

# Buck-Boost 变换器的能量传输模式 及输出纹波电压分析

刘树林, 刘 健, 钟久明

(西安科技大学电气与控制工程学院, 陕西西安 710054)

**摘 要:** 根据电感电流最小值与输出电流的比较, 将 Buck-Boost 变换器的能量传输模式 (ETM) 分为完全电感供能模式 (CISM) 和不完全电感供能模式 (IISM), 得出了 CISM 和 IISM 的临界条件和临界电感. 将电感电流最小值与零和输出电流进行比较, 得出 Buck-Boost 变换器存在三种工作模式, 即 CISM、不完全电感供能且连续导电模式 (IISM-CCM) 和不完全电感供能且不连续导电模式 (IISM-DCM). 推导出了变换器工作于三种模式时的输出纹波电压表示式, 指出对于给定负载、电容和开关频率的 Buck-Boost 变换器, CISM 的输出纹波电压最小且与电感无关, 而 IISM-CCM 和 IISM-DCM 的输出纹波电压较大且随电感减小而增大. CISM 和 IISM 的临界电感即为使得变换器的输出纹波电压最低的最小电感. 文中给出实例, 实验结果与理论分析一致, 但因未考虑器件参数输出纹波电压略高于理论分析值, 实验结果验证了理论分析的正确性.

**关键词:** Buck-Boost 变换器; 能量传输模式; 临界电感; 输出纹波电压

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 05-0838-06

## Energy Transmission Modes and Output Ripple Voltage of Buck-Boost Converters

LIU Shu-lin, LIU Jian, ZHONG Jiu-ming

(Xi'an University of Science and Technology, Xi'an, Shaanxi 710054, China)

**Abstract:** Comparing the minimum current through the inductor with the output current, the Energy Transmission Modes (ETM) of Buck-Boost converters 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 of CISM and IISM are deduced. Comparing the minimum current through the inductor with zero and the output current, a Buck-Boost converter may work in three operating modes, i. e., CISM, the Incomplete Inductor Supply Mode as well as Continuous Conduction Mode (IISM-CCM) and the Incomplete Inductor Supply Mode as well as Discontinuous Conduction Mode (IISM-DCM). Formulations for output voltage ripple of Buck-Boost converters in three operating modes are deduced, respectively. As for the Buck-Boost converters with certain load, output capacitance and switching frequency, it is pointed out that the output voltage ripple (OVR) in CISM is the smallest and independent of the inductance, and that the OVR in IISM-CCM and IISM-DCM is much larger and increasing with the decreasing of the inductance. It is concluded that the minimum inductance to guarantee the lowest output ripple voltage is the critical inductance between CISM and IISM. The experiment results are in positive to the analysis results. The experiment results of OVR are a little higher than the analysis due to without considering the parasitic elements of the devices. The feasibility of the proposed methods is proved by the experiment results.

**Key words:** Buck-Boost converter; energy transmission mode; critical inductance; output ripple voltage

## 1 引言

Buck-Boost 变换器的输出电压极性与输入相反, 且能方便地实现升压或降压输出, 因此, 在电力、通信及仪器等领域得到广泛应用. 目前, 对 Buck-Boost 变换器的

研究多集中在功率因数校正 (PFC)<sup>[1~3]</sup> 和新型控制方式的探讨<sup>[4,5]</sup>. 而对变换器能量传输机理进行深入分析及其元件参数的优化设计的报道较少.

在对变换器进行分析时, 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)<sup>[3,6~9]</sup>, 并

收稿日期: 2006-06-08; 修回日期: 2006-11-26

基金项目: 教育部跨世纪优秀人才支持计划 (No. NLT050875); 西安市科技攻关项目 (No. G05047); 陕西省教育厅产业化培育基金 (No. 05JC19)

认为在 CCM 时, Buck-Boost 变换器的输出电压纹波与电感无关<sup>[8,9]</sup>, 但理论分析和实验结果表明: 在 CCM 下, Buck-Boost 变换器的输出电压纹波在一定条件下确实与电感无关; 但是在有些情形, 即使在 CCM 下, Buck-Boost 变换器的输出电压纹波却随着电感取值的减小而显著增大, 也即按照传统的分析和设计方法, 不能确保研制的 Buck-Boost 变换器达到预期目标。同时, 由于 Buck-Boost 变换器的电感在开关导通时处于输入部分, 关断时处于输出部分, 使得电感能量从输入到输出的传输过程较已有的研究报道更为复杂。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<sup>[10]</sup>, 就可从变换器元件参数的设计上, 进一步提高变换器的性能。

本文对 Buck-Boost 变换器的能量传输过程及输出纹波电压进行深入分析, 总结出能量传输模式和输出纹波电压与变换器元器件参数的关系, 得出了使得变换器输出纹波电压最低的最小电感值。对于变换器的小型化和集成化设计, 尤其是应用在危险型环境的本安型开关变换器的设计<sup>[11,12]</sup> 具有重要指导意义。

## 2 Buck-Boost 变换器的能量传输过程

Buck-Boost 变换器的组成原理如图 1 所示。

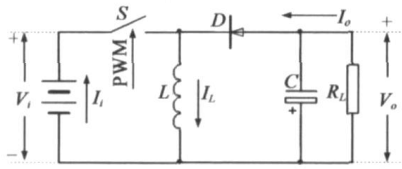


图 1 Buck-Boost DC-DC 变换器的组成

当开关  $s$  处于导通状态时, 电源给电感充电, 电感储能, 仅电容放电向负载提供能量, 此时的能量传输较简单。但当开关关断后, 能量的传输过程则要复杂得多, 其能量的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。下面对这两种模式的能量传输过程进行分析。

### 2.1 DCM Buck-Boost 变换器的能量传输过程

DCM 时, 电感电流和输出电压波形如图 2 所示, 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 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  $t_2$  时刻电感电流下降到  $i_L = I_o$ , 此过程经历时间为  $t_2 - t_1$ 。

第二阶段 ( $t_2 \sim t_{2a}$ ): 当  $i_L < I_o$  后进入此阶段, 电感和电容同时向负载供能, 其等效电路如图 3(b) 所示。电

容上的电压开始下降, 这一阶段一直持续到  $i_L$  下降到零, 经历时间为  $t_{2a} - t_2$ 。

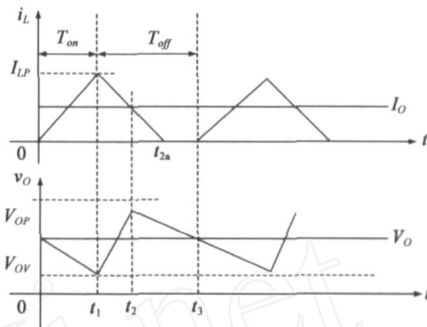


图 2 DCM Buck-Boost 变换器电感电流和电容电压波形

第三阶段 ( $t_{2a} \sim t_3$ ): 当  $i_L$  下降到零以后, 进入此阶段。此时, 二极管  $D$  已关断, 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 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,  $i_L$  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。

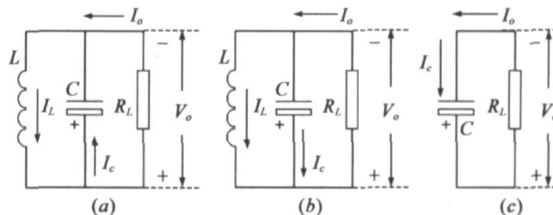


图 3 Buck-Boost 变换器的等效电路

### 2.2 CCM Buck-Boost 变换器的能量传输过程

当 Buck-Boost 变换器工作于 CCM 时, 根据电感电流的最小值  $I_{LV}$  与  $I_o$  的比较, 将其进一步细分为两种能量传输模式: 当  $I_{LV} > I_o$  时称为电感完全供能模式 (CISM); 而当  $I_{LV} < I_o$  时称为不完全电感供能模式 (IISM), 具体分析如下:

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 3(a) 所示; 电感电流和电容电压波形如图 4(a) 所示。

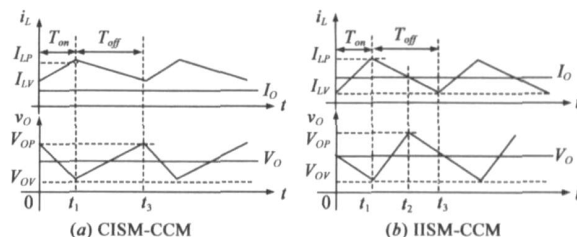


图 4 CCM 时, 变换器的电感电流和电容电压波形

IISM: 此时  $I_{LV} < I_o$ , 其电感电流和电容电压波形如图 4(b) 所示。由图 4(b) 可见, 在开关  $s$  关断期间, 能量

的传输又可分成两个阶段:第一阶段为电感供能阶段,其等效电路如图 3(a)所示,在此阶段,  $i_L > I_O$ , 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 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,此时  $i_L < I_O$ , 电容电压开始下降,如图 4(b)所示的  $t_2 \sim t_3$  段.

可见, Buck-Boost 变换器工作在 CISM 和 IISM 的临界条件为  $I_{LV} = I_O$ .

### 3 Buck-Boost 变换器的临界条件与临界电感

#### 3.1 CCM 与 DCM 的临界条件与临界电感

CCM 与 DCM 的临界电感  $L_C$  为<sup>[8,9]</sup>

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

其中,  $f$  为开关频率,  $d$  为占空比,  $R_L$  为负载电阻.

#### 3.2 CISM 与 IISM 的临界条件与临界电感

在变换器的开关  $S$  导通期间,通过电感电流  $i_L$  近似线性增加. 在 CCM 时,电感上的峰值电流  $I_{LP}$  为<sup>[8]</sup>

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

当开关关断后,  $i_L$  近似线性下降,令  $t_1 = 0$ , 则

$$i_L = I_{LP} - \frac{V_O}{L} t \quad (3)$$

其中,  $V_O$  为输出电压. 将式(2)代入式(3)并令  $t = T_{on} = (1-d)T = (1-d)/f$ , 可得电感电流的最小值  $I_{LV}$  为

$$I_{LV} = I_O \left[ \frac{1}{1-d} - \frac{R_L(1-d)}{2Lf} \right] \quad (4)$$

变换器工作在 CISM 和 IISM 的临界条件为  $I_{LV} = I_O$ , 则由式(4)可得 CISM 和 IISM 的临界电感为

$$L_K = \frac{R_L(1-d)^2}{2fd} \quad (5)$$

当  $L > L_K$  时, Buck-Boost 变换器工作在 CISM; 而当  $L < L_K$  时, 变换器工作在 IISM. 由式(1)和(5)可得  $L_K = L_C/d$ , 由于  $d < 1$ , 所以有  $L_K > L_C$ . 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.

### 4 Buck-Boost 变换器的电感与工作模式

根据流经电感的最小电流与输出电流的比较, 将 Buck-Boost 变换器分为 CISM 和 IISM; 而根据流经电感的最小电流是否等于零, 又可将其分为 CCM 和 DCM. 二者

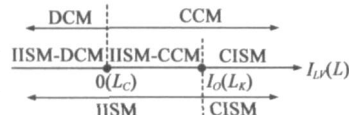


图 5 变换器的工作模式与电感和电感最小电流的关系

综合起来, 可将 Buck-Boost 变换器分为三种模式: 完全电感供能模式——CISM, 不完全电感供能且连续导电

模式——IISM-CCM, 不完全电感供能且不连续导电模式——IISM-DCM, 如图 5 所示.

由图 5 可见, 当  $L > L_K$  或  $I_{LV} > I_O$  时, 变换器工作在 CISM; 当  $L_C < L < L_K$  或  $0 < I_{LV} < I_O$  时, 变换器工作在 IISM-CCM; 当  $L < L_C$  时, Buck-Boost 变换器工作于 IISM-DCM.

### 5 Buck-Boost 变换器的输出纹波电压

#### 5.1 CISM 时的输出纹波电压

Buck-Boost 变换器工作在 CISM 模式时, 其电感电流和输出电压(电容电压)波形如图 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, 即有

$$V_{PP1} = \frac{DTI_O}{C} = \frac{DV_O}{R_L Q} = \frac{V_O^2}{R_L Q(V_O + V_i)} \quad (6)$$

其中,  $T$  为开关周期. 可见,  $V_{PP1}$  与电感无关.

#### 5.2 IISM-CCM 时的输出纹波电压

此时, 电感电流和输出电压(电容电压)波形如图 4(b)所示. 此时的输出纹波电压  $V_{PP2}$  等于开关关断期间电容电压的上升幅度( $t_1 \sim t_2$  段).

开关关断后, 令  $t_1 = 0$ , 电容的充电电流为

$$i_C(t) = i_L(t) - I_O = I_{LP} - \frac{V_O}{L} t - I_O \quad (7)$$

令  $i_C(t) = 0$ , 即  $i_L(t) = I_O$ , 则可得给电容充电的时间为

$$t = t_2 - t_1 = \frac{L(I_{LP} - I_O)}{V_O} \quad (8)$$

根据式(7)、(8)和(2), 可得输出电压纹波为

$$\begin{aligned} V_{PP2} &= \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt \\ &= \frac{LV_O}{2CR_L^2} \left[ \frac{V_O}{V_i} + \frac{R_L V_i}{2Lf(V_i + V_O)} \right]^2 \end{aligned} \quad (9)$$

可见, 此时的输出纹波电压与电感有关. 将式(9)对  $L$  求导并令其等于零可得

$$L = \frac{R_L V_i^2}{2f V_O(V_i + V_O)} = \frac{R_L(1-d)^2}{2fd} = L_K \quad (10)$$

将式(9)对  $L$  求二阶导数, 可得

$$\frac{\partial^2(V_{PP2})}{\partial L^2} = \frac{V_O V_i^2}{4Q^2 L^3 (V_i + V_O)^2} > 0 \quad (11)$$

根据式(9)、(10)和(11)可知: 当  $L < L_K$  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, 将式(10)和(1)分别代入式(9)可得  $V_{PP2}$  的最小值和最大值分别为

$$V_{PP2, \min} = \frac{V_O^2}{R_L Q(V_O + V_i)} = V_{PP1} \quad (12)$$

$$V_{PP2, \max} = \frac{V_O(V_i + 2V_O)}{4fCR_L(V_i + V_O)^2} \quad (13)$$

### 5.3 IISM-DCM 模式的输出纹波电压

此时,其电感电流和输出电压波形如图 2 所示,其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.此时,电感上的峰值电流为

$$I_{LP} = \frac{dTV_i}{L} = \frac{dV_i}{Lf} \quad (14)$$

稳态时,如果忽略器件的损耗,则有  $\frac{1}{2} L I_{LP}^2 = \frac{V_O^2}{R_L f}$ ,再考虑到式(14)可得

$$d^2 = \frac{2LfV_O^2}{R_L V_i^2} \quad (15)$$

令  $t_1 = 0$ ,采用相同的方法,并考虑到式(14)和(15)可得

$$V_{PP3} = \frac{LV_O}{2CR_L} \left( \sqrt{2R_L/Lf} - 1 \right)^2 \quad (16)$$

将式(16)对  $L$  求偏导数并可令其等于零可得

$$L = 2R_L/f = L_D \quad (17)$$

比较式(1)与式(17)可知

$$L_D = \frac{4}{(1-d)^2} L_C > L_C \quad (18)$$

将式(16)再对  $L$  求二阶导数,可得

$$\frac{\partial^2 (V_{PP3})}{\partial L^2} = \frac{L^{-3/2}}{4fCR_L} \sqrt{\frac{2f}{R_L}} > 0 \quad (19)$$

综合式(16)、(17)、(18)和(19)可知:当  $L < L_D$  时,  $V_{PP3}$  随电感的增大而减小;而在 IISM-DCM 时,有  $L < L_C < L_D$ ,将式(1)代入式(16),并考虑到  $L = L_C$  时,有  $d = V_O/(V_i + V_O)$  可得  $V_{PP3}$  的最小值为

$$V_{PP3, \min} = \frac{V_O(V_i + 2V_O)^2}{4fCR_L(V_i + V_O)^2} = V_{PP2, \max} \quad (20)$$

根据式(6)、(9)、 $V_{pp}$  (12)、(13)、(16)和(20),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 6 所示.

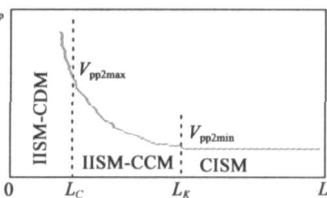


图 6 给定  $V_i$ 、 $R_L$ 、 $C$  和  $f$  时输出纹波电压与  $L$  的关系

由上图可见,对于给定负载、电容和开关频率的 Buck-Boost 变换器, CISM 的输出纹波电压最小且与电感无关; IISM-CCM 和 IISM-DCM 的输出纹波电压较大且随电感减小而增大.因此,输出纹波电压随着电感  $L$  的增加而减小,并在  $L = L_K$  时达到极小值,因此 CISM 和 IISM 的临界电感  $L_K$  就是确保变换器输出纹波电压最低的最小电感.

### 5.4 输出滤波电容的确定

在实际设计变换器时,输出纹波电压是主要考虑的指标之一.为得到期望的输出纹波电压要求,在其他

参数确定的情况下,关键要选择合适的电感和电容.由上述分析可知: Buck-Boost 变换器的电感可根据 CISM 和 IISM 的临界电感  $L_K$  确定.在电感确定后,根据纹波电压要求,可计算出需要的输出滤波电容的理论值,但实际中电容的选择还受很多因素的影响,如:电容类型、电路寄生参数和频率特性等.考虑到这些影响,对于某一实际电路,一个电容器的实际容量  $C_a$  往往要显著小于其标称容量  $C_r$ .定义系数为

$$= C_r / C_a \quad (21)$$

一般大于 1.用解析方法得出 的严格值十分困难,但对于变换器的设计又非常重要.我们在大量实验的基础上采取蒙特卡罗的方法确定 值,具体方法为:

在给定开关频率  $f$  的情况下,随机改变输入电压、电感  $L$ 、电容标称容量  $C_r$ 、输出负载电阻  $R_L$  和导通比  $d$ ,分别测量输出的纹波电压,根据式(6)、(9)和(16)计算对应的电容器的实际容量  $C_a$ ,并根据式(21)计算系数 .近似认为 符合正态分布,在大量实验的基础上,计算 的均值  $\bar{\gamma}$  和标准差  $\sigma$ ,则在 95 %置信度下的置信区间为  $[\bar{\gamma} - 2\sigma, \bar{\gamma} + 2\sigma]$ .

对于一个工作在开关频率  $f$  下的实际电路,根据  $[\bar{\gamma} - 2\sigma, \bar{\gamma} + 2\sigma]$  可得  $C_a$  和输出电压纹波在 95 %置信度下的置信区间.一般均值远大于标准差 ,因此如果要求不高,设计时只考虑系数 的均值  $\bar{\gamma}$ .

## 6 实例及其验证

对一个 Buck-Boost 变换器进行了实验研究,其参数为:  $V_i = 20V$ 、 $V_O = 18V$ 、 $I_O = 0.5A$ 、 $f = 20kHz$ ,则根据式(1)和(5)可得  $L_C = 249\mu H$ 、 $L_K = 526\mu H$ .本例中采用多个独石电容并联,并联容量为  $C_r = 39\mu F$ .在开关频率 20kHz 的情况下,经蒙特卡罗方法确定的值为 1.93,因此,该电容的实际容量为  $C_a = 20.21\mu F$ .

取电感值依次为 750 $\mu H$ 、450 $\mu H$ 、150 $\mu H$ ,分别对应 CISM、IISM-CCM 和 IISM-DCM,其输出电压和电感电流的实验波形分别如图 7(a)、(b)和(c)所示.

从图 7(a)可看出,在 CISM 时,开关关断期间,由于  $i_L$  一直大于 0.5A,所以电感给电容充电,电容电压上升,直到下个开通周期到来才开始下降,下降幅度只由电容决定,所以输出电压纹波与电感无关,此时的纹波电压较小;从图 7(b)可看出,在 IISM-CCM 时,开关关断期间,电容电压在  $i_L$  下降到小于 0.5A 时就开始下降,所以与前者相比,此时电容电压的下降幅度有所增加,且与电容和电感均有关;从图 7(c)可看出,在 IISM-DCM 时,同 IISM-CCM 一样,开关关断期间,电容电压在  $i_L$  下降到小于 0.5A 时开始下降,所不同的是需要经历  $i_L < 0.5A$  和  $i_L = 0$  的两个下降段,所以此时的电压下降幅度,即输出电压纹波最大.

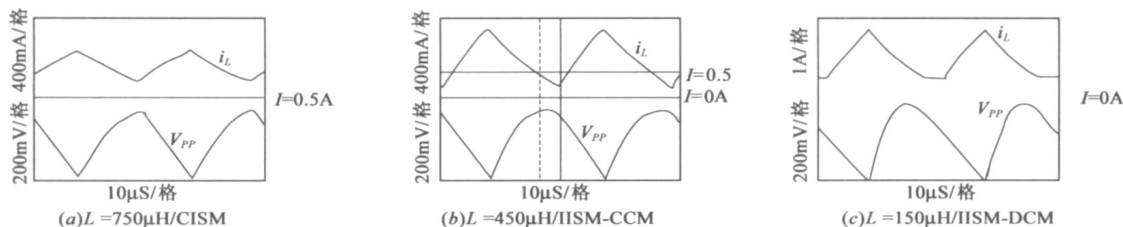


图7 Buck-Boost变换器电感电流和电容电压实验波形

但实验波形与理论分析波形有所差别,开关关断期间,电容电压不是线性而为弧线。主要是由于开关关断后,在  $i_L > 0.5\text{A}$  时,电容的充电电流逐渐变小,所以其电压的上升速度变慢;而在  $i_L < 0.5\text{A}$  时,电容的放电电流渐渐增大,所以其电压的下降速度加快。

不同的电感取值所对应的纹波电压的实验结果和理论计算(按  $C_a = 20.21\mu\text{F}$  计算)的比较如图8所示。从图8可以看出:

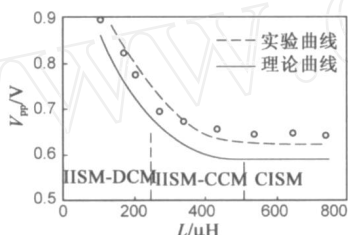


图8 不同电感取值时的输出纹波电压值与理论分析的变化

趋势完全相符,即 CISM 的输出纹波电压最小且与电感无关;IISM-CCM 的输出纹波电压较大且随电感减小而增大;IISM-DCM 的输出纹波电压最大,且随电感减小而增大的速度有所加快。从图中还可以看出,当电感大于临界电感  $L_K = 526\mu\text{H}$  时,尽管电感值在增加,但输出纹波电压仍保持恒定且最小。因此,CISM 和 IISM 的临界电感就是确保变换器输出纹波电压最低的最小电感,且最小纹波电压与电感无关。

但纹波电压的实验结果和理论计算值有所差异,主要原因在于理论计算采用的电容值是根据蒙特卡罗的方法确定的,且在理论分析时近似认为流过电感的电流呈线性变化而实际上存在非线性,并且没有考虑到电路中的一些寄生参数的影响。

## 7 结论

(1) 在开关关断期间,根据电感电流的最小值是否大于输出电流,Buck-Boost 变换器可分为完全电感供能模式(CISM)和不完全电感供能(IISM)两种传输模式。

CISM 和 IISM 的临界电感为  $L_K = \frac{R_L(1-d)^2}{2fd}$ 。

(2) 工作于 CCM 的 Buck-Boost 变换器,既可能工作在 CISM 也可能工作在 IISM;而工作于 DCM 的 Buck-Boost 变换器,必工作在 IISM。因此,Buck-Boost 变换器存在三种模式:完全电感供能模式——CISM,不完全电感供能且连续导电模式——IISM-CCM,不完全电感供能且不连续导电模式——IISM-DCM。

(3) 对于给定负载、电容和开关频率的 Buck-Boost 变换器,CISM 的输出纹波电压最小且与电感无关;IISM-CCM 和 IISM-DCM 的输出纹波电压较大且随电感减小而增大。且 CISM 和 IISM 的临界电感即为使得变换器的输出纹波电压最低的最小电感。

(4) 得出了各种工作模式下的输出电压纹波计算公式以及 CISM 和 IISM 的临界电感  $L_K$ ,再结合 CCM 和 DCM 的临界电感  $L_C$ ,对于确保设计出满足期望要求的 Buck-Boost 变换器具有指导意义。

(5) 本工作有助于以较小的电感和电容满足给定工作范围内的性能指标,有利于变换器的小型化与集成化设计,也有利于减少故障时的火花能量和实现本质安全开关电源。

## 参考文献:

- [1] 刘健,刘树林,王兆安.单级功率因数校正 DCM 组合变换器的稳定性[J].电子学报,1999,27(10):88-92.  
Liu Jian, Liu Shulin, Wang Zhaoan. Stability of single stage power factor correction DCM intergrated converters [J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 27(10): 88-92. (in Chinese)
- [2] Joao Americo Vilela, Jr, Alexandre Rodrigues Vaz, Valdeir Jose Farias, et al. An electronic ballast with high power factor and low voltage stress[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(4): 917-926.
- [3] Kolar, J. W., Ertl, H. A novel three-phase single-switch discontinuous-mode AC-DC buck-boost converter with high-quality input current waveforms and isolated output, IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 19(2): 160-172.
- [4] 胡宗波,张波,胡少甫,邓卫华.基于切线线性系统的 DC-DC 变换器的输出能控性研究[J].电子学报,2005,33(2): 370-374.  
Hu Zongbo, Zhang Bo, Hu Shaofu, Deng Weihua. Output controllability study on DC-DC converters as switched linear systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(2): 370-374. (in Chinese)
- [5] K W E Cheng, M Liu, J Wu. Experimental study of bifurcation and chaos in the Buck-Boost converter [J]. IEE Proceedings Part B, Electric Power Applications, 2003, 150(1): 45-61.
- [6] Vorperian, V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. II. Discontinuous conduction mode

- [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1990, 26(3): 497 - 505.
- [7] 林波涛, Y S Lee, 丘水生. 工作于断续电感电流模式的 PWM 开关变换器的统一建模方法[J]. 电子学报, 1999, 27(2): 40 - 43.
- Lin Botao, Y S Lee, Qiu Shuisheng. An unified approach to modeling PWM switching power converters in discontinuous inductor current mode operation [J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 27(2): 40 - 43. (in Chinese)
- [8] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京, 电子工业出版社, 2004.
- [9] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京, 科学出版社, 2000.
- [10] 刘树林, 刘健, 杨银玲, 赵新毅. Boost 变换器的能量传输模式及输出纹波电压分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 119 - 124.
- Liu Shulin, Liu Jian, Yang Yinling, Zhao Xinyi. Energy transmission modes and output ripple voltage of boost converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 119 - 124. (in Chinese)
- [11] Liu Shulin, Liu Jian, Yang Yinlin, Zhong Jiuming. Design of intrinsically safe buck DC/DC converters[A]. Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines & Systems [C]. Beijing: International Academic Publishers, World Publishing Corporation, 2005. 1327 - 1331.
- [12] 刘树林, 刘健, 寇蕾. 开关变换器的本质安全特性分析与设计[J]. 电工技术学报, 2006, 21(5): 36 - 41.
- Liu Shulin, Liu Jian, Kou Lei. Intrinsically safe behavior of switching converters and its design[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(5): 36 - 41. (in Chinese)

#### 作者简介:



刘树林 男, 1964 年 12 月生, 教授, 博士生. 主要从事开关变换器的研究和功率集成电路设计工作, 在国内外刊物发表论文 40 余篇, 出版著作、教材 4 部, 获国家专利 4 项.  
E-mail: sliu100@xust.edu.cn



刘健 男, 1967 年 7 月生, 博士, 教授, 博士生导师. 研究领域为电力电子和电力传动, 在国内外刊物发表论文 100 余篇, 出版著作 6 部, 曾获全国优秀博士学位论文奖, 多次获得省部级科技进步奖.