

# 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, 杨银玲, 赵新毅

(西安科技大学电气与控制工程学院, 陕西省 西安市 710054)

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

LIU Shu-lin, LIU Jian, YANG Yin-ling, ZHAO Xin-yi

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

**ABSTRACT:** Energy Transmission Modes (ETM) during the period of switch turned off of Boost converters are analyzed. 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 inductor and critical condition are deduced. It is pointed out that a Boost converter in Continuous Conduction Mode (CCM) may work in CISM or IISM while that in Discontinuous Conduction Mode (DCM) must be in IISM. As for Boost converters with certain load, output capacitor and switching frequency, some important conclusions are drawn. The converter in CCM-CISM has the smallest output ripple voltage independent of the inductance. The converter in CCM-IISM has rather larger output ripple voltage that is decreasing with the inductance. The one in DCM has the largest output ripple voltage that is also decreasing with the inductance. The minimum inductance to guarantee the lowest output ripple voltage is the critical inductance of CISM and IISM. The experiment results are in positive to the analysis results showing the feasibility of the proposed methods.

**KEY WORDS:** Power electronics; Boost converters; DC-DC converters; Critical inductor; Output ripple voltage; Analysis; Design

**摘要:** 分析了 Boost 变换器在开关关断期间的能量传输模式, 根据流经电感的最小电流与输出电流的比较, 将其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 的临界电感和临界条件。指出工作在连续导电模式 (CCM) 的 Boost 变换器, 既可能工作在 CISM 也可能工作在 IISM; 而在不连续导电模式 (DCM) 的 Boost 变换器, 必定工作在 IISM。指出对于给定负载、电容和开关频率的 Boost DC-DC 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减小而增大; DCM 模式的输出纹波电压最大且亦随电感减小而增大; 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。文中给出了实例, 并用实验结果验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 电力电子; Boost 变换器; DC-DC 变换器; 临界电感; 输出纹波电压; 分析; 设计

## 1 引言

由于 Boost 变换器的电感位于电路的输入端, 通过控制电感电流就可方便地对输入电流实施控制, 因此在开关电源中, 常被用作功率因数校正 (PFC) 的前级<sup>[1-4]</sup>。Boost 变换器在低电压、便携式的电子产品领域也应用广泛<sup>[5-6]</sup>。此外, 由于其功率开关管一端与电源共地, 其驱动电路设计更容易, 因此众多的研究人员一直在不懈地探索 Boost 变换器拓扑结构的改善措施<sup>[7-10]</sup>和提高其性能的控制方法<sup>[11-12]</sup>。

在对 Boost 变换器的已有研究报告中, 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>[1,5,12-14]</sup>, 并得出了在 CCM 下, Boost 变换器的输出电压纹波与电感无关的结论和表达式<sup>[14]</sup>, 但是实验结果表明: 在 CCM 下, Boost 变换器的输出电压纹波有时也会随着电感取值的减小而显著增大。也即按照传统方法设计, 不能确保研制的 Boost 变换器达到预期目标。

而且, 也正是由于电感连接在 Boost 变换器的输入端, 使得电感能量从输入端到输出端的传输过程较已有研究的报道更为复杂, 而弄清该能量传输模式及其与元件参数和变换器性能指标的关系, 是这类变换器设计和研制的必要基础。

本文对 Boost 变换器的能量传输过程进行深入分析, 总结出能量传输模式与变换器元器件和性能指标的关系, 得出了使得变换器输出纹波电压最低的最小电感值, 对于 Boost 变换器的优化设计, 尤其是应用在危险型环境 (如矿井、石化行业) 的本

质安全型开关电源设计（为了降低输出短路和电感开路时的火花能量，这类变换器要求尽量减少储能元件的取值）<sup>[15]</sup>具有重要指导意义。

## 2 Boost 变换器的能量传输过程

### 2.1 Boost 变换器的组成

Boost 变换器的组成原理如图 1 所示。

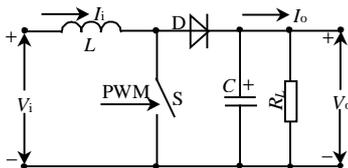


图 1 Boost DC-DC 变换器的组成  
Fig. 1 A Boost DC-DC converter

当 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。此时能量的传输较简单。

但是当开关关断后能量的传输过程要复杂得多，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。

### 2.2 DCM Boost 变换器的能量传输过程

当变换器工作于 DCM 时，电感电流波形如图 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 3 个阶段：

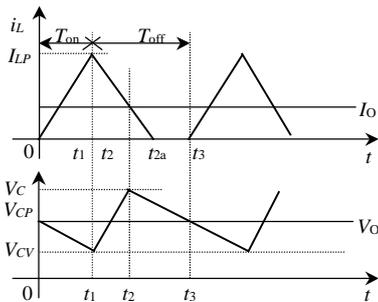
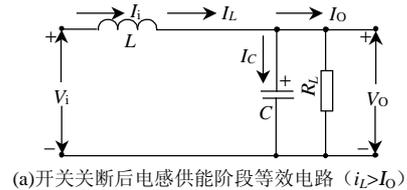


图 2 DCM Boost 变换器电感电流和电容电压波形  
Fig. 2 Inductor current and output voltage of DCM Boost converters

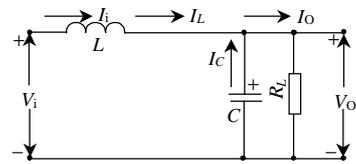
第 1 阶段 ( $t_1 \sim t_2$ )：本阶段为电感储能阶段，其等效电路如图 3(a)所示。此时，电感电流  $i_L > I_O$ ，电感不仅向负载供电，同时还给电容充电，电容电压上升。这一阶段一直持续到  $t_2$  时刻电感电流线性下降到  $i_L = I_O$ ，此过程经历的时间为  $t_2 - t_1$ 。

第 2 阶段 ( $t_2 \sim t_{2a}$ )：当电感电流  $i_L < I_O$  后进入此阶段，电感和电容同时向负载供电，其等效电路如图 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  $t_{2a} - t_2$ 。

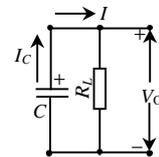
第 3 阶段 ( $t_{2a} \sim t_3$ )：当电感电流下降到零以后，进入此阶段。此时，二极管 D 已关断，由于下一个开通周期还未到来，所以仅由电容向负载供电，其等效电路如图 3(c)所示，电容上的电压继续下降。这一阶段一直持续到第二个开通周期到来，电感电流再由零开始上升。



(a) 开关关断后电感储能阶段等效电路 ( $i_L > I_O$ )



(b) 开关关断后电感和电容同时供电的等效电路 ( $i_L < I_O$ )



(c) 开关关断后仅电容供电的等效电路 ( $i_L = 0$ )

图 3 Boost 变换器的等效电路  
Fig. 3 Equivalent circuits of Boost converters

可见，工作于 DCM 的 Boost 变换器，开关关断后的能量传输分为 3 个阶段：电感储能、电感和电容同时供电及电容供电。

### 2.3 CCM Boost 变换器的能量传输过程

当 Boost 变换器工作于 CCM 时，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  $I_{LV} > I_O$  时称为完全电感储能模式 (CISM)；而当  $I_{LV} < I_O$  时称为不完全电感储能模式 (IISM)，具体分析如下：

电感完全储能模式 (CISM)：此时  $I_{LV} > I_O$ ，所以开关关断期间，电感不仅向负载供电，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。

不完全电感储能模式 (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 1 阶段为电感储能阶段，其等效电路如图 3(a)所示，在此阶段，电感电流  $i_L > I_O$ ，电感不仅向负载供电，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 2 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。

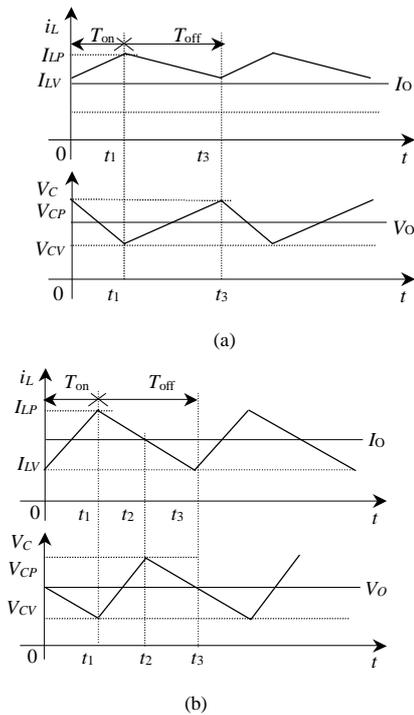


图 4 CCM Boost 变换器的电感电流和电容电压波形  
Fig. 4 Inductor current and output voltage of CCM Boost converters

### 3 临界条件与临界电感

#### 3.1 CCM 与 DCM 的临界条件与临界电感

Boost 变换器的 CCM 模式与 DCM 模式的临界电感  $L_c$  为<sup>[13-14]</sup>

$$L_c = \frac{R_L d(1-d)^2}{2f} \quad (1)$$

式中  $f$  为开关频率;  $d$  为开关的导通比;  $R_L$  为负载电阻。

当电感  $L > L_c$  时, 变换器工作于 CCM; 当电感  $L < L_c$  时, 变换器工作于 DCM。

#### 3.2 CISM 与 IISM 的临界条件与临界电感

在 CCM 模式, 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, 电感上的最大电流为  $I_{LP}$ <sup>[13]</sup>

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

式中  $I_o$  为输出电流。

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

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

式中  $V_o$  和  $V_i$  分别为输出电压和输入电压。

对于 Boost 变换器, 在 CCM 模式时有

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-d} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3), 并令  $t = (1-d)T = (1-d)/f$ , 则得电感电流的最小值  $I_{LV}$  为

$$I_{LV} = I_o \left[ \frac{1}{1-d} - \frac{R_L}{2Lf} d(1-d) \right] \quad (5)$$

当 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(5), 可求得此临界电感  $L_K$  为

$$L_K = \frac{(1-d)^2 R_L}{2f} = \frac{R_L V_i^2}{2f V_o^2} \quad (6)$$

当电感  $L > L_K$  时, Boost 变换器工作在完全电感供能模式 (CISM), 当电感  $L < L_K$  时, Boost 变换器工作在不完全电感供能模式 (IISM)。

对比式(1)和(6), 可知

$$L_K = \frac{L_c}{d} \quad (7)$$

由于  $d < 1$ , 因此有

$$L_K > L_c \quad (8)$$

因此工作于 CCM 的 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 Boost 变换器只有可能工作于 IISM。

### 4 Boost 变换器的输出纹波电压

#### 4.1 CCM-CISM 时的输出纹波电压

当 Boost 变换器工作在 CCM-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。由电荷守恒可知, 此时的输出纹波电压  $\Delta V_{C1}$  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

$$\Delta V_{C1} = \frac{dT I_o}{C} = \frac{dV_o}{R_L C f} = \frac{V_o - V_i}{R_L C f} \quad (9)$$

其中,  $T$  为开关周期;  $C$  为输出电容。可见, 电容越大、频率越高, 输出电压纹波就越小。

#### 4.2 CCM-IISM 时的输出纹波电压

当 Boost 变换器工作在 CCM-IISM 模式时, 其电感电流和输出电压 (电容电压) 波形如图 4(b)所示。同样由电荷守恒可知, 此时的输出纹波电压  $\Delta V_{C2}$  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, 电容的充电电流  $i_c(t)$  为

$$i_c(t) = i_L(t) - I_o = I_{LP} - \frac{V_o - V_i}{L} t - I_o \quad (10)$$

令  $i_c(t_2) = 0$ ，即  $i_L(t_2) = I_0$ ，并注意到  $t_1 = 0$ ，则可得给电容充电的时间  $\Delta t$  为

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{(I_{LP} - I_0)L}{V_0 - V_i} \quad (11)$$

则输出电压（电容上的电压）纹波为

$$\Delta V_{C2} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_c(t) dt \quad (12)$$

将式(10)、(11)代入(12)，并考虑到式(2)及式(4)可得

$$\begin{cases} \Delta V_{C2} = \frac{V_0 - V_i}{2CV_0} \left( \frac{LV_0^3}{R_L^2 V_i^2} + \frac{V_i^2}{4Lf^2 V_0} + \frac{V_0}{R_L f} \right) \\ \Delta V_{C2} = \frac{dV_0}{2C} \left[ \frac{L}{R_L^2 (1-d)^2} + \frac{(1-d)^2}{4Lf^2} + \frac{1}{R_L f} \right] \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)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。将(13)对  $L$  求导可得

$$\frac{\partial(\Delta V_{C2})}{\partial L} = \frac{V_0 - V_i}{2CV_0} \left( -\frac{V_0^3}{R_L^2 V_i^2} - \frac{V_i^2}{4f^2 V_0 L^2} \right) \quad (14)$$

令上式等于零可得

$$L = \frac{R_L V_i^2}{2fV_0^2} = L_K \quad (15)$$

将式(14)对  $L$  再求导，并注意到对于 Boost 变换器有  $V_0 > V_i$ ，因此可以得出

$$\frac{\partial^2(\Delta V_{C2})}{\partial L^2} = \frac{(V_0 - V_i)V_i^2}{4fCL^3 V_0^2} > 0 \quad (16)$$

并且由式(6)和(14)可知，当电感  $L < L_K$  时，

$$\frac{\partial(\Delta V_{C2})}{\partial L} < 0$$

因此纹波电压  $\Delta V_C$  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，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。将式(15)代入式(13)可以得出  $\Delta V_{C2}$  的最小值  $\Delta V_{C2,\min}$  为

$$\Delta V_{C2,\min} = \frac{V_0 - V_i}{RCf} = \Delta V_{C1} \quad (17)$$

将式(1)代入式(13)可得  $\Delta V_{C2}$  的最大值  $\Delta V_{C2,\max}$  为

$$\Delta V_{C2,\max} = \frac{V_0}{R_L Cf} \left( 1 - \frac{V_i}{2V_0} \right)^2 \quad (18)$$

### 4.3 DCM 模式的输出纹波电压

当变换器工作在 DCM 模式时必然处于 IISM，其电感电流和输出电压（电容电压）波形如图 2 所示。同样由电荷守恒可知，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

$$I_{LP} = \frac{dTV_i}{L} = \frac{dV_i}{Lf} \quad (19)$$

将式(10)、(11)代入式(12)，并考虑到式(19)，可得输出电压（电容电压）纹波为

$$\Delta V_{C3} = \frac{L(I_{LP} - I_0)^2}{2C(V_0 - V_i)} = \frac{(dV_i - LfI_0)^2}{2CLf^2(V_0 - V_i)} \quad (20)$$

对于 Boost 变换器，输入电压  $V_i$ 、负载电流  $I_0$  和占空比  $d$  的关系为<sup>[13]</sup>

$$d^2 = 2I_0 Lf \left( \frac{V_0}{V_i} - 1 \right) \frac{1}{V_i} \quad (21)$$

将式(21)代入式(20)，可以得出

$$\Delta V_{C3} = \frac{I_0[V_0 - V_i + 0.5LfI_0 - \sqrt{2LfI_0(V_0 - V_i)}]}{Cf(V_0 - V_i)} \quad (22)$$

由式(21)可得

$$V_i = \frac{-LfI_0 + \sqrt{L^2 f^2 I_0^2 + 2d^2 LfI_0 V_0}}{d^2}$$

将上式代入式(20)得

$$\Delta V_{C3} = \frac{d^2 I_0 \left[ \left( \frac{1}{d^2} + \frac{1}{d} \right) (LfI_0 - A) + V_0 + \frac{LfI_0}{2} \right]}{Cf[V_0 d^2 + LfI_0 - A]} \quad (23)$$

$$\text{式中 } A = \sqrt{L^2 f^2 I_0^2 + 2d^2 LfI_0 V_0}.$$

可见，此时的输出纹波电压也是电容和电感的函数，且纹波电压随电感的增加而减小。由于在 DCM 模式时  $L < L_C$ ，所以当  $L$  增加到  $L=L_C$  时，达到最小值，将式(1)、(4)代入式(22)可以得出  $\Delta V_{C3}$  的最小值为

$$\Delta V_{C3,\min} = \frac{V_0}{R_L Cf} \left( 1 - \frac{V_i}{2V_0} \right)^2 = \Delta V_{C2,\max} \quad (24)$$

综上所述，Boost 变换器的输出纹波电压与变换器工作模式有关，而变换器的工作模式主要由电感决定。

根据式(1)、(6)、(9)、(13)、(17)、(18)、(22)、(23)，可画出给定负载、电容和开关频率下，Boost 变换器的输出电压纹波与电感的曲线关系如图 5 所示。

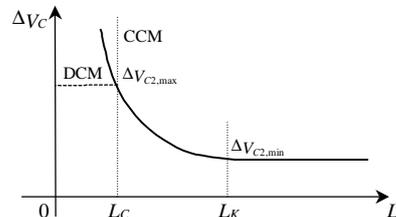


图 5 给定  $R_L$ 、 $C$  和  $f$  时 Boost 变换器输出纹波电压与  $L$  的关系

Fig. 5 Output ripple voltage vs.  $L$  with certain  $R_L$ ,  $C$  and  $f$

可见，对于给定负载、电容和开关频率的 Boost DC-DC 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

压较大且与电感有关; DCM 模式的输出纹波电压最大且与电感有关。

### 5 实例及其验证

对一个典型的 Boost DC-DC 变换器进行了实验研究, 其参数为: 输入电压  $V_i=12V$ 、输出电压  $V_o=18V$ 、输出电流  $I_o=0.5A$  ( $R_L=36\Omega$ )、电容  $C=47\mu F$ , 开关频率  $f=20kHz$ , 则根据式(1)和(6), 可计算出  $L_c=135\mu H$ 、 $L_k=400\mu H$ 。

电感取值分别为  $400\mu H$ 、 $200\mu H$ 、 $50\mu H$ , 分别对应 CCM-CISM、CCM-IISM 和 DCM3 种模式, 其输出电压和电感电流波形分别如图 6(a)、(b)和(c)所示。

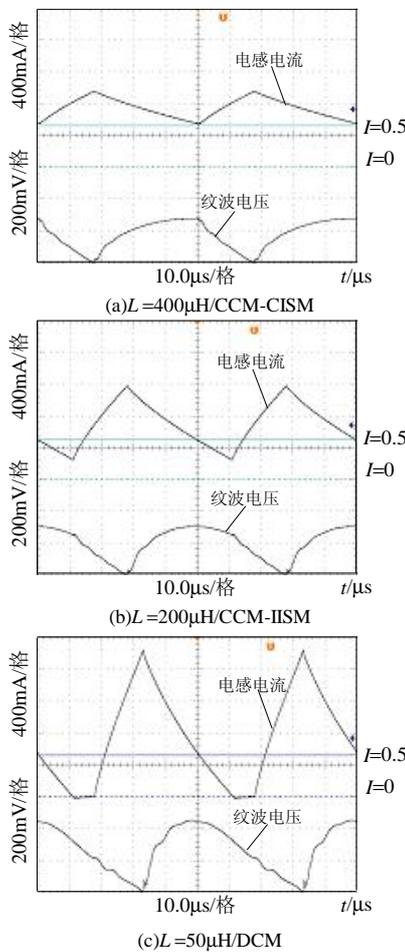


图 6 Boost 变换器电感电流和电容电压实验波形  
Fig. 6 Inductor current and output voltage of Boost converters

从实验波形可看出: 对于给定的负载、电容和开关频率, Boost DC-DC 变换器将因电感的取值不同而工作于不同的模式, 输出电压的纹波也会有显著区别。开关关断期间, 在 CCM-CISM 时, 由于电感电流  $i_L$  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, 如图 6(a)所示, 此时的纹波电压较小; 在 CCM-IISM 模式时, 开关关断期间, 电容电压在电感电流下降到  $i_L$  小于  $0.5A$  时就开始下降, 如图 6(b)所示, 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, 随着电感的增加而减小; 在 DCM 模式时, 同 CCM-IISM 模式一样, 开关关断期间, 电容电压在电感电流下降到  $i_L < 0.5A$  和  $i_L = 0$  的两个下降段, 如图 6(c)所示, 所以此时的电压下降幅度最大。

但实验波形与前面的理论分析波形有所差别, 开关关断期间, 电容电压的上升和下降都不是线性而为弧线。主要是由于开关关断后, 电感电流在逐渐减小, 在  $i_L > 0.5A$  时, 电容的充电电流逐渐变小, 所以电容电压的上升速度越来越慢; 而在  $i_L < 0.5A$  时, 电容的放电电流是渐渐增大的, 所以电容电压的下降速度越来越快。

不同电感取值时对应的纹波电压实验结果和理论计算结果如图 7 所示。在进行理论计算时, 采用式(13)和(23), 且占空比和电容采用相应工作条件下的实测值: 如工作在 CCM 时, 占空比实测值为  $0.362$ ; 而在工作频率为  $20kHz$  时, 标称值为  $47\mu F$  电容的实测值为  $39\mu F$ 。当  $L > L_k = 400\mu H$  后, 输出纹波电压取得最小值, 已不再随电感而变化, 此时, 输出纹波电压的理论计算值为  $232mV$ , 而实验测试值为  $270mV$ , 二者相差仅  $15\%$ , 可见理论计算值与实验测试值十分接近, 说明了理论分析的正确性。

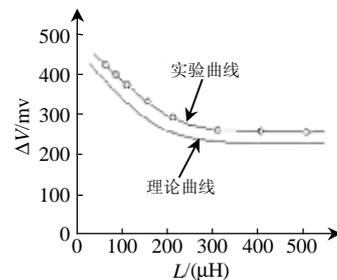


图 7 输出纹波电压的实验曲线和理论曲线  
Fig. 7 Experiment & Theory curves of output ripple voltage

从图 7 可以看出: 实验测得的纹波电压值与理论分析预计的变化趋势完全相符, 即 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减小而增大; DCM 模式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。但纹波电压的实验结果和理论计算值有一些差异,主要原因在于:①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;②没有考虑到电路和元件中的一些寄生参数的影响;③也没有考虑到开关管的开关过程的影响。

## 6 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,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)两种能量传输模式。CISM和IISM两种能量传输模式的临界电感为 $L_K = (1-d)^2 R_L / 2f$ 。

②工作于CCM的Boost变换器,既可能工作在CISM也可能工作在IISM;而工作于DCM的Boost变换器,必工作在IISM。

③对于给定负载、电容和开关频率的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减小而增大;DCM模式的输出纹波电压最大且亦随电感减小而增大。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CISM、IISM和DCM下的输出电压纹波计算公式以及CISM和IISM的临界电感 $L_K$ ,再结合已有文献报道的CCM和DCM的临界电感 $L_C$ ,这些参数对于确保设计出满足期望要求的Boost变换器,如本质安全型Boost变换器(为了降低输出短路和电感开路时的火花能量,这类变换器要求尽量减少储能元件的取值),具有指导意义。

## 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 Zhao'an. Stability of single stage power factor correction DCM intergrated converters[J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 27(10): 88-92.
- [2] Spiazzi G, Mattavelli P, Rossetto L. Power factor pre-regulators with improved dynamic response[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 12(2): 343-349.
- [3] 李冬,阮新波. 高效率的BOOST型功率因数校正预调节器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10): 153-156.  
Li Dong, Ruan Xinbo. A high efficient boost converter with power factor correction[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(10): 153-156.
- [4] 邓卫华,张波. 一种全新的临界工作模式下的单级功率因数校正电路工作特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 36-40.  
Deng Weihua, Zhang Bo. Research on a novel boundary conduction mode of single-stage PFC circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 36-40.
- [5] 周政海,邓先灿,楼向雄. 低压高频PWM DC/DC转换器芯片设计[J]. 固体电子学研究进展, 2004, 24(4): 462-465.  
Zhou Zhenghai, Deng Xiancan, Lou Xiangxiong. The design of low voltage high frequency PWM DC/DC converter[J]. Research & Progress of SSE, 2004, 24(4): 462-465.
- [6] 李建中,刘其贵,魏同立. 一种低功耗PFM升压型DC-DC开关变换器设计[J]. 电路与系统学报, 2004, 9(3): 145-148.  
Li Jianzhong, Liu Qigui, Wei Tongli. Design of a low power PFM boost DC-DC converter[J]. Journal of Circuit and Systems, 2004, 9(3): 145-148.
- [7] 冯波,吴国忠,徐德鸿,等. 一种新型有源箝位Boost变换器[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(10): 61-66.  
Feng Bo, Wu Guozhong, Xu Dehong et al. A novel active clamping Boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(10): 61-66.
- [8] 邢岩,黄立培,孙晓东. 组合式前端DC-DC变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(6): 157-161.  
Xing Yan, Huang Lippei, Sun Xiaodong. A combined topology with back-up boost and asymmetrical half bridge for front end DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(6): 157-161.
- [9] 顾亦磊,陈世杰,吕征宇,等. 单开关DC/DC变换器的一种软开关实现策略[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 130-133.  
Gu Yilei, Chen Shijie, Lü Zhengyu et al. Strategy for single switch DC/DC converters to achieve soft switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 130-133.
- [10] Smith K M, Student Jr, Smedley K M. A comparison of voltage-mode soft-switching methods for PWM converter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12(2): 376-386.
- [11] 张波,曲颖. 电压反馈型Boost变换器DCM的精确离散映射及其分岔和混沌现象[J]. 电工技术学报, 2002, 17(3): 43-47.  
Zhang Bo, Qu Ying. The precise discrete mapping of voltage-fed DCM Boost converter and its bifurcation and chaos[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 17(3): 43-47.
- [12] 邓卫华,张波. 电流连续型Boost变换器状态反馈精确线性化与非线性PID控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 45-50.  
Deng Weihua, Zhang Bo. The research of state variable feedback linearization method on the CCM boost converter and nonlinear PID control law[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 45-50.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 中国强制性国家标准汇编[S]. 电工卷, GB 3846. 4—2000, 北京: 中国标准出版社, 2003.

收稿日期: 2005-10-28.

作者简介:

刘树林(1964-), 男, 博士研究生, 副教授, 主要从事开关变换器和PFC电路的研究及功率集成电路设计工作;

刘健(1967-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究领域为电力电子和电力传动;

杨银玲(1971-), 女, 硕士研究生, 主要从事开关电源研究;

赵新毅(1980-), 男, 硕士研究生, 主要从事开关电源研究。

(编辑 王彦骏)