

周国华 许建平 著

开关变换器数字控制技术



科学出版社

开关变换器数字控制技术

周国华 许建平 著

科学出版社

北京

内 容 简 介

本书涉及开关变换器及其数字控制技术的综合性理论和应用研究,具体内容包括:开关变换器拓扑及其控制器、数字电压型控制技术、数字峰值电流控制技术、数字均值电流控制技术、数字谷值电流控制技术、数字 V^2 控制技术、数字 V^2C 控制技术、归一化纹波控制技术。

本书是作者长期研究成果的总结和提炼,可作为高等院校电力电子等相关专业本科生、研究生的教材,也可作为电力电子领域工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

开关变换器数字控制技术/周国华,许建平著. —北京:科学出版社,2011
ISBN 978-7-03-032463-4

I. ①开… II. ①周…②许… III. ①开关-变换器-数字控制
IV. ①TN624

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2011)第 200020 号

责任编辑:裴 育 / 责任校对:陈玉凤
责任印制:赵 博 / 封面设计:耕者设计工作室

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>

涿州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

*

2011 年 10 月第 一 版 开本: B5(720×1000)

2011 年 10 月第一次印刷 印张: 13 3/4

印数: 1—2 500 字数: 263 000

定价: 48.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换)

前 言

开关变换器的模拟控制技术经历了几十年的发展,已得到广泛的应用,然而开关变换器的模拟控制技术存在以下固有缺点:控制电路复杂,元器件较多,体积庞大,不利于小型化的发展;控制电路一旦成型,很难修改;由于模拟器件的工作点漂移,导致系统参数的漂移,从而造成调试不方便;控制不灵活,很难实现复杂的控制方法。与传统的模拟控制技术相比,数字控制技术具有很多突出的优点:易于实现更完善的功率管理;易于与数字系统接口;易于支持相关的通信协议;易于实现多种控制算法而不需要更改硬件电路等。

本书通过对各种数字控制开关变换器的控制特性的分析、比较和研究,将大力推动开关变换器数字控制技术的理论研究和数字化进程,促进电力电子系统控制的多样化、实用化发展。

本书内容丰富、新颖,重点介绍开关变换器的模拟控制技术、数字控制技术、脉冲调制技术,揭示开关变换器现有模拟控制技术的本质,使研究者、工程师、高校研究生等广大读者更好地认识和掌握每种模拟控制技术的特点和原理;统一现有的纹波峰值类控制技术、纹波谷值类控制技术、脉冲宽度调制技术,为开关变换器的控制技术领域开拓了新的思路;提出归一化的数字控制算法,为电力电子新技术的发展注入了新的血液,为数字电源的设计提供了新的指导。

全书共分为8章。第1章简要介绍了开关电源的分类、控制技术、应用及发展,重点介绍了基本变换器的拓扑结构及工作原理,详细介绍了控制技术及其控制器的特点。第2章介绍了模拟电压型控制技术原理,揭示了模拟电压型控制技术的本质,重点介绍了数字电压型控制技术。第3章揭示了模拟峰值电流控制技术的本质,详细研究了数字峰值电流控制技术。第4章揭示了模拟平均电流控制技术的本质,详细研究了数字均值电流控制技术。第5章揭示了模拟谷值电流控制技术的本质,详细研究了数字谷值电流控制技术。第6章揭示了模拟 V^2 控制本质,提出了谷值电压控制技术,详细研究了数字 V^2 控制技术及其算法实现。第7章揭示了模拟 V^2C 控制的本质,提出了谷值电压/谷值电流控制技术,详细研究了数字 V^2C 控制技术及其算法实现。第8章引入了电感电流权重因子和输出电压权重因子,统一了 V^2C 控制、 V^2 控制和峰值电流控制,形成了基于纹波峰值控制的归一化模拟控制技术;统一了谷值电压/谷值电流控制、谷值电压控制和谷值电流控制,形成了基于纹波谷值控制的归一化模拟控制技术;提出了基于纹波(纹波峰值、纹波谷值、纹波均值)控制的归一化数字控制算法;总结并比较了各种数字纹波

控制算法的稳定性能和瞬态性能。

书中内容主要源自国家自然科学基金项目(50677056)的创新成果,是作者多年来科研成果的积累与总结。其中,许建平负责统筹和定稿,以及第1、2和6章的撰写,周国华负责其他章节的撰写工作。

由于作者水平及参阅资料有限,书中难免有不妥之处,恳请专家和读者批评指正!

作 者

2011年6月

目 录

前言

第 1 章 开关变换器拓扑及其控制器	1
1.1 引言	1
1.2 开关电源概论	1
1.2.1 开关电源器件的发展	2
1.2.2 现代电源技术的发展	2
1.3 变换器拓扑	3
1.3.1 Buck 变换器	3
1.3.2 Boost 变换器	7
1.3.3 Buck-Boost 变换器	11
1.3.4 其他开关变换器	15
1.4 控制器及控制技术	18
1.4.1 模拟控制器及模拟控制技术	18
1.4.2 数字控制器及数字控制技术	20
1.4.3 数字脉冲调制技术	29
1.5 本章小结	32
第 2 章 数字电压型控制技术	34
2.1 引言	34
2.2 模拟电压型控制技术原理	34
2.3 数字电压型控制技术原理与算法	35
2.3.1 后缘调制 DVM	35
2.3.2 前缘调制 DVM	37
2.3.3 三角后缘调制 DVM	38
2.3.4 三角前缘调制 DVM	39
2.4 多采样技术	40
2.4.1 多采样后缘调制 DVM	40
2.4.2 多采样前缘调制 DVM	44
2.4.3 多采样双缘调制 DVM	46

2.5	DVM 控制与模拟电压型控制比较	51
2.6	本章小结	53
第 3 章	数字峰值电流控制技术	54
3.1	引言	54
3.2	峰值电流控制技术原理	54
3.2.1	模拟峰值电流控制技术	54
3.2.2	数字峰值电流控制技术	55
3.3	数字峰值电流控制开关变换器	56
3.3.1	DPC 控制算法	56
3.3.2	IDPC 控制算法	59
3.3.3	算法稳定性研究	64
3.3.4	参数容忍性分析	71
3.3.5	瞬态性能比较	72
3.4	非对称双缘调制技术	73
3.4.1	非对称双缘调制技术原理	73
3.4.2	非对称双缘调制 DPC	76
3.4.3	非对称双缘调制 IDPC	84
3.5	本章小结	85
第 4 章	数字均值电流控制技术	87
4.1	引言	87
4.2	数字均值电流控制技术原理	87
4.2.1	模拟平均电流控制技术	87
4.2.2	数字均值电流控制技术	88
4.3	数字均值电流控制开关变换器	88
4.3.1	单缘调制 DAC	89
4.3.2	对称双缘调制 DAC	94
4.3.3	单缘调制 IDAC	95
4.3.4	对称双缘调制 IDAC	98
4.3.5	算法稳定性研究	99
4.3.6	瞬态性能比较	104
4.4	数字三角补偿技术	105
4.4.1	后缘调制 DAC	106
4.4.2	前缘调制 DAC	109

4.4.3 实验结果	111
4.5 非对称双缘调制技术应用	113
4.5.1 非对称双缘调制 DAC	113
4.5.2 非对称双缘调制 IDAC	115
4.6 本章小结	117
第5章 数字谷值电流控制技术	119
5.1 引言	119
5.2 数字谷值电流控制技术原理	119
5.2.1 模拟谷值电流控制技术	119
5.2.2 数字谷值电流控制技术	120
5.3 数字谷值电流控制开关变换器	120
5.3.1 DVC 控制算法	121
5.3.2 IDVC 控制算法	123
5.3.3 算法稳定性研究	125
5.3.4 瞬态性能比较	132
5.4 非对称双缘调制技术应用	133
5.4.1 非对称双缘调制 DVC	133
5.4.2 非对称双缘调制 IDVC	136
5.4.3 实验结果	137
5.5 本章小结	138
第6章 数字 V^2 控制技术	140
6.1 引言	140
6.2 峰值电压控制技术原理	140
6.2.1 模拟 V^2 控制技术	140
6.2.2 数字峰值电压控制技术	142
6.3 数字峰值电压控制开关变换器	142
6.3.1 DPV 控制算法	142
6.3.2 IDPV 控制算法	144
6.3.3 算法稳定性研究	145
6.3.4 参数容忍性分析	148
6.3.5 瞬态性能比较	148
6.4 非对称双缘调制 DPV 和 IDPV	151
6.4.1 非对称双缘调制 DPV	151

6.4.2	非对称双缘调制 IDPV	151
6.4.3	实验结果	152
6.5	谷值电压控制技术	154
6.5.1	模拟谷值电压控制技术	154
6.5.2	数字谷值电压控制技术原理	159
6.6	数字谷值电压控制开关变换器	159
6.6.1	DVV 控制算法	159
6.6.2	IDVV 控制算法	161
6.6.3	算法稳定性分析	162
6.7	非对称双缘调制 DVV 和 IDVV	163
6.7.1	非对称双缘调制 DVV	163
6.7.2	非对称双缘调制 IDVV	164
6.8	本章小结	164
第 7 章	数字 V²C 控制技术	166
7.1	引言	166
7.2	峰值电压/峰值电流控制技术原理	166
7.2.1	模拟 V ² C 控制技术	166
7.2.2	数字峰值电压/峰值电流控制技术	168
7.3	数字峰值电压/峰值电流控制开关变换器	168
7.3.1	DPV/DPC 控制算法	168
7.3.2	IDPV>IDPC 控制算法	170
7.3.3	算法稳定性研究	171
7.3.4	瞬态性能比较	172
7.4	非对称双缘调制 DPV/DPC 和 IDPV>IDPC	173
7.4.1	非对称双缘调制 DPV/DPC	173
7.4.2	非对称双缘调制 IDPV>IDPC	173
7.5	谷值电压/谷值电流控制技术原理	174
7.5.1	模拟谷值电压/谷值电流控制技术	174
7.5.2	数字谷值电压/谷值电流控制技术	176
7.6	数字谷值电压/谷值电流控制开关变换器	176
7.6.1	DVV/DVC 控制算法	176
7.6.2	IDVV>IDVC 控制算法	178
7.6.3	算法稳定性分析	179

7.7 非对称双缘调制 DVV/DVC 和 IDVV/IDVC	179
7.7.1 非对称双缘调制 DVV/DVC	179
7.7.2 非对称双缘调制 IDVV/IDVC	180
7.8 本章小结	180
第 8 章 归一化纹波控制技术	182
8.1 引言	182
8.2 基于纹波峰值控制的数字控制技术	182
8.2.1 基于纹波峰值控制的模拟控制技术	182
8.2.2 基于纹波峰值控制的数字控制算法	187
8.2.3 非对称双缘调制技术应用	189
8.3 基于纹波谷值控制的数字控制技术	190
8.3.1 基于纹波谷值控制的模拟控制技术	190
8.3.2 基于纹波谷值控制的数字控制算法	191
8.3.3 非对称双缘调制技术应用	194
8.4 基于纹波均值控制的数字控制技术	195
8.4.1 基于纹波均值控制的数字控制算法	195
8.4.2 非对称双缘调制技术应用	198
8.5 数字纹波控制算法的性能总结与比较	199
8.5.1 稳定性能	200
8.5.2 瞬态性能	200
8.6 本章小结	201
参考文献	202
附录 名词术语中英文对照	208

第 1 章 开关变换器拓扑及其控制器

1.1 引 言

电源是一切电子设备的动力源,是保证电子设备正常工作的基础部件。开关电源利用现代电力电子技术,控制功率开关管导通和关断时间的比例,以达到调节输出电压的目的。广义地说,凡用半导体功率器件作为开关,将一种电源形式转换成另一种形态的主电路都叫做开关变换器;转换时使用控制环路来稳定输出并含有保护环节的开关变换器则称开关电源^[1]。

按输入、输出电压方式分类,开关变换器分为 AC-DC、DC-DC、DC-AC、AC-AC 四类变换器。

(1) AC-DC 变换器:即整流器或交流-直流变换器。它是将交流电转换为直流电的变换器装置。整流器按电路的接线方式可分为半波电路、全波电路整流器;按电源相数可分为单相、三相、多相整流器;按电路工作象限又可分为一象限、二象限、三象限、四象限整流器。

(2) DC-DC 变换器:即直流斩波器或直流-直流变换器。它将一种直流电转换成另一种或几种直流电。DC-DC 变换器是直流开关电源的核心部件,也是非隔离式或隔离式变换器直流电源的重要组成部分。

(3) DC-AC 变换器:即逆变器或直流-交流变换器。它是将直流电转换成交流电的变换器装置,是交流开关电源和不间断电源的主要部件。

(4) AC-AC 变换器:即变频器或交流-交流变换器。它将一种频率的交流电直接转换成为一种恒频或可变频率的交流电,或是将变频交流电直接转换成恒频交流电的变换器装置。

1.2 开关电源概论

高频小型化的开关电源及其技术已成为现代通信供电系统的主流技术。在通信领域中,通常将 AC-DC 变换器称为一次电源,而将 DC-DC 变换器称为二次电源。DC-DC 变换器是将一种直流电转换成另一种或几种直流电的开关变换器,是最常见的一种变换器。常用的基本 DC-DC 变换器拓扑结构包括 Buck 变换器、Boost 变换器、Buck-Boost 变换器等;开关 DC-DC 变换器因其体积小、重量轻、效

率高、噪声低、易于实现计算机或单片机控制等而备受青睐,在工业中得到了广泛的应用。通信设备计算速度的不断提高,使得时钟频率不断提高,所用集成电路的种类繁多,其电源电压要求也各不相同。在通信供电系统中,采用高功率密度的高频 DC-DC 隔离电源模块,从中间母线电压变换成所需的各种直流电压,这样可大大减小损耗、方便维护,且安装、扩展等非常方便。

1.2.1 开关电源器件的发展

功率半导体器件和电路器件是开关电源发展的重要支撑,电力电子技术的进步必须依靠不断推出的新型电力电子器件。

20 世纪 50 年代,美国通用电气公司发明的硅晶闸管的问世,标志着电力电子技术的开端。70 年代,派生出了快速晶闸管、逆导晶闸管、双向晶闸管、不对称晶闸管等半控型器件。但由于晶闸管本身工作频率较低(一般低于 400Hz),大大限制了它的应用。另外,需要强迫换相电路对这些器件进行关断,使得整体重量和体积增大、效率和可靠性降低。随着关键技术的突破以及需求的增加,早期的小功率、低频、半控型器件已发展为现在的超大功率、高频、全控型器件。通过控制全控型器件的导通和关断,大大提高了开关控制的灵活性。自 70 年代后期以来,可关断晶闸管、电力晶体管及其模块相继实用化。此后,各种高频全控型器件不断问世,并得到迅速发展。这些器件主要有电力场控晶体管(MOSFET)、绝缘栅极双极晶体管(IGT 或 IGBT)、静电感应晶体管和静电感应晶闸管等。

现代电力电子器件仍然在向大功率、易驱动和高频化方向发展。电力电子模块化是其向高功率密度发展的重要一步。电力电子器件正进入以新型器件为主的新时代。作为电力电子技术发展的决定性因素,电力电子器件的研发及关键技术的突破,必然会促进电力电子技术的迅速发展,从而促进以电力电子技术为基础的传统工业和高新技术产业的迅速发展。

1.2.2 现代电源技术的发展

现代电源起始于 20 世纪 50 年代末期至 60 年代初期的硅整流技术,其发展先后经历了整流时代、逆变时代和变频时代,推动了电源技术在许多新兴领域的应用。80 年代末期至 90 年代初期发展起来的以 MOSFET 和 IGBT 为代表的集高频、高压和大电流于一身的功率半导体复合器件,表明传统电源技术已经进入现代电源技术的新兴时代。

现代电源技术的发展有以下趋势。

(1) 数字化、多元化。随着数字技术的发展,现代电源更多地向数字化方向发展。采用数字技术可以减小电源高频谐波干扰和非线性失真,同时便于中央处理器(central processing unit, CPU)进行数字化控制。

(2) 小型化、绿色化。低污染、低功耗、高效率、高集成已成为现代电源技术的主流。电源技术的发展同时依赖于电子元器件的发展和集成电路的发展。

(3) 模块化、智能化。电源技术的模块化包括功率单元模块化和输出单元模块化。现代电源将功率单元和各种输出保护模块集成在一起,使其体积进一步缩小。输出稳压电路的模块化,使电源在实际应用中更加灵活、方便和智能。

1.3 变换器拓扑

开关电源的核心电路是功率级主电路,即变换器拓扑。深入了解开关电源各种功率级主电路的工作原理,是进行开关电源电路选型、设计主电路参数和控制电路参数的基础。本节重点介绍常用的三类基本 DC-DC 变换器的拓扑结构,介绍它们工作于电感电流连续导电模式、电感电流临界导电模式和电感电流断续导电模式下的原理、电路波形、电压增益等;简单介绍 Cuk 变换器、Sepic 变换器、隔离型变换器等非基本变换器的工作原理。

1.3.1 Buck 变换器

Buck 变换器又称为降压变换器、串联开关稳压电源、三端开关型降压稳压器^[2],其电路结构如图 1.1 所示。

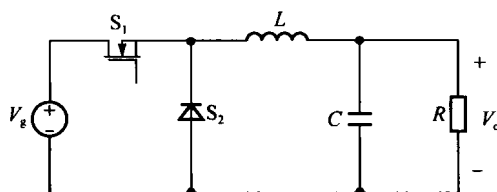


图 1.1 Buck 变换器电路

Buck 变换器可以工作在电感电流连续导电模式(continuous conduction mode, CCM)、电感电流临界导电模式(boundary conduction mode, BCM)和电感电流断续导电模式(discontinuous conduction mode, DCM)。下面分别给出详细介绍。

1. CCM 模式

当电感电流连续时,电路在一个开关周期内有两种工作状态,如图 1.2 所示,相应的主要工作波形如图 1.3 所示。

在图 1.3 中,设 Buck 变换器的开关周期为 T_s , 开关管 S_1 导通时间为 t_{on} , 且 $t_{on} = t_1 = D_1 T_s$, $D_1 = t_{on}/T_s < 1$; 开关管 S_1 关断时间(二极管 S_2 导通时间)为 t_{off} , 且 $t_{off} = t_2 - t_1 = D_2 T_s$, $D_1 + D_2 = 1$ 。

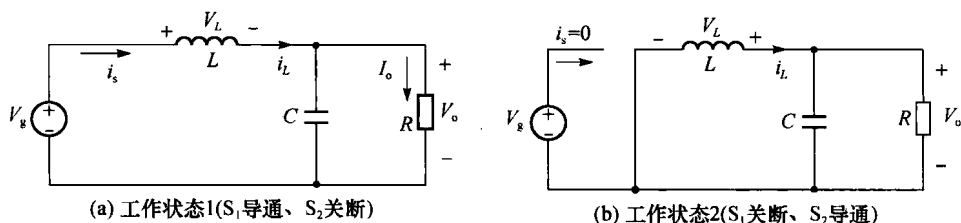


图 1.2 CCM 模式下 Buck 变换器的工作过程

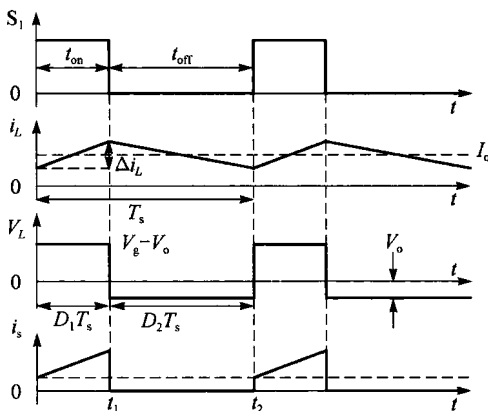


图 1.3 CCM 模式下 Buck 变换器的工作波形

(1) 工作状态 1(0 ~ t₁): 开关管 S₁ 导通、二极管 S₂ 关断, 如图 1.2(a) 所示, 电流 $i_s = i_L$ 流过电感线圈 L, 电感电流线性增加, 在负载 R 上流过电流 I_o , 当 $i_L > I_o$ 时, 电容 C 充电。这段时间内, 电感电流线性上升的增量为

$$\Delta i_{L1} = \int_0^{t_1} \frac{V_g - V_o}{L} dt = \frac{V_g - V_o}{L} t_1 = \frac{V_g - V_o}{L} D_1 T_s \quad (1-1)$$

式中, Δi_{L1} 为电感电流增量(A); V_g 为输入电源电压(V); V_o 为输出电压(V); L 为电感(H); T_s 为开关周期(s); D_1 为开关管 S₁ 的导通占空比。

(2) 工作状态 2(t₁ ~ t₂): 开关管 S₁ 关断、二极管 S₂ 导通, 为电感电流 i_L 构成回路, 如图 1.2(b) 所示。当 $i_L < I_o$ 时, 电容 C 放电, 为负载供电; 电感通过 S₂ 续流, 电感电流线性下降, 这段时间内, 电流增量为

$$\Delta i_{L2} = - \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_o}{L} dt = - \frac{V_o}{L} (t_2 - t_1) = - \frac{V_o}{L} D_2 T_s \quad (1-2)$$

由于稳态时这两个电感电流变化量相等, 即 $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$, 因此

$$\frac{V_g - V_o}{L} D_1 T_s = \frac{V_o}{L} D_2 T_s \quad (1-3)$$

又因为 $D_1 + D_2 = 1$, 整理得

$$V_o = V_g D_1 \quad (1-4)$$

由式(1-4)可得, Buck 变换器在 CCM 模式下的电压增益为

$$M = \frac{V_o}{V_g} = D_1 \quad (1-5)$$

从式(1-5)可知,电压增益 M 由开关管导通占空比 D_1 决定,由于 $0 \leq D_1 \leq 1$, Buck 变换器输出电压不可能高于其输入电压,且与输入电压极性相同。

2. DCM 模式

当电感电流断续时, Buck 变换器在一个开关周期内有三种工作状态,如图 1.4 所示,相应的工作波形如图 1.5 所示。

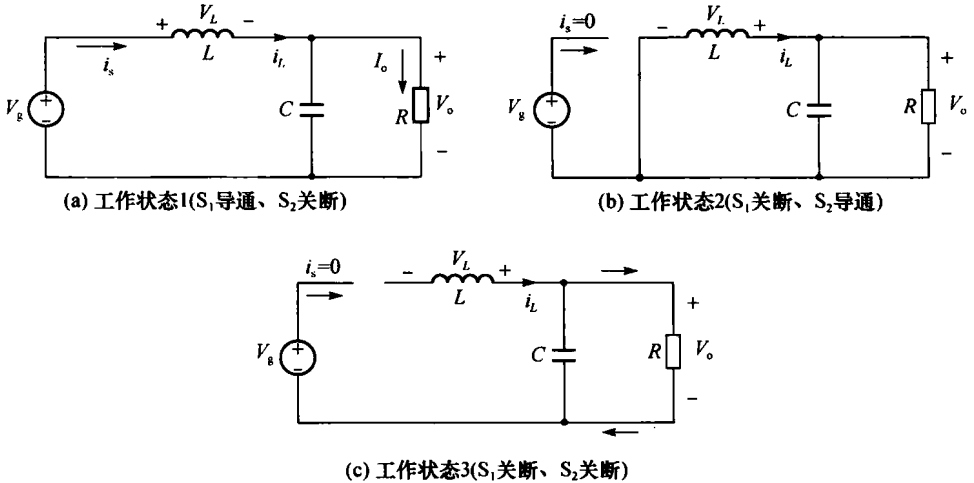


图 1.4 DCM 模式下 Buck 变换器的工作过程

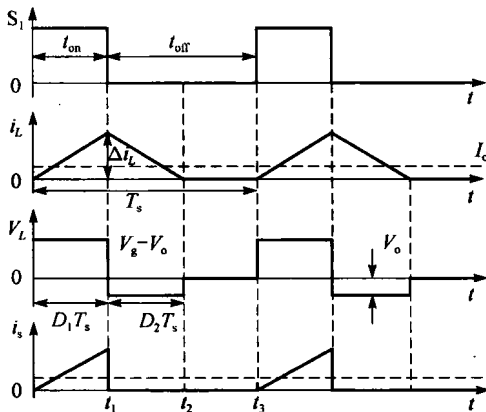


图 1.5 DCM 模式下 Buck 变换器的工作波形

(1) 工作状态 1 ($0 \sim t_1$): 开关管 S_1 导通、二极管 S_2 关断, 如图 1.4(a) 所示; 开关管 S_1 的导通占空比为 D_1 , 电感电流线性上升, 增量为

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_g - V_o}{L} D_1 T_s \quad (1-6)$$

(2) 工作状态 2 ($t_1 \sim t_2$): 开关管 S_1 关断、二极管 S_2 导通, 如图 1.4(b) 所示; 二极管 S_2 的导通占空比为 D_2 , 电感电流线性下降, 增量为

$$\Delta i_{L2} = -\frac{V_o}{L} D_2 T_s \quad (1-7)$$

(3) 工作状态 3 ($t_2 \sim t_3$): 开关管 S_1 关断, t_2 时刻电感电流减小到零, 二极管 S_2 关断, 如图 1.4(c) 所示。在下一个开关周期到来前, 电容向负载供电, 电感两端的电压为零, 直到 t_3 时刻开关管 S_1 再次导通, 开始下一个开关周期。这段时间内, 电感电流的增量 $\Delta i_{L3} = 0$ 。

因为 $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$, 所以有

$$\frac{V_g - V_o}{L} D_1 T_s = \frac{V_o}{L} D_2 T_s \quad (1-8)$$

整理得

$$V_o = \frac{D_1}{D_1 + D_2} V_g \quad (1-9)$$

由图 1.5 中 i_L 波形可知, 稳态负载电流 I_o 是 i_L 等腰三角形面积在 T_s 时间内的平均值, 而且等于 V_o/R , 即

$$I_o = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (D_1 + D_2) T_s \frac{V_g - V_o}{L} D_1 T_s \right] = \frac{V_o}{R} \quad (1-10)$$

解得

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{D_1}{D_1 + \frac{2\tau_L}{D_1 + D_2}} \quad (1-11)$$

式中, $\tau_L = \frac{L}{RT_s}$ 是电感 L 与负载电阻 R 和开关周期 T_s 乘积的比值。考虑式(1-9)

可得

$$D_2 = \frac{2\tau_L}{D_1 + D_2} \quad (1-12)$$

解得

$$D_2 = \frac{D_1}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}} - 1 \right) \quad (1-13)$$

将式(1-13)代入式(1-11)得到 DCM 模式下 Buck 变换器的电压增益为

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}}} \quad (1-14)$$

3. BCM 模式

Buck 变换器的电感电流处于连续导电与断续导电的临界状态时,在每个开关周期开始和结束时刻,电感电流正好为零,如图 1.6 所示。由图 1.6 可知

$$\frac{\Delta i_L}{2} T_s = I_o T_s \Rightarrow \frac{\Delta i_L}{2} = I_o \quad (1-15)$$

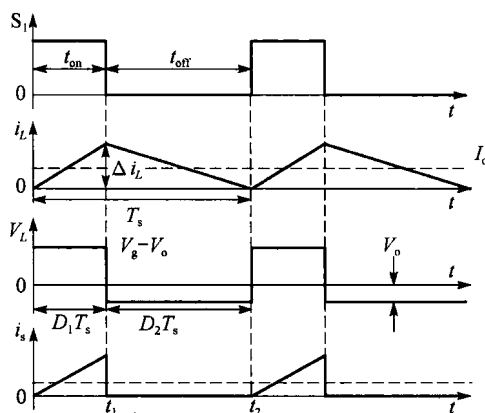


图 1.6 BCM 模式下 Buck 变换器的工作波形

由 $D_1 + D_2 = 1$ 和式(1-11)可得,BCM 模式下的电压增益为

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1 + \frac{2\tau_L}{D_1}} \quad (1-16)$$

1.3.2 Boost 变换器

Boost 变换器又称为升压变换器、并联开关电路、三端开关型升压稳压器^[2],其电路结构如图 1.7 所示。

Boost 变换器也具有 CCM、DCM 和 BCM 三种工作模式。设 T_s 为 Boost 变换器开关周期, D_1 为开关管 S_1 的导通占空比, D_2 为二极管 S_2 的导通占空比。下面分别介绍这三种工作模式。

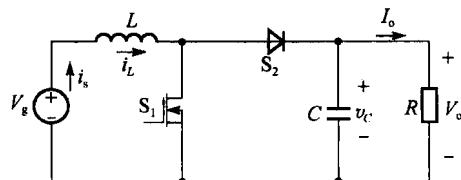


图 1.7 Boost 变换器电路图