

# DC-DC变换器的 非线性动力学行为与混沌控制

罗晓曙 著



科学出版社

# DC-DC 变换器的非线性 动力学行为与混沌控制

罗晓曙 著

科学出版社

北京

## 内 容 简 介

DC-DC 变换器是一种强非线性系统,它在国民经济的许多部门具有极为广泛的应用。本书是关于 DC-DC 变换器的非线性动力学行为与混沌控制研究的一部专著,是作者及其课题组历时十年,在这一研究领域所做工作的总结和深化。书中系统地阐述了 DC-DC 变换器的建模、非线性动力学行为分析与控制方法,全面深入地研究了 DC-DC 变换器平衡点、极限环的稳定性,临界分岔参数值,分岔的类型,产生混沌行为的主要参数及参数区间,各种分岔、混沌行为与系统的稳定性和各种振荡的关系,给出了作者及其合作者一系列理论研究和实验研究成果,并介绍了当前国内外在该领域的研究动态与趋势。

本书可供电子、通信、电力与自动化等专业的高年级本科生、研究生和相关科研人员阅读和参考。

### 图书在版编目(CIP)数据

DC-DC 变换器的非线性动力学行为与混沌控制/罗晓曙著. —北京:科学出版社,2012

ISBN 978-7-03-034906-4

I. ①D… II. ①罗… III. ①变换器-非线性力学-动力学-研究 ②变换器-控制-混沌理论 IV. ①TN624

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2012)第 134483 号

责任编辑:张 濮 陈 静 / 责任校对:林青梅

责任印制:张 倩 / 封面设计:迷底书装

科 学 出 版 社 出 版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码: 100717

<http://www.sciencep.com>

源海印刷有限责任公司印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

\*

2012 年 7 月第 一 版 开本: B5 (720×1000)

2012 年 7 月第一次印刷 印张: 11

字数: 204 000

定价: 42.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换)

# 前 言

DC-DC 变换器是一种强非线性系统,常规的控制算法无法取得满意的效果,而控制的快速性使得复杂的算法又难以实现。一方面,基于小信号的线性化模型难以真实地反映系统的物理特性,因而就很难进一步提高系统的各种性能;另一方面,小信号的线性化模型在大信号条件下,系统可能是不稳定的,仅仅从线性近似化和确定性运动的角度去分析强非线性的 DC-DC 变换器是远远不够的,已不能满足对 DC-DC 变换器控制性能日益提高的要求。近三十年以来,随着混沌动力学理论的发展和完善,特别是混沌控制理论和方法的提出,相关成果为 DC-DC 变换器这类复杂系统的分析与控制研究提供了新的思路。

利用非线性动力学中的分岔及混沌理论可以对 DC-DC 变换器中的非线性行为进行更合理的解释。国际上一些科学工作者相继在 PWM 型 DC-DC 变换器中发现了倍周期分岔、Hopf 分岔、Flip 分岔、边界碰撞分岔、环面破裂等各种途径导致的混沌运动,并根据所建立的非线性动力学模型对这些分岔产生的特点和机制进行了深入的理论分析。这些研究成果解决了一些长期困扰电子工程师的问题。例如,DC-DC 开关功率变换器在一定的参数范围内会出现幅度很高的噪声和不稳定行为,这些现象现在已被证实是系统出现了混沌运动。

本书主要介绍了作者近十年来研究 DC-DC 变换器非线性动力学行为及其混沌控制与同步的研究成果,同时适当参考了国内外一些论文和专著的相关材料。本书共 6 章。第 1 章首先简要介绍了 DC-DC 变换器的种类、工作原理,然后介绍目前电路分析和设计中常用的线性分析方法。第 2 章简要介绍了有关分析 DC-DC 变换器非线性动力学行为的基本理论和方法,如分岔、庞卡莱映射、功率谱、李雅普诺夫指数和李雅普诺夫稳定性等。第 3 章首先研究了一般结构的 DC-DC 变换器的一维系统、二维离散时间映射模型的建立,并以电流反馈模式 Boost 变换器为例,建立了其近似和精确的离散时间映射模型。根据离散时间映射模型的建立方法,分别建立了二阶电流、电压和电压、电流混合反馈模式的 DC-DC 变换器在 CCM 下的离散时间映射模型(频闪映射模型和同步切换映射模型)。研究结果表明:对混合反馈模式的 DC-DC 变换器,其离散时间映射模型一般不能写成封闭形式,只能得到其数值解。然后,利用雅可比(Jacobian)矩阵和分岔理论对电流反馈型 Buck-Boost 变换器和电压反馈型 Buck 变换器的非线性动力学行为、稳定性进行了深入的研究。研究结果表明:DC-DC 变换器有丰富的非线性现象,在不连续

模式下,其分岔与一般的光滑非线性系统有很大的差别,混沌区几乎没有周期窗口;在连续模式下,输入电压和参考电流对系统行为影响比负载电容大,但改变负载电容,能改变系统通向混沌时的周期态,也可能导致多吸引子共存现象。第4章详细讨论、研究了两类重要的 DC-DC 变换器(包括两个并联的 Buck 变换器)的分段光滑动力系统建模及其动力学行为,得到了一些有意义的新结果。研究结果表明:负载电容对该电路系统的动力学行为有十分重要的影响,主要表现在:随着负载电容的变化,这种电路系统出现了周期迭加序列窗口,且系统出现混沌运动的参数空间的测度随负载电容的增大而逐渐趋于零;取值超过一定值后,系统的混沌运动消失且总处于稳定的周期运动。同时发现当系统处在周期运动区时,其电压转换效率高于系统处在混沌运动区时的电压转换效率。第5章研究了 DC-DC 变换器的状态空间平均模型和滑模变结构模型及其动力学行为。该方法首先对 DC-DC 变换器的系统变量在一个开关周期内进行等效平均,即利用开关占空比对时间进行平均处理,得到一个状态空间平均方程;然后,在某一稳态工作点附近,通过摄动和线性化得到一个合适的小信号模型;最后,利用小信号模型得出系统的传递函数,以便通过线性控制技术来设计出线性控制器。第6章介绍了极点配置法控制、脉冲微分反馈法控制、滑动模控制、参数共振微扰法控制、状态比例脉冲反馈控制和自适应控制等多种混沌控制方法,成功实现了对几种 DC-DC 变换器系统的混沌控制,并设计出了多种控制电路,为实际应用打下了很好的基础。

借此机会首先向汪秉宏教授、方锦清教授表示衷心的感谢,感谢他们长期以来给予本人研究工作的指导和帮助。其次,在本书的撰写过程中,研究生邹艳丽、贤燕华、韦笃取、赵益波、李爱芸、邹代国、覃英华等结合学位论文课题完成的研究工作,也丰富了本书的内容,在此向他们表示深切的感谢。

最后,感谢国家自然科学基金项目(批准号 10862001)的资助。

由于作者水平有限,本书难免存在不足和错漏之处,敬请读者批评指正。

作者  
2012年3月

# 目 录

## 前言

<b>第 1 章 DC-DC 变换器工作原理与线性分析方法概述</b> .....	1
1.1 DC-DC 变换器概述 .....	1
1.2 基本电路和工作原理简介 .....	2
1.3 DC-DC 变换器的线性分析方法 .....	4
1.3.1 Buck 变换器 .....	5
1.3.2 Boost 变换器 .....	8
参考文献 .....	10
<b>第 2 章 DC-DC 变换器的非线性动力学行为的理论分析与方法</b> .....	11
2.1 分岔理论概述 .....	11
2.2 庞加莱映射 .....	15
2.3 稳定性理论 .....	16
2.3.1 李雅普诺夫稳定性定义 .....	16
2.3.2 李雅普诺夫稳定性定理 .....	17
2.4 李雅普诺夫指数 .....	19
参考文献 .....	21
<b>第 3 章 DC-DC 变换器的离散时间映射建模及其动力学行为分析</b> .....	23
3.1 引言 .....	23
3.2 DC-DC 变换器的离散时间映射模型的建立 .....	24
3.2.1 一维离散时间非线性映射模型 .....	25
3.2.2 二维离散时间非线性映射模型 .....	28
3.3 基于离散时间映射模型的 DC-DC 变换器的非线性动力学行为研究 .....	35
3.3.1 电流反馈型 Buck-Boost 变换器的离散时间迭代映射方程的建立 .....	35
3.3.2 电流反馈型 Buck-Boost 变换器的非线性动力学行为 .....	38
3.3.3 不动点的稳定性分析 .....	42
3.3.4 电压反馈型 Buck 变换器的离散时间迭代映射方程的建立 .....	44
3.3.5 电压反馈型 Buck 变换器的稳定性和非线性动力学行为分析 .....	46

3.4	本章小结 .....	49
	参考文献 .....	49
<b>第 4 章</b>	<b>DC-DC 变换器的分段光滑动力学模型与非线性动力学行为分析 .....</b>	<b>53</b>
4.1	引言 .....	53
4.2	电压反馈控制 Buck 变换器的二维分段光滑状态方程的建立及其动力学行为 .....	53
4.3	电压反馈控制 Buck 变换器的三维分段光滑状态方程的建立及其动力学行为 .....	55
4.4	高维并联电压反馈控制 Buck 变换器的分段光滑状态方程的建立及其动力学行为 .....	60
4.4.1	并联 Buck 变换器的动力学性质 .....	61
4.4.2	并联 Buck 变换器电路系统的同步研究 .....	69
4.5	并联 Buck 变换器的均流性能研究 .....	73
4.5.1	并联 Buck 变换器的均流效果研究 .....	74
4.5.2	用滑模变结构控制方法控制并联 Buck 变换器的均流特性 .....	78
4.6	本章小结 .....	81
	参考文献 .....	82
<b>第 5 章</b>	<b>DC-DC 变换器的状态空间平均模型和滑模变结构模型及其动力学行为分析 .....</b>	<b>85</b>
5.1	DC-DC 变换器的状态空间平均模型 .....	85
5.2	自治电流模式 $\epsilon$ uk 变换器的滑模变结构模型及其动力学分析 .....	89
5.2.1	滑模变结构的基本理论 .....	89
5.2.2	平衡点的分类和分岔类型 .....	91
5.2.3	自治电流模式 $\epsilon$ uk 变换器的动力学方程 .....	92
5.2.4	$\epsilon$ uk 变换器的滑模变结构模型与分岔分析 .....	93
5.2.5	数值仿真和非线性动力学行为分析 .....	96
5.3	Buck 功率变换器的滑模控制模型及其电路实现 .....	99
5.3.1	系统的工作原理 .....	99
5.3.2	数值模拟 .....	101
5.3.3	电路仿真 .....	102
5.4	DC-DC 变换器的分岔特征及其机理分析 .....	105
5.5	DC-DC 变换器非线性动力学行为研究的主要工作 .....	107
	参考文献 .....	108

<b>第 6 章 DC-DC 开关功率变换器的混沌控制</b> .....	111
6.1 概述 .....	111
6.2 极点配置法控制 DC-DC Buck 变换器的混沌 .....	111
6.2.1 电压控制 DC-DC Buck 变换器的状态方程及其混沌产生的 机理分析 .....	111
6.2.2 控制方法 .....	114
6.2.3 数值模拟结果 .....	116
6.2.4 电路仿真与结果 .....	116
6.2.5 结论 .....	118
6.3 脉冲微分反馈法控制 Buck 变换器的混沌 .....	118
6.3.1 控制方法与控制机理 .....	118
6.3.2 数值仿真与结果 .....	121
6.3.3 电路仿真与结果 .....	122
6.4 滑模控制 Buck 功率变换器的混沌 .....	124
6.4.1 滑模变结构控制原理 .....	124
6.4.2 Buck 变换器的滑模控制 .....	125
6.4.3 滑模控制的抗干扰性和鲁棒性 .....	132
6.4.4 控制参数 $k_i$ 值的讨论 .....	134
6.5 参数共振微扰法控制电流模式 Buck-Boost 变换器的混沌 .....	136
6.5.1 电流模式 PWM Buck-Boost 变换器的非线性动力学行为 .....	136
6.5.2 控制方法 .....	138
6.5.3 稳定性分析 .....	142
6.6 状态比例脉冲变量反馈法控制电压反馈型 Buck 变换器的混沌 .....	142
6.6.1 分段光滑系统的状态比例脉冲变量反馈控制 .....	143
6.6.2 状态比例脉冲变量反馈法控制 Buck 变换器的混沌 .....	144
6.6.3 电路仿真 .....	146
6.7 外加离散周期信号开环注入控制 Buck 变换器的混沌 .....	148
6.8 DC-DC 变换器的自适应控制 .....	150
6.8.1 概述 .....	150
6.8.2 连续系统的自适应控制方法 .....	151
6.8.3 Buck 变换器的动力学特性及其混沌的自适应控制 .....	152
6.8.4 结论 .....	153
参考文献 .....	154
<b>附录:绘制 DC-DC 变换器分岔图和计算李雅普诺夫指数的程序</b> .....	157



# 第 1 章 DC-DC 变换器工作原理 与线性分析方法概述

DC-DC 变换器在通信、计算机、仪器仪表、工业自动化设备、家用电器等民用和军工系统中有着极其广泛的应用。主要原因是这种变换器具有工作频率高、效率高、功率密度高、功率因数高、可靠性高(简称“五高”)的特点<sup>[1]</sup>。随着应用技术的高频化、硬件结构的模块化、软件控制的数字化,DC-DC 变换器的技术含量大大提高,迅速向小型化、模块化、集成化、数字化、绿色化的方向发展。本章首先简要介绍 DC-DC 变换器的种类、工作原理,然后介绍目前电路分析和设计中常用的线性分析方法。

## 1.1 DC-DC 变换器概述

一般电力要经过转换才能符合使用的需要,例如,交流转换成直流、高电压变成低电压、大功率转换为小功率等。按照电力电子的习惯称谓,DC-DC 称为直流一直流变换。DC-DC 变换器是开关电源的主要组成部分,是一种应用电力半导体开关器件和电子技术对原始电能进行转换、加工、调节的电子设备。其主要功能是将一种直流电压变换为另一种直流电压,基本手段是用半导体功率器件作为开关,使带有滤波器( $L$  和  $C$ )的负载线路与直流电压一会相接,一会断开,从而负载上得到需要的直流电压,类似于“斩波”作用。一个理想的 DC-DC 变换器从电特性上来讲就是一个可控的理想变压器。但是常用的实际变压器只能变换交流,不能变换直流,因此,通常 DC-DC 变换器主要包括三部分:开关元件、能量传递元件和低通滤波元件。作为电力电子技术的一个重要分支,DC-DC 变换器从 20 世纪 70 年代开始风靡于欧、美、日等地区和国家,目前正在以前所未有的速度,朝着轻型、高效、高频、模块化和集成化的方向发展<sup>[1]</sup>。

从电学特性上讲,可以认为一个理想的 DC-DC 变换器就是一个可控的理想变压器,如图 1.1 所示, $X_c$  为控制信号,其输入与输出端的电压与电流的关系为

$$U_s = MU_o, \quad I_s = \frac{1}{M}I_o \quad (1.1)$$

式中,  $U_s, I_s, U_o, I_o$  都是平均值。

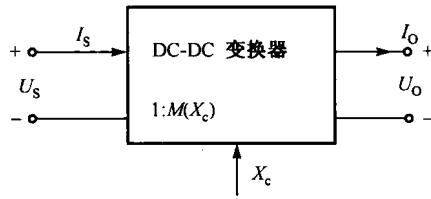


图 1.1 DC-DC 变换器的一般表示

DC-DC 变换器有多种电路形式。在电路结构上,按稳压控制方式可分为脉冲宽度调制(PWM)型和脉冲频率调制(PFM)型两种直流变换器。本书仅以 PWM 型 DC-DC 变换器作为研究对象。对于 PWM 型变换器,常用的有工作波形为方波的 PWM 变换器与工作波形为准正弦曲线的谐振型变换器。PWM 变换器用脉宽调制方式控制电子开关,即保持开关频率恒定而改变接通时间长短(即脉冲的宽度),使得当输入电压和负载变化时,负载上的电压基本保持不变。由于开关关断和接通时,开关上同时存在电压和电流,因此开关上的损耗较大,开关频率不宜太高。目前,PWM 变换器中多采用 MOSFET 开关,工作频率可达到几百千赫兹(kHz)。谐振型变换器利用准谐振现象,使电子开关器件上的电压或电流按正弦规律变化。电子开关能够在其两端电压为零时导通电流,或在流过电子开关的电流为零时关断。这样,开关的开通、关断损耗理想值为零。由于损耗小,开关频率可提高到兆赫兹级。DC-DC 变换器按功能分类有降压变换器(Buck)、升压变换器(Boost)、升降压变换器(Buck-Boost)、库克变换器(Ćuk)和全桥直流变换器。

## 1.2 基本电路和工作原理简介

在直流开关变换器中,Buck(降压)和 Boost(升压)变换器得到了广泛的应用。为了输出电压的稳定和调节,采用电压反馈和电流反馈两种方式调节开关脉冲的占空比,因此,这两种开关变换器又有四种不同的电路拓扑结构,分别如图 1.2~图 1.5 所示。

为了便于对上述变换器进行分析和讨论,现以图 1.3 所示的电压反馈控制 Buck 变换器为例进行简要介绍。开关 S 是全控型电力电子器件,由大功率半导体器件,如 GTO、GTR、VDMOS、IGBT(绝缘栅双极性晶体管)等组成的电子开关担任。D 为续流二极管,其开关速度要与 S 相同数量级,常采用快恢复二极管。L、C 为滤波电感和电容,组成低通滤波器,R 为负载。为了便于分析电路的工作原理,有必要对电路作一些近似:首先认为开关晶体管和二极管是理想开关器件,即瞬时地导通和截止,导通时压降为零,截止时漏电流为零;其次认为电容、电感是理想元

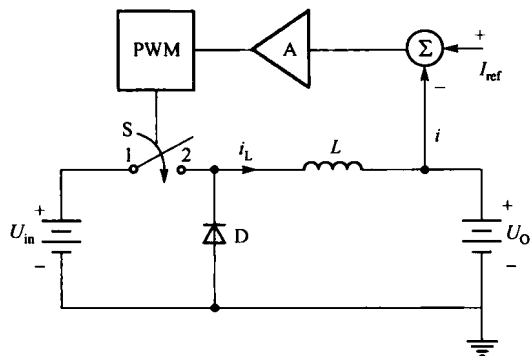


图 1.2 电流反馈控制 Buck 变换器原理图

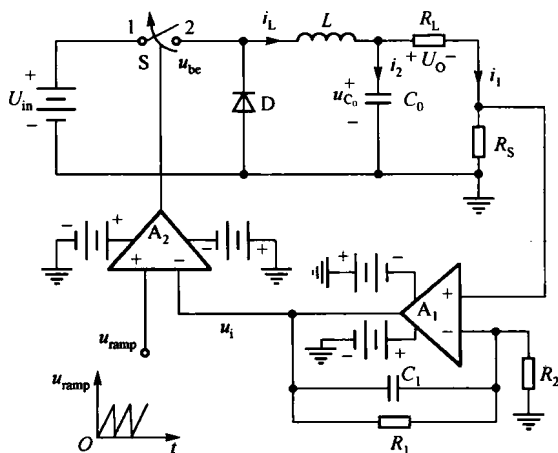


图 1.3 电压反馈控制 Buck 变换器原理图

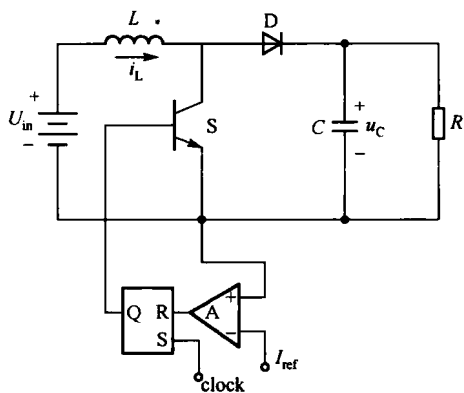


图 1.4 电流反馈控制 Boost 变换器原理图

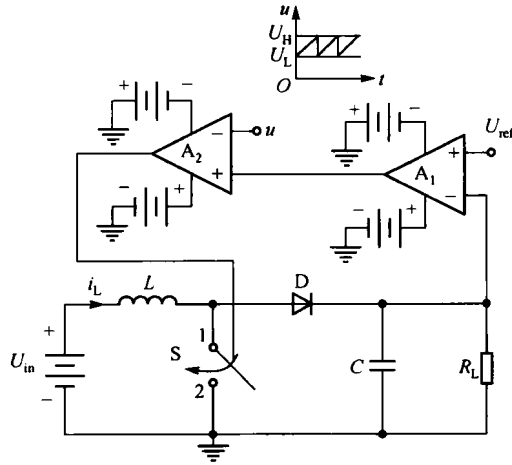


图 1.5 电压反馈控制 Boost 变换器原理图

件,即电感工作在线性区且未磁饱和,寄生电阻为零,电容的等效串联电阻为零;  $R$  为理想负载;输入直流电压  $U_{in}$  是恒压源,其内阻为零。

当考虑图 1.3 所示的闭环情况时,反馈控制作用能使开关管的导通时间  $T_{on}$  自动地调整,从而保持输出电压  $U_o$  不变。例如,当电网电压增高或负载变轻时,输出电压  $U_o$  将升高,此时图 1.3 中  $R_s$  上的取样反馈电压也升高,使积分器  $A_1$  的输出电压  $u_i$  增大, $u_i$  加在比较器  $A_2$  的反向输入端并与外部具有固定周期的参考电压信号(一般为锯齿波电压信号)  $u_{ramp}$  进行比较。当  $u_{ramp} > u_i$  时,比较器  $A_2$  输出高电压,使开关晶体管导通。显然,若  $u_i$  增大,则  $A_2$  输出高电压的时间将变短,使晶体管的导通时间  $T_{on}$  变短,导致输出电压  $U_o$  下降。因此,反馈环路能使输出电压自动得到调整,从而为负载提供稳定的电压。在 DC-DC 功率变换电路中,这种通过调整开关管的导通时间来实现输出电压的调整和稳定的功率变换器称为脉冲宽度调制(PWM)型功率变换器。

### 1.3 DC-DC 变换器的线性分析方法<sup>[1]</sup>

目前,在用来分析电力电子电路静态和动态特性的解析建模方法中,应用最广泛的是 Middlebrook 等于 1976 年提出的状态空间平均法<sup>[2]</sup>,该方法基于低频小信号的假设,采用线性化模型进行理论分析和控制方法的设计。PWM 型 DC-DC 变换器主要有以下四种不同拓扑结构的变换器: Buck、Boost、Buck-Boost 和 ĉuk 变换器。下面对 Buck 和 Boost 变换器进行简要的线性分析。Buck-Boost 和 ĉuk 变换器的线性分析可见参考文献<sup>[1]</sup>。

为了分析 PWM 型 DC-DC 变换器的稳态特性,简化推导公式的过程,进行以下假定:

(1) 开关晶体管和二极管是理想元件。也就是可以瞬间“导通”和“截止”,而且“导通”时压降为零,“截止”时漏电流为零。

(2) 电感、电容是理想元件。电感工作在线性区且未磁饱和,寄生电阻为零,电容的等效串联电阻为零。

(3) 输出电压中的纹波电压与输出直流电压相比,可以忽略不计。

### 1.3.1 Buck 变换器

#### 1. 工作过程的线性分析

对于图 1.3 所示的电压反馈控制 Buck 变换器,其开环工作过程简述如下。当比较器  $A_2$  输出高电压  $u_{be}$  使开关 S 接通时(等效于晶体管导通,下同),简化电路如图 1.6(a)所示,电流  $i_s = i_L$  流过电感线圈  $L$ 。当电感  $L$  的电感量取较大且未到达磁饱和时,在感应电压作用下电流  $i_L$  可近似认为线性增长(实际上是指数增长),电感线圈  $L$  两端感应电压的极性为左正右负。负载  $R$  上流过的电流  $I_O$  使负载端输出极性为上正下负的直流电压  $U_O$ 。当  $i_s > I_O$  时,电容处于充电状态,这时二极管 D 因承受反向电压而截止;当比较器  $A_2$  输出低电压  $u_{be}$  使开关 S 断开时(等效于晶体管截止,下同),Buck 变换器的等效电路如图 1.6(b)所示。由于  $i_s = 0$ ,此时负载吸收能量使  $i_L$  近似线性下降(实际上是指数下降),线圈  $L$  两端的感应电压极性将变为左负右正,以阻止  $i_L$  减小,二极管 D 承受正向电压而导通。由图可见,负载  $R$  两端的电压仍是上正下负。在  $i_s < I_O$  时,电容处在放电状态,有利于维持  $I_O$ 、 $U_O$  不变。这时二极管 D 因承受正向偏压而导通,为电流  $i_L$  提供通路,故 D 称为续流二极管。在上述工作过程中,输入电流  $i_s$  在开关 S 闭合时大于零,在开关

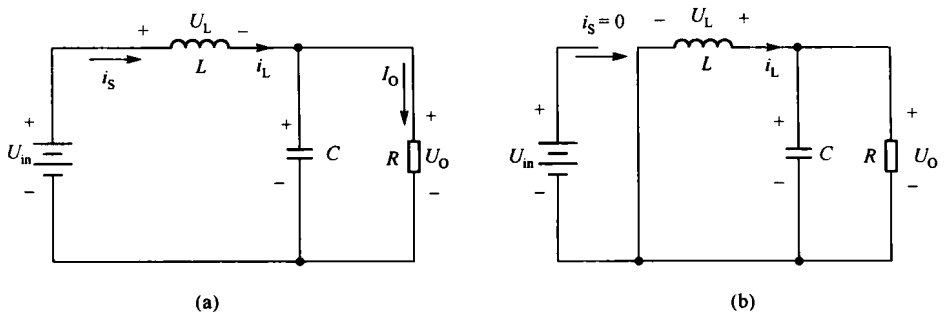


图 1.6 电压反馈控制 Buck 变换器电路的工作过程

S 断开时  $i_s=0$ , 因此  $i_s$  是脉动电流, 但输出电流  $I_o$  在  $L, D, C$  作用下却是连续的、平稳的。

考虑反馈环路后, 当输入直流电压和负载变化时, 反馈环路能使输出电压自动得到调整, 从而为负载提供稳定的电压。

按电感电流  $i_L$  在周期开始时是否从零开始, Buck 变换器可分为电感电流连续模式 (Continuous Current Mode, CCM) 和电感电流不连续模式 (Discontinuous Current Mode, DCM) 两种。CCM 是指电感的输出电流在整个开关周期  $T_s$  中都不为零, 而 DCM 是指开关管 S 在截止时间  $T_{off}$  内, 其后一段时间电感电流降为零。这里只对电感电流连续工作模式进行比较详细的分析。Buck 变换器工作在电流连续模式时, 电路中各点的波形如图 1.7 所示。其中,  $I_a, I_b$  为电流上、下限。

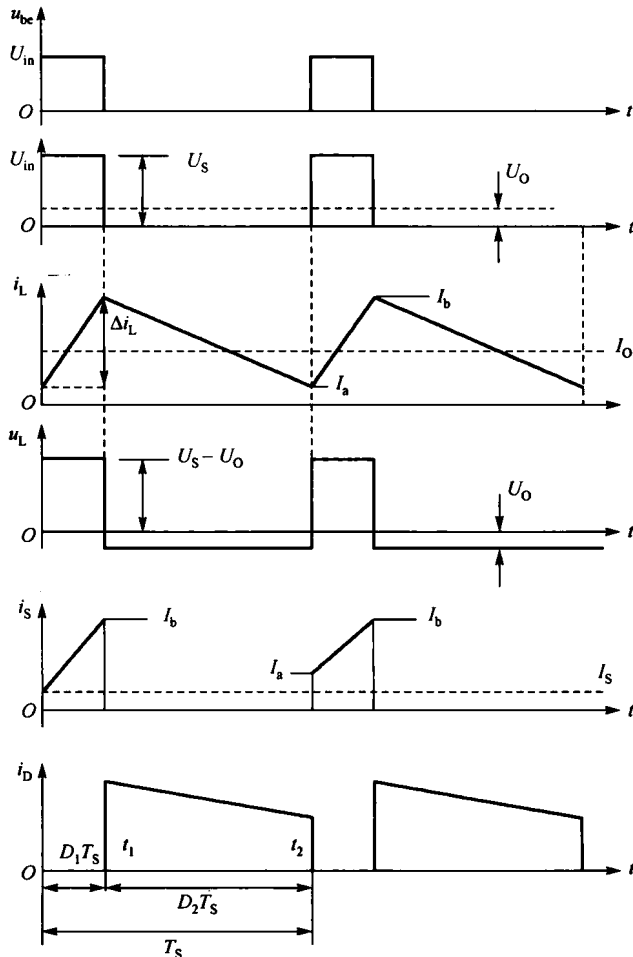


图 1.7 Buck 变换器电感电流、电压在连续工作模式下的波形图

2. 主要性能指标的关系式<sup>[1]</sup>

## 1) 电压增益

在图 1.7 中, 设开关周期为  $T_s$ , 闭合时间  $t_1 = D_1 T_s$ , 断开时间  $t_2 - t_1 = D_2 T_s$ 。  $D_1 < 1$ ,  $D_1$  为接通时间占空比, 体现了开关接通时间占一个周期的百分值;  $D_2 < 1$ ,  $D_2$  称为断开时间的占空比, 体现了开关断开时间占一个周期的百分值。根据假定(1), 有  $D_1 + D_2 = 1$ 。

在输入输出不变的前提下, 当开关 S 接通时, 波形如图 1.7 所示, 电感电流线性上升, 在  $0 \sim t_1$  时间内, 电流变化量为

$$\Delta i_{L_1} = \int_0^{t_1} \frac{U_{in} - U_o}{L} dt = \frac{U_{in} - U_o}{L} t_1 = \frac{U_{in} - U_o}{L} D_1 T_s \quad (1.2)$$

式中,  $\Delta i_{L_1}$  为电流增量(A),  $U_{in}$  为输入电源电压(V),  $U_o$  为输出电压(V),  $L$  为电感(H),  $T_s$  为开关周期,  $D_1$  为开关接通时间占空比。

当开关 S 断开时, 在图 1.7 中的  $t_1 \sim t_2$  的时间段内, 电流  $i_L$  的变化量为

$$\begin{aligned} \Delta i_{L_2} &= - \int_{t_1}^{t_2} \frac{U_o}{L} dt = - \frac{U_o}{L} (t_2 - t_1) \\ &= - \frac{U_o}{L} (T_s - D_1 T_s) = - \frac{U_o}{L} D_2 T_s \end{aligned} \quad (1.3)$$

由于稳态时这两个电流变化量的绝对值应相等, 即  $\Delta i_{L_1} = |\Delta i_{L_2}|$ , 所以有

$$\frac{U_{in} - U_o}{L} D_1 T_s = \frac{U_o}{L} D_2 T_s = \frac{U_o}{L} (1 - D_1) T_s \quad (1.4)$$

又因为  $D_1 + D_2 = 1$ , 整理得

$$U_o = U_{in} D_1 \quad (1.5)$$

式(1.5)表明, 输出电压  $U_o$  随占空比  $D_1$  而变化, 由于  $D_1 < 1$ , 故  $U_o < U_{in}$ , 因此, Buck 变换器称为降压变换器。

$U_o / U_{in}$  是电压增益, 用  $M$  表示, 则

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = D_1 \quad (1.6)$$

## 2) 输出电流

由图 1.7 中电流  $i_L$  的波形图可知, 稳态负载电流  $I_o$  为  $i_L$  三角形面积在  $T_s$  时间内的平均值, 等于  $U_o / R$ , 即

$$I_o = \frac{I_a + I_b}{2} = \frac{U_{in} - U_o}{2L} D_1 T_s = \frac{U_o}{R} \quad (1.7)$$

式中,  $I_a$  和  $I_b$  分别是锯齿波电流的最小值和最大值。

3) 纹波电压

流经电容的电流  $i_c$  是  $i_L - I_O$ ,  $i_c$  在电容两端产生的电压  $\Delta U_O$  称为纹波电压, 其波形如图 1.8 所示。

当  $i_c$  为  $t$  的线性函数时, 有

$$\Delta U_O = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c dt = \frac{1}{C} \left( \frac{1}{2} \times \frac{\Delta I_L}{2} \times \frac{T_s}{2} \right) = \frac{\Delta I_L T_s}{8C} \quad (1.8)$$

把式(1.3)代入式(1.8)得

$$\Delta U_O = \frac{U_O}{8LC} (t_2 - t_1) T_s = \frac{U_O D_2^2 T_s^2}{8LC} \quad (1.9)$$

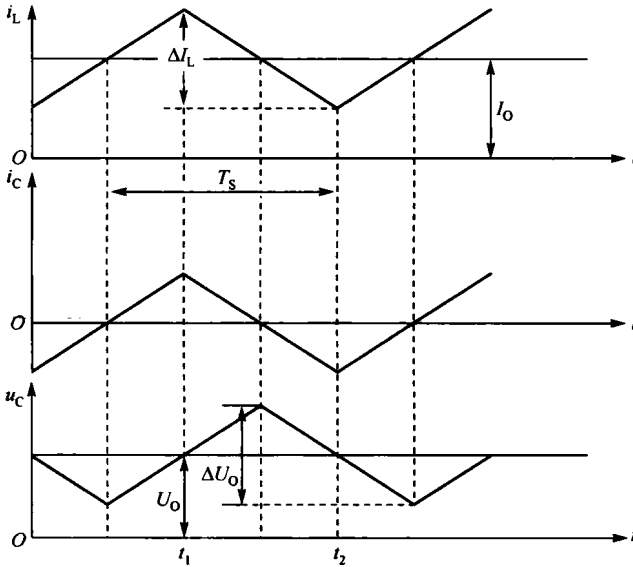


图 1.8 电容电压、电流和电感电流波形图

1.3.2 Boost 变换器

1. 工作过程的线性分析

对于图 1.5 所示的电压反馈控制 Boost 变换器, 在不考虑反馈环路的简化条件下, 其工作过程简述如下。当开关 S 接通时, 简化电路如图 1.9(a) 所示, 图中的电流  $i_L$  流过电感线圈  $L$ , 在电感线圈未磁饱和前, 电流线性增加, 电能以磁能形式存储在电感线圈  $L$  中, 并在电感线圈  $L$  两端感应出左正右负的电压。此时, 电容  $C$  放电,  $R$  上流过电流  $I_O$ ,  $I_O$  在  $R$  两端产生上正下负的输出直流电压  $U_O$ 。由于开关管导通, 二极管正极接  $U_m$  负极, 二极管承受反向电压而截止, 所以电容不能通过



开关管放电;当开关 S 断开时,简化电路如图 1.9(b)所示,由于线圈  $L$  中的电流  $i_L$  从最大值开始减小,所以线圈  $L$  两端的感应电压极性将发生改变,其电压极性为左负右正,以阻止  $i_L$  减小,这样线圈  $L$  中的磁能转化成相应的电能。由于其感应电压  $U_L$  与电源  $U_{in}$  串联,所以向电容  $C$ 、负载  $R$  供电的电压高于  $U_{in}$ ,因此,Boost 变换器称为升压变换器。当  $U_L$  与电源  $U_{in}$  的串联电压高于  $U_O$  时,电容被充电;等于  $U_O$  时,电容的充电电流为零;当  $U_O$  有降低趋势时,电容向负载  $R$  放电,维持  $U_O$  不变。

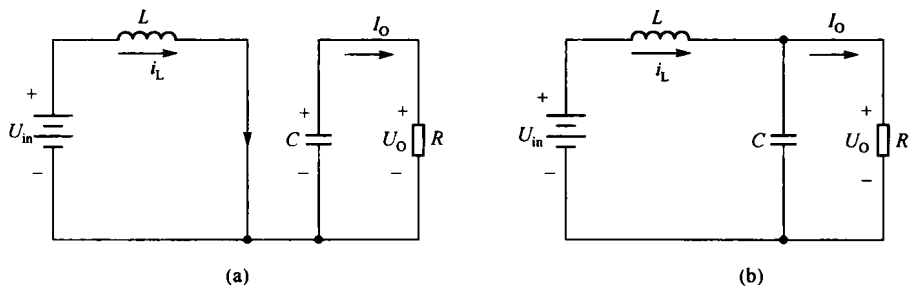


图 1.9 电压反馈控制 Boost 变换器电路的工作过程

## 2. 主要性能指标的关系式

为了节省篇幅,Boost 变换器的工作波形图和主要关系式的推导过程不再给出。在电感电流连续工作模式下,采用与 Buck 变换器相似的分析方法,可推得<sup>[1]</sup>

$$\text{电压增益} \quad M = \frac{1}{1 - D_1} = \frac{1}{D_2} \quad (1.10)$$

$$\text{输出电流} \quad I_O = \frac{U_{in} D_1 D_2 T_s}{2L} \quad (1.11)$$

$$\text{纹波电压} \quad \Delta U_O = \frac{U_O}{8LC} D_1 D_2 T_s^2 \quad (1.12)$$

由式(1.10)可知,Boost 变换器的电压增益恒大于 1,故称为升压变换器。应该特别指出,在式(1.10)中,当  $D_1 = 1$  时,  $M = \infty$ ,这是与实验结果不符的。实际的结果是,在  $D_1 = 1$  时,  $M = 0$ 。产生这个矛盾的原因是由于分析时认为电路中的元件是理想的,如果考虑到电感、电容元件有寄生电阻存在,那么所得结果就与实际结果较为接近。同样,在考虑反馈环路后,当输入直流电压和负载都变化时,反馈环路能使输出电压自动得到调整,从而为负载提供稳定的电压。

本章简要介绍了 DC-DC 变换器的电路组成、工作原理和线性分析方法,以及通过线性分析得到的主要性能指标的关系式。线性分析方法虽然在电路的工程设计中得到了广泛应用,但由于线性分析方法对电路的器件和工作过程做了过多的