



开关电源 理论与设计 实践

◎ 梁适安 编著 ◎ 向琳 改编

POWER



电源系列

开关电源理论与设计实践

梁适安 编著

向琳 改编

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

内 容 简 介

本书是作者结合多年实践经验，针对工程技术人员的需要而编写的，详细介绍了开关电源的基本理论、各种高频直流电源转换器电路、开关电源的小信号模式化分析、稳定性分析和反馈补偿控制器设计、频率响应测量技术、实际系统稳定性的测量与回路补偿网络的设计等内容。

本书言简意赅、易学易懂，非常适合实际从事开关电源设计和应用的工程人员及大专院校学生阅读。

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。

本书中文简体字版由台湾全华图书股份有限公司独家授权，仅限于中国大陆地区出版发行，不含香港、澳门、台湾。

版权贸易合同登记号 图字：01-2009-5180

图书在版编目（CIP）数据

开关电源理论与设计实践 / 梁适安编著；向琳改编. —北京：电子工业出版社，2013.1
（交换式电源供给器之理论与实务设计. 电源系列）

ISBN 978-7-121-19193-0

I. ①开… II. ①梁… ②向… III. ①开关电源—理论 ②开关电源—设计 IV. ①TN86

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2012）第 295350 号

责任编辑：刘海艳

印 刷：三河市鑫金马印装有限公司

装 订：三河市鑫金马印装有限公司

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：15.75 字数：403.2 千字

印 次：2013 年 1 月第 1 次印刷

印 数：4 000 册 定价：45.00 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 zltz@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

对于开关电源设计人员来说，工作时间越长、经验越多，反而越觉得所学不够，这是因为客户对技术指标的要求越来越高。同时作为开关电源的工程师也很辛苦，不但应该具有电子学、电路学的基础，也还要对电磁学、控制理论有所涉猎，还要懂得电磁干扰的知识。

本书共分 8 章。第 1 章简单介绍了开关电源电路；第 2 章则介绍了非隔离型高频直流电源转换器电路；第 3 章介绍了一般常用的隔离型直流电源转换器；第 4 章介绍了 RCC、'CUK 转换器的工作原理；第 5 章利用状态空间平均法来分析建立转换器小信号的动态模式；第 6 章介绍利用控制系统的观点来分析转换器的稳定性；第 7 章叙述转换器的频率响应测量技术，并探讨各种测量回路增益的方法，以及系统其他传递函数频率响应的测量方法；第 8 章则以实际开关电源电路来做稳定性的测量，并以此结果来设计反馈控制器的补偿要求，然后再将所测量的结果做深入的分析与探讨。

本书内容上或许有不妥之处，烦请读者批评指教。最后，感谢我心爱的太太——芬芬无怨无悔的支持，以及所有关心我的家人、朋友的鼓励，还有全华图书公司的鼎力协助，使得本书得以顺利出版。

梁适安

改 编 说 明

为了与原图、原公式保持一致，文中的电路图形符号、物理量正斜体、上下标均未做标准化处理。

目 录

第 1 章 开关电源简介	1
第 2 章 基本开关电源电路	3
2.1 概论	3
2.2 基本非隔离型高频直流转换器	4
2.3 降压型转换器的基本原理与工作	6
2.3.1 降压型转换器连续导通模式的稳态分析	7
2.3.2 降压型转换器 CCM/DCM 的边界条件	13
2.3.3 降压型转换器不连续导通模式的稳态分析	14
2.3.4 输出电压纹波和零件的选择	22
2.4 升压型转换器的基本原理与工作	25
2.4.1 升压型转换器连续导通模式的稳态分析	26
2.4.2 升压型转换器 CCM/DCM 的边界条件	30
2.4.3 升压型转换器不连续导通模式的稳态分析	32
2.4.4 输出电压纹波与零件的选择	42
2.5 升降两用型转换器的基本原理与工作	45
2.5.1 升降两用型转换器连续导通模式的稳态分析	45
2.5.2 升降两用型转换器 CCM/DCM 的边界条件	50
2.5.3 升降两用型转换器不连续导通模式的稳态分析	53
2.5.4 输出电压纹波与零件的选择	61
第 3 章 隔离型高频直流电源转换器电路	66
3.1 概论	66
3.2 正激转换器的基本工作原理	66
3.2.1 正激转换器连续导通模式的稳态分析	69
3.2.2 正激转换器 CCM/DCM 的边界条件	72
3.2.3 正激转换器不连续导通模式的稳态分析	74
3.2.4 输出电压纹波与元器件的选择	77
3.2.5 正激转换器的优点与缺点	79
3.2.6 正激转换器的变化形式	79
3.3 反激转换器的基本工作原理	81
3.3.1 反激转换器连续导通模式的稳态分析	83
3.3.2 反激转换器 CCM/DCM 的边界条件	86
3.3.3 反激转换器不连续导通模式的稳态分析	88
3.3.4 输出电压纹波与元器件的选择	91
3.3.5 反激转换器的优点与缺点	93
3.3.6 反激转换器的变化形式	94
3.4 半桥转换器的基本工作原理	95

3.4.1	半桥转换器连续导通模式的稳态分析	97
3.4.2	半桥转换器 CCM/CM 的边界条件	102
3.4.3	输出电压纹波与元器件的选择	103
3.4.4	半桥转换器的优点与缺点	106
3.5	推挽式转换器的基本工作原理	107
3.5.1	推挽式转换器连续导通模式的稳态分析	108
3.5.2	推挽式转换器 CCM/DCM 的边界条件	113
3.5.3	输出电压纹波与元器件的选择	114
3.5.4	推挽式转换器的优点与缺点	115
3.6	全桥转换器的基本工作原理	116
3.6.1	全桥转换器连续导通模式的稳态分析	117
3.6.2	全桥转换器 CCM/DCM 的边界条件	123
3.6.3	输出电压纹波与元器件的选择	124
3.6.4	全桥转换器的优点与缺点	126
第 4 章	其他种类的直流电源转换器电路	127
4.1	概述	127
4.2	振荡-阻塞转换器的基本工作原理	127
4.3	'CUK 转换器的基本工作原理	130
4.3.1	非隔离式'CUK 转换器的稳态分析	133
4.3.2	隔离式'CUK 转换器的稳态分析	135
4.3.3	耦合电感器的分析	139
第 5 章	开关电源的小信号模型分析	142
5.1	概论	142
5.2	现代线性系统的状态空间分析介绍	142
5.3	转换器的状态空间平均模型与线性化	145
第 6 章	稳定性分析和反馈补偿控制器设计	157
6.1	频率响应概念	157
6.2	转换器的反馈原理与稳定性	158
6.3	转换器系统的稳定性分析	161
6.4	反馈补偿网络的结构与设计	164
第 7 章	开关电源频率响应测量技术	180
7.1	概论	180
7.2	频率响应的测量装置	180
7.3	回路增益的频率响应测量技术	181
7.3.1	开环直接方式的测量	181
7.3.2	闭环直接方式的测量	185
7.3.3	闭环计算方式的测量	189
7.4	信号注入技术与注入点的确定	193
7.5	其他传递函数的频率响应测量	200
7.5.1	控制至输出传递函数	200

7.5.2 音频纹波衰减率	201
7.5.3 输出阻抗	203
7.5.4 输入阻抗	203
第 8 章 实际系统稳定性的测量与回路补偿网络的设计	205
8.1 概论	205
8.2 转换器系统开环增益的频率响应	205
8.3 反馈补偿网络的设计步骤	209
8.4 稳定性实际测量结果与讨论	227

第1章 开关电源简介

开关电源（Switching Power Supply, SPS）是荷兰人罗乃第（Neti R.M. Rao）于1970年研发的。这之前一般都使用传统的线性电源（Linear Power Supply, LPS）。由表1-1所示的开关电源和线性电源的性能比较可知，虽然线性电源有较小的纹波（Ripple）、较高的可靠性（Reliability），并且不产生电磁干扰（EMI），但是它却有如下缺点：

- ① 效率低；
- ② 体积大且笨重。

开关电源则具有如下很多优点：

- ① 体积小；
- ② 重量轻；
- ③ 效率高；
- ④ 有较大的电压输入范围。

表 1-1 开关电源和线性电源的性能比较

项 目	线 性 电 源	开 关 电 源
效率	低（30%~50%）	高（大于60%）
尺寸	大	小
重量	重	轻
电路	简单	较复杂
稳定性	高	普通
纹波	小	大
瞬时响应	快	普通
成本	低（100%）（40W~50W）	普通（150%）
电磁干扰	小	大
输入电压范围	范围较小，不可做直流输入	范围较大，可做直流输入
用途	任何电源系统	任何电源系统
可靠性	可靠性较高，但会因温度上升而降低	降低温度影响将提高可靠性
组装容易性	因变压器很重，无法安装在印制电路板上	零件轻巧，都可安装在印制电路板上

目前日趋复杂的电子、电脑系统中，开关电源扮演了一个举足轻重的角色。除了应用在电脑的电源装置上，还可应用于监视器、数控机床、仪器、音响、通信与导弹系统等方面。而最近几年由于功率半导体、控制电路与无源元件的快速研究发展，带动了开关电源的大量应用，开关电源不仅可靠性大大提高，而且价格也逐渐下降。

虽然开关电源有上述优点，但也有以下缺点：

- ① 有较大的纹波与噪声；
- ② 会产生电磁干扰。

这是因为开关电源都工作于高频（20kHz~200kHz），而且电路以开（On）和关（Off）周期性方式工作，所以造成电源的结构上，在输入端或输出端产生大的脉动电流（Pulsating Currents）。而该脉动电流就是纹波和噪声，以及电磁干扰的主要来源；所以，在输入端和输出端上会产生与开关频率相同频率纹波电流所感应的电压和噪声。

第2章 基本开关电源电路

2.1 概论

一般而言，开关电源都属于高频电子装置，其工作频率目前大部分都处于 20kHz~200kHz。在电路系统中，开关电源的功率开关，如三极管和金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 会工作在饱和 (Saturation) 与截止 (Cut Off) 的特性区域中。而传统的线性电源都使用线性区域工作的半导体功率器件，用其做变阻器，以调节不稳定的输入电压。在线性电源的电路中，无源元件必须承受随负载改变的电流，一旦输入电压发生变化或负载突然增加，无源元件所消耗的功率也随着变化或增加。因此，整个系统损耗的功率也随着提高，而效率则会随着下降。

然而开关电源并不是工作在线性区域中，所以即使输入电压范围变化很大，负载变化很大，仍可以获得很高的效率。开关电源系统的基本结构如图 2-1 所示。

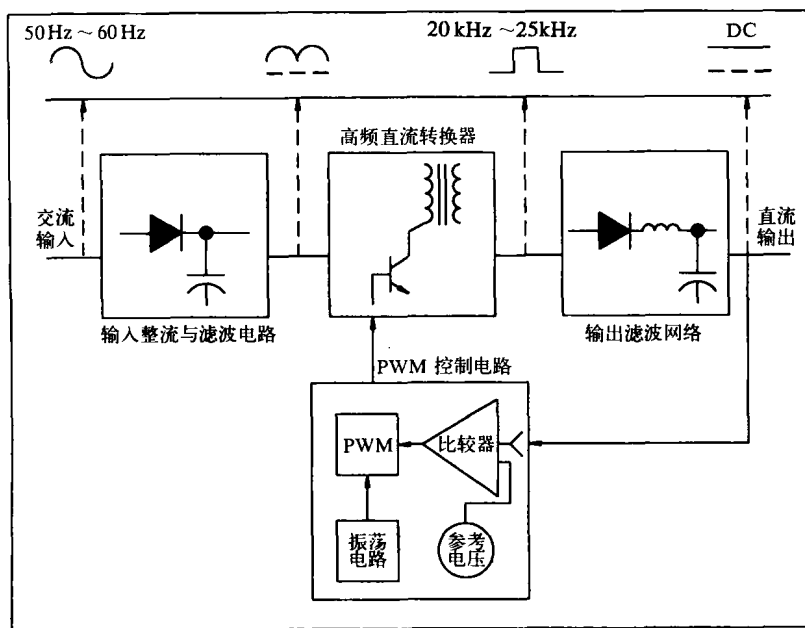


图 2-1 开关电源系统的基本结构

根据图 2-1 可知，其组成包括：

- ① 输入整流与滤波电路；
- ② 高频直流转换器 (DC-DC Converter)；
- ③ 输出滤波网络；

④ 脉冲宽度调制 (PWM) 控制电路。

另外, 如果考虑电磁干扰 (EMI), 则可以在电源输入端加入线路滤波器 (Line Filter)。

开关电源的工作原理说明如下:

在输入整流与滤波电路中, 将进来的交流 (AC) 电压 (110V/60Hz 或 220V/50Hz) 输入图 2-1 所示电路, 则可获得近似直流 (DC) 高电压。再经高频直流转换器将直流电压转换为接近方波的高频电压信号, 而开关频率及脉冲宽度仍由控制电路和负载的大小决定。

这个高频方波信号可再经过一个高频变压器降低至所需的电位, 然后再经过输出滤波网络就可以获得直流输出。无论输入电压是否变化, 输出负载是否变化, 该直流输出都能保持稳定, 也就是说有很好的稳压率 (Regulation)。因此, 就可以将此输出反馈到 PWM 控制电路, 以控制脉冲宽度, 使电压稳定输出。

这个 PWM 的工作方式就是由振荡电路提供 PWM 一个稳定的频率, 同时比较器负责比较输出的直流电压。所以, 如果输出的直流电压经过分压网络后的电压低于参考电压 (Reference Voltage) 时, 也就是输出负载变大, 就会使 PWM 输出的方波变宽, 即功率开关的占空比 (Duty Cycle) 变大。这就会补偿输出所下降的电压, 而将电压恢复到原来的额定值, 达到稳压的目的。同理, 如果负载变小, 则输出的直流电压经过分压网络后的电压高于参考电压, 经过比较器比较后, 会使 PWM 输出方波的占空比变小, 这样功率开关的占空比也变小了。因此, 输出的直流电压就会降低至标准的额定值, 达到稳压的目的。但是, 功率开关的工作频率并不会因为占空比的改变而改变, 换句话说, 电路的工作频率永远是固定的。

另外, 由于功率开关所转换出来的是高频方波信号, 因此, 在陡峭的上升时间 (Rise Time) 和下降时间 (Fall Time) 部分, 就会产生一系列谐波。这些谐波如果传导回交流输入线上, 就会对其他仪器设备有所干扰。所以, 必须在交流电源输入端上加装线路滤波器, 将这些谐波的干扰降低到可接受的程度。

2.2 基本非隔离型高频直流转换器

图 2-2 (a) 所示为一个最简单的开关电源。 V_I 为输入电压, R 为输出负载, S_1 为控制开关, 所以, 在此只要控制开关 S_1 开与关的次数 (或是时间), 即可获得小于 V_I 的输出电压。例如, 将开关 S_1 以固定的 f_s 频率工作, 也就是其周期为 $T_s=1/f_s$, 而开关打开的导通时间为 t_{on} , 关闭的时间则为 t_{off} , 所以

$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad (2-1)$$

通过控制 t_{on} 或 t_{off} 的时间, 在负载端就可以获得一输出电压, 其波形如图 2-2 (b) 所示。根据图 2-2 (b) 可知

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_I dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) \quad (2-2)$$

⇒

$$\begin{aligned} \therefore V_o &= \frac{t_{on}}{T_s} V_I \\ &= D V_I \end{aligned} \quad (2-3)$$

式中, V_o ——输出电压的平均电压;

D ——占空比 (Duty Cycle)。

一般控制输出电压 V_o 的方式, 如果是固定频率 f_s (也就是固定周期 T_s), 而改变 t_{on} 或 t_{off} 的时间, 则称为脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM)。当然, 除此之外也可用改变频率的方式来获得所需的电压。在图 2-2 (a) 中所获得的输出就是脉动电压, 需要加入 LC 低通滤波器才可以得到平滑的直流输出电压。

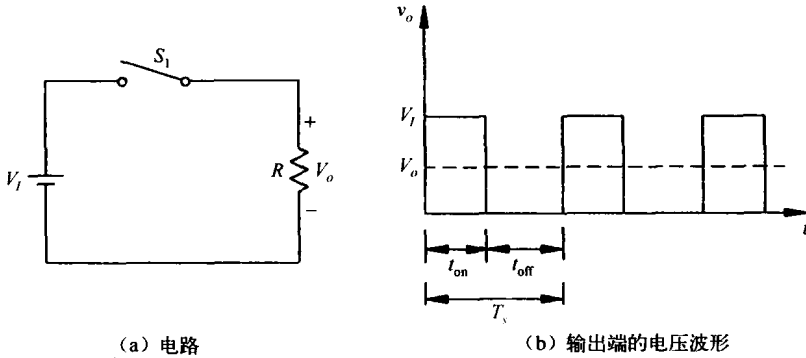


图 2-2 最简单的开关电源

目前, 一般基本的开关电源大都由以下三种基本电路的结构演化而成, 而这些都属于非隔离型。

- ① 降压 (Buck) 型;
- ② 升压 (Boost) 型;
- ③ 升降两用 (Buck-Boost) 型。

如图 2-3 所示, 开关的主要功能就是控制能量的储存与传送的方向, 其分别由 BJT 或

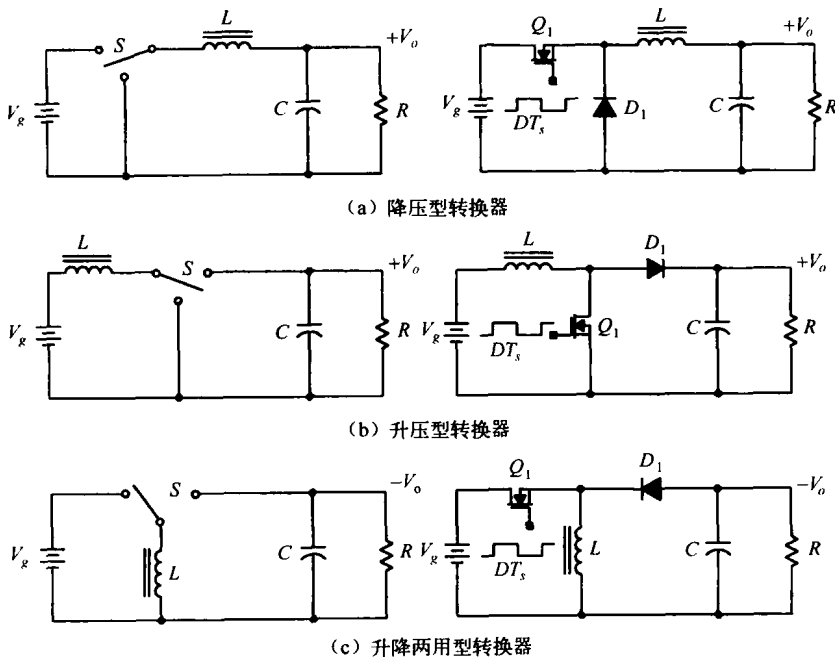


图 2-3 基本的直流转换器

MOSFET 或 GTO 与续流二极管所组合而成。电感器 L 的作用是传输与储存能量及滤除交流杂波（电流的部分）。电容器 C 的作用也是传输与储存能量及滤除交流杂波（电压的部分）。以下各节将分别探讨这些转换器的基本原理与稳态工作分析。

2.3 降压型转换器的基本原理与工作

首先分析图 2-3 (a) 所示降压型直流转换器的基本工作原理。在这个电路中开关 S 可以由功率开关元件与二极管组合而成，也就是图中的 Q_1 和 D_1 。当功率开关 Q_1 在导通状态时，输入电压 V_I 所产生的电源会提供至负载。此时电流就会正向地流经电感器 L ，而使得电感器 L 上的电压增加，也就是瞬间的压降会在 L 上。然而，电流并非瞬间流过电感器 L ，而是呈线性增加，此时也建立一个电磁场，并且在负载上也会产生带有极性的输出电压。由于 MOSFET Q_1 处于饱和状态，所以此时在二极管 D_1 阴极的电位大约等于输入电压 V_I 。因此，二极管 D_1 的阴极仍为正电位，处于反向偏置状态，而且输出电容器 C 被充电。

如果 MOSFET Q_1 处于截止状态，电感器 L 所储存的电磁能会被释放出来，而此时在电感器 L 上的电压极性会被反转，这样使得二极管的阴极变成负电位， D_1 仍为正向偏置，也就是处于导通状态。所以，原来在电容器 C 中所储存的能量就可以通过二极管 D 与电感器 L 释放到负载上；而电感器 L 上的电磁场则呈线性衰减，并将能量供应至负载，此时输出电压的极性仍是相同的。在这个电路中，如果没有二极管 D_1 ，则当功率开关 Q_1 截止时，储存在电感器上的能量就没有回路可以释放出来，这样瞬间 di/dt 的作用，就会产生很大的尖峰电压 (Voltage Spike)，而破坏功率元件。

转换器的 LC 部分构成了一个低通滤波器，由于转换器功率开关的开关动作，使得直流输出电压上面会叠加不希望的交流纹波 (Ripple)；因此，通过此低通滤波器将纹波电压减弱到可接受的程度。而理论上电感器 L 与负载电阻 R 就形成了一个低通滤波器，所以，电容器 C 似乎就不是那么重要了。只不过此时如果要达到输出端较小的纹波电压，电感器 L 的值就必须足够大，这样却不符合经济效益且不切实际。因此，将电容器 C 加入电路中，会大大减小电感器的尺寸，更可达到可靠滤波的作用。所以，在实际应用中并不会将这个电容器省略掉。

接着将详细分析降压型直流转换器在稳态中的一些特性。首先，必须假设输出滤波器的转折频率 (Corner Frequency) $f_c \approx 1/2\pi\sqrt{LC}$ 远小于开关频率 (Switch Frequency) f_s 。这也就是说，我们认为输出电压上开关频率的纹波电压非常小，于是在电感器 L 上的电流和电容器 C 上的电压就可以视为恒定的常数。而其实对于低通滤波器而言，就使低频信号可以通过，高频信号则被快速衰减。这种假设对于将来利用状态空间平均法 (State-Space Averaging Method) 分析直流转换器在低频、小信号的线性模式也是一个关键因素。

降压型转换器的工作模式主要根据电感器 L 上所储存的磁链 (Flux Linkage) $[\=(V_I - V_o)DT_s]$ 和复原的磁链 $[\=(V_o(1-D)T_s)]$ 之间的关系，来确定电感器上的电流的导通模式。所以，一般可以区分为两种工作模式。

1. 连续导通模式 (Continuous Conduction Mode, MCM)

在这种模式下，电感器上有连续导通的电流，也就是说电感器上电流的最小值不降为零而保持连续，所以这种工作状态也称为重负载模式 (Heavy Load Mode)。因此，

$$(V_I - V_o)DT_s = V_o(1 - D)T_s$$

2. 不连续导通模式 (Discontinuous Conduction Mode, DCM)

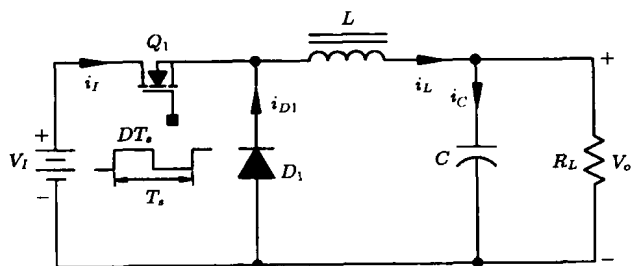
在这种模式下,电感器上有时会没有电流,也就是说电感器上电流的最小值会降为零,而不连续,所以这种工作状态也称为轻负载模式 (Light Load Mode)。因此,

$$(V_I - V_o)DT_s < V_o(1 - D)T_s$$

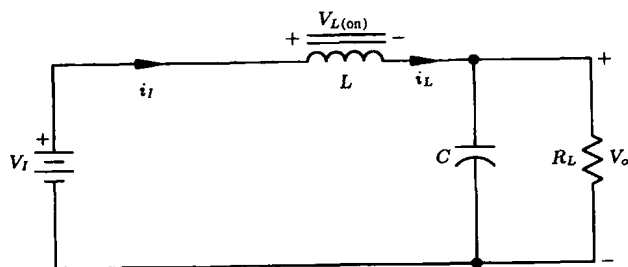
当然,在实际应用中,我们可以设计转换器单独工作在某一模式下,也可分别拥有两种工作模式。不过,对于降压型转换器而言,一般都是在连续导通模式下才可获得较好的输出特性。

2.3.1 降压型转换器连续导通模式的稳态分析

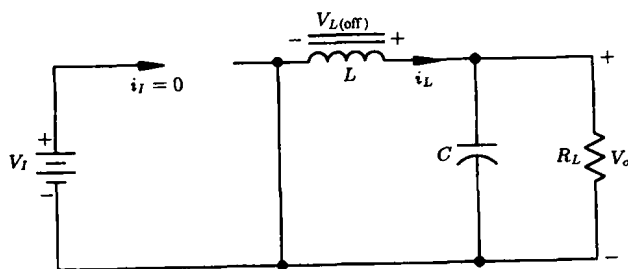
由于转换器工作在连续导通模式,所以流经电感器的电流并不会降为零。因此,在每个开关周期仅有两个工作状态。图 2-4 (b)、(c) 所示就是降压型直流转换器在连续导通模式下工作的等效电路。



(a) 基本降压型直流转换器



(b) 功率开关 Q_1 导通时的等效电路



(c) 功率开关 Q_1 截止时的等效电路

图 2-4 降压型直流转换器在连续导通模式下工作

因此有以下分析。

① 第一个工作状态是功率开关 Q_1 导通期间。此时电感器的电流 i_L 会从初始值 (大于

零)增加到最高值,使得 Q_1 原来在截止期间提供给负载的能量得以补充。所以,在导通时根据图 2-4 (b) 所示的等效电路可知,电感器两端的电压为

$$V_L(t) = V_{L(\text{on})} = V_I - V_o \quad (2-4)$$

而流过电感器的电流则为 ($0 \leq t \leq DT_s$)

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t V_L(t) dt \\ &= i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t V_{L(\text{on})} dt \\ &= i_L(0) + \frac{1}{L} V_{L(\text{on})} t \\ &= i_L(0) + \frac{1}{L} (V_I - V_o) t \end{aligned} \quad (2-5)$$

在 $t=t_{\text{on}}=DT_s$ 时,由式 (2-5) 可以得知

$$i_L(DT_s) = i_L(0) + \frac{1}{L} (V_I - V_o) DT_s \quad (2-6)$$

② 第二个工作状态是功率开关 Q_1 截止期间。此时电感器上的电压极性相反,二极管 D_1 导通,电感器上的能量则提供至负载端,而其电流则慢慢衰减至初始值(而非零值)。所以,在截止时根据图 2-4 (c) 所示的等效电路得知,电感器两端的电压为

$$V_L(t) = -V_{L(\text{off})} = -V_o \quad (2-7)$$

此时流经电感器的电流则为 ($DT_s \leq t \leq T_s$)

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} \int_{DT_s}^t V_L(t) dt \\ &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} \int_{DT_s}^t (-V_{L(\text{off})}) dt \\ &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} (-V_{L(\text{off})})(t - DT_s) \\ &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} (-V_o)(t - DT_s) \end{aligned} \quad (2-8)$$

所以,在 $t=T_s$ 时,根据式 (2-8) 可知

$$i_L(T_s) = i_L(DT_s) + \frac{1}{L} (-V_o)(1 - D)T_s \quad (2-9)$$

而转换器在稳态时, $i_L(T_s)=i_L(0)$, 所以根据式 (2-6) 和式 (2-9) 可得出

$$i_L(T_s) = i_L(0) + \frac{1}{L} (V_I - V_o) DT_s + \frac{1}{L} (-V_o)(1 - D)T_s$$

因此

$$(V_I - V_o) DT_s = V_o(1 - D)T_s \quad (2-10)$$

或者

$$V_{L(\text{on})} DT_s = V_{L(\text{off})}(1 - D)T_s \quad (2-11)$$

事实上这就是在导通截止期间,电感器达到伏秒平衡 (Volt-Second Balance), 所以可得

出输入与输出之间的关系为

$$\frac{V_o}{V_I} = D = \frac{t_{\text{on}}}{T_s} \quad (2-12)$$

根据式(2-12)可以得知,输入电压 V_I 与占空比 D 成反比。当输入电压有所变动时,就可以改变占空比来加以补偿,这样可使得输出电压保持恒定的值。也就是说,若输入电压上升,则占空比将减小;若输入电压下降,则占空比将增大。而在式(2-12)还可以得知输出电压 V_o 与占空比 D 成正比,因此,在输出端如果负载加重,使得输出电压下降时,则反馈控制电路可监测到其电压降,并自动增加其占空比,也就是导通时间,这样可使输出电压恢复恒定的值。同样,如果在轻载情况其动作方式刚好相反。所以,这种过程并不需要增加转换器内功率的消耗,这就是为什么开关电源能够极高效率工作的原因。

当然,也可以利用基尔霍夫电压定律(Kirchhoff's Voltage Law, KVL)推导式(2-12)。简单说明如下:

① 考虑图2-4(b)的情况,此时 Q_1 在导通状态,而且

$$V_C = V_o; i_{D1} = 0$$

则可以得出

$$\begin{aligned} V_I &= V_L + V_C \\ &= L \frac{di_L}{dt} + V_o \end{aligned}$$

因此

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_I - V_o}{L} \quad (2-13)$$

所以,在 t_{on} 的导通期间,其电流的变化量 ΔI_L^+ 为

$$\Delta I_L^+ = \frac{(V_I - V_o)}{L} t_{\text{on}} \quad (2-14)$$

② 考虑图2-4(c)的情况,此时 Q_1 在截止状态,而且

$$V_C = V_o; i_L = i_{D1} = I_{\text{peak}}$$

则可以得出

$$\begin{aligned} V_C + V_L &= 0 \\ V_o + L \frac{di_L}{dt} &= 0 \end{aligned}$$

因此

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \quad (2-15)$$

式中,负号则说明此时电流会下降;所以,在 t_{off} 的截止期间,其电流的变化量 ΔI_L^- 为

$$\Delta I_L^- = \frac{V_o}{L} t_{\text{off}} \quad (2-16)$$

由于假设流经电感器的电流是连续的,则在正常情况下该电流的变化量应该相等,所以

$$\frac{(V_I - V_o)}{L} t_{\text{on}} = \frac{V_o}{L} t_{\text{off}} \quad (2-17)$$