

**Subject : Intrinsic Safety Behavior & Design Considerations of  
Buck-Boost Converter**

**Specialty : Power Electronics & Power Drives**

**Name : Zhong Jiuming**

**(Signature)** Zhong Jiuming

**Instructor: Liu Shulin**

**(Signature)** Liu Shulin

## **ABSTRACT**

Electronic equipments applied in flammable and explosive conditions must meet the requirements of anti-explosive. Intrinsic safety is the optimal means for anti-explosive. The direct-current power supply is one of the important elements of the electronic equipment, however, the published anti-explosive direct-current power supplies are usually linear ones with hulking anti-explosive shells and low efficiency. Therefore, intrinsically safe switching power supply will be competitive in the future. Buck-Boost converter is one of the important elements of switching power supply, which can realize step-up, step-down and negative output voltage easily. The intrinsic safety property and design of Buck-Boost converter is presented in this paper.

Energy transmission modes (ETM) of Buck-Boost converter are analyzed deeply. Comparing the minimum current through the inductor with the output current, ETM can be divided into two types, i.e., the Complete Inductor Supply Mode (CISM) and the Incomplete Inductor Supply Mode (IISM). The critical inductance and critical condition are deduced. The expression of output ripple voltage in various operating mode and the maximum output ripple voltage are obtained.

The peak current through inductor in various operating mode within the whole operating range is deduced. The inner-intrinsic safety of the Buck-Boost converter is determined by comparing the maximum peak current through the inductor with the minimum ignition current. The maximum short-circuit discharged energy in various operating mode within the whole operating range is deduced. The criterion checking the output intrinsic safety property of the Buck-Boost converters is proposed.

The minimum capacitance is expressed by the inductance according to the desired output voltage ripple level. Taking the derivatives with respect to inductance on the output short

circuit discharged energy and letting the results to be zero, the optimal values of inductance and capacitance are obtained which enable the output short circuit discharged energy of the Buck-Boost converter to be minimum.

The design regions of inductance and capacitance are obtained according to the requirements of inner-intrinsic safety, output intrinsic safety and the desired output voltage ripple level within the input voltage and load ranges.

Pspice simulation and experiments were made. Prototype of a Buck- Boost converter is implanted. The intrinsic safety property of the prototype. is tested with the spark test apparatus. The simulation, experiment and test results are in positive to the analysis showing the feasibility of the proposed methods.

**Key words:** Intrinsically safe circuits

Buck-Boost DC-DC converters

Output intrinsic safety

Optimal design

**Thesis** : Application basis

# 西安科技大学

## 学位论文独创性说明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得研究成果。尽我所知，除了文中加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人或集体已经公开发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得西安科技大学或其他教育机构的学位或证书所使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名：钟久明 日期：2006.4.18

## 学位论文知识产权声明书

本人完全了解学校有关保护知识产权的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属于西安科技大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版。本人允许论文被查阅和借阅。学校可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。同时本人保证，毕业后结合学位论文研究课题再撰写的文章一律注明作者单位为西安科技大学。

保密论文待解密后适用本声明。

学位论文作者签名：钟久明

指导教师签名：刘树林  
06年6月25日

## 1 绪论

### 1.1 研究的背景及意义

随着煤炭、化工、石油、天然气等行业生产自动化程度的不断提高及各类监测监控系统的推广应用,这些危险性环境的用电设备越来越多、越来越复杂,用电设备发生的漏电、短路、过负荷、电火花等电气事故,成为这些危险性环境可燃性气体或物质燃烧和爆炸的隐患<sup>[1]</sup>。所以,以煤炭行业为例,《煤矿安全规程》就规定:工作于煤矿井下危险环境的电气、电子设备等电子产品必须满足防爆要求<sup>[2-4]</sup>。直流电源是电子产品的重要组成部分也是功率较大的部分,所以电子产品的防爆主要是从电源方面入手。

根据所采取的防爆措施的不同,可把防爆电气设备分为本质安全型<sup>[5-6]</sup>、隔爆型<sup>[7-9]</sup>和正压型<sup>[10-12]</sup>等,其中隔爆型和本质安全型应用最为广泛。隔爆型防爆电气设备的工作原理是将设备在正常运行时,能产生火花、电弧的部件置于隔爆外壳内,隔爆外壳能承受内部的爆炸压力而不致损坏,并能降低内部火花通过间隙传播时的能量,使其不足以引爆壳外的气体,它可靠性较高,但是因采用笨重的隔爆外壳而使体积庞大、应用十分不方便<sup>[7-9]</sup>。本质安全是指设备内部的电路在规定的条件下,正常工作或规定的故障状态下产生的电火花和热效应均不能点燃爆炸性混合物。可见本质安全型电气设备从电路的电气参数上保证了防爆,省去了隔爆外壳,具有安全程度最高、体积最小、重量最轻、携带和维护最方便和造价最低廉的五大优点<sup>[5-6]</sup>。因此,本质安全型直流电源必将获得越来越广泛的应用,对本质安全型直流电源的研究也必将受到越来越广泛的重视。

目前,我国应用于易燃易爆场合的防爆直流电源多为线性电源。虽然线性直流电源具有电源稳定度及负载稳定度高、输出纹波电压小、瞬态响应速度快、线路结构简单、便于维修、没有开关干扰等优点,但存在以下明显的缺点,不适应煤矿井下等易燃易爆场合的要求。

(1) 承受过载和短路的能力差。负载短路或长期过载,容易造成调整管损坏。由于调整管上损耗较大的功率,内部温升较高,这就需要采用大功率调整管,并装有体积大的散热器,也限制了电源体积进一步缩小。

(2) 电网适应性差。由于调整管工作在线性区,调整管的功率损耗和温升随输入电压和输出电压之差的增大而增大,因而不能适应电源电压变动大的场合。

(3) 线性稳压电源通常都需要体积大且笨重的工频变压器与体积和重量都很大的滤波器,因而体积大且笨重。

(4) 由于线性稳压电源的效率低(一般只有 20%~40%),导致蓄电池的放电效率也很低,因此选择蓄电池时要预留很大的容量裕量,体积大,浪费大,成本高。

与此相反,开关稳压电源十分适合煤矿井下等易燃易爆场合,其调整管工作在开关状态,工作效率高,可达 70%~95%。开关稳压电源通过调整开关管占空比来适应电网电压的变化,因此对电网的适应性强。开关稳压电源采用高频变压器,使体积大大减小,重量大大减轻,特别是 VMOS 管、肖特基势垒二极管等新一代高频大功率元件的出现,使开关稳压电源的工作频率向高频化发展<sup>[13~19]</sup>,使得开关电源滤波效率高,不需要较大容量的滤波电容。此外,开关电源电路形式灵活多样,设计者可以发挥各种类型电路的优势,设计出能满足各种不同应用场合的开关电源。

本质安全型开关电源通过采用新颖的控制技术、合理的电路设计和电路参数的优化选择,使电源的任一元件和任一支路,在正常工作或规定的故障状态下产生的电火花和热效应均不引起周围可燃性气体燃烧或爆炸,从而达到防爆的目的。所以,本质安全直流开关电源具有广阔的应用前景

本课题将对直流开关变换器的本质安全特性进行深入分析并得出本安型直流开关变换器的设计方法。由于直流开关变换器的种类繁多,本课题只对 Buck-Boost DC-DC 变换器的本质安全特性进行分析并给出其设计方法。

本研究为电力电子与电力传动学科和安全技术与安全工程学科的交叉项目,该领域往往不为研究人员所重视,因此目前的现状较差。但是该研究对于确保煤矿井下、油库、天然气、化工等易燃易爆环境下电子设备安全运行具有重要意义。此外,研究本课题有助于本质安全技术的推广应用;有助于开关电源的应用范围的扩大。本课题在国外、国内很少有人研究,而它的市场潜力是很大的,因此具有相当的学术意义和经济效益。

## 1.2 国内外发展趋势及其研究现状

煤矿电气设备防爆技术的研究起源于英国和德国,最初的电气防爆技术主要依赖于耐压防爆外壳。1926 年英国制定了 BS229 标准,1933 年德国制定了 VDE171 标准,其它许多国家也相继开展相关工作的研究,他们的成果多反映在各国的防爆电气标准中。经过国际电工委员会(IEC)的电气防爆技术委员会(TC31)成员国共同磋商、协调,各种防爆技术方式现在已编制成 IEC79 系列的国际推荐标准<sup>[20]</sup>。

从目前发展情况来看,国外在工作于普通环境下的稳压电源研究上发展迅速,但在本安防爆稳压电源的研究上与我国基本处于同一水平,在本质安全型开关电源方面也还处于零星的研发状态,没有形成批量产品。1988 年美国 Richard Alexander 和 Dennis Kindschuh 申请了内置镍-镉电池的本质安全电池电路专利<sup>[21]</sup>,该电路包括一个通过开关晶体管的小电流通路和一个通过晶闸管的大电流通路,当电路检测到加载信号后,在上电之前等待 0.5 秒,如果负载未连接好,再等待 0.5 秒,这样就避免了引燃电弧。负载接好后,电流先通过小电流通路,经过 0.5 秒的延迟,再触发晶闸管,晶闸管为负载提供大电流通路,过载保护采用一个热敏开关与电源并联。2003 年,美国 Claude Mercier 申

请了本质安全通用开关电源专利<sup>[22]</sup>,其重点是对高频变压器的处理—该电源的高频开关变压器采用由多层 PCB 构成的平板变压器。2003 年,法国 Udo.Gerlach 和 Thomas.Uehlken 从提高本质安全电源的输出功率的角度进行了研究,研制出 30W 大功率隔爆兼本质安全电源<sup>[23]</sup>。

总的说来,国外对本质安全理论的研究起步较早也较完整,发展的早期主要集中在火花试验装置的设计与评价、电极的电弧放电、各种因素对最小点燃电流的影响、最小点燃能量的确定和点燃曲线的绘制、电路设计及评价电路各元件对性能的影响等方面。后来研究进一步深化,包括补充电感-电容复合电路、减小火花能量、提高电路功率、火花装置的改进<sup>[1,24,25]</sup>、本质安全系统、安全栅、应用等方面。但同国内一样,研制的所谓本安电源仍然是属于隔爆兼本质安全型直流电源,所以几乎无人对本质安全开关电源的设计、分析、制作进行深入的研究。

国内对本质安全理论方面的研究起步较晚,但进展很快,且涉及面广。如电弧放电<sup>[26-29]</sup>,最小点燃能量计算<sup>[30]</sup>,火花试验装置的改进<sup>[31,32]</sup>,对本质安全性能的计算机评估<sup>[33-34]</sup>,本质安全电路的设计<sup>[35]</sup>,本安实际应用<sup>[36]</sup>等。

从七十年代起,我国就开始了本安型稳压电源的研制工作。七十年代末、八十年代初,国内出现了容量较大、电路结构有特色的矿用隔爆兼本安型直流稳压电源,如:江苏煤矿研究所和徐州无线电二厂共同研制的 KDHY 型;煤炭科学研究院唐山分院和山东无线电厂共同研制的仿英国赛瓦德系统的 DY1 型;天津煤矿专用设备厂研制的 ZK-1 型;煤炭科学研究院常州自动化研究所研制的 YZDY-2-18 型;煤炭科学研究院唐山分院研制的 KBHD-1 型等。但是这些电源均为隔爆兼本安型,且都为线性电源<sup>[37]</sup>。

国内将本质安全技术应用到开关电源的研究始于八十年代末。这类电源一般采用一个隔离 AC-DC 变换器和一个 DC-DC 变换器级联构成,AC-DC 变换器一方面实现交流到直流的转换,另一方面为蓄电池充电;DC-DC 变换器的输入来自 AC-DC 变换器的输出或蓄电池<sup>[38-40]</sup>。

九十年代以后,越来越多的研究人员在开展本安开关电源<sup>[37]</sup>的研究工作,但还处在经验设计与校验相结合的阶段,且仍属于隔爆兼本安型。

文献[41]对各类型的开关电源主电路进行了比较,选用单端反激电路研制出本质安全型开关直流稳压电源,采用的本安措施是给输出滤波电容串联一个小电阻来限制火花放电的能量。实际上,当电路中的电容不作为滤波元件使用时,可采用电容储能经电阻放电的方法减小电火花放电能量。当电容并联在电源输出端,作为滤波元件使用时,不能采用电容串电阻放电的方法。因为用电容做滤波元件,主要利用其阻抗随频率增大而减小的特性,旁路纹波电流,如果电容串联了电阻,则相当于增加了电容的等效电阻 ESR,其滤波效果会大大减小甚至起不到滤波作用。

文献[42]在 DC-DC 变换器输出端增加了一个稳压限流环节,限制电容器的短路电流,

但是同样会降低转换效率，并且必须采取多重化措施以提高可靠性。

国内、外在本质安全电路方面的研究已取得了一些基础性的成果，如火花试验装置的设计与评价、电极的电弧放电机理、各种因素对最小点燃电流的影响、最小点燃能量的确定和点燃曲线的绘制、电路设计及评价电路各元件对本质安全性能的影响等方面。在线性本安电源方面也已经有了比较成熟的产品。但在本质安全开关电源方面的研究才刚刚起步，国内、外在这方面研究基本同步，都是处于零星的研发状态，也就是根据需要采取一定的措施，使之达到本安要求，没有批量产品，也没有形成这方面的理论体系。

文献[43]研制出输出直流电压 18V，电流 500mA 的本质安全型直流开关电源，就是在开关电源电路的输出端加稳压限流环节，限流环节的目的主要是限制电容短路放电电流。文献虽然对本质安全开关电源的设计提出了几种思路，例如指出提高工作开关频率可大大减小滤波电感和电容值，有利于提高电源本质安全防爆性能，但未对此展开研究，而是和国内其他的研究者一样从多重化保护角度出发，来研制出本质安全开关电源。

文献[44]从最小点燃能量的角度分析了 Buck 变换器的输出本质安全特性。由于仅对 BUCK 变换器输出本质安全特性进行了分析，因此缺乏理论的完整性。

总的说来，已有的本质安全开关电源仅限于输出本质安特性的分析，没有考虑开关电源内部电路的本质安全性能；目前对本质安全直流电源的研究多集中在对保护措施的研究上，而没有从开关电源的主电路元件参数设计方面去考虑。

总之，已有的所谓本质安全开关电源实际上都属于输出本安型，或隔爆兼本安型，都需要加笨重的隔爆外壳。目前对本质安全开关电源的研究还没有形成一个完整的研究体系，对本质安全开关电源的设计、生产缺乏必要的理论指导。所以，对本质安全开关电源的研究的趋势必然是建立起一个完整的理论体系，使今后的本质安全开关电源的设计者有据可依。

### 1.3 本论文的主要工作

对 Buck-Boost 开关变换器的工作原理及其能量传输模式进行了深入分析，进一步将 CCM 细分为 CISM 和 IISM，给出了 CISM 与 IISM 的临界电感，推导出了各种模式下的纹波电压表达式，得出了变换器在整个动态范围内的最大输出纹波电压。

分析了 Buck-Boost 变换器在不同模式下的峰值电感电流，得出了变换器整个动态范围内的电感电流最大值，并将其与最小点燃电流相比较，作为判断该变换器内部本质安全的依据；

推导了 Buck-Boost 变换器在整个动态范围内的最大输出短路释放能量，并将其与最小点燃能量相比较，得出满足输出本质安全要求的判断条件。

对于只需满足输出本质安全要求的 Buck-Boost 变换器，以满足输出纹波电压为边界条件，得出变换器在整个工作范围内使其最大输出短路释放能量最小的电感、电容最优

设计值。

提出了本质安全型 Buck-Boost 变换器的电感、电容参数设计方法：以变换器使输出纹波电压的极大值最小并满足内部本质安全要求为边界条件得出电感的设计范围、以变换器同时满足输出纹波电压要求和输出本质安全要求为边界条件得出电容的设计范围，从而得出满足变换器电气指标及本质安全性能要求的电感、电容值设计范围。

运用 PSPICE 对推导理论进行了仿真验证。研制了 Buck-Boost 变换器样机对理论推导进行了实验验证；运用火花实验装置对样机的本质安全性能进行了模拟测试；仿真、实验和测试结果论证了理论分析的正确性和设计方法的可行性。

## 2 Buck-Boost 变换器的特性分析

Buck-Boost 变换器作为最基本的 DC-DC 变换器之一,其输出电压极性与输入相反,且可方便地实现升压或降压输出,因此,在各种智能传感设备、检测监控系统中得到广泛应用。但目前对 Buck-Boost 变换器的研究多集中在功率因数校正(PFC)和新型控制方式的研究<sup>[45~52]</sup>,如各种非线性鲁棒控制技术的仿真与研究。而对 Buck-Boost 变换器的能量传输模式和极限特性参数进行深入分析的报道甚少。

本章将从 Buck-Boost 变换器的基本工作原理入手,对其能量传输模式、输出纹波电压和电感峰值电流进行深入分析,将 Buck-Boost 变换器划分成三种工作模式,推导出变换器在整个动态工作范围内的输出纹波电压最大值和电感电流最大值,并对相关结论进行 PSPICE 仿真和实验验证。

### 2.1 Buck-Boost 变换器工作原理

Buck-Boost DC-DC 变换器的主电路结构如图 2.1 所示。

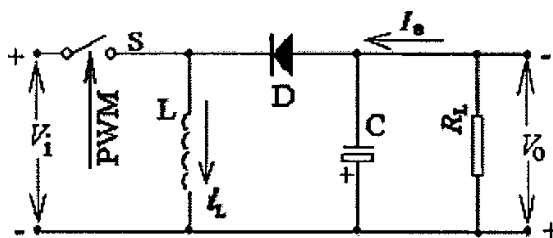


图 2.1 Buck-Boost DC-DC 变换器的主电路图

在图 2.1 中,  $v_i$  为输入电压、 $v_o$  为输出电压、 $I_o$  为输出电流、 $S$  为开关管、 $L$  为储能电感、 $i_L$  为流过电感的电流、 $D$  为续流二极管、 $C$  为输出滤波电容、 $R_L$  为负载电阻。设开关周期为  $T$ , 导通时间为  $T_{ON}$ , 则开关频率  $f=1/T$ , 开关导通比  $d=T_{ON}/T$ 。

当开关管  $S$  导通时, 续流二极管  $D$  承受反向偏置而截止, 流过电感的电流  $i_L$  线性增加, 储能电感  $L$  将电能转换成磁能储存在电感  $L$  中, 此时, 负载由输出滤波电容  $C$  供电; 当开关管  $S$  断开时, 续流二极管  $D$  导通, 储能电感  $L$  释放能量, 流过电感的电流  $i_L$  线性减小, 在减小到  $I_o$  之前, 电感电流一部分给负载供电, 一部分给电容充电; 减小到小于  $I_o$  后, 电容进入放电状态, 负载由电感和电容共同供电, 以维持输出电压和输出电流不变。

如果在开关管  $S$  断开期间, 流过电感的电流  $i_L$  线性减小到零时下一个开通周期还没有到来, 则会出现电感电流断续的状态。根据电感电流是否出现断续将电路的工作方式

分为连续导电模式（CCM）和不连续导电模式（DCM）<sup>[53]</sup>。

根据文献[53]，当 Buck-Boost DC-DC 变换器工作在 CCM 模式时，变换器输出、输入电压增益为

$$M = \frac{V_O}{V_i} = \frac{d}{1-d} \quad (2.1)$$

其中  $d$  为开关周期导通占空比，由上式可得

$$d = \frac{V_O}{V_i + V_O} \quad (2.2)$$

## 2.2 Buck-Boost 变换器的能量传输模式

### 2.2.1 概述

由于 Buck-Boost 变换器的电感在开关导通时位于变换器的输入端，而在开关关断时位于变换器的输出端，因此使得电感能量从输入端到输出端的传输过程变得比较复杂，但有关其电感能量传输机理分析的报道甚少。实际上弄清楚变换器的能量传输模式及其与电路元件参数和变换器性能指标的关系，就可从变换器的设计和元件的选择上，进一步提高变换器的性能。

在分析 Buck-Boost 变换器的原理和特性时，通常将其工作模式分为连续导电模式（CCM）和不连续导电模式（DCM），并认为在 CCM 模式下，Buck-Boost 变换器的输出纹波电压与电感无关，但实验表明：连续导电模式（CCM）下，Buck-Boost 变换器的输出纹波电压在一定条件下确实与电感无关，但是在有些情形下，Buck-Boost 变换器的输出纹波电压与电感的取值有密切关系。本节在探索上述现象原因的基础上，对 Buck-Boost 变换器的能量传输模式及其特性进行深入研究。

根据 Buck-Boost 变换器工作原理可知：当 Buck-Boost 变换器的开关  $S$  处于导通状态时，电源给电感充电，电感存储能量，电容放电向负载提供能量，此时的能量的传输较简单。但是当开关关断后，能量的传输过程则要复杂得多，电感、电容和负载三者之间的能量传输与电感的大小密切相关，存在一个临界电感  $L_C$ ，当  $L < L_C$  时，变换器工作于 DCM；而当  $L > L_C$  时，变换器工作于 CCM。下面对变换器工作于这两种模式下，开关关断后的能量传输过程进行深入分析。

### 2.2.2 DCM 下的能量传输过程

当变换器工作于 DCM 时，电感电流及电容电压波形如图 2.2 所示

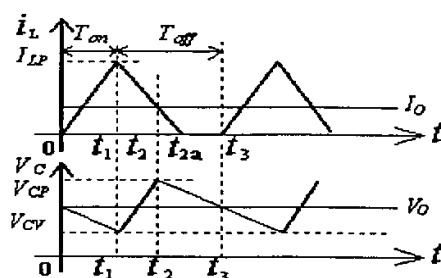


图 2.2 DCM 下 Buck-Boost 变换器电感电流和电容电压波形

据此可将变换器开关在  $t_1$  时刻关断后的能量传输过程分成三个阶段：

第一阶段 ( $t_1 \sim t_2$ )：本阶段为电感供能阶段，其等效电路如图 2.3(a) 所示。此时，电感电流  $i_L$  大于输出电流  $I_O$ ，电感不仅向负载供能，同时还给电容充电，电容电压上升。这一阶段一直持续到  $t_2$  时刻电感电流线性下降到  $i_L = I_O$ ，此过程经历的时间为  $t_2 - t_1$ 。

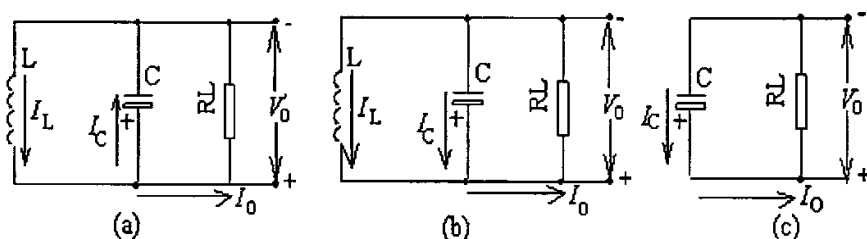


图 2.3 Buck-Boost 变换器不同阶段的等效电路

第二阶段 ( $t_2 \sim t_{2a}$ )：当电感电流  $i_L < I_O$  后进入此阶段，此时电感和电容同时向负载供能，其等效电路如图 2.3(b) 所示。电容上的电压也开始下降，这一阶段一直持续到电感电流下降到零，经历的时间为  $t_{2a} - t_2$ 。

第三阶段 ( $t_{2a} \sim t_3$ )：当电感电流下降到零以后，进入此阶段。此时，二极管 D 也关断，由于下一个开通周期还未到来，所以仅由电容向负载供能，其等效电路如图 2.3(c) 所示，电容上的电压继续下降。这一阶段一直持续到第二个开通周期到来，电感电流再由零开始上升。

可见，工作于 DCM 的 Buck-Boost 变换器，开关关断后的能量传输分为三个阶段：电感供能、电感和电容同时供能及电容供能。

### 2.2.3 CCM 下的能量传输过程

当 Buck-Boost 变换器工作于 CCM 时，其电感电流和电容电压波形如图 2.4 所示，其中， $I_{LV}$  为流过电感的最小电流， $I_{LP}$  为流过电感的峰值电流。

本文根据电感电流的最小值  $I_{LV}$  与输出电流  $I_O$  的比较，将其进一步细分成两种能量

传输模式：当  $I_{LV} > I_O$  时称为电感完全供能模式（CISM）；而当  $I_{LV} < I_O$  时称为电感和电容共同供能模式即不完全电感供能模式（IISM），具体分析如下：

电感完全供能模式（CISM）：此时  $I_{LV} > I_O$ ，所以开关关断期间，电感不仅向负载供能，同时还给电容充电，其等效电路如图 2.3(a) 所示；电感电流和电容电压波形如图 2.4(a) 所示。

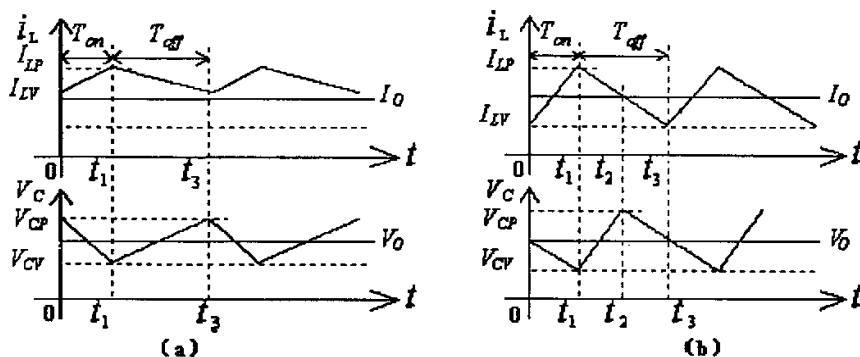


图 2.4 CCM Buck-Boost 变换器的电感电流和电容电压波形

电感和电容共同供能模式（IISM）：此时  $I_{LV} < I_O$ ，其电感电流和电容电压波形如图 2.4(b) 所示。由图 2.4(b) 可见，在开关 S 关断期间，能量的传输又可分为两个阶段：第一阶段为电感供能阶段，其等效电路如图 2.3(a) 所示，在此阶段，电感电流  $i_L > I_O$ ，电感不仅向负载供能，同时还给电容充电，电容电压上升，如图 2.4(b) 所示的  $t_1 \sim t_2$  段。第二阶段为电感和电容同时向负载提供能量阶段，其等效电路如图 2.3(b) 所示，此时  $i_L < I_O$ ，电容电压开始下降，如图 2.4(b) 所示的  $t_2 \sim t_3$  段。

可见，CCM 下、开关管关断期间 Buck-Boost 变换器的能量传输过程可分为两种模式，即 CISM 和 IISM。CISM 模式下，开关关断期间，电感不仅向负载供能，同时还给电容充电，电容电压线性上升；IISM 模式下，开关关断期间，能量的传输又可分为两个阶段：当  $i_L > I_O$  时处于第一阶段即电感供能阶段，此时，电感不仅向负载供能，同时还给电容充电，电容电压上升。当  $i_L < I_O$  时处于第二阶段即电感和电容同时向负载提供能量阶段，此时，电容电压开始下降。显然，传统理论忽略了 IISM 模式的存在。

### 2.3 临界条件与临界电感

根据以上能量传输过程的分析，可以看出存在两个临界电感，即 CCM 与 DCM 的临界电感、CISM 与 IISM 的临界电感，下面分别予以讨论。

### 2.3.1 CCM 与 DCM 的临界条件与临界电感

Buck-Boost 变换器工作于 CCM 和 DCM 的临界条件为流过电感的最小电流  $I_{LV}$  是否等于零, 由此可得 CCM 和 DCM 的临界电感  $L_C$  为<sup>[53]</sup>

$$L_C = \frac{R_L(1-d)^2}{2f} = \frac{R_L V_i^2}{2f(V_i + V_O)^2} \quad (2.3)$$

其中  $R_L$  为负载电阻,  $d$  为导通占空比,  $f$  为开关工作频率,  $V_i$  为输入电压,  $V_O$  为输出电压。当  $L > L_C$  时, 变换器工作在 CCM; 当  $L < L_C$  时, 变换器工作在 DCM。

假设变换器输入电压的动态范围为  $[V_{i,min}, V_{i,max}]$ , 负载电阻的动态范围为  $[R_{L,min}, R_{L,max}]$ , 在  $V_i - R_L$  平面画出式 (2.3) 描绘的曲线, 如图 2.5 所示

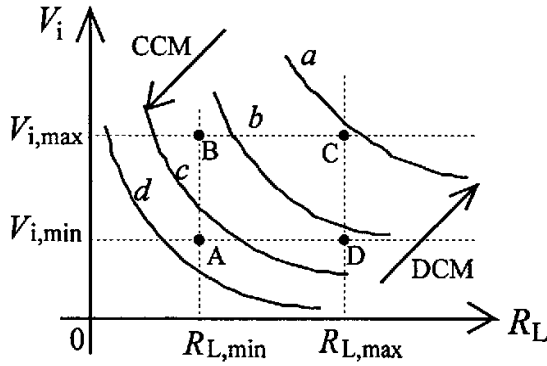


图 2.5 在  $V_i - R_L$  平面上展示 CCM/DCM 分界

由图 2.5 可知: 根据式 (2.3), 当变换器工作在 A 点时, 对应的 CCM 与 DCM 的临界电感为

$$L_{CA} = \frac{R_{L,min} V_{i,min}^2}{2f(V_{i,min} + V_O)^2} \quad (2.4)$$

类似地, 可得当变换器工作在 B、C 和 D 点时, 对应的 CCM/DCM 临界电感分别为  $L_{CB}$ 、 $L_{CC}$  和  $L_{CD}$ 。

当  $L > L_{CC}$  时, 变换器在整个动态范围内均工作在 CCM 模式, 对应图 2.5 曲线 a 的情形; 当  $L < L_{CA}$  时, 变换器在其整个动态范围内均工作在 DCM 模式, 对应图 2.5 曲线 d 的情形; 当  $L_{CA} \leq L \leq L_{CC}$  时, 变换器一部分区域工作 CCM, 一部分区域工作在 DCM, 对应图 2.5 曲线 b 或 c 的情形;

根据式 (2.3) 可得 CCM 与 DCM 的临界负载电阻  $R_{LC}$  为

$$R_{LC} = \frac{2Lf(V_i + V_o)^2}{V_i^2} \quad (2.5)$$

显然，最小临界负载电阻为

$$R_{LC,\min} = \frac{2Lf(V_{i,\max} + V_o)^2}{V_{i,\max}^2} \quad (2.6)$$

根据图 2.5 可知：当  $R_L < R_{LC}$  时，变换器工作在 CCM；当  $R_L > R_{LC}$  时，变换器工作在 DCM。

### 2.3.2 CISM 与 IISM 的临界条件和临界电感

Buck-Boost 变换器工作于 CISM 与 IISM 的临界条件为流过电感的最小电流  $I_{LV}$  是否等于输出电流  $I_o$ 。

在 CCM 模式下，当开关 S 导通时，通过电感的电流  $i_L$  近似线性增加。到达稳态时，电感上的峰值电流  $I_{LP1}$  为<sup>[53]</sup>

$$I_{LP1} = I_o \left[ \frac{1}{1-d} + \frac{R_L}{2Lf} (1-d) \right] \quad (2.7)$$

当开关关断后，电感的电流  $i_L$  近似线性下降。根据图 2.4，令  $t_1 = 0$ ，则

$$i_L = I_{LP1} - \frac{V_o}{L} t \quad (2.8)$$

将 (2.7) 式代入 (2.8) 式并令  $t = (1-d)T = (1-d)/f$ ，可得电感电流的最小值  $I_{LV}$  为

$$I_{LV} = I_o \left[ \frac{1}{1-d} - \frac{R_L(1-d)}{2Lf} \right] \quad (2.9)$$

当 Buck-Boost 变换器工作在 CCM 时，其工作在 CISM 还是 IISM 的临界条件为  $I_{LV} = I_o$ ，代入式 (2.9)，可求得 CISM 与 IISM 的临界电感  $L_K$  为：

$$L_K = \frac{R_L(1-d)^2}{2fd} = \frac{R_L V_i^2}{2fV_o(V_i + V_o)} \quad (2.10)$$

当电感  $L > L_K$  时，Buck-Boost 变换器工作在完全电感供能模式(CISM)，当电感  $L < L_K$  时，变换器工作在电感和电容共同供能模式 (IISM)。

比较式 (2.10) 和式 (2.3)，可得：

$$L_K = \frac{L_C}{d} \quad (2.11)$$

由于  $d < 1$ ，因此有：

$$L_K > L_C \quad (2.12)$$

因此, 工作于 CCM 的 Buck-Boost 变换器既有可能工作于 CISM 又有可能工作于 IISM; 而工作于 DCM 的 Buck-Boost 变换器只有可能工作于 IISM。

可见, Buck-Boost 变换器的工作模式有三种: CCM-CISM、CCM-IISM 和 DCM, 而并非传统的 CCM 和 DCM 两种模式。

## 2.4 工作模式与输出纹波电压

输出纹波电压是直流稳压电源的重要指标之一, 输出纹波电压的分析对电感和输出滤波电容的设计具有重要的指导意义, 因此, 下面将对不同模式下的纹波电压进行深入讨论和分析。

### 2.4.1 CCM-CISM 下的输出纹波电压

Buck-Boost 变换器工作在 CCM-CISM 模式时, 其电感电流和电容电压波形如图 2.4(a)所示。此时的输出纹波电压  $V_{PP1}$  仅由开关导通期间 ( $t_0 \sim t_1$  段) 电容电压的下降幅度确定, 而与电感无关, 即有

$$V_{PP1} = \frac{dT I_O}{C} = \frac{dV_O}{R_L C f} = \frac{V_O^2}{R_L C f (V_O + V_i)} \quad (2.13)$$

其中,  $T$  为开关周期,  $C$  为输出电容。可见, 在输入电压、负载电阻一定的情况下, 电容越大、频率越高, 输出电压纹波就越小。

### 2.4.2 CCM-IISM 下的输出纹波电压

Buck-Boost 变换器工作在 CCM-IISM 模式时, 其电感电流和电容电压波形如 2.4(b)所示。此时的输出纹波电压  $V_{PP2}$  由开关关断期间 ( $t_1 \sim t_2$  段), 电容电压的上升幅度确定。

开关关断后, 令  $t_1 = 0$ , 则电容的充电电流为

$$i_C(t) = i_L(t) - I_O = I_{LP1} - \frac{V_O}{L}t - I_O \quad (2.14)$$

若令  $i_C(t) = 0$ , 即  $i_L(t) = I_O$ , 则可得出给电容充电的时间  $\Delta t$  为

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{L(I_{LP1} - I_O)}{V_O} \quad (2.15)$$

输出电压 (电容上的电压) 纹波为

$$V_{PP2} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_C(t) dt \quad (2.16)$$

将式 (2.14)、(2.15) 代入式 (2.16), 并考虑到式 (2.7), 可得出

$$V_{PP2} = \frac{LV_O}{2CR_L^2} \left[ \frac{V_O}{V_i} + \frac{R_L V_i}{2Lf(V_i + V_O)} \right]^2 \quad (2.17)$$

可见, 此时的输出纹波电压不仅与电容有关, 而且还与电感有关。式 (2.17) 对  $L$  求导可得

$$\frac{\partial(V_{PP2})}{\partial L} = \frac{V_O}{2C} \left[ \frac{V_O}{R_L V_i} + \frac{V_i}{2Lf(V_i + V_O)} \right] \left[ \frac{V_O}{R_L V_i} - \frac{V_i}{2Lf(V_i + V_O)} \right] \quad (2.18)$$

令式 (2.18) 等于零可得

$$L = \frac{R_L V_i^2}{2fV_O(V_i + V_O)} = \frac{R_L(1-d)^2}{2fd} = L_K \quad (2.19)$$

将式 (2.18) 对  $L$  再求导可得

$$\frac{\partial^2(\Delta V_{C2})}{\partial^2 L} = \frac{V_O V_i^2}{4Cf^2 L^3 (V_i + V_O)^2} > 0 \quad (2.20)$$

综合式 (2.18)、(2.19) 和 (2.20) 运用数学知识可知: 当电感  $L < L_K$  时,  $\frac{\partial(V_{PP2})}{\partial L} < 0$ ,

因此, 纹波电压  $V_{PP2}$  在  $L_C < L < L_K$  区间随着电感  $L$  的增加而单调减小, 并在  $L = L_K$  时达到极小值。将式 (2.19) 代入式 (2.17) 可以得出  $V_{PP2}$  的最小值  $V_{PP2,\min}$  为

$$V_{PP2,\min} = \frac{V_O^2}{R_L Cf(V_O + V_i)} = V_{PP1} \quad (2.21)$$

将式 (2.3) 代入式 (2.17) 可以得出  $V_{PP2}$  的最大值为

$$V_{PP2,\max} = \frac{V_O(V_i + 2V_O)^2}{4fCR_L(V_i + V_O)^2} \quad (2.22)$$

### 2.4.3 DCM 下的输出纹波电压

当变换器工作在 DCM 模式时必然处于 IISM, 其电感电流和电容电压波形如图 2.2 所示。此时的输出纹波电压仅由开关关断期间 ( $t_1 \sim t_2$  段), 电容电压的上升幅度确定。DCM 模式时, 电感上的最大电流为

$$I_{LP2} = \frac{dTV_i}{L} = \frac{dV_i}{Lf} \quad (2.23)$$

忽略电容、二极管等器件的损耗视变换器为理想情况, 则根据能量守恒有

$$\frac{1}{2}LI_{LP2}^2 = \frac{V_o^2}{R_L f} \quad (2.24)$$

将 (2.23) 式代入 (2.24) 式可得

$$d^2 = \frac{2LfV_o^2}{R_L V_i^2} \quad (2.25)$$

根据图 2.2, 令  $t_1 = 0$ , 则  $t_1 \sim t_2$  期间电容的充电电流为

$$i_c(t) = i_L(t) - I_o = I_{LP2} - \frac{V_o}{L}t - I_o \quad (2.26)$$

若令  $i_c(t) = 0$ , 即  $i_L(t) = I_o$ , 则可得出给电容充电的时间  $\Delta t$  为

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{L(I_{LP2} - I_o)}{V_o} \quad (2.27)$$

同理, 输出电压 (电容上的电压) 纹波为

$$V_{PP3} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_c(t) dt \quad (2.28)$$

将式 (2.23)、(2.25)、(2.26) 和 (2.27) 代入式 (2.28), 可得

$$V_{PP3} = \frac{LV_o}{2CR_L^2} (\sqrt{2R_L/Lf} - 1)^2 = V_o \left[ \frac{1}{fCR_L} - \frac{1}{fCR_L} \sqrt{2Lf/R_L} + \frac{L}{2CR_L^2} \right] \quad (2.29)$$

将式 (2.29) 对  $L$  求偏导数, 可得

$$\frac{\partial(V_{PP3})}{\partial L} = -\frac{V_o}{2fCR_L} \sqrt{\frac{2f}{R_L L}} + \frac{V_o}{2CR_L^2} \quad (2.30)$$

令式 (2.30) 等于零, 可得

$$L = \frac{2R_L}{f} = L_D \quad (2.31)$$

比较式 (2.3) 与式 (2.31) 可知

$$L_D = \frac{4}{(1-d)^2} L_C > L_C \quad (2.32)$$

将式 (2.29) 再对  $L$  求偏导数, 可得

$$\frac{\partial^2(V_{PP3})}{\partial^2 L} = \frac{L^{-\frac{3}{2}}}{4fCR_L} \sqrt{\frac{2f}{R_L}} > 0 \quad (2.33)$$

综合式 (2.30)、(2.31)、(2.32) 和 (2.33)，由数学知识可知：当电感  $L < L_D$  时，输出纹波电压  $V_{PP3}$  随电感的增大而减小。由前文 2.3 节分析可知：DCM 模式下电感取值必满足  $L < L_C$ ，根据式 (2.32) 有  $L_C < L_D$ ，所以，DCM 模式下当电感  $L = L_C$  时， $V_{PP3}$  取得最小值，将式 (2.3) 代入式 (2.29) 可得此最小值为

$$V_{PP3,\min} = \frac{V_O(1+d)^2}{4fCR_L} \quad (2.34)$$

考虑到当  $L = L_C$  时，式 (2.2) 成立。将式 (2.2) 代入式 (2.34) 并比较式 (2.22) 有

$$V_{PP3,\min} = \frac{V_O(V_i + 2V_O)^2}{4fCR_L(V_i + V_O)^2} = V_{PP2,\max} \quad (2.35)$$

综上所述，Buck-Boost 变换器的输出纹波电压与变换器的工作模式密切相关，而变换器的工作模式主要由电感决定。根据式 (2.3)、(2.10)、(2.13)、(2.17)、(2.21)、(2.22)、和 (2.29) ~ (2.35)，可画出给定负载、电容和开关频率下，Buck-Boost 变换器的输出电压纹波与电感的关系曲线如图 2.6 所示

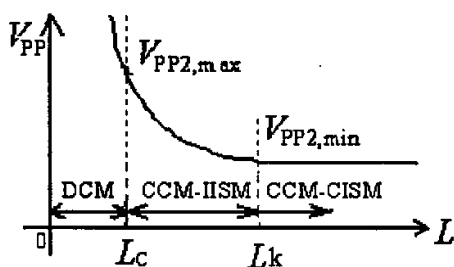


图 2.6 给定  $V_i$ 、 $R_L$ 、 $C$  和  $f$  时 Buck-Boost 变换器输出纹波电压与  $L$  的关系

可见，对于给定输入电压、负载、电容和开关频率的 Buck-Boost 变换器，CCM-CISM 模式的输出纹波电压最小且与电感无关；CCM-IISM 模式的输出纹波电压较大且随电感取值的增大而单调减小；DCM 模式的输出纹波电压最大且也随电感取值的增大而单调减小。

#### 2.4.4 工作模式与输出纹波电压的仿真和实验验证

给定 Buck-Boost 变换器的参数为：开关频率  $f=20\text{KHZ}$ ，输出电压  $V_O=18\text{v}$ ，输入电压  $V_i=20\text{v}$ ，负载电阻  $R_L=36\Omega$ ，输出滤波电容  $C=30\mu\text{F}$ 。

根据以上给定参数，由式(2.3)和 (2.10) 可得临界电感  $L_C$ 、 $L_k$  分别为

$$L_C = \frac{R_L V_i^2}{2f(V_i + V_O)^2} = \frac{36 \times 20^2}{2 \times 20 \times 10^3 \times (20 + 18)^2} = 249.3 \mu\text{H} \quad (2.36)$$

$$L_K = \frac{R_L V_i^2}{2fV_O(V_i + V_O)} = \frac{36 \times 20^2}{2 \times 20 \times 10^3 \times 18 \times (20 + 18)} = 526.3 \mu H \quad (2.37)$$

取电感  $L=250\mu H$ 、 $550\mu H$ ，分别进行 PSPICE 仿真验证和实验验证，电感电流和电容电压仿真波形和示波器实测波形分别如图 2.7 和 2.8 所示，其中  $i_L$  和  $V_C$  分别表示电感电流和电容电压波形。

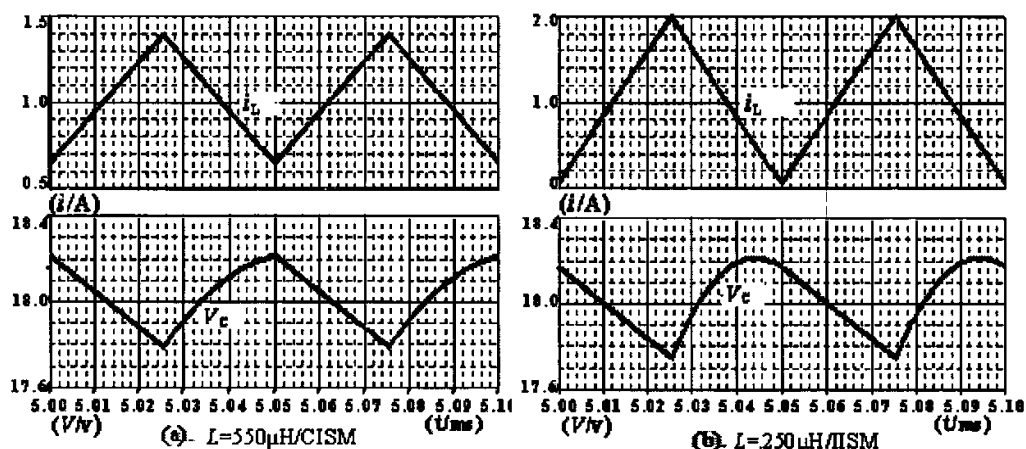


图 2.7  $L=550\mu H$ 、 $250\mu H$  时的电感电流与电容电压仿真波形

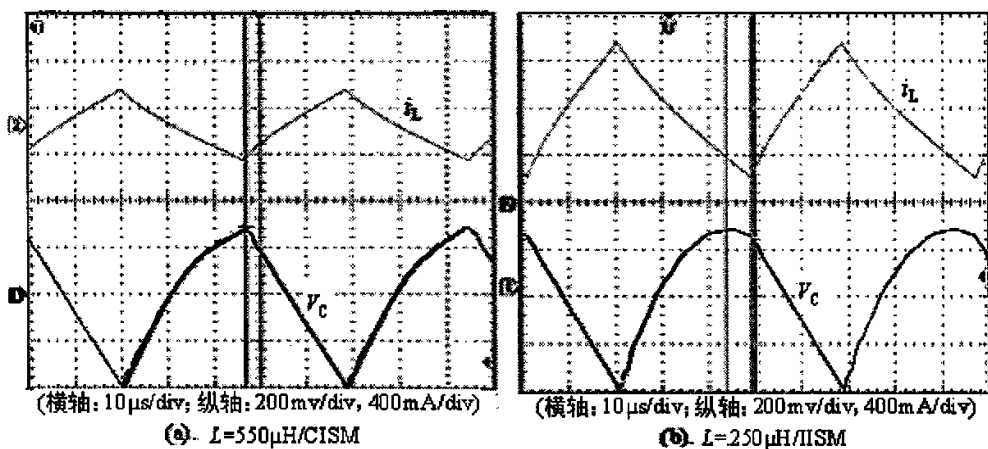


图 2.8  $L=550\mu H$ /CISM、 $250\mu H$ /IISM 时的电感电流与电容电压实验波形

从图 2.7 和 2.8 可以看出：变换器同样在工作在 CCM、同样在开关管关断期间，图 2.7(a)和 2.8(a)中的电容电压一直上升，此时变换器工作在 CISM；图 2.7(b)和 2.8(b)中的电容电压则存在一个先升后降的过程，此时变换器工作在 IISM。

以上仿真和实验结果说明：CCM 可细分为 CISM 和 IISM 两种工作模式，即 Buck-Boost 变换器存在 CCM-CISM、CCM-IISM 和 DCM 三种工作模式，而非传统的

CCM 和 DCM 两种工作模式。

为验证纹波电压与电感取值的关系, 分别取电感值为  $L=100\mu\text{H}$ 、 $150\mu\text{H}$ 、 $200\mu\text{H}$ 、 $250\mu\text{H}$ 、 $350\mu\text{H}$ 、 $450\mu\text{H}$ 、 $550\mu\text{H}$ 、 $650\mu\text{H}$ 、 $750\mu\text{H}$ , 分别进行实验验证, 输出纹波电压的实验值见表 2.1。

表 2.1 不同电感下变换器的输出纹波电压及其工作模式

| $L (\mu\text{H})$                      | 750      | 650 | 550 | 450      | 350 | 250 | 200      | 150 | 100 |
|----------------------------------------|----------|-----|-----|----------|-----|-----|----------|-----|-----|
| $V_{\text{pp}}(\text{实验值})(\text{mv})$ | 675      | 675 | 675 | 678      | 685 | 693 | 730      | 790 | 860 |
| 工作模式                                   | CCM-CISM |     |     | CCM-IISM |     |     | DCM-IISM |     |     |

从表 2.1 可以看出: CCM-CISM 模式下, 输出纹波电压最小且与电感无关; CCM-IISM 模式下, 输出纹波电压较大且随电感取值的增大而单调减小; DCM 模式下, 输出纹波电压最大且也随电感取值的增大而单调减小。传统理论则认为: CCM 模式下变换器的纹波电压与电感取值无关。显然, 传统理论只考虑了本文提出的 CCM-CISM 的情况, 而未考虑 CCM-IISM 的情形。

需要补充的是: 表 2.1 中的实验数值高于理论计算值, 这是由电路寄生参数影响及电容的高频性能较差引起的。

## 2.5 最大输出纹波电压的分析

当 Buck-Boost 变换器在给定的输入电压和负载动态变化范围内工作时, 变换器满足输出纹波电压指标要求的充要条件是: 整个动态范围内的最大输出纹波电压小于期望的纹波电压。下面对 Buck-Boost 变换器在整个动态范围内的最大输出纹波电压进行分析。

假设 Buck-Boost 变换器的输入动态范围为:  $[V_{i,\min}, V_{i,\max}]$ , 负载动态范围为:  $[R_{L,\min}, R_{L,\max}]$ 。在此整个工作范围内, 对于某一给定的电感, 变换器的三种工作模式均有可能出现, 所以分别对整个动态范围内三种工作模式下的纹波电压最大值进行分析。

(1) 整个工作范围内, 变换器工作在 CCM-CISM 模式下的最大纹波电压。

在  $V_i - R_L$  平面上, 变换器的工作区域为一矩形, 如图 2.5 所示, 结合式 (2.3) 可知: 当电感取值满足:  $L > L_{\text{KC}}$  时, 变换器在其整个动态范围内均工作在 CCM-CISM 模式。根据式 (2.10): 此时, 电感取值应满足

$$L > \frac{R_{L,\max} V_{i,\max}^2}{2fV_o(V_{i,\max} + V_o)} \quad (2.38)$$

根据式 (2.13): 该模式下的最大输出纹波电压在  $V_i = V_{i,\min}$ ,  $R_L = R_{L,\min}$  时取得, 即

$$V_{PP1,max}' = \frac{V_o^2}{R_{L,min} Cf(V_o + V_{i,min})} \quad (2.39)$$

(2) 整个工作范围内, 变换器工作在 CCM-IISM 模式下的最大纹波电压。

若变换器在整个工作范围内均处于 CCM-IISM 模式, 则此时电感应满足:  
 $L_{CC} < L < L_{KA}$ , 由式 (2.3)、(2.10) 可知

$$\frac{R_{L,max} V_{i,max}^2}{2f(V_{i,max} + V_o)^2} < L < \frac{R_{L,min} V_{i,min}^2}{2fV_o(V_o + V_{i,min})} \quad (2.40)$$

该模式下的最大输出纹波电压即为式 (2.17) 中  $V_{PP2}$  在整个范围内的最大值。首先, 将式 (2.17) 对  $R_L$  求偏导数得

$$\frac{\partial(V_{PP2})}{\partial(R_L)} = -\frac{LV_o^2}{CV_i R_L^3} \left[ \frac{V_o}{V_i} + \frac{R_L V_i}{2Lf(V_i + V_o)} \right] < 0 \quad (2.41)$$

式(2.41)说明  $V_{PP2}$  在整个范围内的最大值必在边界  $R_L = R_{L,min}$  上取得。将  $R_L = R_{L,min}$  代入式 (2.17) 得

$$V_{PP2} = \frac{LV_o}{2CR_{L,min}^2} \left[ \frac{V_o}{V_i} + \frac{R_{L,min} V_i}{2Lf(V_i + V_o)} \right]^2 \quad (2.42)$$

式 (2.42) 对  $V_i$  求偏导数得

$$\frac{\partial(V_{PP2})}{\partial(V_i)} = \frac{GV_o^2}{CR_{L,min}^2} \left[ \frac{V_o}{V_i} + \frac{V_i R_{L,min}}{2Lf(V_i + V_o)} \right] \quad (2.43)$$

$$\text{其中 } G = -\frac{1}{V_i^2} \left[ L - \frac{R_{L,min} V_i^2}{2f(V_i + V_o)^2} \right] < -\frac{1}{V_i^2} \left[ L - \frac{R_{L,min} V_{i,max}^2}{2f(V_{i,max} + V_o)^2} \right]。$$

由于变换器在整个动态范围内均工作在 CCM-IISM 模式, 所以, 图 2.5 所示的 B 点必然工作在 CCM 模式, 即满足:  $L - \frac{R_{L,min} V_{i,max}^2}{2f(V_{i,max} + V_o)^2} > 0$ , 代入式 (2.43) 显然有:

$$\frac{\partial(V_{PP2})}{\partial(V_i)} < 0 \text{ 成立, 说明式 (2.42) 在 } V_i = V_{i,min} \text{ 时取得最大值。}$$

因此, 若变换器在整个工作范围内均处于 CCM-IISM 模式, 则其输出纹波电压必在  $V_i = V_{i,min}$ ,  $R_L = R_{L,min}$  处取得最大值, 即此模式下变换器在其整个工作范围内的输出纹波电压最大值为

$$V_{PP2,max}' = \frac{LV_o}{2CR_{L,min}^2} \left[ \frac{V_o}{V_{i,min}} + \frac{R_{L,min} V_{i,min}}{2Lf(V_{i,min} + V_o)} \right]^2 \quad (2.44)$$

(3) 整个工作范围内, 变换器工作在 DCM 模式下的最大纹波电压。

若变换器在整个工作范围内均处于 DCM 模式, 则此时电感应满足:  $L < L_{C\min} = L_{CA}$ , 由式 (2.3) 知

$$L < \frac{R_{L,\min} V_{i,\min}^2}{2f(V_{i,\min} + V_O)^2} \quad (2.45)$$

DCM 模式下的纹波电压见式 (2.29)。将式 (2.29) 对  $R_L$  求偏导数得

$$\frac{\partial(V_{PP3})}{\partial(R_L)} = -\frac{LV_O}{CR_L^3} \left( x^2 - \frac{3\sqrt{2}}{2}x + 1 \right) \quad (2.46)$$

其中  $x = \sqrt{R_L/Lf}$ , 设  $F(x) = x^2 - \frac{3\sqrt{2}}{2}x + 1$ , 令  $F(x) = 0$ , 解得  $x_1 = \sqrt{2}/2$ ,  $x_2 = \sqrt{2}$ , 则, 当  $x > \sqrt{2}$  时,  $F(x) > 0$ , 而根据式 (2.45) 有

$R_L \geq R_{L,\min} > \frac{2Lf(V_{i,\min} + V_O)^2}{V_{i,\min}^2} > 2Lf$ , 所以有  $x = \sqrt{R_L/Lf} > \sqrt{2} = x_2$ , 因此, 该模式下整个范围内

恒有  $F(x) > 0$ , 即  $\frac{\partial(V_{PP3})}{\partial(R_L)} < 0$ , 故整个范围内工作于 DCM 模式变换器的输出纹波电压在  $R_L = R_{L,\min}$  处取得最大值, 且该最大值为

$$V_{PP3,\max}' = \frac{LV_O}{2CR_{L,\min}^2} \left( \sqrt{\frac{2R_{L,\min}}{Lf}} - 1 \right)^2 \quad (2.47)$$

综上 (1)、(2)、(3) 分析可知, CCM-CISM 和 CCM-IISM 模式下的最大纹波电压均在  $V_i = V_{i,\min}$ ,  $R_L = R_{L,\min}$  时取得, 而 DCM 模式下最大纹波电压在  $R_L = R_{L,\min}$  时取得且与输入电压  $V_i$  无关。

(4) 一部分区域工作在 CCM、一部分工作在 DCM 时的最大纹波电压

若将变换器的整个动态范围都设计在 DCM 模式下, 则电感峰值电流较大, 开关管承受的电流应力也就比较大; 若将变换器的整个动态范围都设计在 CCM 模式下, 尽管电感峰值电流比较小, 但所需电感值较大, 电感储能也较大, 不易满足本安防爆要求。因此, 为了减小开关器件的电流应力, 总是将变换器功率较大的部分设计为 CCM 模式, 即使变换器在一部分区域工作在 CCM、一部分工作在 DCM。因此, 对该情形下变换器的最大输出纹波电压进行分析更具实际意义。

根据前文 2.4 节的分析可知: CCM 可以分为两种工作模态, 即 CISM-CCM 和 IISM-CCM。CISM-CCM 区域的输出纹波电压随输入电压  $V_i$ 、负载  $R_L$  增大而减小而且与电感取值无关; IISM-CCM 区域的输出纹波电压随输入电压  $V_i$ 、负载  $R_L$  增大而减小而且

随着电感取值的增大而单调减小；IISM-DCM (DCM 区必工作于 IISM 模式) 区域的输出纹波电压与输入电压  $V_i$  无关、随负载  $R_L$  的增大而减小而且随着电感取值的增大而单调减小。结合前文图 2.6 可知：在满足变换器一部分区域工作在 CCM、一部分区域工作在 DCM 的前提下，CCM 区的最大输出纹波电压发生在当  $V_i = V_{i,\min}$ ， $R_L = R_{L,\min}$  时（即 A 点）变换器工作在 IISM-CCM 的情形下，而 DCM 区的最大输出纹波电压发生在当  $V_i = V_{i,\max}$ ， $R_L = R_{L,\min}$  时（即 B 点）变换器工作在 DCM 的情形下，因此，出  $V_i - R_L$  平面上，可画出变换器可能达到最大输出纹波电压的工作模式分布图，如下图 2.9 所示

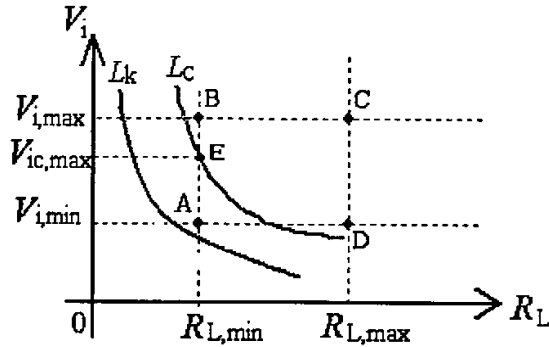


图 2.9 变换器可能达到最大输出纹波电压的工作模式分布示意图

由图 2.9 可见：对于某一给定的电感  $L = L_{CE} = \frac{R_{L,\min} V_{ic,\max}^2}{2f(V_{ic,\max} + V_O)^2}$ ，当变换器在整个

动态区域内均工作在 IISM 模式时，变换器才可能达到最大的输出纹波电压，而此纹波电压的最大值出现在 IISM-CCM 区还是 IISM-DCM 区，则需进一步讨论。下面将针对图 2.9 给出的情形对 IISM-CCM 区与 IISM-DCM 区的最大输出纹波电压进行分析比较。

①. 当变换器工作在 IISM-CCM，即图 2.9 中 AEFA 区域内时

根据前文 2.4.2 节分析可知：AEFA 区域内变换器的最大输出纹波电压为

$$V_{PPC,\max} = \frac{LV_O}{2CR_{L,\min}^2} \left[ \frac{V_O}{V_{i,\min}} + \frac{R_{L,\min} V_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 \quad (2.48)$$

将  $L = L_{CE} = \frac{R_{L,\min} V_{ic,\max}^2}{2f(V_{ic,\max} + V_O)^2}$  代入式 (2.48) 得

$$V_{PPC,\max} = \frac{V_O V_{ic,\max}^2}{4fCR_{L,\min} (V_{ic,\max} + V_O)^2} \left[ \frac{V_O}{V_{i,\min}} + \frac{V_{i,\min}}{V_{i,\min} + V_O} \cdot \frac{(V_{ic,\max} + V_O)^2}{V_{ic,\max}^2} \right]^2 \quad (2.49)$$

$$\text{令 } F(V_i) = \frac{V_o}{V_i} + \frac{V_i}{V_i + V_o} \cdot \frac{(V_{ic,max} + V_o)^2}{V_{ic,max}^2} \quad (2.50)$$

$$\text{则 } \frac{\partial F}{\partial(V_i)} = -\frac{V_o}{V_i^2} + \frac{V_o}{(V_i + V_o)^2} \cdot \frac{(V_{ic,max} + V_o)^2}{V_{ic,max}^2} \quad (2.51)$$

因为在区间 AEFA 内, 恒有

$$\frac{(V_{ic,max} + V_o)^2}{V_{ic,max}^2} \leq \frac{(V_i + V_o)^2}{V_i^2} \quad (2.52)$$

将式 (2.52) 代入 (2.51) 可得:  $\frac{\partial F}{\partial(V_i)} \leq 0$ , 所以,  $F(V_{i,min}) > F(V_{ic,max})$ , 即

$$\frac{V_o}{V_{i,min}} + \frac{V_{i,min}}{V_{i,min} + V_o} \cdot \frac{(V_{ic,max} + V_o)^2}{V_{ic,max}^2} > \frac{V_o}{V_{ic,max}} + \frac{V_{ic,max}}{V_{ic,max} + V_o} \cdot \frac{(V_{ic,max} + V_o)^2}{V_{ic,max}^2} = \frac{V_{ic,max} + 2V_o}{V_{ic,max}} \quad (2.53)$$

将式 (2.53) 代入式 (2.51) 可得:

$$V_{PPC,max} > \frac{V_o(V_{ic,max} + 2V_o)^2}{4fCR_{L,min}(V_{ic,max} + V_o)^2} \quad (2.54)$$

②. 当变换器工作在 IISM-DCM, 即图 2.9 中 EBCDF 区域内时

根据前文 2.4.3 节分析可知: EBCDF 区域内变换器的最大输出纹波电压为

$$V_{PPD,max} = \frac{LV_o}{2CR_{L,min}^2} \left( \sqrt{\frac{2R_{L,min}}{Lf}} - 1 \right)^2 \quad (2.55)$$

将  $L = L_{CE} = \frac{R_{L,min}V_{ic,max}^2}{2f(V_{ic,max} + V_o)^2}$  代入式 (2.55) 得

$$V_{PPD,max} = \frac{V_o(V_{ic,max} + 2V_o)^2}{4fCR_{L,min}(V_{ic,max} + V_o)^2} \quad (2.56)$$

比较式 (2.54) 与 (2.56), 显然

$$V_{PPC,max} > V_{PPD,max} \quad (2.57)$$

综合以上①、②分析可知: 在满足一部分区域工作在 CCM、一部分区域工作在 DCM 的前提下, 变换器在整个动态范围内的最大输出纹波电压为

$$V_{PP,max} = V_{PPC,max} = \frac{LV_o}{2CR_{L,min}^2} \left[ \frac{V_o}{V_{i,min}} + \frac{R_{L,min}V_{i,min}}{2Lf(V_{i,min} + V_o)} \right]^2 \quad (2.58)$$

纵上分析可知: 在此情形下, 当  $V_i = V_{i,min}$ 、 $R_L = R_{L,min}$  (图 2.9 中 A 点) 变换器工

作在 CCM-IISM 时（即变换器在整个范围内均处于 CCM-IISM），变换器的输出纹波电压值最大，且该最大值在 A 点取得。

## 2.6 Buck-Boost 变换器的最大电感电流分析

最大电感电流的分析是设计储能电感的重要依据，尤其是对于具有特殊要求，如用于煤矿井下等易燃易爆场合电源的电感设计意义更为重大，而传统理论对 Buck-Boost 变换器的峰值电感电流未深入研究。

在 Buck-Boost DC-DC 变换器的整个动态工作范围内，流过电感的最大电流等于最大的电感峰值电流。在整个工作范围内，变换器有可能一部分区域工作在 CCM 模式一部分在 DCM 模式，也可能在其整个工作范围内都工作在 CCM 或 DCM 模式下，下面对不同情形下的最大电感峰值电流进行深入分析。

（1）整个动态范围工作在 CCM 时的情况。

在 CCM 模式下，当开关 S 导通时，通过电感的电流  $i_L$  近似线性增加。到达稳态时，电感上的最大电流，即 CCM 模式下的电感峰值电流  $I_{LP1}$  为

$$I_{LP1} = I_L + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (2.59)$$

其中  $I_L$  为电感平均电流， $\Delta I_L$  为开关管 S 截止(导通)期间电感电流总的变化量，则有

$$\Delta I_L = \frac{V_O}{L} T_{off} \quad (2.60)$$

根据电荷守恒定律：储能电感在开关管 S 关断期间所释放的电荷总量等于负载在一个周期内所获得的电荷总量，即

$$I_L \cdot T_{off} = I_O \cdot T \quad (2.61)$$

将式 (2.60) 和 (2.61) 代入式 (2.59)

$$I_{LP1} = I_O \left[ \frac{1}{1-d} + \frac{R_L}{2Lf} (1-d) \right] \quad (2.62)$$

而在 CCM 模式下，有  $\frac{V_O}{V_i} = \frac{d}{1-d}$ ，代入式 (2.62)，可得

$$I_{LP1} = \frac{V_O(V_i + V_O)}{R_L V_i} + \frac{V_O V_i}{2Lf(V_i + V_O)} \quad (2.63)$$

若变换器在整个动态范围内均处在 CCM 模式，由式 (2.3) 知：对于动态范围内的任意一点 ( $R_L, V_i$ ) 都满足

$$L > \frac{R_L V_i^2}{2f(V_i + V_O)^2} \quad (2.64)$$

将式(2.63)对  $V_i$  求偏导数得

$$\frac{\partial(I_{LP1})}{\partial(V_i)} = \frac{V_O[R_L V_i^2 - 2Lf(V_i + V_O)^2]}{2LfR_L V_i^2 (V_i + V_O)^2} \quad (2.65)$$

将式(2.64)代入(2.65)可得

$$\frac{\partial(I_{LP1})}{\partial(V_i)} < 0 \quad (2.66)$$

再将式(2.63)对  $R_L$  求偏导数得

$$\frac{\partial(I_{LP1})}{\partial(R_L)} = -\frac{V_O(V_i + V_O)}{V_i R_L^2} < 0 \quad (2.67)$$

由式(2.67)和 (2.66)可知: 电感峰值电流  $I_{LP1}$  随输入电压  $V_i$  单调减、随负载电阻  $R_L$  单调减。

因此, 若变换器在其整个动态范围内均工作在 CCM 模式下, 则  $I_{LP1}$  在整个动态范围内的最大值为

$$I_{LP1,\max} = \frac{V_O(V_{i,\min} + V_O)}{R_{L,\min} V_{i,\min}} + \frac{V_O V_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \quad (2.68)$$

即, 当  $V_i = V_{i,\min}$ 、 $R_L = R_{L,\min}$  时,  $I_{LP1}$  取得最大值, 且  $I_{LP1}$  随电感  $L$  取值的增大而减小。

若变换器在其整个动态范围内均工作在 CCM 模式下, 则动态范围内的工作点  $(V_{i,\min}, R_{L,\min})$  必工作在 CCM 模式, 即满足:  $L > \frac{R_{L,\min} V_{i,\min}^2}{2f(V_{i,\min} + V_O)^2}$ , 将其代入式(2.68)可得

$$I_{LP1,\max} < \frac{2V_O(V_{i,\min} + V_O)}{R_{L,\min} V_{i,\min}} \quad (2.69)$$

(2) 整个动态范围工作在 DCM 的情况。

当 Buck-Boost 变换器工作在 DCM 时, 根据能量守恒可知: 电感在开关管导通期间吸收的能量总和等于负载在一个周期内消耗的能量总和, 即

$$\frac{1}{2} L I_{LP2}^2 = \frac{V_O^2}{R_L f} \quad (2.70)$$

其中  $I_{LP2}$  为 DCM 时变换器的电感峰值电流。由式 (2.70) 可得

$$I_{LP2} = V_O \sqrt{\frac{2}{L_f R_L}} \quad (2.71)$$

显然,  $I_{LP2}$  与输入电压  $V_i$  无关、而随负载电阻  $R_L$  单调减。

因此, 若变换器在整个动态范围内均处在 DCM 模式, 则  $I_{LP2}$  随在整个动态范围内的最大值为

$$I_{LP2,\max} = V_O \sqrt{\frac{2}{L_f R_{L,\min}}} \quad (2.72)$$

即, 当  $R_L = R_{L,\min}$  时,  $I_{LP2}$  取得最大值, 而且该最大值与输入电压  $V_i$  无关。

要使变换器在其整个动态范围内均工作在 DCM 模式下, 必须满足

$$L < \frac{R_{L,\min} V_{i,\min}^2}{2f(V_{i,\min} + V_O)^2} \quad (2.73)$$

将式 (2.73) 代入式(2.72)可得

$$I_{LP2,\max} > \frac{2V_O(V_{i,\min} + V_O)}{R_{L,\min} V_{i,\min}} \quad (2.74)$$

比较式(2.69)和(2.74), 显然有:  $I_{LP2,\max} > I_{LP1,\max}$ 。可以看出, 若将变换器的整个动态范围都设计在 DCM 模式下, 则电感峰值电流较大, 开关管承受的电流应力也就比较大; 若将变换器的整个动态范围都设计在 CCM 模式下, 尽管电感峰值电流比较小, 但所需电感值较大因而不易满足本质安全要求。因此, 为了减小开关器件的电流应力并使变换器获得较好的动态调节性能, 总是将变换器功率较大的部分设计为 CCM 模式。下面将重点讨论此情形下变换器的峰值电感电流最大值。

### (3) 一部分工作在 CCM 一部分在 DCM 时的情况

人们总是将变换器设计为一部分区域工作在 CCM, 另一部分区域工作在 DCM 的情形, 如图 2.5 (b) 或 (c), 而避免将变换器设计为整个动态区域均工作在 CCM 或 DCM 的情形 (图 2.5a 或 d)。下面按图 2.5 中 B 点 ( $V_i = V_{i,\max}$ ,  $R_L = R_{L,\min}$ ) 的工作模式分两种情况进行讨论。

#### ① B 点 ( $V_i = V_{i,\max}$ , $R_L = R_{L,\min}$ ) 工作在 CCM 模式的情形。

当  $L_{CB} < L < L_{CC}$  时, 在  $R_L$ - $V_i$  平面上作出临界电感曲线, 如图 2.10 所示

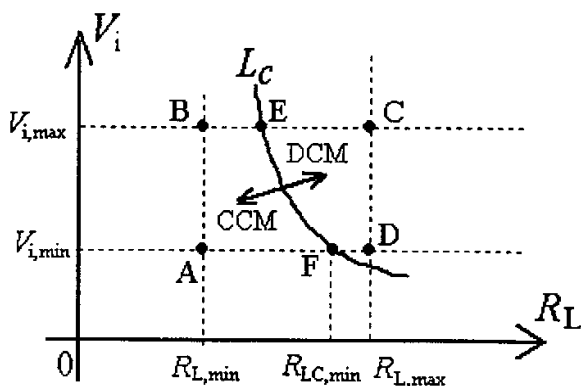


图 2.10 B 点工作在 CCM 的情形

根据前文式 (2.3):  $L_c = \frac{R_L V_i^2}{2f(V_i + V_o)^2}$  为 CCM 与 DCM 的临界电感, 由此可得其对应的临界电阻为  $R_{LC} = 2Lf(1 + \frac{V_o}{V_i})^2$ , 当  $R_L > R_{LC}$  时变换器工作在 DCM 模式, 当  $R_L < R_{LC}$  时工作在 CCM 模式。根据式 (2.6) 显然:  $R_{LC,min} = 2Lf(1 + \frac{V_o}{V_{i,max}})^2$  ;

当变换器工作在 CCM, 即图 2.10 中 ABEFA 区域时, 根据 2.6.1 节分析可知: 在该区域内变换器最大的电感峰值电流值为

$$I_{LP,max31} = \frac{V_o(V_{i,min} + V_o)}{R_{L,min}V_{i,min}} + \frac{V_oV_{i,min}}{2Lf(V_{i,min} + V_o)} \quad (2.75)$$

显然 (算术平均值大于几何平均值), 式 (2.77) 可变形为

$$I_{LP,max31} \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{V_o(V_{i,min} + V_o)}{R_{L,min}V_{i,min}} \cdot \frac{V_oV_{i,min}}{2Lf(V_{i,min} + V_o)}} = V_o \sqrt{\frac{2}{LfR_{L,min}}} \quad (2.76)$$

当变换器工作在 DCM, 即图 2.10 中 ECDFE 区域时, 根据 2.6.2 节分析可知: 在该区域内变换器的最大的电感峰值电流为

$$I_{LP,max32} = V_o \sqrt{\frac{2}{LfR_{LC,min}}} \quad (2.77)$$

显然:  $R_{LC,min} > R_{L,min}$ , 所以, 式 (2.77) 可变形为

$$I_{LP,max32} < V_o \sqrt{\frac{2}{LfR_{L,min}}} \quad (2.78)$$

比较式 (2.76) 与 (2.78), 显然

$$I_{LP,max31} > I_{LP,max32} \quad (2.79)$$

② B 点 ( $V_i = V_{i,max}$ ,  $R_L = R_{L,min}$ ) 工作在 DCM 模式的情形。

当电感满足  $L_{CA} < L < L_{CB}$  时, B 点工作在 DCM 模式。在  $R_L$ - $V_i$  平面上画出式 (2.3) 临界电感曲线, 如下图 2.11 所示

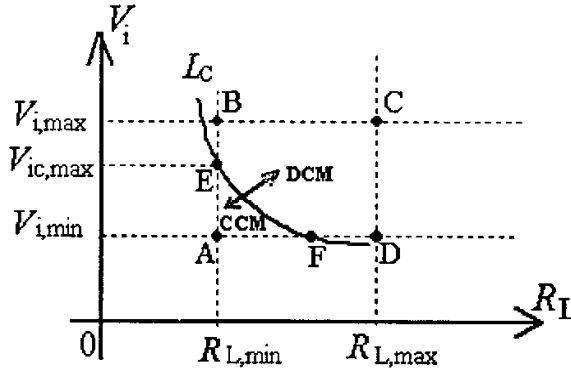


图 2.11 B 点工作在 DCM 的情形

其中  $V_{ic,max}$  为最大临界输入电压。

当变换器工作在 CCM, 即图 2.11 中 AEFA 区域时, 根据 2.6.1 节分析可知: 在该区域内变换器的最大的电感峰值电流为

$$I'_{LP,max31} = \frac{V_O(V_{i,min} + V_O)}{R_{L,min}V_{i,min}} + \frac{V_OV_{i,min}}{2Lf(V_{i,min} + V_O)} \quad (2.80)$$

根据算术平均值大于几何平均值定律, 对式 (2.80) 显然有

$$I'_{LP,max31} \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{V_O(V_{i,min} + V_O)}{R_{L,min}V_{i,min}} \cdot \frac{V_OV_{i,min}}{2Lf(V_{i,min} + V_O)}} = V_O \sqrt{\frac{2}{LfR_{L,min}}} \quad (2.81)$$

当变换器工作在 DCM, 即图 2.11 中 EBCDFE 区域时, 根据 2.6.2 节分析可知: 在该区域内变换器的最大峰值电流为

$$I'_{LP,max32} = V_O \sqrt{\frac{2}{LfR_{L,min}}} \quad (2.82)$$

比较式 (2.81) 与 (2.82) 可知

$$I'_{LP, \max 31} \geq I'_{LP, \max 32} \quad (2.83)$$

综合分析式 (2.75)、(2.79)、(2.80) 和 (2.83) 可见: 若变换器有一部分区域工作在 CCM、一部分工作在 DCM, 则当变换器工作在 A 点时流过电感的峰值电流最大。因此该情形下, Buck-Boost 变换器在整个动态范围内流过电感的最大电流为

$$I_{L, \max} = I_{LP, \max} = \frac{V_O(V_{i, \min} + V_O)}{R_{L, \min} V_{i, \min}} + \frac{V_O V_{i, \min}}{2Lf(V_{i, \min} + V_O)} \quad (2.84)$$

可见, 当输入电压和负载电阻均最小时, 流过电感的峰值电流即为变换器在整个动态范围内流过电感的最大电流。

## 2.7 输出纹波电压和峰值电感电流最大值的实验验证

给定 Buck-Boost 变换器的参数为: 开关频率  $f=20\text{KHZ}$ , 输出电压  $V_O=18\text{V}$ , 输出滤波电容  $C=30\mu\text{F}$ , 输入电压范围为  $22\text{V} \leq V_i \leq 28\text{V}$ , 负载电阻变化范围为  $36\Omega \leq R_L \leq 180\Omega$ , 则  $R_L-V_i$  平面上变换器的工作范围为一矩形, 如图 2.12 所示

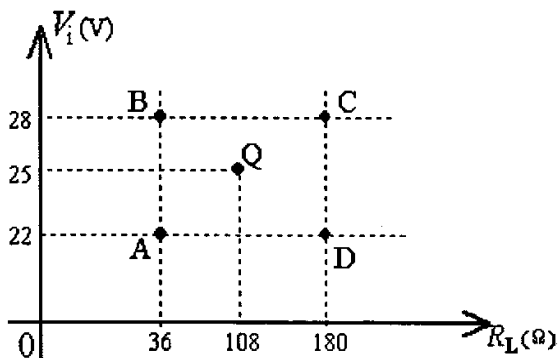


图 2.12 实验设定的工作区域

根据以上给定参数, 由式(2.3)可得上图中 B 点所对应的 CCM 和 DCM 临界电感为

$$L_{CB} = \frac{R_{L, \min} V_{i, \max}^2}{2f(V_{i, \max} + V_O)^2} = \frac{36 \times 28^2}{2 \times 20 \times 10^3 \times (28 + 18)^2} = 333.4 \mu\text{H} \quad (2.85)$$

同理可得  $L_{CA}=272.2\mu\text{H}$ 。根据以上给定参数, 由式(2.10), 可得上图中 A 点对应的 CISM/IISM 临界电感为

$$L_{KA} = \frac{R_{L, \min} V_{i, \min}^2}{2fV_O(V_{i, \min} + V_O)} = \frac{36 \times 22^2}{2 \times 20 \times 10^3 \times 18 \times (22 + 18)} = 605 \mu\text{H} \quad (2.86)$$

取电感值为  $L=300\mu\text{H}$ ，此时，在 B 点变换器处于 DCM、A 点处于 CCM-IISM，对此情形下变换器在动态范围内的输出纹波电压最大值和峰值电感电流最大值进行验证。选取 A、B、C、D、Q 五点，进行实验验证，实验结果见表 2.2

表 2.2  $L=300\mu\text{H}$  时的纹波电压和峰值电流实验值

| $L=300\mu\text{H}$  | A    | B    | C    | D    | Q    |
|---------------------|------|------|------|------|------|
| $V_{PP}$ (实验值) (mv) | 760  | 700  | 250  | 250  | 360  |
| $I_{LP}$ (实验值) (A)  | 1.59 | 1.56 | 0.76 | 0.76 | 0.92 |

从表 2.2 实验结果可以看出：对于给定频率、输出电压和电感、电容的 Buck-Boost 变换器，变换器工作在 A 点(即  $V_i=V_{i,\min}$ 、 $R_L=R_{L,\min}$ )时的输出纹波电压和峰值电感电流最大。实验结果说明了理论分析的正确性。需要补充的是：表 2.2 中的输出纹波电压实验数值高于理论计算值，这是由电路寄生参数影响及电容的高频性能较差引起的。

## 2.8 小结

本章从 Buck-Boost 变换器的工作原理入手，对 Buck-Boost 变换器的能量传输模式、输出纹波电压及电感电流进行了深入分析，得出了以下结论：

(1) 将 CCM 细分为 CISM 和 IISM 两种工作模式，得出了 CISM 与 IISM 的临界条件和临界电感；

(2) 对于给定的输入和输出电压及负载电阻，CCM-CISM 模式下的纹波电压最小且与电感取值无关、CCM-IISM 模式下的纹波电压较大且随电感取值的增大而减小、DCM 模式下的纹波电压最大且亦随电感取值的增大而减小。

(3) 若变换器在整个动态范围内，一部分区域工作在 CCM 一部分区域工作在 DCM，则当输入电压和负载电阻均最小时，变换器的输出纹波电压和峰值电感电流最大。

仿真和实验结果验证了上述理论分析的正确性。

### 3 Buck-Boost 变换器本安性能的判断和设计

本质安全电路是指在规定条件下（一般指最易点燃的介质浓度和放电方式）任何放电火花和热效应均不能点燃爆炸性混合物的电路，简称本安电路。

可见，本安型 Buck-Boost DC-DC 变换器的设计就是要使变换器的任一元件和任一支路，在正常工作和规定的故障状态下产生的电火花和热效应均不引起周围可燃性气体燃烧或爆炸，从而达到防爆的目的。由于 Buck-Boost 变换器的主电路结构只有两个储能元件：电感和输出滤波电容。只有在电感发生开路故障或电容发生短路故障时才出现火花放电现象、才有可能点燃爆炸性气体混合物，因此，Buck-Boost DC-DC 变换器的本安性能判断可从两方面进行：内部本安（对应电感开路情形）及输出本安（对应输出短路情形）。在得出内部本安和输出本安判据的基础上，本章将给出输出本安型和本质安全型 Buck-Boost 变换器的参数设计方法。

#### 3.1 等效电感电路与内部本质安全性能判断

##### 3.1.1 等效电感电路

对于 Buck-Boost 变换器内部的本质安全，主要考虑因电感断开造成瞬时过电压的引燃能力。下面分两种情形进行讨论。

(1) 电感开路发生在 S 处于导通期间。

若电感开路发生在开关管 S 处于导通期间，其等效电路如图 3.1(a) 所示，

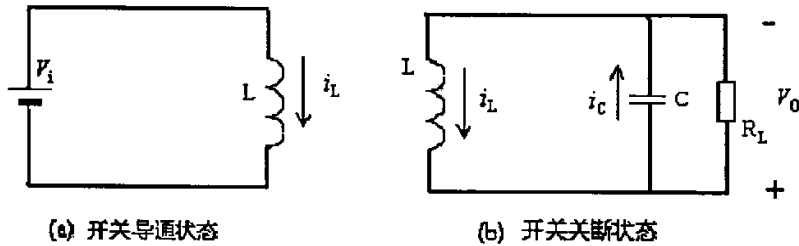


图 3.1 Buck-Boost 变换器的两种等效电路

这时电弧能量为在开路过程中电源传输到电弧的能量和电感储存的能量之和。忽略电感开路过程中电源传输到电弧的能量，则电弧能量的最大值出现在开关管由导通转换为关断前的瞬间，且该最大值为

$$W_{LK1,max} = W_S + W_{LH} \approx \frac{1}{2} L I_{LP}^2 \quad (3.1)$$

其中  $W_S$  和  $W_{LH}$  分别表示电源在开路过程中传输到电弧的能量和电感储存的能量,  $I_{LP}$  为电感峰值电流, 此时电感两端的电压是输入电压  $V_i$ 。

### (2) 电感开路发生在 S 处于关断期间

若电感开路发生在变换器的 S 处于断开期间, 其等效电路如图 3.1 (b) 所示, 这时电弧能量为电感储存的能量减去其传输到负载和电容的能量, 若用  $W_{RL}$  表示电感开路过程中由电感储能中传输到负载和电容的能量, 则电弧能量的最大值出现在开关管由导通刚转换为关断后的瞬间, 且该最大值为

$$W_{LK2,max} = W_{LH} - W_{RL} = \frac{1}{2}LI_{LP}^2 - W_{RL} \quad (3.2)$$

比较式 (3.1) 和 (3.2), 显然前种情况 (电感开路发生在变换器的 S 导通期间) 危险性更大, 即电感开路发生在变换器的开关管 S 处于导通期间而且在由导通转换为关断前的瞬间, 此时由电感断开造成的火花放电能量较大, 且该最大值近似为

$$W_{LK,max} = 0.5LI_{LP}^2 \quad (3.3)$$

此时对应感性电路最小点燃曲线中的电压为  $V_i$ 。

由以上分析可得, 判断 Buck-Boost 变换器内部本质安全的等效电感电路如图 3.1 (a) 所示

### 3.1.2 内部本安性能判断

对于感性电路, 其本质安全性能可根据感性电路的最小点燃曲线判断<sup>[1]</sup>, 见附录 B。由以上分析可知: 对 Buck-Boost 变换器而言, 电感开路发生在变换器的 S 处于导通期间的危险性最大, 此时, 变换器的等效电路如图 3.1 (a) 所示。由此等效电路图可知: Buck-Boost 变换器的内部本安判断可等同于简单的纯电感电路的本安判断, 即可将 Buck-Boost 变换器的电感电流的最大值与最小点燃电流相比较, 以此作为判断该变换器内部本质安全的依据。在设计和检验本安电路时还要考虑足够的安全系数。如果在其工作范围内流过电感的电流都小于最小点燃电流  $I_B$ , 则可判定该变换器内部是本质安全的, 即变换器内部是本质安全的判定条件为

$$I_{L,max} < I_B / K \quad (3.4)$$

其中  $K$  为安全系数, 一般可取  $K=1.5$ 。根据式(2.84), 对 Buck-Boost DC-DC 变换器而言, 若变换器一部分区域工作在 CCM、一部分工作在 DCM, 则变换器内部满足本质安全的判定条件为

$$\frac{V_o(V_{i,min} + V_o)}{R_{L,min}V_{i,min}} + \frac{V_oV_{i,min}}{2Lf(V_{i,min} + V_o)} < \frac{I_B}{K} \quad (3.5)$$

即, 只要式 (3.5) 成立, Buck-Boost 变换器就满足内部本质安全要求。

## 3.2 最大输出短路能量与输出本质安全性能判断

### 3.2.1 最大输出短路能量的分析

对于 Buck-Boost 变换器的输出本质安全, 主要考虑因电容短路造成的瞬时电火花的引燃能力, 这种引燃能力可用输出短路火花释放能量进行量化。

当变换器的输出发生短路时, 为保证输出本质安全, 必须最大可能地限制输出短路火花放电能量。因此, 迅速而有效地隔离电源能量是必须采取的措施之一, 比如短路保护电路控制开关管 S 迅速断开, 从而使变换器迅速停止工作。由图 2.1 的原理图可以看出, Buck-Boost 变换器的电源能量不能直接传输到输出负载端, 而是先将电源能量储存在电感中, 然后通过电感将能量传输到输出负载端。Buck-Boost 变换器发生输出短路时, 其输出短路火花放电释放的最大能量与短路发生的时刻密切相关, 下面分两种情况进行讨论。

#### (1) 输出短路发生在开关管 S 断开期间

若输出短路发生在开关管 S 处于断开期间, 则要求短路保护电路控制 S 使其继续处于关断状态, 以隔离电源能量从而限制输出短路火花放电能量。此时, 输出短路火花放电能量等于短路时刻电感储能与电容储能之和。显然, 这种情形下的最大电感储能发生在开关由导通刚变为关断的瞬间发生输出短路的情况, 即电感的最大储能为

$$W_{DL1,\max} = \frac{1}{2} L I_{LP}^2 \quad (3.6)$$

其中  $I_{LP}$  为电感峰值电流。而输出滤波电容可能储存的最大能量为

$$W_{DC1,\max} = \frac{1}{2} C V_{O,\max}^2 = \frac{1}{2} C (V_O + \frac{1}{2} V_{pp})^2 \quad (3.7)$$

其中  $V_{pp}$  为输出纹波电压峰峰值, 一般地, 有  $V_{pp} \ll V_O$  (例如, 一般要求  $V_{pp} < 2\% V_O$ ), 因此, 可以近似地认为电容 C 的最大储能为

$$W_{DC1,\max} = \frac{1}{2} C V_O^2 \quad (3.8)$$

因此, 若输出短路发生在开关管 S 断开期间, 输出短路火花放电最大释放能量为

$$W_{D1,\max} = W_{DC1,\max} + W_{DL1,\max} = \frac{1}{2} (C V_O^2 + L I_{LP}^2) \quad (3.9)$$

#### (2) 输出短路发生在开关管 S 处于导通期间

当开关管 S 处于导通状态时, 二极管 D 必然因承受反向偏置电压而截止, 截止的二

极管将变换器的输入回路与输出回路隔离开来, 电源输入能量被彻底地阻断, 输出短路能量仅由输出滤波电容提供。假设从短路发生到彻底关断开关 S 需要的时间, 即短路保护响应时间为  $\Delta t$  (忽略开关管的关断时间)。设开关管 S 处于导通状态的某一时刻  $t_0$  发生输出短路, 下面分两种情况讨论。

①. 当  $\Delta t < (T_{on} - t_0)$ , 即短路保护响应时间比较短时, 则在短路保护响应  $\Delta t$  期间, 开关管依然处于导通状态, 电感电流继续上升直到  $\Delta t$  时刻末为止, 电感电流达到某一峰值  $I'_{LP}$ , 显然,  $I'_{LP}$  较正常情况下的电感峰值电流  $I_{LP}$  小。在  $\Delta t$  期间, 由于二极管的阻断作用, 输出短路火花能量仅由电容提供; 在开关 S 断开后, 电感储能和尚未释放完的电容储能才集中在短路处释放。此情形下的短路火花能量显然要小于输出短路发生在开关管 S 处于断开期间的短路火花能量。

②. 当  $\Delta t \geq (T_{on} - t_0)$ , 即短路保护响应时间比较长时, 则从短路发生时刻起到开关占空时间结束时刻  $T_{on}$  为止的期间内, 电感电流继续上升达到正常情况下的电感峰值电流  $I_{LP}$ 。在此期间, 由于二极管的阻断作用, 输出短路火花能量仅由电容提供。在开关占空时间结束时刻  $T_{on}$  后, 短路保护电路来不及响应, 开关管 S 便被电路控制芯片自然关断, 此后, 电感储能和尚未释放完的电容储能才集中在短路处释放。与输出短路发生在开关管 S 处于断开期间的情形相比, 此情形下的短路火花能量显然较小, 引燃危险性气体环境的可能性也相对较小。

可见, 当输出短路发生在开关管 S 处于导通期间时, 变换器能量的释放可分为两阶段: 首先, 在开关管 S 尚未断开前, 由于二极管的阻断作用, 输出短路火花能量仅由电容放电提供; 然后, 当开关管 S 断开后, 电感储能和尚未释放完的电容储能才在短路处集中释放。显而易见, 短路时电感和电容储能只是在开关管 S 彻底断开后的时间内才集中在短路处释放而形成能量的叠加, 而在短路保护响应期间, 电感和电容储能是分先后释放的, 并未在短路处形成能量的叠加, 因此, 其引燃危险性气体环境的可能性较小。

综合以上分析可知: 与输出短路发生在开关管 S 处于导通期间的情形相比, 输出短路发生在开关管 S 处于断开期间的情形引燃危险性气体的可能性更大、危险性更高、短路火花能量较大;

因此, 当输出短路发生在开关管 S 处于关断期间, 而且在由导通转换为关断后的瞬间, 此时, 输出短路火花放电释放的能量最大, 此最大能量值为

$$W_{D,\max} = W_{D1,\max} = W_{DC1,\max} + W_{DL1,\max} = \frac{1}{2}(CV_O^2 + LI_{LP}^2) \quad (3.10)$$

由式 (3.10) 可知: 在给定的  $f$ 、 $L$ 、 $C$ 、 $V_O$  等条件下, 在输入电压和负载变化的整个动态范围内,  $W_{\max}$  与  $I_{LP}$  有关, 而  $I_{LP}$  与变换器的工作模式相关, 换言之, 随着 Buck-Boost 变换器工作模式的不同, 其输出短路火花放电释放的最大能量也不同, 所以有必要分别对不同工作模式下的输出短路火花放电释放的最大能量进行分析。

为了减小开关器件的电流应力以及获得较好的动态调节特性,总是将变换器设计为一部分区域工作在 CCM,另一部分区域工作在 DCM 的情形,如图 2.5.b 或 c,而避免将变换器设计为整个动态区域均工作在 CCM 或 DCM 的情形(图 2.5.a 或 d)。因此,本文在此只对这一情形,变换器在整个动态范围内的最大短路释放能量进行分析。

若变换器一部分区域工作在 CCM,另一部分区域工作在 DCM,则 A 点(图 2.5 中)必工作在 CCM 模式下。由式(3.10)可知:在整个动态范围内输出短路火花放电可能释放的最大能量为

$$W_{\max} = \max\left\{\frac{1}{2}(CV_O^2 + LI_{LP}^2)\right\} \quad (3.11)$$

由前文式(2.84)知:变换器一部分区域工作在 CCM,另一部分区域工作在 DCM 情形下,式(2.84)中的  $I_{LP}$  当  $V_i = V_{i,\min}$ ,  $R_L = R_{L,\min}$  时取得最大值,即该情形下变换器在整个动态范围内输出短路火花放电可能释放的最大能量为

$$W_{\max} = \frac{1}{2}CV_O^2 + \frac{1}{2}LI_{LP,\max}^2 \quad (3.12)$$

将式(2.84)代入式(3.12)得

$$W_{\max} = \frac{1}{2}CV_O^2 + \frac{L}{2}\left[\frac{V_O(V_{i,\min} + V_O)}{R_{L,\min}V_{i,\min}} + \frac{V_OV_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)}\right]^2 \quad (3.13)$$

综上所述可知:当输出短路发生在开关管 S 由导通转换为关断的瞬间,且在输入电压和负载电阻最小时,变换器的输出短路火花放电能量最大,最大能量值根据式(3.13)进行计算。

### 3.2.2 输出本安性能判断

输出本安主要考察电容短路造成的电火花的引燃能力,其判断依据是容性电路最小点燃电压曲线,见附录 C。在最小点燃电压曲线上,对于一给定电容对应一引燃电压,所对应的最小引燃能量为  $W_B$ 。该能量不是一个恒定值,而是与其电压和电容有关,电压越高,所需能量越小。也就是说,容性电路的电压越高,越容易引爆。

若容性电路最小点燃电压曲线上的电容值用 C 表示,对应的最小点燃电压用  $V_C$  表示,则对应的最小点燃能量为

$$W_B = 0.5CV_C^2 \quad (3.14)$$

例如,在本文参考的容性电路火花放电最小点燃电压曲线所示的“C+0Ω”曲线上,当  $C=1\mu\text{F}$  时,最小点燃电压  $V_C=75\text{V}$ ,此时最小点燃能量  $W_B=0.5CV_C^2=2.812\text{mJ}$ ;当  $C=10\mu\text{F}$  时,最小点燃电压  $V_C=27\text{V}$ ,此时最小点燃能量  $W_B=0.5CV_C^2=3.645\text{mJ}$ ;当

$C=100\mu\text{F}$  时, 最小点燃电压  $V_C=14\text{V}$ , 此时最小点燃能量  $W_B=0.5CV_C^2=9.8\text{ mJ}$ 。可见: 电压越高对应的最小点燃电容就越小, 对应的最小点燃能量也越小。

Buck-Boost 开关变换器的输出电路中既有电容又有电感, 但在输出短路时, 只发生短路火花。所以该电路可以用文献[2]提供的 I 类电容电路最小点燃电压曲线进行变换器输出本质安全性能评定。本文将电源在短路保护响应时间  $t$  内传输到负载端的能量、电感储能和电容储能之和作为火花放电能量, 与在特定电压下, 电容电路点燃爆炸性气体所需的最小点燃能量  $W_B$  进行比较作为判断变换器是否满足输出本质安全要求的标准。考虑安全系数  $K$  (一般取  $K=1.5$ ), 查容性电路最小点燃电压曲线可得对应于  $KV_O$  的最小点燃电容为  $C_B$ , 则其对应的最小点燃能量为  $W_B=0.5C_BV_O^2$ 。所以, 若火花放电能量小于相应最小点燃能量  $W_B$  则不会引燃爆炸性混合物, 即输出本安的判断条件为

$$W_{\max} < W_B = 0.5C_BV_O^2 \quad (3.15)$$

Buck-Boost 变换器输出短路可能释放的最大能量已在前文 2.6.2 节给予了详细的分析。将式 (3.13) 代入式 (3.15) 可得输出本安的判断条件为

$$\frac{1}{2}CV_O^2 + \frac{L}{2}\left[\frac{V_O(V_{i,\min} + V_O)}{R_{L,\min}V_{i,\min}} + \frac{V_OV_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)}\right]^2 < W_B \quad (3.16)$$

即, 若变换器一部分区域工作在 CCM、一部分工作在 DCM, 则只要式 (3.16) 成立, Buck-Boost 变换器就满足输出本质安全要求。

### 3.3 输出本安型 Buck-Boost 变换器的优化设计

Buck-Boost 变换器的输出端接有输出滤波电容, 当发生输出短路时, 输出端会产生火花放电。前文 3.2.1 节分析指出: Buck-Boost 变换器的输出发生短路时的火花放电能量不仅有来源于电容的储能, 还有来源于电感的储能和输出短路时来源于电源的能量, 因此, 考察变换器输出本安特性时可以根据输出短路火花放电能量得出输出短路等效电容, 然后根据容性电路的最小点燃电压曲线进行输出本安特性的判断和设计。

DC-DC 变换器必须满足一定的输出纹波电压要求, 因此在进行输出本安特性分析和设计时, 首先以满足输出纹波电压要求进行输出滤波电容的初步设计, 然后以最大输出短路释放能量为限制条件进行电感的优化设计。

根据前文 2.4~2.7 分析, Buck-Boost 变换器的输出纹波电压和最大输出短路释放能量都随变换器的工作模式的不同而不同。为了减小开关器件的电流应力并使变换器获得较好的动态调节性能, 通常将变换器功率较大的部分设计为 CCM 模式, 而避免将变换器设计为整个动态范围均工作着的 DCM 的情形。以下的输出本安设计就是根据以上界定的工作模式进行的, 即本文给出的输出本安型 Buck-Boost 变换器的优化设计是在电感

满足  $L_{CA} < L < L_{CC}$  的前提条件下进行的, 它包括输出滤波电容和电感的设计, 下面分别进行阐述。

### 3.3.1 电容的设计

根据输出纹波电压指标要求, 进行输出滤波电容的设计。根据式 (2.58) 知: 在整个动态范围内, 变换器的最大输出纹波电压为

$$V_{PP,\max} = \frac{LV_O}{2CR_{L,\min}^2} \left[ \frac{V_O}{V_{i,\min}} + \frac{R_{L,\min}V_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 \quad (3.17)$$

根据式 (3.17) 可以得到满足纹波电压指标要求而所需的最小电容为

$$C_{\min} = \frac{L}{2mR_{L,\min}^2} \left[ \frac{V_O}{V_{i,\min}} + \frac{R_{L,\min}V_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 \quad (3.18)$$

其中:  $m=V_{PP}/V_O$  为期望的输出纹波电压指标。

### 3.3.2 电感的设计

根据式 (3.13) 可知: 变换器在其整个动态范围内输出短路火花放电释放的最大能量为

$$W_{\max} = \frac{1}{2}CV_O^2 + \frac{L}{2} \left[ \frac{V_O(V_{i,\min} + V_O)}{R_{L,\min}V_{i,\min}} + \frac{V_OV_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 \quad (3.19)$$

将式 (3.18) 代入式 (3.19) 得

$$W_{\max} = \frac{LV_O^2}{4mR_{L,\min}^2} \left[ \frac{V_O}{V_{i,\min}} + \frac{R_{L,\min}V_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 + \frac{L}{2} \left[ \frac{V_O(V_{i,\min} + V_O)}{R_{L,\min}V_{i,\min}} + \frac{V_OV_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 \quad (3.20)$$

由式(3.20)可见, 在变换器的输入电压和负载动态范围、输出电压以及纹波要求确定的情况下,  $W_{\max}$  取决于电感  $L$  和开关频率  $f$ 。开关频率  $f$  越高, 为达到指标要求所需的  $L$  和  $C$  越小, 对应的  $W_{\max}$  也越小。从理论上讲, 只要开关频率足够高, 输出滤波电容的值可取无穷小。但是  $f$  越高变换器的损耗也越大, 因此可以根据经验事先选定适当的开关频率  $f$ , 若不能满足变换器在全工作范围内的本质安全要求, 再适当升高开关频率进行调整。

为了获得  $W_{\max}$  的最小值对应的  $L$ , 可对式(3.20)求关于  $L$  的偏导并令其为 0, 即

$$\frac{\partial W_{\max}}{\partial L} = 0 \quad (3.21)$$

从而得出最佳电感值  $L_{opt}$  为

$$L_{opt} = \frac{MR_{L,min} V_{i,min}^2}{2f(V_{i,min} + V_O)} \quad (3.22)$$

其中  $M = \sqrt{\frac{1+2m}{V_O^2 + 2m(V_{i,min} + V_O)^2}}$ , 由于  $L_{CA} = \frac{R_{L,min} V_{i,min}^2}{2f(V_{i,min} + V_O)^2}$ , 显然

$$L_{opt} > L_{CA} \quad (3.23)$$

将式 (3.22) 代入式 (3.18) 并考虑到电路寄生参数的影响, 可得电容的最优设计值为

$$C_{opt} = \frac{\lambda M}{4mfR_{L,min} (V_{i,min} + V_O)} \cdot [V_O + \frac{1}{M}]^2 \quad (3.24)$$

其中为  $\lambda$  裕度系数, 电容较小时常取  $\lambda = 1.5 \sim 3$ 。

根据以上方法得到的电感和电容的最优设计值, 是在满足工作模式要求和输出纹波电压要求的前提下, 使输出短路火花放电释放能量的极大值最小的设计值, 但并不能保证此最小能量值一定小于容性电路的最小点燃能量, 即变换器未必满足输出本安的要求。因此, 验证的方法是: 将电感和电容的最优设计值, 即式 (3.22) 和 (3.24) 代入式 (3.16), 如果不等式成立, 则设计完成; 如果不成立, 则适当提高工作频率重复以上的设计过程。

本节对输出本质安全型 Buck-Boost 开关变换器的判断方法及其优化设计方法进行了详细的分析, 并给出了输出本质安全型 Buck-Boost 变换器储能电感和输出滤波电容最优设计值的计算方法和步骤。

### 3.4 本质安全型 Buck-Boost 变换器的优化设计

如果要求开关变换器既满足本质安全输出又满足其内部本质安全, 则变换器的设计可在给定输入电压和负载动态范围、输出电压以及允许的最大纹波电压的前提下, 同时以电感电流和输出短路火花放电能量为约束条件进行设计。

为了减小器件的电流应力, 并获得比较好的动态调节特性, 一般将变换器输出功率较大的工作范围设计成 CCM 模式, 即变换器在其一部分工作区域内工作在 CCM、一部分区域工作在 DCM。本文只针对变换器的这种情形给出设计方法。

#### 3.4.1 电感的设计范围

##### (1). 电感的下限设计值确定

根据前文 2.5 节分析可知: 在满足一部分区域处于 CCM 另一部分处于 DCM 的前提下, 当 Buck-Boost 变换器在整个动态范围内均处于 CCM-IISM 时, 变换器的输出纹波

电压最大, 而且此最大值在输入电压和负载电阻均最小时取得, 该最大值可用式(3.17)来计算, 此时电感取值满足  $L \leq L_{KA}$  (其中  $L_{KA}$  为输入电压和负载最小时对应的 CISM 与 IISM 临界电感)。输出纹波电压是直流开关电源的重要指标之一。人们对输出纹波电压指标的要求越来越高、总是希望输出纹波电压越小越好, 而变换器输出纹波电压的最大值与电感的取值密切相关, 因此, 进行电感的设计必须首先分析输出纹波电压最大值与电感的关系。

将式(3.17)对  $L$  求一阶偏导数并令其等于零, 结合式(2.10)可得

$$L_0 = \frac{R_{L,\min} V_{i,\min}^2}{2fV_O(V_{i,\min} + V_O)} = L_{KA} \quad (3.25)$$

在将式(3.17)对  $L$  求二阶偏导数, 并将式(3.25)代入, 显然有

$$\left. \frac{\partial^2 (V_{PP,\max})}{\partial L^2} \right|_{L=L_0} > 0 \quad (3.26)$$

根据式(3.25)和(3.26)、由数学知识可知: 当  $L \leq L_{KA}$  时, 输出纹波电压的极大值  $V_{PP,\max}$  随电感取值的增大而减小, 即当  $L = L_{KA}$  时  $V_{PP,\max}$  取得最小值; 而当  $L > L_{KA}$  时, 在一部分区域内变换器将工作在 CCM-CISM, 显然, 此时电感越大, 整个范围内变换器可能达到的输出纹波电压最大值就越小。输出纹波电压的最大值越小, 满足期望纹波要求所需的最小电容也越小, 而电容值越小就越容易设计出满足输出本质安全要求的变换器。因此,  $L_{KA}$  即使为变换器满足工作模式要求并且最有可能同时满足纹波电压和输出本安要求的最小电感设计值, 即电感的下限设计值为

$$L_{\min} = L_{KA} = \frac{R_{L,\min} V_{i,\min}^2}{2fV_O(V_{i,\min} + V_O)} \quad (3.27)$$

## (2). 电感的上限设计值确定

第 1 步:  $k=0$ ;  $L_{\max}^{(k)} = L_{\min}$ ;

第 2 步: 将  $L_{\max}^{(k)}$  代入式(2.84)得  $L = L_{\max}^{(k)}$  时流过电感的最大电流  $I_{L,\max}$ , 根据感性电路的最小点燃电流曲线, 查得对应  $KI_{L,\max}$  (其中  $K$  为安全系数) 的最大电感值  $L_B$ ;

第 3 步: 令  $L_{\max}^{(k+1)} = L_B$ ;

第 4 步: 判断  $|L_{\max}^{(k+1)} - L_{\max}^{(k)}| < \varepsilon$  (其中  $\varepsilon$  为任意小的正数) 是否成立, 若否, 则: 令

$k=k+1$ , 返回第 2 步; 若成立则:  $L_{\max} = L_{\max}^{(k)}$ , 结束。  $L_{\max}$  即为电感的上限设计值。

### 3.4.2 电容的设计范围

#### (1). 电容设计值的下限

首先将满足输出电压纹波要求作为电容设计值的下限。

类似于 3.1.1 节分析, 根据式(2.58)可以得到为了满足纹波电压指标的要求而需要的最小电容量  $C_{\min}$ , 并以此作为电容的下限设计值, 即电容设计值的下限为

$$C_{\min} = \frac{L}{2mR_{L,\min}^2} \left[ \frac{V_O}{V_{i,\min}} + \frac{R_{L,\min}V_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 \quad (3.28)$$

其中:  $m=V_{pp}/V_O$ , 表示要求的纹波电压指标, 一般用百分比表示。

通过对式(3.28)进行数学处理可知: 当  $L > L_0 = L_{KA}$ ,  $C_{\min}$  在  $L$ - $C$  平面上随  $L$  单调增加; 当  $L < L_0 = L_{KA}$ ,  $C_{\min}$  在  $L$ - $C$  平面上随  $L$  单调减小;

#### (2). 电容设计值的上限

以满足本质安全输出要求作为电容设计值的上限。考虑安全系数  $K$  (一般取  $K=1.5$ ), 查容性电路最小点燃电压曲线可得对应于  $KV_O$  的最小点燃电容  $C_B$ , 则其对应的最小点燃能量为  $W_B = 0.5C_B V_O^2$ , 则根据式 (3.16), 输出电容还应满足

$$\frac{1}{2}C V_O^2 + \frac{L}{2} \left[ \frac{V_O(V_{i,\min} + V_O)}{R_{L,\min}V_{i,\min}} + \frac{V_O V_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 < W_B \quad (3.29)$$

即电容设计值的上限应满足

$$C_{\max} = \frac{1}{V_O^2} \{ 2W_B - L \left[ \frac{V_O(V_{i,\min} + V_O)}{R_{L,\min}V_{i,\min}} + \frac{V_O V_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 \} \quad (3.30)$$

可见, 对于某一给定的输出电压  $V_O$  即可求出电容设计值的上限值。

接下来考察上式中曲线  $C_{\max}$  与  $L$  的单调关系: 式 (3.30) 对  $L$  求偏导数, 可得

$$\frac{\partial(C_{\max})}{\partial L} = - \left\{ \left[ \frac{V_{i,\min} + V_O}{R_{L,\min}V_{i,\min}} \right]^2 - \left[ \frac{V_{i,\min}}{2Lf(V_{i,\min} + V_O)} \right]^2 \right\} \quad (3.31)$$

令  $\frac{\partial(C_{\max})}{\partial L} = 0$ , 结合式 (2.4) 和图 2.2, 可得

$$L'_O = \frac{R_{L,\min}V_{i,\min}^2}{2f(V_{i,\min} + V_O)^2} = L_{CA} \quad (3.32)$$

将式 (3.14) 再次对  $L$  求偏导数, 显然有

$$\frac{\partial^2(C_{\max})}{\partial^2(L)} < 0 \quad (3.33)$$

根据式 (3.31), (3.32) 和 (3.33), 结合数学知识可知: 当  $L < L'_O$  时, 曲线  $C_{\max}$  在

$L$ - $C$  平面上随  $L$  单调增加；当  $L > L_0 = L_{CA}$  时，曲线  $C_{\max}$  在  $L$ - $C$  平面上随  $L$  单调减小，即电容设计值的上限值  $C_{\max}$  电感  $L$  有关。

### 3.4.3 满足电气指标和本安要求的电感、电容设计范围

将由以上方法确定的  $L_{\max}$ 、 $L_{\min}$ 、 $C_{\max}$  和  $C_{\min}$  展现在  $L$ - $C$  平面上如图 3.2 所示，四条分界线围成的区域就是满足变换器电特性及本质安全条件的电感、电容值设计范围。

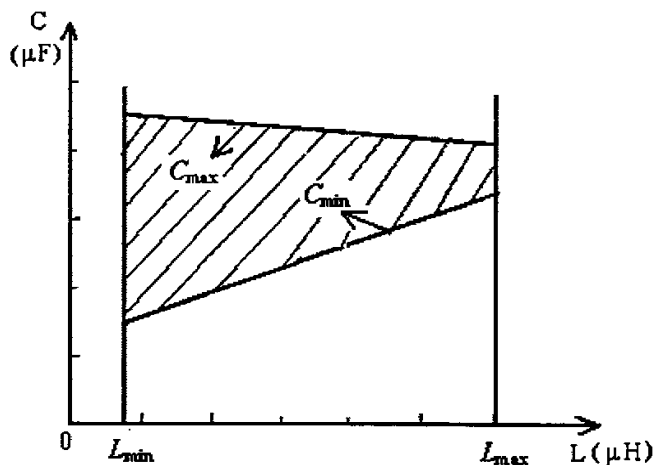


图 3.2 电感、电容的参数设计区域示意图

此外，若上述步骤界定的电感、电容值设计范围不可行或效果不理想，可适当升高开关频率进行调整。

本节对本质安全型 Buck-Boost 开关变换器的概念及其优化设计方法进行了详细的分析，并且给出了本质安全型 Buck-Boost 变换器储能电感和输出滤波电容最优设计值的计算方法及其步骤。

## 3.5 小结

本章通过对 Buck-Boost 变换器的故障火花能量的深入分析，得出了以下结论。

(1) 以电感开路火花为考察对象，得出了判断 Buck-Boost 变换器内部本安的等效电感电路，给出了变换器内部本质安全的判据。指出：若整个动态范围内变换器电感电流的最大值小于最小点燃电流，则变换器满足内部本质安全要求；

(2) 对输出短路能量进行了分析，指出：当输出短路发生在开关管  $S$  由导通转换为关断的瞬间，且在输入电压和负载电阻最小时，变换器的输出短路火花放电能量最大。将此最大能量与容性电路的最小点燃能量相比较，作为变换器输出本质安全的判据；

(3) 提出了输出本质安全型 Buck-Boost 变换器的电感和电容参数设计方法：根据输出纹波电压指标将最小输出电容值用电感表示出来，并通过令最大输出短路释放能量

对电感的偏导数为零的方法,得出了在给定设计指标条件下使 Buck-Boost 变换器的最大输出短路释放能量最小的电感和电容设计参数。

(4) 提出了本质安全型 Buck-Boost 变换器的电感和电容参数设计方法: 以变换器在要求的输入电压和负载动态范围内使输出纹波电压的极大值最小并同时满足内部本质安全要求、输出本质安全要求和期望的输出电压纹波要求作为限制条件, 得出了满足变换器电特性和本质安全要求的电感、电容设计范围。

## 4 实例及实验验证

本章将从实验的角度对输出本安型 Buck-Boost 变换器最优电感的设计、本质安全型 Buck-Boost 变换器电感和电容的参数设计等理论分析进行实验验证,最后,运用火花试验装置对设计的 Buck-Boost 变换器样机的本质安全性能进行试验。

### 4.1 输出本安型 Buck-Boost 变换器最优电感设计的验证

前文第 3.3 节给出了输出本安型 Buck-Boost 变换器最优电感的设计方法:以输出纹波电压为边界条件将最小电容用电感表示出来,然后将输出短路最大能量表示为电感的函数,通过令最大输出短路能量对电感的偏导数为零的方法得出电感和电容的最优设计值。下面将对该设计方法给出具体的实验验证。

设计了一台输出本安 Buck-Boost DC-DC 开关变换器,该变换器预期在 I 类环境中应用,样机如图 4.1 所示。

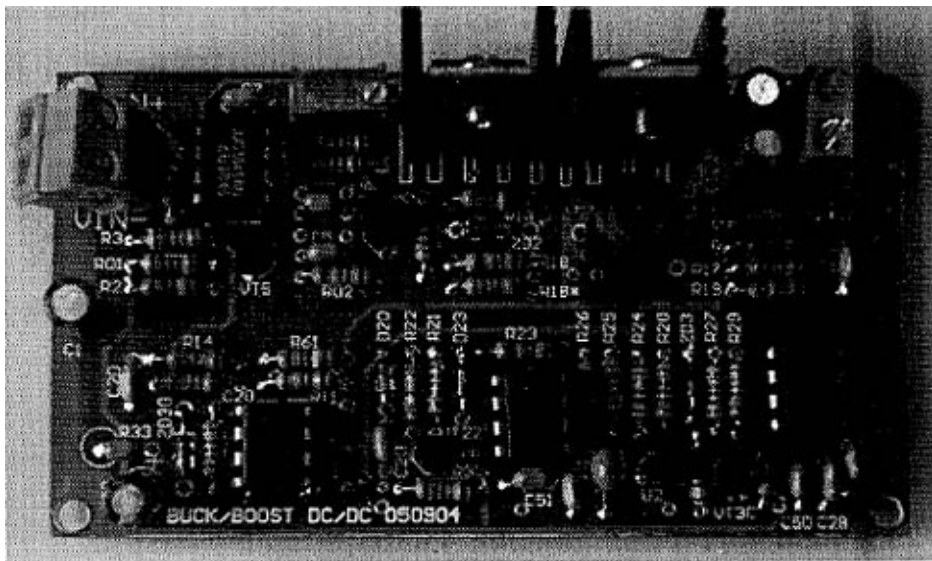


图 4.1 Buck-Boost DC-DC 开关变换器样机

变换器的参数为:开关频率  $f=180\text{KHZ}$ ,输出电压  $V_O=18\text{V}$ ,输入电压范围  $20\text{V} \leq V_i \leq 28\text{V}$ ,负载电阻变化范围  $36\Omega \leq R_L \leq 180\Omega$ ,输出纹波电压指标  $m=2\%$ 。

取安全系数  $K=1.5$ ,根据 3.2 节输出本安判断分析,考察电压应为  $U=KV_O=18 \times 1.5=27\text{V}$ ,根据文献[2]提供的容性电路最小点燃电压实验曲线(附录 C)可查得对应的最小点燃电容为  $10\mu\text{F}$ ,对应的最小点燃能量为  $W_B = 0.5 \times 10 \times 10^{-6} \times 18^2 = 1.62\text{mJ}$ 。

将以上参数代入式(3.22)可得电感的最优设计值为:

$$L_{opt} = \frac{MR_{L,min}V_{i,min}^2}{2f(V_{i,min} + V_O)} = \frac{0.0522 \times 36 \times 20^2}{2 \times 180 \times 10^3 \times (20 + 18)} = 55 \mu H \quad (4.1)$$

根据前文式 (2.3) 及式 (2.4) 可得:

$$L_{CA} = \frac{R_{L,min}V_{i,min}^2}{2f(V_{i,min} + V_O)^2} = \frac{36 \times 20^2}{2 \times 180 \times 10^3 \times (20 + 18)^2} = 27.7 \mu H \quad (4.2)$$

$$L_{CC} = \frac{R_{L,max}V_{i,max}^2}{2f(V_{i,max} + V_O)^2} = \frac{180 \times 28^2}{2 \times 180 \times 10^3 \times (28 + 18)^2} = 185 \mu H \quad (4.3)$$

可见:  $L_{CA} < L = L_{opt} < L_{CC}$ , 变换器一部分区域工作在 CCM、一部分工作在 DCM, 即工作在图 2.5 中 b 或 c 的情形。

将  $L = L_{opt} = 55 \mu H$  代入式 (3.18) 可得电容的最优设计值为

$$C_{opt} = \frac{M}{4mfR_{L,min}(V_{i,min} + V_O)} \cdot [V_O + \frac{1}{M}]^2 = \frac{0.0522 \times (18 + \frac{1}{0.0522})^2}{4 \times 2\% \times 180 \times 10^3 \times (20 + 18)} = 3.67 \mu F \quad (4.5)$$

考虑到电路寄生参数的影响, 实际取电容  $C = 1.5C_{opt} = 1.5 \times 3.67 = 5.5 \mu F$ 。将  $L = L_{opt} = 55 \mu H$ ,  $C = 5.5 \mu F$  代入式 (3.13), 可得

$$W_{max} = \frac{1}{2}CV_O^2 + \frac{L}{2}[\frac{V_O(V_{i,min} + V_O)}{R_{L,min}V_{i,min}} + \frac{V_OV_{i,min}}{2Lf(V_{i,min} + V_O)}]^2 = 0.95 mJ < W_B = 1.62 mJ \quad (4.6)$$

可见以上给定参数组成的变换器满足  $W_{max} < W_B$ , 所以, 该设计满足输出本质安全的电气防爆要求。

取电感  $L = 55 \mu H$ 、电容  $C = 5.5 \mu F$ , 在  $V_i = V_{i,min} = 20V$ ,  $R_L = R_{L,min} = 36 \Omega$  时, 测得电感电流、输出纹波电压及输出短路波形如图 4.2 所示

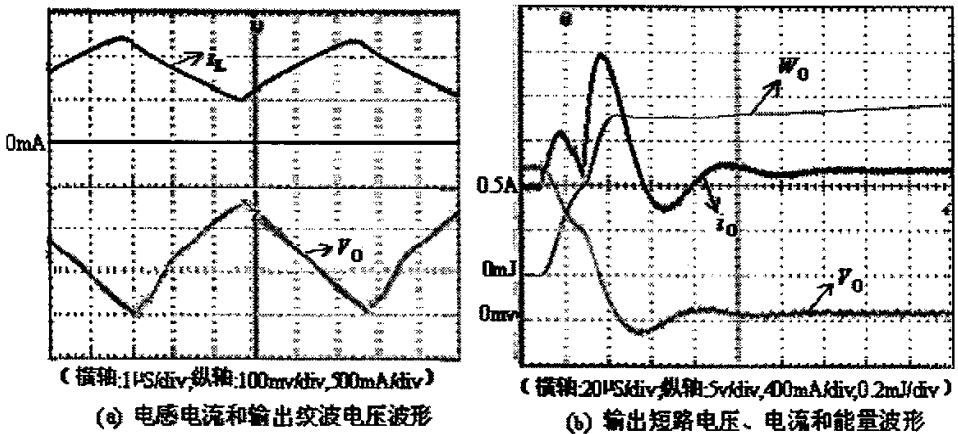


图 4.2  $L = 55 \mu H$ 、 $C = 5.5 \mu F$ ,  $V_i = 20V$ ,  $R_L = 36 \Omega$  时的电感电流、纹波电压以及输出短路波形

其中  $i_L$  表示电感电流,  $v_O$  为输出电压,  $W_O$  为输出电流为输出短路能量。

根据图 4.2(a), 示波器实测的输出纹波电压为 280mv(小于  $2\%V_O=360\text{mv}$ ), 说明最优设计参数下的变换器在其动态范围内均满足输出纹波电压指标要求。

根据图 4.2(b), 输出短路火花能量  $W_{\max}=0.7\text{mJ}<W_B=1.62\text{mJ}$ , 即最优设计参数下的变换器在其动态范围内均满足输出本质安全要求。

为了进一步验证最大输出短路能量与电感的关系, 验证以上设计值的最优性, 分别取电感值  $L=30\mu\text{H}$ 、 $40\mu\text{H}$ 、 $50\mu\text{H}$ 、 $55\mu\text{H}$ 、 $70\mu\text{H}$ 、 $100\mu\text{H}$ 、 $120\mu\text{H}$  和  $160\mu\text{H}$ , 根据输出纹波电压指标要求, 由式(3.2), 可算出其对应的满足纹波要求的最小电容值, 考虑到寄生参数影响同乘以 1.5 倍的裕度系数。取相应的电感、电容组合, 在  $V_i = V_{i,\min} = 20\text{V}$ ,  $R_L = R_{L,\min} = 36\Omega$  时将变换器输出短路, 运用示波器积分功能测出变换器的输出短路火花能量, 测试结果见表 4.1

表 4.1 不同电感、电容值下的最大输出短路能量

| $L(\mu\text{H})$                  | 30   | 40   | 50   | 55  | 70   | 100  | 120  | 160  |
|-----------------------------------|------|------|------|-----|------|------|------|------|
| $C(\mu\text{F})$                  | 6.2  | 5.7  | 5.53 | 5.5 | 5.54 | 5.9  | 6.23 | 7.0  |
| $W_{\max}(\text{实验值})(\text{mJ})$ | 0.78 | 0.73 | 0.71 | 0.7 | 0.74 | 0.82 | 0.87 | 1.01 |

从表 4.1 的实验结果可以看出: 当  $L=55\mu\text{H}$ 、 $C=5.5\mu\text{H}$  时, 变换器的输出短路能量最小, 此时的输出短路能量为 0.7mJ 小于最小点燃能量  $W_B$ , 说明  $L=55\mu\text{H}$  即为使输出短路能量的极大值最小的最优电感。

为了将  $W_{\max}$  的实验值与理论值进行比较, 将给定参数代入式(3.13), 可得最大输出短路能量与电感的关系式(其中电容均取 1.5 倍的裕度系数)

$$\begin{aligned}
 W_{\max} &= \frac{1.5 \times L \times 18^2}{4 \times 2\% \times 36^2} \left[ \frac{18}{20} + \frac{36 \times 20}{2L \times 180 \times 10^3 \times (20+18)} \right]^2 + \frac{L}{2} \left[ \frac{18(20+18)}{36 \times 20} + \frac{18 \times 20}{2L \times 180 \times 10^3 \times (20+18)} \right]^2 \\
 &= 4.688L \left( 0.9 + \frac{52.63}{10^6 \times L} \right)^2 + 0.5L \left( 0.95 + \frac{26.32}{10^6 \times L} \right)^2 \quad (4.7)
 \end{aligned}$$

根据式(4.7), 可画出最大输出短路能量  $W_{\max}$  与电感  $L$  关系的理论曲线如图 4.3 所示

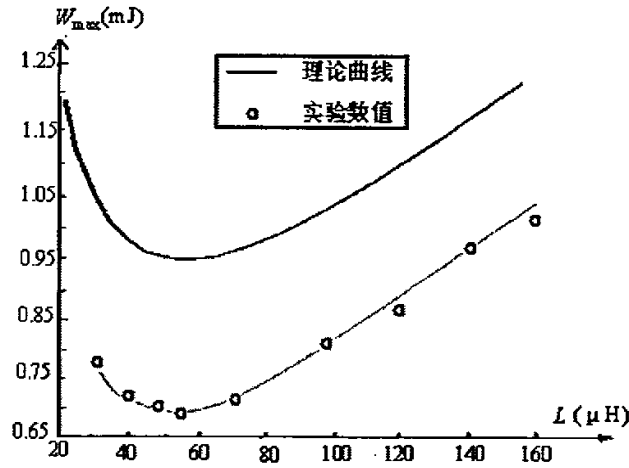


图 4.3 最大输出短路能量  $W_{\max}$  与电感  $L$  的关系曲线

将表 4.1 的实验数值结果标注在图 4.3 中，对比实验数值与理论曲线可以看出：理论曲线与试验结果变化趋一致，理论分析与实验结果基本吻合。理论值大于实验值是由于理论值是在理想情况下获得的，即认为输出短路发生在最危险时刻，而且没有考虑到短路时元件上和线路上的损耗。

以上实验结果说明了本文提出的输出本安型 Buck-Boost 变换器最优电感设计理论的可行性和正确性。

## 4.2 本质安全型 Buck-Boost 变换器电感和电容参数设计的验证

前文 3.4 节给出了同时满足输出纹波电压要求、内部本质安全要求和输出本质安全要求的本质安全型 Buck-Boost 变换器设计方法。下面对该设计方法给出实验验证。

设计了一台本安型 Buck-Boost DC-DC 开关变换器，该变换器预期在 I 类环境中应用，样机如图 4.1 所示。开关频率  $f=180\text{KHZ}$ ，输出电压  $V_O=18\text{v}$ ，输入电压范围为： $14\text{V} \leq V_i \leq 18\text{V}$ ，负载电阻变化范围为： $36\Omega \leq R_L \leq 90\Omega$ 。取安全系数  $K=1.5$ 。

### (1). 储能电感的设计

首先，由式 (3.27) 可得电感的下限设计值为

$$L_{\min} = \frac{R_{L,\min} V_{i,\min}^2}{2fV_O(V_{i,\min} + V_O)} = \frac{36 \times 14^2}{2 \times 180 \times 10^3 \times 18 \times (14 + 18)} = 35\mu\text{H} \quad (4.8)$$

其次，根据电感最小点燃电流，即内部本安要求，确定电感的上限设计值。

第 1 步： $k=0$ ；令  $L_{\max}^{(0)} = L_{\min} = 35\mu\text{H}$ ；

第2步: 将  $L_{\max}^{(0)} = 35\mu H$  代入式(2.86)得  $L = L_{\max}^{(0)}$  时流过电感的最大电流  $I_{L,\max}$  为

$$I_{L,\max} = \frac{18 \times (14+18)}{36 \times 14} + \frac{18 \times 14}{2 \times 35 \times 10^{-6} \times 180 \times 10^3 \times (14+18)} = 1.78A \quad (4.9)$$

取安全系数  $K=1.5$ , 则考查最大电感电流  $I'_{L,\max} = 1.5 \times 1.78 = 2.68A$ , 查附录 B 最

小点燃电流(18v)曲线得对应  $I'_{L,\max} = 2.68A$  的最大电感值  $L_B = 150\mu H$ ;

取  $L_{\max}^{(1)} = 150\mu H$ , 依次得到  $L_{\max}^{(2)} = 280\mu H$ ;  $L_{\max}^{(3)} = 290\mu H$ 。由于  $L_{\max}^{(3)}$  已非常接近于

$L_{\max}^{(2)}$ , 所以可取  $L_{\max} = L_{\max}^{(3)} = 290\mu H$ 。

可见, 满足变换器工作模式要求和内部本安要求的储能电感的设计范围为

$$35\mu H \leq L \leq 290\mu H \quad (4.10)$$

## (2). 输出滤波电容的设计

首先, 以满足输出纹波电压的指标要求为根据, 进行输出滤波电容下限值的设计。根据式 (3.28), 代入给定参数, 可得电容的下限设计值为

$$C \geq \frac{L}{2 \times 2\% \times 36^2} \left[ \frac{18}{14} + \frac{36 \times 14}{2L \times 180 \times 10^3 \times (14+18)} \right]^2 = \frac{L}{51.84} \left( 1.29 + \frac{43.75}{L \times 10^6} \right)^2 \quad (4.11)$$

然后, 以变换器的输出满足本质安全的防爆要求为根据, 进行输出滤波电容上限值的设计。取安全系数  $K=1.5$ , 查容性电路最小点燃电压曲线可得对应于  $KV_O = 1.5 \times 18 = 27V$  的最小点燃电容  $C_B = 10\mu F$ , 对应的最小点燃能量为  $W_B = 0.5C_B V_O^2 = 1.62mJ$ 。根据式 (3.30), 代入给定参数, 可得电容的上限设计值为

$$\begin{aligned} C &\leq \frac{1}{18^2} \left\{ 2 \times 1.62 \times 10^{-3} - L \left[ \frac{18(14+18)}{36 \times 14} + \frac{18 \times 14}{2L \times 180 \times 10^3 \times (14+18)} \right]^2 \right\} \\ &= 0.003 \left[ 3.24 \times 10^{-3} - L \left( 1.143 + \frac{21.88}{L \times 10^6} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (4.12)$$

综上所述, 可以在  $L$ - $C$  平面上可以确定同时满足变换器工作模式要求和内部本质安全要求的电感的取值范围: 根据式 (4.10) 可确定电感下限  $L_{\min}$  和上限  $L_{\max}$  曲线; 根据式 (4.11) 可以在  $L$ - $C$  平面上得到满足输出纹波电压要求的电容值下限  $C_{\min}$  曲线, 根据式 (4.12) 可以在  $L$ - $C$  平面上得到满足本质安全的电容值上限  $C_{\max}$  曲线。将由  $L_{\max}$ 、 $L_{\min}$ 、

$C_{\max}$  和  $C_{\min}$  确定的设计范围展现在  $L$ - $C$  平面上如图 4.3 所示, 四条分界线围成的区域(图 4.4 中阴影部分)就是可以满足变换器电气指标(输出纹波电压及工作模式要求)及本质安全条件的电感、电容值设计范围。

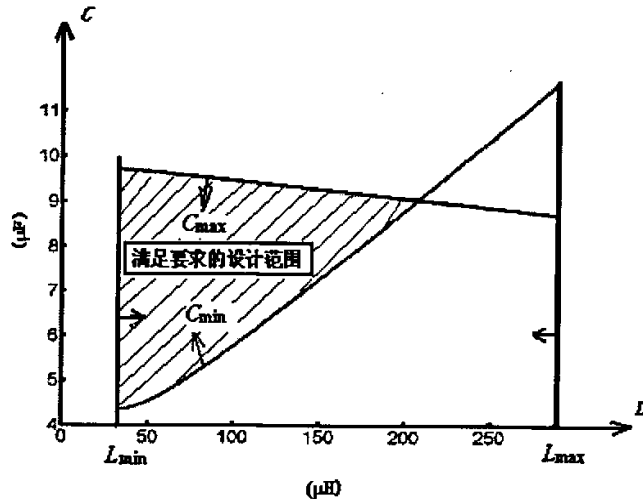


图 4.4 满足要求的电感、电容设计范围

图 4.4 中阴影部分即为满足输出纹波电压指标要求、内部本安要求和输出本安要求的电感电容设计范围。

为验证以上设计结果的正确性, 在设计区域内任选一组电感电容进行如下实验。

例如, 选取  $L=100\mu\text{H}$ ,  $C=7.5\mu\text{F}$ , 当  $R_L=36\Omega$ ,  $V_I=14\text{V}$  时, 用示波器测得变换器的电感电流和电容电压波形以及输出短路电压电流及能量波形分别如图 4.5(a)和(b)所示。

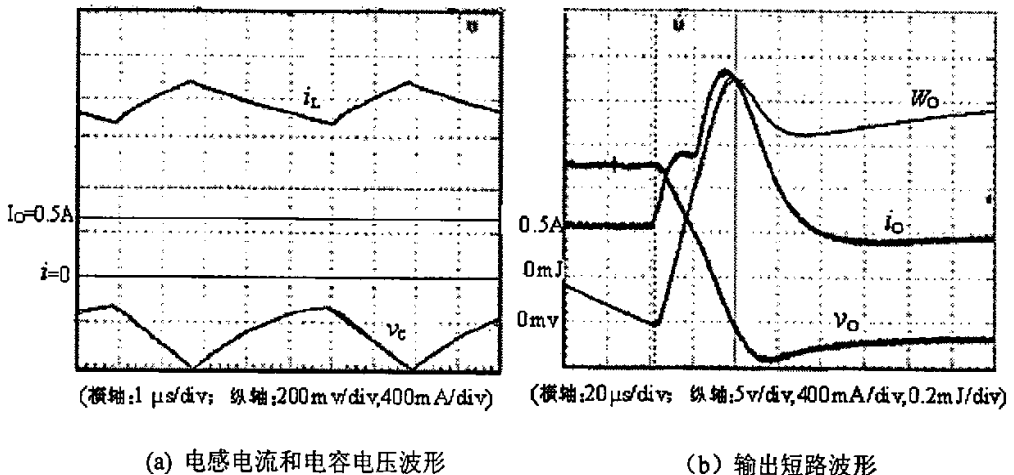


图 4.5  $L=100\mu\text{H}$ ,  $C=7.5\mu\text{F}$ ,  $R_L=36\Omega$ ,  $V_I=14\text{V}$  时, 变换器的电感电流、纹波电压及短路波形

由图 4.5(a)波形可以看出: 此时变换器的输出纹波电压为  $270\text{mV}$ , 小于  $2\%$

$V_O=360\text{mv}$ , 可见, 设计的变换器满足纹波电压指标要求;

由图 4.5(a)波形可以看出: 此时变换器的峰值电感电流为  $1.76\text{A}$ , 考虑 1.5 倍的安全系数, 则  $1.76 \times 1.5 = 2.64\text{A} < I_B = 3.3\text{A}$ , (其中  $I_B$  为  $V_I=18\text{v}$ 、 $L=100\mu\text{H}$  时查附录 B 感性电路点燃曲线对应的最小点燃电流), 可见, 设计的变换器满足内部本安要求;

由图 4.5(b)波形可以看出: 此时变换器的输出短路火花放电释放的能量为  $0.9\text{mJ}$ 。取安全系数  $K=1.5$ , 查附录 C 容性电路最小点燃电压曲线可得对应于  $KV_O=1.5 \times 18=27\text{V}$  的最小点燃电容  $C_B=10\mu\text{F}$ , 对应的最小点燃能量为  $W_B=0.5C_BV_O^2=1.62\text{mJ}$ 。显然, 示波器实测的短路火花能量小于最小点燃能量  $W_B$ , 可见, 设计的变换器满足输出本质安全要求。

以上实验结果说明了提出的本质安全型 Buck-Boost 变换器电感、电容优化设计理论的正确性和可行性。

### 4.3 用火花试验装置验证 Buck-Boost 变换器的本安性能

为了检测设计的 Buck-Boost 变换器是否满足本质安全要求, 运用基于 IEC 标准的火花试验装置对变换器的本安性能进行了测试, 火花试验装置如图 4.6 所示。

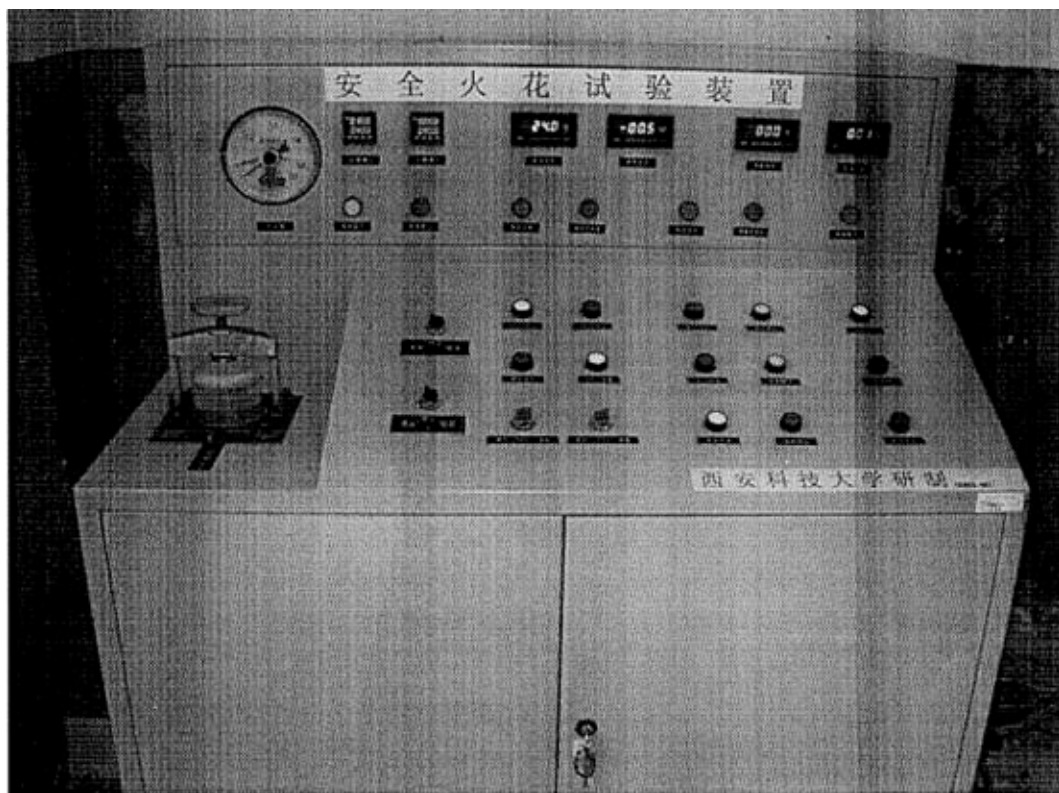


图 4.6 基于 IEC 标准的火花试验装置

试验装置由容积为  $250\text{cm}^3$  的爆炸室内布置一组电极组成, 电极用于在规定的爆炸性实验混合物内产生闭合火花和开路火花。采用 IEC 标准推荐的钨丝和带有两道通槽的旋转锯盘构成一组电极。对装置电气控制部分, 编制了 PLC 程序, 以提高试验效率。

火花点火试验的原理为<sup>[2]</sup>: 被试电路接入火花实验装置电极上, 电极在充满爆炸性试验混合物的容器内; 将电路参数调整到规定的安全系数, 并且实验确定在电极系统的规定转数内是否点燃爆炸性试验混合物。

限于条件, 本文只对 I 类环境(煤矿井下)进行了模拟实验。在进行电路测试前, 对火花试验装置的灵敏度进行标定。为此, 火花试验装置在接有  $95\text{mH}$ (规定为  $90\sim 100\text{mH}$ ) 的空芯线圈的  $24\text{v}$  直流电路中操作, 并且该电路中的电流调整到  $110\text{mA}$ (规定为  $110\sim 111\text{mA}$ ); 爆炸室内充满  $8.3\%$  的甲烷-空气混合气体(规定为  $8.0\%\sim 8.6\%$ )。连续三次标定合格后, 进行以下测试实验。

首先, 对本文 4.3 节设计的输出本安型 Buck-Boost 变换器进行火花点燃验证。取电感  $L=55\mu\text{H}$ 、电容  $C=3.68\mu\text{F}$ , 在  $V_i=V_{i,\min}=20\text{V}$ ,  $R_L=R_{L,\min}=36\Omega$  进行电容短路实验。在规定的 400 转内, 电容短路火花未点燃爆炸室内的爆炸性混合物, 说明设计的变换器满足输出本质安全要求。

然后, 对本文 4.4 节设计的本质安全型 Buck-Boost 变换器进行火花点燃验证。取电感取  $L=100\mu\text{H}$ ,  $C=7.5\mu\text{F}$ , 在  $R_L=36\Omega$ ,  $V_i=14\text{v}$  时分别进行电感开路和电容短路实验。在规定的 400 转内, 电感开路和电容闭合火花均未点燃爆炸室内的爆炸性混合物, 说明设计的变换器满足内部本质安全和输出本质安全要求。

具体的实验操作流程如图 4.7 所示。

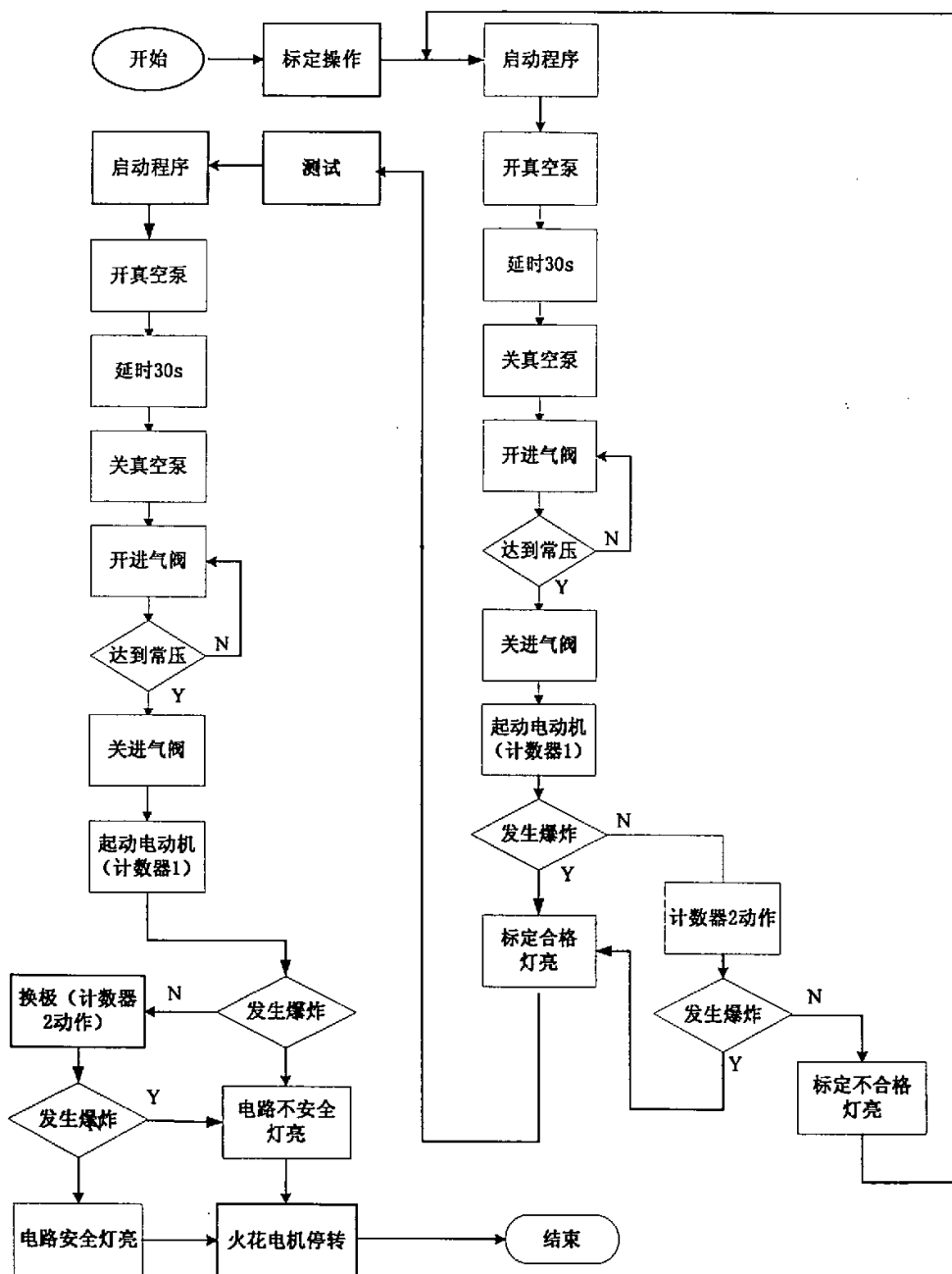


图 4.7 实验操作流程

本节运用火花试验装置对设计的输出本安型和本质安全型 Buck-Boost 变换器样机进行了模拟测试, 测试结果表明样机满足相应要求, 说明了本文提出的输出本安型和本

质安全型 Buck-Boost 变换器的设计方法是正确和可行的。

#### 4.4 小结

本章对第三章提出的输出本安型和本安型 Buck-Boost 变换器的设计方法给出了实例并设计了样机进行实验验证,并运用火花试验装置对设计的样机进行了 I 类环境下的本质安全性能模拟测试,实验和测试结果表明设计的变换器满足期望要求,从而说明了设计方法的正确性和可行性。

## 5 结论

### 5.1 结论

(1) 通过对 Buck-Boost 变换器的工作原理和能量传输模式的深入分析, 提出了新的能量传输模式划分机理: 依据电感电流最小值是否大于输出电流, 进一步将 CCM 细分为 CISM 和 IISM, 得出了 CISM 和 IISM 的临界条件和临界电感。指出 Buck-Boost 变换器存在三种工作模式: CCM-CISM、CCM-IISM 和 DCM, 且对于给定输入电压、负载和电容的 Buck-Boost 变换器, CCM-CISM 模式的输出纹波电压最小且与电感无关; CCM-IISM 模式的输出纹波电压较大且随电感取值的增大而单调减小; DCM 模式的输出纹波电压最大且也随电感取值的增大而单调减小;

(2) 推导出了 Buck-Boost 变换器在整个动态范围内的输出纹波电压最大值, 指出: 在满足一部分区域工作在 CCM、一部分区域工作在 DCM 的前提下, 若输入电压最小且负载电阻最小时, 变换器工作在 IISM-CCM, 则此时变换器的纹波电压最大; 同样地, 若变换器一部分区域工作在 CCM、一部分区域工作在 DCM, 则当输入电压最小且负载电阻最小时, 变换器峰值电感电流最大;

(3) 以电感开路火花为考察对象, 得出了判断 Buck-Boost 变换器内部本安的等效电感电路。给出了变换器内部本质安全的判据: 若整个动态范围内变换器电感电流的最大值小于最小点燃电流, 则变换器满足内部本质安全要求;

(4) 对输出短路释放能量进行了分析, 指出: 当输出短路发生在开关管 S 由导通转换为关断的瞬间, 且在输入电压和负载电阻最小时, 变换器的输出短路火花放电能量最大, 若此最大能量小于容性电路的最小点燃能量, 则变换器满足输出本质安全要求;

(5) 提出了输出本质安全型 Buck-Boost 变换器的参数设计方法: 以满足输出纹波电压为边界条件, 得出变换器在整个工作范围内使其最大输出短路释放能量最小的电感、电容最优设计值;

(6) 提出了本质安全型 Buck-Boost 变换器的电感、电容参数设计方法: 以变换器使输出纹波电压的极大值最小并满足内部本质安全要求为边界条件得出电感的设计范围、以变换器同时满足输出纹波电压要求和输出本质安全要求为边界条件得出电容的设计范围, 从而得出满足变换器电气指标及本质安全性能要求的电感、电容值设计范围。

(7) 运用 PSIPCE 对理论分析进行了仿真验证; 研制了 Buck-Boost 变换器样机对理论推导进行了实验验证; 运用火花实验装置对样机的本质安全防爆性能进行了测试、试验; 仿真、测试和试验结果说明了理论分析和设计方法的正确性。

## 5.2 展望

本文研究了 Buck-Boost 这类最基本的开关变换器的本质安全特性。今后还将对 Buck、Boost、Cuk、单端正激、单端反激、推挽、半桥及全桥等其他类型的变换器进行研究，争取归纳出统一的模型以形成系统化的理论，从而更有效地指导本质安全开关电源的设计。

提高本质安全开关电源的输出功率，必须设法减小储能元件的储能，提高开关频率是有效的方法之一。但是随着开关频率提高，开关损耗将显著增大，因此探索软开关技术的应用，也是本课题今后的研究方向。

## 致谢

在本论文完成之际，特别感谢我的导师刘树林教授，我所取得的成绩的每一点一滴都离不开导师的辛勤栽培。在三年的学习和研究中，得到了导师悉心的指导和关怀。导师渊博的知识、严谨的治学态度、科学的思维方式、求实创新的工作作风、为人师表的高贵品德和待人接物的谦逊格调令我受益匪浅、值得我终生学习。在即将毕业之际，特向导师表示衷心的感谢和诚挚的敬意，感谢导师为我提供的良好的学习和实验条件以及在生活和学习上给予的方方面面的关照。

在课题完成过程中，得到了师兄贾华宇、刘辉，师姐李建玲、杨银玲，同学赵新毅、王媛媛、王瑞，以及师弟陈勇兵、王忠芳和师妹蔻蕾的关心和无私帮助，在此一并表示深深的谢意。

同时，特别感谢我的父母和家人对我莫大的支持与鼓励，使我能够克服困难，完成学业。

最后，对所有曾经关心、帮助过我的人表示深深的谢意。

## 参考文献

- [1] D. Oancea, Domnina Razus , V. Munteanu , Irina Cojoccea. High voltage and break spark ignition of propylene/air mixtures at various initial pressures. Journal of Loss Prevention in the process industries,2003(5):98~102
- [2] 中国强制性国家标准汇编(第三版) 电工卷 5 , GB 3836.4-2000
- [3] J.M. Adams. Electrical apparatus for flammable atmospheres. Power Engineering Journal, January 1990
- [4] L C Tower. Interaction of lighting & other high power surgers with intrinsically safe installations. The MTL Instruments Group plc, UK
- [5] 孟庆海译. 克服本安电路火花试验装置缺点采取的新方法及利用改进型装置得到的结果, 电气防爆, 1999(2): 39~42.
- [6] 杨保祥. 本质安全型电气设备新老国标的主要技术差异. 电气防爆, 2001(3):1~3
- [7] 徐建文. 隔爆外壳紧固件的设计. 电气防爆, 2003(1): 8~12
- [8] 马经纲. 隔爆型电气设备新老标准主要技术内容的变化. 电气防爆, 2000(4): 1~3
- [9] L.W.斯科特,张鸿森译. 隔爆型外壳研究综述. 防爆电机, 1994,12(4): 41~48
- [10] 张勇, 催学军. 增安型仪器仪表内部电路有关防爆技术问题的探讨. 爆炸性环境电气防爆技术, 1998(2):21~23
- [11] 李江. 正压型防爆装置工作原理及实例分析. 电气防爆, PP13~17, 2003.4
- [12] 刘彦华,张浩,乔建伟. 基于单片机的正压补偿型控制系统. 电气防爆, PP22~24, 2003.4
- [13] 张玉良. 一种带备用电池多路输出的隔爆兼本质安全型开关直流稳压电源. 煤矿自动化, 1996
- [14] Sabate J A, Vlatkovic V ,Ridley R B,etc . Design Considerations for High-power FB ZVS PWM Converter. APEC'90 1990:275~283
- [15] 杨德刚,赵良炳. 软开关技术回顾与展望. 电力电子技术, 1998 (2): 96~101
- [16] G. Hua and F.C. Lee. A New Class of Zero-Voltage-Swithed PWM Converters. VPEC'91, 193~200
- [17] W.A. Tabisz and F.C. Lee. DC Analysis and Deign of Zero-Voltage-Swithed Multi-Resonant Converters. VPEC'91, 19~28
- [18] Wang K, Lee F C,Boroyevich D, ect . A New quasising-stage Isolated Three-phase ZVZCS Buck PWM Rectifier. VPEV'96,1996:107~114
- [19] Cho G, Sabate J A, Hua G,ect. ZVZCS FB PWM Converter for High-power Application. IEEE Trans.on PE'96,1996:622~628
- [20] 常春光. 具有故障自检功能的矿用隔爆兼本质安全型电源的研究. 电气防爆, 2004(6): 32~34,
- [21] Richard Alexander,Dennis Kindschuh. INTRINSICALLY SAFE BATTERY CIRCUIT. United States Patent 4,749,934. 1988

- [22] Claude Mercier. INTRINSICALLY SAFE UNIVERSAL SWITCHING POWER SUPPLY. United States Patent 6,590,788 B2,2003
- [23] Meng Qinghai, Study on the low energy arc discharge characteristics of D.C. capacitive circuits, ICMEP-ACEID, Chongqing, China, 2003.10:402-405
- [24] 孟庆海, 牟龙华, 何学秋, 电感性本质安全电路动态伏安特性参数的确定, 中国矿业大学学报, 2001, Vol (3) :51-53 (被 Ei 检索)
- [25] P.K.Eckhoff. Minimum ignition energy (MIE)- a basic ignition sensitivity parameter in design of intrinsically safe electrical apparatus for explosive dust clouds. Journal of Loss Prevention in the process industries, 2002
- [26] 商立群, 本质安全电路及其研究, 仪器仪表学报, 2002, Vol (2) :51-53
- [27] 商立群, 安全火花电路的放电形式和电感电路放电时间的测量, 煤矿安全, 2004 (6) :39-41
- [28] 商立群, 复杂电感电路在不同频率特性下本质安全性研究的技术实现, 煤矿机电, 2002, Vol.(3):42-43
- [29] 孟庆海, 牟龙华, 评价电路本质安全性能计算方法的修正, 湘潭矿业学院学报, 2000, Vol. 15 (1) :67-71 (被 Ei 检索)
- [30] 张燕美. 本质安全电路最小点燃能量的一种测试方法. 煤矿机电, 1985
- [31] 张军国. 基于单片机控制实现的本质安全电路用火花试验装置. 煤矿机电, 2003
- [32] 柏自柄. 本质安全火花试验装置的改进设计. 防爆电机, 1996
- [33] 商立群. 本质安全电路的计算机评估的研究. 工矿自动化, 2002
- [34] 孟庆海, 许允之. 电感电路本质安全性能判别式的研究. 矿业安全与环保, 1999
- [35] 张军国, 冯宇. 本安电路中电缆 L/R 的选择原则. 电气防爆, 2002
- [36] 章良海, 宋雅婷, 刘小周. 安全火花原理及应用. 煤炭工业出版社, 1984
- [37] 王花鱼. 本质安全型开关直流稳压电源. 山西煤炭, 2000, 6
- [38] 刘明亚. 隔爆兼本质安全开关电源的研制. 硕士论文, 1989
- [39] 刘晓强. 本质安全型防爆直流开关电源及备用电源研究: [学位论文]. 徐州: 中国矿业大学, 2001
- [40] 陈向东. 矿用本质安全电源. 煤炭科学技术, 1997 (6)
- [41] 刘明亚. 隔爆兼本质安全开关电源的研制. 硕士论文, 1989
- [42] 李建飞, 徐至新, 钟和清. 具有恒压限流和恒流限压功能的 DC-DC 变换器. 电力电子技术, 1999(1): pp.42~44
- [43] 刘晓强. 本质安全型防爆直流开关电源及备用电源研究. 中国矿业大学博士论文, 2001 年
- [44] 刘健, 刘树林, 杨银玲, 张燕美. BUCK 变换器的输出本质安全特性分析及优化设计, 中国电机工程学报. 2005, 25(19), 52-57

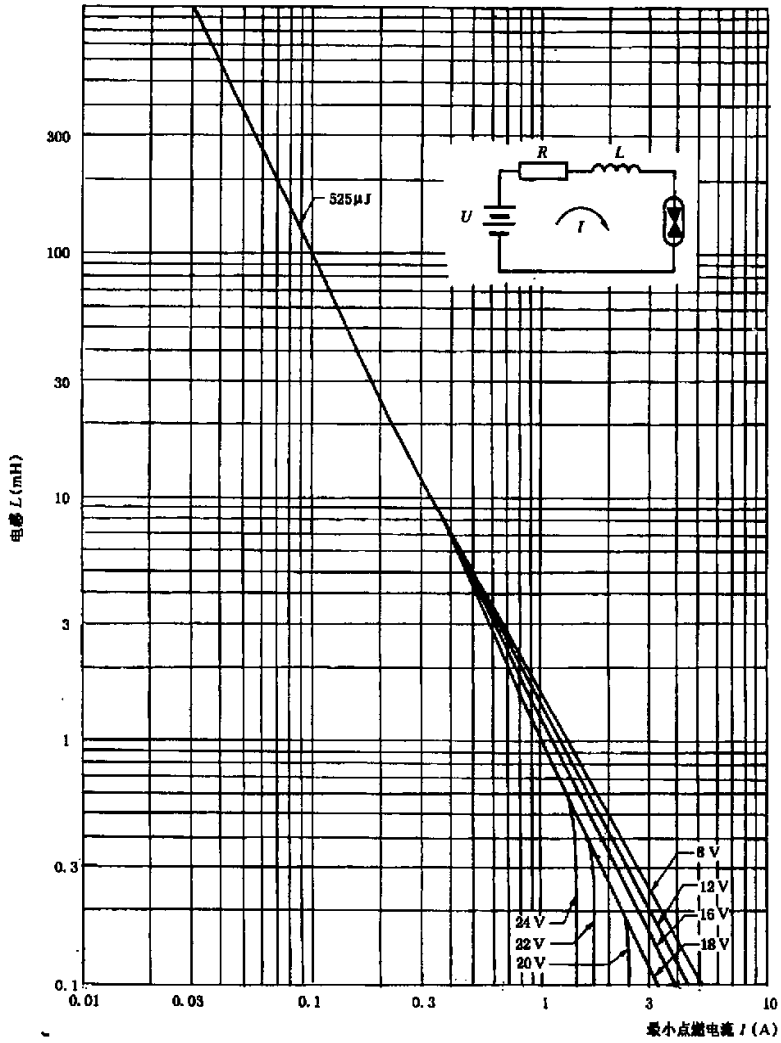
- [45] 吴捷,刘明建,杨苹. Buck-Boost DC-DC 变换器中分叉与混沌问题的研究. [J].控制理论与应用. 2002,19(3):387-394
- [46] 赵国林,朱忠尼. Buck-Boost PFC 软开关电路分析.[J].空军雷达学院学报. 2003,17(1):60-64
- [47] 刘宇. Matlab 下利用 Buck-Boost 变换器实现通讯电源功率因数校正的仿真分析. [J].电力系统通信. 2004,8(1):54-59
- [48] 潘飞蹊,陈星弼. 用 Buck-Boost 变换器实现 PFC 和半桥驱动输出..电力电子技术. 2003,37(6):17-20
- [49] 李明军,张万峰,叶凡生. 升降压型整流器功率因数的校正..上海交通大学学报. 1999,33(12):1583-1594
- [50] 薛禹胜,朱少林,彭志炜,封士彩. Buck-Boost 变换器中分岔现象的机理及预测.电力系统自动化. 2004,28(3):19-23
- [51] 李明,戴栋,马西奎. 不连续电流型 Buck-Boost 变换器二参数分岔的数值研究.西安交通大学学报, 2004,38(4):348-351
- [52] 王利清,魏学业,温伟刚,谢涛. 电流模式 Buck-Boost 电路从有序到混沌的分形研究.北京交通大学学报, 2004,28(5):62-65
- [53] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京: 电子工业出版社, 1998. 9~30

## 附录

### 附录 A 攻读学位期间发表的论文

- [1] 刘树林,钟久明,刘健,韦力.基于 UC3842 的输入过压保护电路研究.铸造技术, 2005,26(10):876~878. EI 收录.
- [2] 刘树林,刘健,钟久明.峰值电流控制变换器斜坡补偿电路的优化设计.电力电子技术, 2005,39(5):78~81;
- [3] Liu Shulin, Liu Jian, Yang Yinlin, Zhong Jiuming. Design of Intrinsically Safe Buck DC/DC Converters. Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines & Systems, Nanjing, China, 2005.(9):1327-1331. ISTP 收录.
- [4] 钟久明.基于本质安全的 BOOST 变换器改进电路的研究.高等教育, 2005,26(1):82~83.
- [5] Liu Shulin, Liu Jian, Yang Yinlin, Zhong Jiuming. Analysis of Output Short-circuit Discharged Energy and Optimal Design of Output Intrinsically Safe Buck Converters. Proceedings of Asia Pacific Symposium on Safety, Shaoxing, China , 2005.(11):1978-1984. ISTP 收录.

# 附录 B

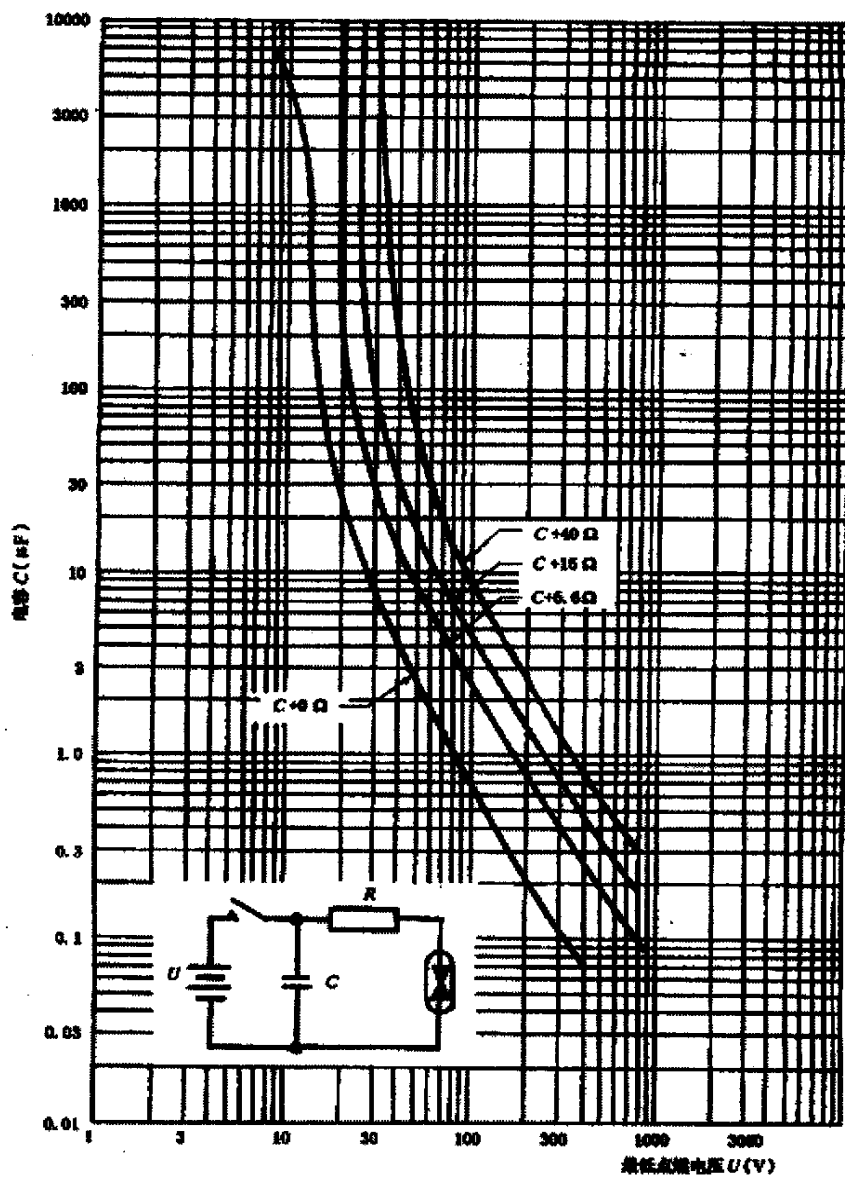


注

- 1 曲线与指明的  $U$  电压对应。
- 2  $525 \mu J$  能量水平指曲线的恒定能量部分。

附图 1 I 类电感电路最小点燃曲线

## 附录 C



附图 2 I 类电容电路最小点燃曲线