状态。处于连续与非连续工作模式之间的工作模式即为临界工作模式 (BCM), BCM 临界模式的 Buck 变换电感电流波形如图 1-5 所示。

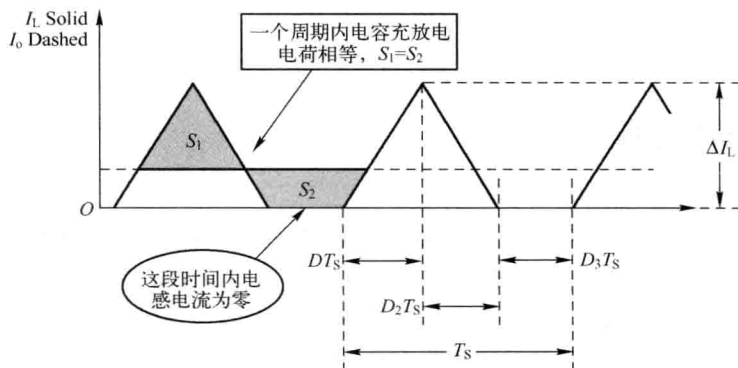


图 1-4 DCM 模式的 Buck 变换电感电流波形

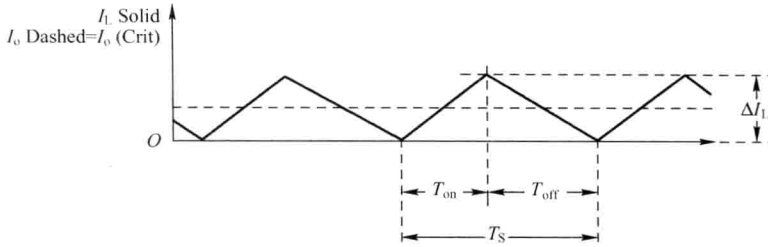


图 1-5 BCM 临界模式的 Buck 变换电感电流波形

DCM Buck 变换工作的三种状态如下。

(1) ON 状态, Q1 开通, CR1 截止, 电感电流增加:

$$\Delta I_L (+) = \frac{V_{in} - V_o}{L} \cdot T_{on} \quad (1-6)$$

对于 DCM 模式, 上式为电感纹波电流的幅值, 也为电感电流的峰值。

(2) OFF 状态, Q1 关闭, CR1 导通, 电感电流线性下降:

$$\Delta I_L (-) = \frac{V_o}{L} \cdot T_{off} \quad (1-7)$$

(3) IDLE 状态, Q1 截止, CR1 截止, 电感电流理论上为零 (实际电路中会由于电感电容谐振而存在谐振电流)。

与 CCM 模式一样, 有三种推导 DCM 模式下输出电压公式的方法, 如下所示。

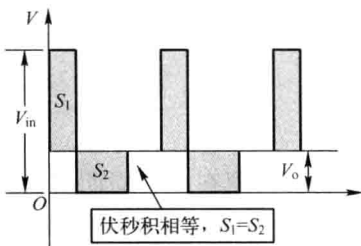


图 1-6 DCM 模式下电感左端电压波形

(1) 电感电流上升、下降纹波相等, 联立式 (1-6) 和式 (1-7) 可解得

$$V_o = V_{in} \cdot \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (1-8)$$

(2) 根据一个周期内, 电感两端伏秒积相等, 即

$$(V_{in} - V_o) \cdot T_{on} = V_o \cdot T_{off} \quad (1-9)$$

同样, 可推出等式 (1-8)。

(3)  $V_{c-p}$  的平均值, 即为  $V_o$ , 由图 1-6 同样可推导得等式 (1-8)。

根据输出负载电流的平均值等于电感电流的平均值, 有

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{I_{pk}}{2} \cdot \frac{T_{on} + T_{off}}{T_s} \quad (1-10)$$

### 1.1.4 同步 Buck 分析

同步 Buck 变换的原理图如图 1-7 所示。

对于同步 Buck 变换, 主要用于低压输出的 Buck 变换, 由于 MOSFET Q2 的导通压降比续流二极管的导通压降低, 因此能提高效率。

为什么同步 Buck 对于低压大电流的情况有优势呢? 因为肖特基续流二极管的正向导通压降在 0.3V 左右, 而 MOSFET 的导通压降在 0.1V 左右, 相差 0.2V, 对于较高的输出电压来讲, 效率的提升有限 (如输出为 5V, 则输出效率的提升约为  $0.2/5 = 4\%$ ), 同时使用同步



对于临界模式，电感电流的峰峰值刚好等于平均电流的两倍。

## 2. CCM 模式输出纹波电压的推导

抓住电容一个周期内的充电电荷与放电电荷相等，同时考虑电感电流纹波波形。

电容充放电电流为：
$$i_c = i_L - i_R \quad (1-14)$$

当电流为正，电容充电：
$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o \quad (1-15)$$

对于连续模式或临界连续模式工作的 Buck 变换，一个周期内电容近似为线性充电，则充电电荷为电感电流纹波（交流波形）时间轴上方的三角形面积，如图 1-8 所示。（注：三角形面积仅适用于连续模式和临界模式，不适用于非连续模式。）

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \quad (\text{对于连续模式, } T_{\text{on}} + T_{\text{off}} = T_s) \quad (1-16)$$

因此，由式 (1-15) 和式 (1-16) 联立，可得

$$\Delta V_o = \frac{(T_{\text{on}} + T_{\text{off}}) \cdot \Delta I_L}{8 \cdot C} \quad (1-17)$$

对于连续模式 Buck 变换的输出纹波，可以推导如下：

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{(T_{\text{on}} + T_{\text{off}}) \cdot \Delta I_L}{8 \cdot C} \Rightarrow \Delta V_o = \frac{T_s \cdot \Delta I_L}{8 \cdot C} = \frac{(1-D) \cdot T_s \cdot V_o}{L \cdot C} \cdot \frac{T_s}{8} \\ &= \frac{D \cdot T_s \cdot (V_{\text{in}} - V_o)}{L \cdot C} \cdot \frac{T_s}{8} \end{aligned} \quad (1-18)$$

电容充放电电流（与电感电流纹波有相位差）与纹波电压波形如图 1-8 所示。

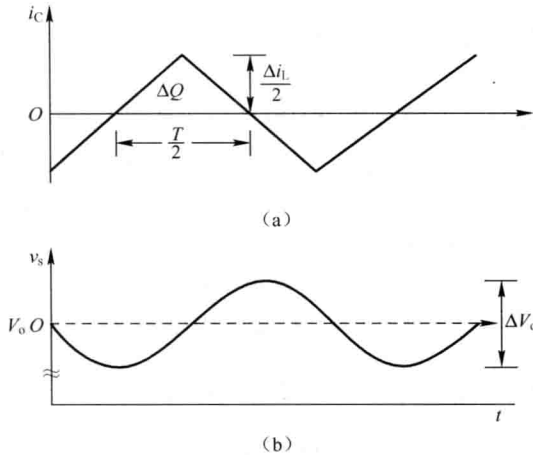


图 1-8 电容充放电电流与纹波电压波形

## 3. DCM 非连续工作模式下，Buck 变换输出纹波的推导

由图 1-9 可知，电容充电电荷：

$$\Delta Q = \frac{T' \cdot (\Delta I_L - I_o)}{2} \quad (1-19)$$

其中，

$$\frac{T'}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} = \frac{(\Delta I_L - I_o)}{\Delta I_L}$$

$$\text{故} \quad \Delta Q = \frac{(\Delta I_L - I_o)^2}{2 \cdot \Delta I_L} \cdot (T_{\text{on}} + T_{\text{off}}) \quad (1-20)$$

又根据电感平均电流与输出负载平均电流相等可得

$$\frac{1}{2} \cdot (T_{\text{on}} + T_{\text{off}}) \cdot \Delta I_L = I_o \cdot T_S \Rightarrow (T_{\text{on}} + T_{\text{off}}) = \frac{2 \cdot I_o \cdot T_S}{\Delta I_L}$$

$$\text{所以} \quad \Delta Q = \frac{(\Delta I_L - I_o)^2}{(\Delta I_L)^2} \cdot I_o \cdot T_S \quad (1-21)$$

因此，DCM 模式下的输出纹波为：

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{(\Delta I_L - I_o)^2}{C \cdot (\Delta I_L)^2} \cdot I_o \cdot T_S \quad (1-22)$$

可见，DCM 模式下的输出电压纹波与电感电流纹波、输出电流、开关频率、输出电容等有很大的关系。

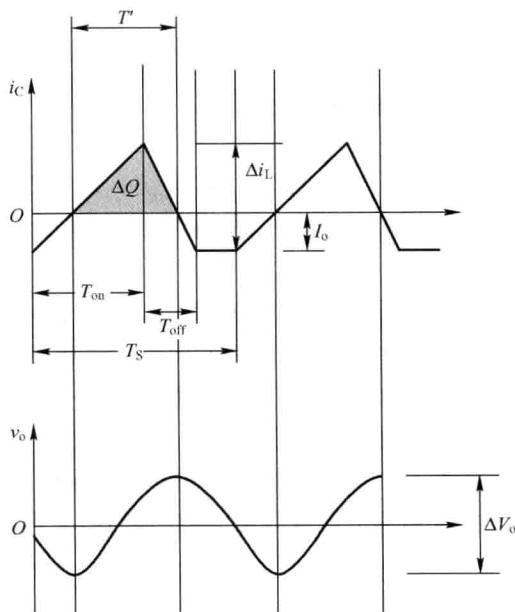


图 1-9 DCM 模式下电容充放电电流和纹波电压波形

#### 4. Buck 变换关键元器件的选择和计算

输出电容的作用有储能、滤波，保持输出电压的稳定等。由于电感电流的纹波已经确定，一般依据输出电压纹波的要求来选取输出电容的容量。根据等式 (1-17) 得 CCM 模式下的最小电容量的选取为：

$$C \geq \frac{\Delta I_L \cdot (T_{\text{on}} + T_{\text{off}})}{8 \cdot \Delta V_o} \quad (\text{对于 CCM, } T_{\text{on}} + T_{\text{off}} = T_S)$$

同理，依据等式 (1-22)，DCM 模式下最小电容量的选取为：

$$C \geq \frac{I_o \cdot T_S}{\Delta V_o} \cdot \left(1 - \frac{I_o(\text{max})}{\Delta I_L}\right)^2 \quad (1-23)$$

以上都为理论计算值，实际调试中为了获得需要的 ESR，会选择电容值比理论值大得多



的电容，同时也可能采取电解电容、陶瓷电容混合并联使用。

无论是连续还是非连续工作模式，为了消除电容对纹波的影响，都要求：

$$ESR \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (1-24)$$

电容的纹波电流流过电容的 ESR，造成功率损耗，这是电容内部发热的一个重要原因。电容的温度对电容的寿命有严重的影响，因此选择电容时要注意电容可以通过的额定纹波电流以及电容工作的环境温度。

前面针对 CCM、DCM 工作模式的电感量计算已经做了详细的讨论。除了选择合适的电感量，在选择 Buck 电感时还需要考虑电感能够承受的最大直流电流和最大峰值电流以及最大工作频率。这些参数保证电感的温度不会太高以及足够的抗磁饱和能力。用于 Buck 电感常见的磁性材料是铁氧体和铁粉芯。

作为开关的 MOSFET 损耗可以用如下公式近似：

$$P_{D(\text{MOSFET})} = I_o^2 \cdot R_{DS(\text{on})} + \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_o \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s + Q_{\text{gate}} \cdot V_{GS} \cdot f_s \quad (1-25)$$

其中， $t_r$  和  $t_f$  分别是开关管的开通时间和关断时间。

MOSFET 的结温可以用下面的公式加以计算：

$$T_j = T_A + P_D \cdot R_{\Theta JA} \quad (1-26)$$

其中， $T_A$  为环境温度或散热片的温度， $R_{\Theta JA}$  为 MOSFET 节点到环境或散热片之间的热阻。 $P_D$  为 MOSFET 的总功率损耗。

可见，开关管的功率损耗是由开关损耗、导通损耗、驱动损耗三部分组成的。除了考虑 MOSFET 的功耗外还需考虑 MOSFET 的最大击穿电压  $V_{(BR)DSS}$  和最大导通电流  $I_{D(\text{max})}$ 。不同的应用场合，有时还需考虑 MOSFET 的开通时间和关断时间、寄生电容的大小以及开通关断阈值等，例如同步整流和低压驱动场合等。

选择续流二极管需要考虑的是二极管的开关时间要快，足够的反向击穿电压、足够的额定电流、正向导通压降、二极管功耗，以及合适的封装形式，一般选用肖特基二极管。

## 5. Buck 变换总结

(1) 对于 CCM 模式的 Buck 变换，输出电压只与输入电压和占空比有关；而对于 DCM 模式的 Buck 变换，输出电压与输入电压、电感、占空比、开关频率和输出负载都有关。

(2) 一个周期内电感电流的变化量为零（即导通时电感电流的上升量与截止时电感电流的下降量相等）。

(3) 稳态工作一个周期内，电容的充电量与电容对外的放电量相等。

(4) 对于 Buck 变换连续时，有  $V_o = V_{in} \cdot D$ ，但是非连续变换时，上式并不成立。

(5) 如果输入电压与输出电压相差很大，占空比很小，则一个周期上管导通时间很小，同步整流下管（续流二极管）导通时间很长。因此要求选择下管导通电阻小、上管开关损耗小（结电容小）的 MOSFET。

(6) 无论 CCM 或是 DCM，推导输出电压，抓电感一个周期内伏秒积相等；推导输出纹波，抓输出电容的充放电电荷（电容的充放电电流与电感电流纹波相等，存在相位差）。

(7) 流过电感的电流不能突变，电容两端的电压不能突变。