

Boost 变换器的输出纹波电压分析与 最小电感设计

刘树林, 刘健, 陈勇兵

(西安科技大学电气与控制工程学院, 710054, 西安)

摘要: 为了便于 Boost 变换器的小型化、集成化设计以及满足本质安全的要求, 根据电感电流最小值的差别, 将其分为完全电感供能模式(CISM)、不完全电感供能且连续导电模式(IISM-CCM)和不完全电感供能且不连续导电模式(IISM-DCM). 对 3 种模式的输出纹波电压进行了分析, 得出了最大输出纹波电压. 指出在给定的工作范围内, 最小负载电阻和最低输入电压所对应的 CISM 和 IISM 的临界电感, 即为使得最大输出纹波电压最低的最小电感, 且最大输出纹波电压的极小值与电感无关. 实验结果表明: 当最小电感接近理论值 $278 \mu\text{H}$ 时, 最大输出纹波电压取得极小值; 当电感大于该值时, 输出纹波电压保持不变; 当电感小于该值时, 输出纹波电压随电感的减小而增加. 实验结果验证了理论分析的正确性.

关键词: Boost 变换器; 临界电感; 输出纹波电压; 最小电感

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)06-0707-05

Output Ripple Voltage of Boost Converter and Design of Its Minimal Inductance

Liu Shulin, Liu Jian, Chen Yongbing

(School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science & Technology, Xi'an 710054, China)

Abstract: For the miniaturization and integration of Boost converter and for the requirements of intrinsic safety, the converter is divided into three operating modes according to the minimum inductor-current, i. e., the complete inductor supply mode (CISM), the incomplete inductor supply mode with continuous conduction mode (IISM-CCM), and the incomplete inductor supply mode with discontinuous conduction mode (IISM-DCM). The output ripple voltage (ORV) in each mode is analyzed respectively, and the maximum value of ORV (MORV) is obtained for the three modes. It is concluded that the minimal inductance to guarantee the MORV to get the minimum is the critical inductance between CISM and IISM in the case of the lowest input voltage and the minimum load resistance, and that the lowest MORV is independent of the inductance. The experiments show that the MORV reaches the minimum when the inductance is approximately the theoretical value of $278 \mu\text{H}$. The MORV keeps constant when the inductance is larger, and it increases with the decrement of inductance when the inductance is less than $278 \mu\text{H}$. The experimental results verify the feasibility of the proposed methods.

Keywords: Boost converter; critical inductance; output ripple voltage; minimal inductance

应用在煤矿、石化等危险性环境的直流电源必须满足防爆的要求, 本质安全型直流电源是防爆电

源发展的必然趋势^[1]. 本质安全型设备要求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能点燃规定的爆炸混合物^[1]. Boost 变换器中含有电感和电容较大容量的储能元件. 在其电感出现断开或输出出现短路等故障时, 所产生的电火花很容易点燃易燃易爆气体, 因而很难得到本质安全的要求. 所以, 如何在确保变换器满足电气指标要求的情况下, 尽可能采用较小的电感和电容, 就成为设计本质安全型变换器的关键^[2-3], 而确定最小电感和电容的主要依据之一就是输出电压纹波要求^[4]. 实际上, 对变换器的工作模式和输出电压纹波进行深入分析, 并弄清其与电路元件参数的关系, 就可从变换器的设计和元件选择上进一步提高变换器的性能. 文献[4]仅对在给定负载、频率及输入和输出电压时, 变换器的输出纹波电压随电感的变化进行了分析, 未在整个期望的动态范围内进行深入研究.

针对上述问题, 本文对 Boost 变换器的工作模式和输出纹波电压进行深入分析, 得出了使得变换器最大输出纹波电压最低的最小电感值, 对于应用在危险环境的本质安全型 Boost 变换器的设计具有重要指导意义.

1 工作模式及其输出纹波电压

1.1 Boost 变换器的临界电感

Boost 变换器的组成原理如图 1 所示.

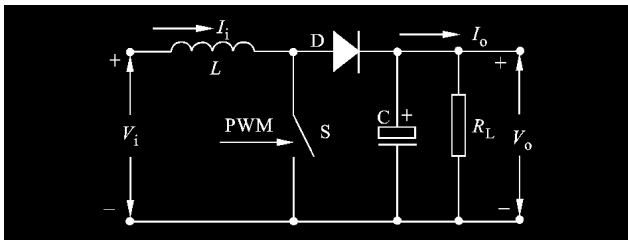


图1 Boost DC-DC 变换器的组成

根据电感电流的最小值是否等于 0, 可将 Boost 变换器的工作模式分成连续导电模式 (CCM) 与不连续导电模式 (DCM). 根据电感电流的最小值与输出电流的比较, 可将其分成电感完全供能模式 (CISM) 和不完全电感供能模式 (IISM)^[4]. CCM、DCM 及 CISM、IISM 的临界电感 L_C 和 L_K 分别为^[4-5]

$$L_C = R_L d(1-d)^2 / (2f) = R_L V_i^2 (V_o - V_i) / (2f V_o^3) \quad (1)$$

$$L_K = (1-d)^2 R_L / (2f) = R_L V_i^2 / (2f V_o^2) \quad (2)$$

式中: f 为开关频率; d 为开关的导通比; R_L 为负载电阻; V_i 、 V_o 分别为输入和输出电压.

1.2 Boost 变换器的 3 种工作模式

由式(1)、(2)可知, 由于 $d < 1$, 因此 $L_K > L_C$. 所以, 工作于 CCM 的 Boost 变换器既有可能工作于 CISM 也有可能工作于 IISM, 而工作于 DCM 的 Boost 变换器只可能工作于 IISM, 因此可将 Boost 变换器划分为 3 种工作模式, 如图 2 所示.

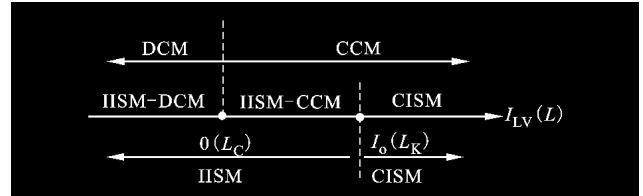


图2 Boost 变换器的工作模式与电感及其最小电流的关系

3 种工作模式分别为: ① CISM; ② 不完全电感供能且连续导电模式 (IISM-CCM); ③ 不完全电感供能且不连续导电模式 (IISM-DCM).

1.3 Boost 变换器的输出纹波电压 (V_{PP})

当变换器工作在 CISM 时, 输出纹波电压为^[5]

$$V_{PP}^{(CISM)} = \frac{dT I_o}{C} = \frac{dV_o}{R_L C f} = \frac{V_o - V_i}{R_L C f} \quad (3)$$

式中: T 为开关周期; C 为输出电容. 工作在 IISM-CCM 和 IISM-DCM 时, 输出纹波电压分别为^[4]

$$V_{PP}^{(IISM-CCM)} = \frac{V_o - V_i}{2C V_o} \left(\frac{L V_o^3}{R_L^2 V_i^2} + \frac{V_i^2}{4L f^2 V_o} + \frac{V_o}{R_L f} \right) \quad (4)$$

$$V_{PP}^{(IISM-DCM)} = \frac{V_o}{C f R_L} + \frac{L V_o^2}{2C (V_o - V_i) R_L^2} - \frac{V_o (2L f V_o (V_o - V_i))^{1/2}}{C f (V_o - V_i)} R_L^{-3/2} \quad (5)$$

由式(3)~式(5)可知, 变换器的 V_{PP} 在 CISM 时与电感无关, 在 IISM-CCM 和 IISM-DCM 时均与电感有关, 且均随 L 、 R_L 及 V_i 的增加而单调减小.

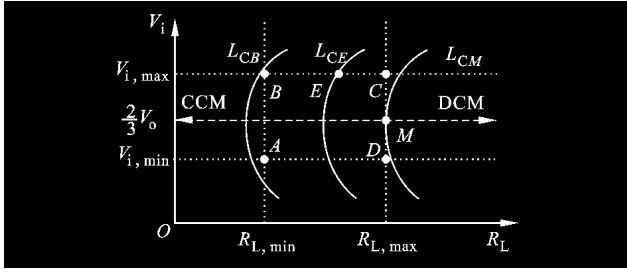
2 动态范围与工作区域

假设该变换器的输入电压为 $[V_{i, \min}, V_{i, \max}]$, 负载电阻为 $[R_{L, \min}, R_{L, \max}]$, 则在 R_L - V_i 平面上变换器的工作范围对应一个矩形. 对于不同的电感, 分别作出式(1)、(2)描述的曲线, 可将 R_L - V_i 平面分为 CCM 和 DCM 及 CISM 和 IISM 两个部分, 如图 3 所示, 其中 $L_{CB} < L_{CE} < L_{CM}$, $L_{K1} < L_{K2} < L_{K3}$.

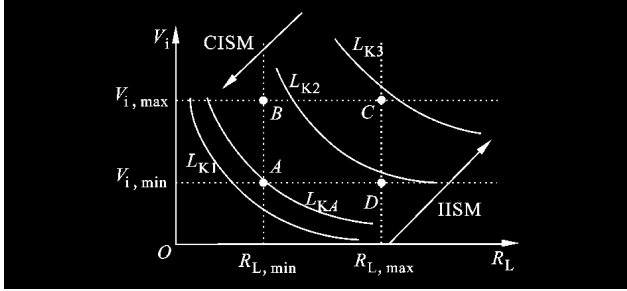
如果图 3 中的 A、B 两点对应的 CCM 和 DCM 的临界电感分别为 L_{CA} 和 L_{CB} , 则根据式(1)有

$$\left. \begin{aligned} L_{CA} &= R_{L, \min} V_{i, \min}^2 (V_o - V_{i, \min}) / (2f V_o^3) \\ L_{CB} &= R_{L, \min} V_{i, \max}^2 (V_o - V_{i, \max}) / (2f V_o^3) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

由图 3a 可知, CCM 和 DCM 的最大临界电感值



(a)CCM 与 DCM 模式分界



(b)CISM 与 IISM 模式分界

图3 在 \$R_L\$-\$V_i\$ 平面展示动态范围与工作区域

$L_{C,max}$ 为临界电感曲线 L_{CM} 的顶点 M 对应的电感值,由式(1)可得该顶点为 $(R_{L,max}, 2V_o/3)$,则

$$L_{C,max} = L_{CM} = 2R_{L,max}/(27f) \quad (7)$$

而 CCM 和 DCM 的最小临界电感 $L_{C,min}$ 为

$$L_{C,min} = \min\{L_{CA}, L_{CB}\} \quad (8)$$

如果 A、C 点对应的 CISM 和 IISM 的临界电感分别为 L_{KA} 和 L_{KC} ,则由式(2)有

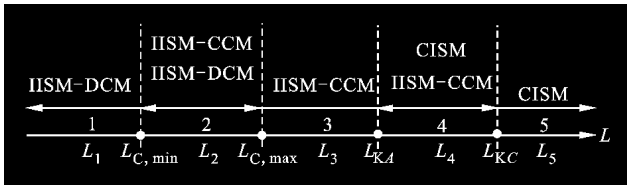
$$\left. \begin{aligned} L_{KA} &= R_{L,min} V_{i,min}^2 / (2fV_o^2) \\ L_{KC} &= R_{L,max} V_{i,max}^2 / (2fV_o^2) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

显然,随着电感变化,变换器将工作在不同的区域和不同的模式。

3 最大输出纹波电压

3.1 $L_{C,max} < L_{KA}$ 的情况

根据电感的取值,在电感 L 轴上,可将变换器的工作区域分成 5 个部分.当 $L_{C,max} < L_{KA}$ 时,变换器的 5 个区域见图 4。

图4 Boost 变换器的工作模式与电感的关系 ($L_{C,max} < L_{KA}$)

(1)由于 $L_1 \leq L_{C,min}$,变换器在整个工作范围内均处于 IISM-DCM 模式.根据前面的分析和式(5),可得此时的最大输出纹波电压为

$$V_{PP1,max} = \frac{V_o}{CfR_{L,min}} + \frac{L_1 V_o^2}{2C(V_o - V_{i,min})R_{L,min}^2} - \frac{V_o(2L_1 fV_o(V_o - V_{i,min}))^{1/2}}{Cf(V_o - V_{i,min})} R_{L,min}^{-3/2} \quad (10)$$

将 $L=L_{C,min}$ 代入式(10),得 $V_{PP1,max}$ 的极小值为

$$\min\{V_{PP1,max}\} = \frac{V_o}{CfR_{L,min}} + \frac{L_{C,min} V_o^2}{2C(V_o - V_{i,min})R_{L,min}^2} - \frac{V_o(2L_{C,min} fV_o(V_o - V_{i,min}))^{1/2}}{Cf(V_o - V_{i,min})} R_{L,min}^{-3/2} \quad (11)$$

(2) $L_{C,min} \leq L_2 \leq L_{C,max}$,当变换器工作在图 5 中的 ABEF 区域时,变换器处于 IISM-CCM,同理由式(4),可得此区域内变换器的最大输出纹波电压为

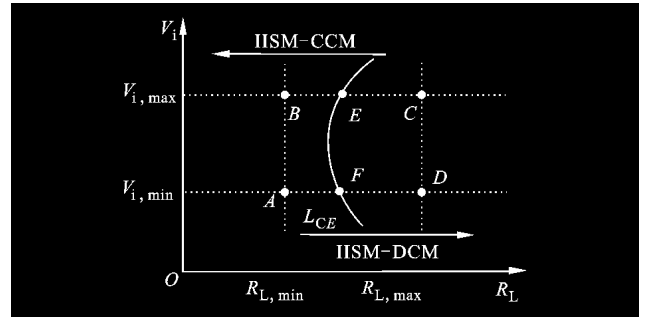
$$V_{PP2,max}^{(IISM-CCM)} = \frac{V_o - V_{i,min}}{2CV_o} \left(\frac{L_2 V_o^3}{R_{L,min}^2 V_{i,min}^2} + \frac{V_{i,min}^2}{4L_2 f^2 V_o} + \frac{V_o}{R_{L,min} f} \right) \quad (12)$$

将 $L=L_{CA}$ 代入式(12),可得其极大值为

$$\max\{V_{PP2,max}^{(IISM-CCM)}\} = \frac{V_o}{CfR_{L,min}} \left(1 - \frac{V_{i,min}}{2V_o} \right)^2 \quad (13)$$

将 $L=L_{C,max}$ 代入式(12),可得其极小值为

$$\min\{V_{PP2,max}^{(IISM-CCM)}\} = \frac{V_o - V_{i,min}}{2CV_o} \left(\frac{L_{C,max} V_o^3}{R_{L,min}^2 V_{i,min}^2} + \frac{V_{i,min}^2}{4L_{C,max} f^2 V_o} + \frac{V_o}{R_{L,min} f} \right) \quad (14)$$

图5 IISM-CCM 与 IISM-DCM 的分界 ($L_{C,min} \leq L \leq L_{C,max}$)

当变换器工作在图 5 中的 CDFE 区域时,变换器处于 IISM-DCM,同理得此时 V_{PP} 的最大值为

$$V_{PP2,max}^{(IISM-DCM)} = \frac{V_o}{CfR_{L,min}} + \frac{L_2 V_o^2}{2C(V_o - V_{i,min})R_{L,min}^2} - \frac{V_o(2L_2 fV_o(V_o - V_{i,min}))^{1/2}}{Cf(V_o - V_{i,min})} R_{L,min}^{-3/2} \quad (15)$$

由于此时 $L_{C,min} \leq L \leq L_{CA}$,则将 $L=L_{CA}$ 代入式(15),得其极小值为

$$\min\{V_{PP2,max}^{(IISM-DCM)}\} = \frac{V_o}{CfR_{L,min}} \left(1 - \frac{V_{i,min}}{2V_o} \right)^2 \quad (16)$$

由式(13)、(14)和(16),可得

$$\min\{V_{PP2,\max}\} = \min\{V_{PP2,\max}^{(\text{IISM-CCM})}\} \quad (17)$$

可见,此时变换器在整个动态范围内的最大输出纹波电压 $V_{PP2,\max}$ 在 $(V_{i,\min}, R_{L,\min})$ 处取得,且将 $L = L_{C,\min}$ 代入式(15),得

$$\max\{V_{PP2,\max}\} = \frac{V_o}{CfR_{L,\min}} + \frac{L_{C,\min}V_o^2}{2C(V_o - V_{i,\min})R_{L,\min}^2} - \frac{V_o(2L_{C,\min}fV_o(V_o - V_{i,\min}))^{1/2}}{Cf(V_o - V_{i,\min})}R_{L,\min}^{-3/2} \quad (18)$$

(3) $L_{C,\max} \leq L_3 \leq L_{KA}$, 变换器在整个工作范围内均处于 IISM-CCM, 同理可得此时最大输出纹波电压为

$$V_{PP3,\max} = \frac{V_o - V_{i,\min}}{2CV_o} \left(\frac{L_3 V_o^3}{R_{L,\min}^2 V_{i,\min}^2} + \frac{V_{i,\min}^2}{4L_3 f^2 V_o} + \frac{V_o}{R_{L,\min} f} \right) \quad (19)$$

将 $L = L_{C,\max}$ 代入式(20), 得 $V_{PP3,\max}$ 的极大值为

$$\max\{V_{PP3,\max}\} = \frac{V_o - V_{i,\min}}{2CV_o} \left(\frac{L_{C,\max} V_o^3}{R_{L,\min}^2 V_{i,\min}^2} + \frac{V_{i,\min}^2}{4L_{C,\max} f^2 V_o} + \frac{V_o}{R_{L,\min} f} \right) \quad (20)$$

将 $L = L_{KA}$ 代入式(20)得 $V_{PP3,\max}$ 的极小值为

$$\min\{V_{PP3,\max}\} = (V_o - V_{i,\min}) / (fCR_{L,\min}) \quad (21)$$

(4) $L_{KA} \leq L_4 \leq L_{KC}$, 变换器在 A 点始终处于 CISM. 当变换器工作在图 6 中的 AGF 区域时, 变换器处于 CISM, 根据式(3)可得, 此区域内变换器的最大输出纹波电压为

$$V_{PP4,\max}^{(\text{CISM})} = (V_o - V_{i,\min}) / (fCR_{L,\min}) \quad (22)$$

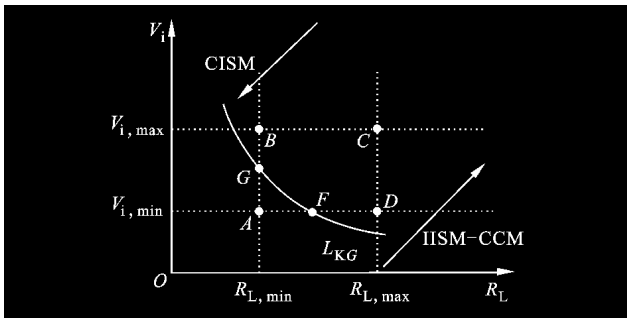


图6 CISM与IISM-CCM的分界($L_{KA} \leq L \leq L_{KC}$)

当工作在BCDFG区域时,变换器处于IISM-CCM,则由式(4)可得最大输出纹波电压为

$$V_{PP4,\max}^{(\text{IISM-CCM})} = \frac{V_o - V_{i,\min}}{2CV_o} \left(\frac{L_4 V_o^3}{R_{L,\min}^2 V_{i,\min}^2} + \frac{V_{i,\min}^2}{4L_4 f^2 V_o} + \frac{V_o}{R_{L,\min} f} \right) < \frac{(V_o - V_{i,\min})}{fCR_{L,\min}} = V_{PP4,\max}^{(\text{CISM})} \quad (23)$$

可见,此时变换器在整个动态范围内的最大输出纹波电压在点 $(V_{i,\min}, R_{L,\min})$ 取得,且该最大值为

$$V_{PP4,\max} = V_{PP4,\max}^{(\text{CISM})} = (V_o - V_{i,\min}) / (fCR_{L,\min}) \quad (24)$$

(5) $L_5 \geq L_{KC}$, 变换器在整个工作范围内均处于CISM,则由式(3)可知,该模式下的最大输出纹波电压为

$$V_{PP5,\max} = (V_o - V_{i,\min}) / (fCR_{L,\min}) \quad (25)$$

可见,当 $L \geq L_{KC}$ 时,变换器工作于 A 点时输出纹波电压最大,且与电感无关。

综合以上 5 部分的分析,由式(11)、(13)、(14)、(17)、(18)、(20)、(21)、(23)~(25)可知

$$V_{PP1,\max} > V_{PP2,\max} > V_{PP3,\max} > V_{PP4,\max} = V_{PP5,\max} \quad (26)$$

3.2 $L_{C,\max} > L_{KA}$ 的情况

当 $L_{C,\max} > L_{KA}$ 时,变换器的 5 个区域见图 7。

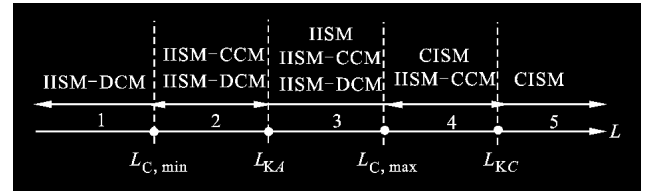


图7 Boost变换器的工作模式与电感的关系($L_{C,\max} > L_{KA}$)

采用同上述情况一样的方法,可得

$$V_{PP1,\max} > V_{PP2,\max} > V_{PP3,\max} = V_{PP4,\max} = V_{PP5,\max} \quad (27)$$

由式(26)、(27)可见,无论哪种情形,若变换器在整个动态范围内均处于IISM-DCM,即 $L < L_{C,\min}$ 时,则最大输出纹波电压极大,当 $L \geq L_{KA}$ 时,则其最大输出纹波电压取得极小值,且其值为

$$\min\{V_{PP,\max}\} = (V_o - V_{i,\min}) / (fCR_{L,\min}) \quad (28)$$

可见,最大输出纹波电压的极小值与电感无关。

4 最小电感设计

对于 Boost DC-DC 变换器,一方面因为对于相同的平均输入电流,IISM-DCM 的峰值电流较高,在较大的输出功率时,开关器件上的电流应力很大,所以电感的设计值应该满足 $L > L_{C,\min}$;另一方面,要使变换器在整个动态范围内工作在 CISM,其 V_{PP} 最小,开关器件上的电流应力也较小,但由式(2)可知,电感的设计必须满足

$$L > L_{KC} = R_{L,\max} V_{i,\max}^2 / (2fV_o^2) \quad (29)$$

显然电感取值很大,不容易满足本质安全的要求,所以电感的设计值应该满足 $L < L_{KC}$ 。

Boost DC-DC 变换器设计通常以在整个动态工作范围内 V_{PP} 的最大值为依据。当 $L \geq L_{KA}$ 时,变换

器的最大输出纹波电压极小,且最大输出纹波电压的极小值与电感无关.所以, L_{KA} 就是在工作范围内使得最大输出纹波电压极小的最小电感,即电感的最佳取值为

$$L_{OPT} = L_{KA} = R_{L,min} V_{i,min}^2 / (2fV_o^2) \quad (30)$$

5 实例及其验证

实验 Boost 变换器的参数 $V_i=1(0\sim14)$ V, $R_L=(36\sim180)$ Ω , $V_o=18$ V, $f=20$ kHz, $C=30$ μ F. 将以上参数分别代入式(6)、(7)和(9),可得 $L_{CA}=123$ μ H, $L_{CB}=121$ μ H, $L_{C,max}=L_{CK}=667$ μ H, $L_{KA}=278$ μ H, $L_{KC}=2\ 700$ μ H. 所以, $L_{C,min}=121$ μ H, $L_{OPT}=278$ μ H.

从图8中可以看出,当变换器工作在 CISM 时, V_{PP} 与 L 无关,而在 IISM 时, V_{PP} 随 L 的增加而单调减小. 无论哪种模式, V_{PP} 均随输入电压及负载电阻的增大而减小. 在除电感之外的其他参数相同时,若 L 的取值使得变换器在给定的输入电压和负载电阻范围内均处于 IISM-DCM, 则 Boost 变换器的 V_{PP} 最大. 当 L 的取值大于相应负载电阻和输入电压所对应的 CISM 和 IISM 的临界电感时,其 V_{PP} 最小.

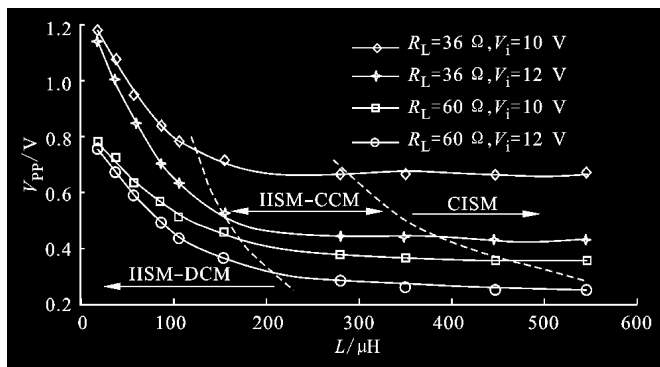


图8 输出纹波电压与负载、输入电压及电感的关系

从图9中可以看出, V_{PP} 随 V_i 的减小而增加, 在 $V_i=V_{i,min}=10$ V 时达到最大值. 从图10中可以看出, V_{PP} 随着 R_L 的减小而增大, 在 $R_L=R_{L,min}=36$ Ω 时达到最大值. 同时, 从图9和图10还可以看出, V_{PP} 随 L 的增加而减小, 当电感增加到 $L=L_{KA}=278$ μ H 时, 最大输出纹波电压取得极小值, 且在 L 增加到 350 μ H 和 550 μ H 时, 最大输出纹波电压的极小值仍保持不变. 可见, 最小负载电阻和最低输入电压, 即 A 点所对应的临界电感 L_{KA} 就是使得最大输出纹波电压极小的最小电感, 且其极小值与电感无关, 实验结果与理论分析相符.

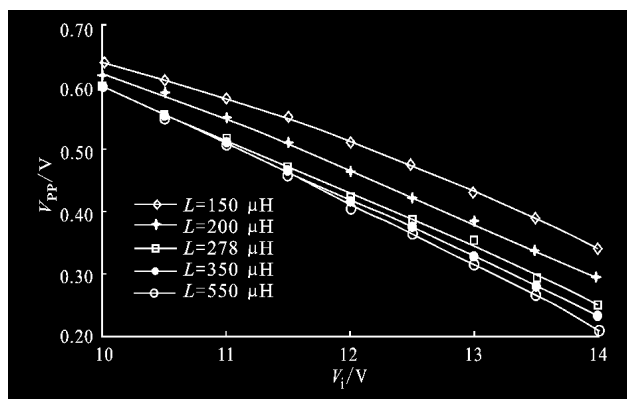


图9 输出纹波电压与输入电压及电感的关系

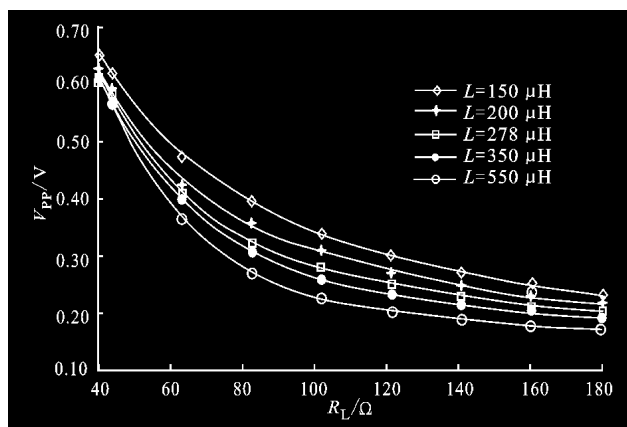


图10 输出纹波电压与负载及电感的关系

6 结论

将流过电感电流的最小值与零和输出电流进行比较, Boost 变换器的工作模式可划分为 CISM、IISM-CCM、IISM-DCM 3 种. Boost 变换器的输出纹波电压在 CISM 时与电感无关, 而在 IISM-CCM 和 IISM-DCM 随电感的增大而减小, 3 种模式的输出纹波电压均随输入电压及负载电阻的增大而减小.

在除电感之外的其他参数相同时, 若电感的取值使得变换器在给定的输入电压和负载电阻范围内处于 IISM-DCM, 则 Boost 变换器的输出纹波电压最大, 当电感的取值大于相应负载电阻和输入电压所对应的 CISM 和 IISM 的临界电感时, 则其输出纹波电压的值最小. 最小负载电阻和最低输入电压所对应的 CISM 和 IISM 的临界电感, 即为在给定的输入电压和负载变化范围内, 使得最大输出纹波电压极小的最小电感值, 且最大输出纹波电压的极小值与电感无关.

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] 李达, 范新媛. 本安防爆系统综述 [J]. 石油化工自动化, 2000 (6): 8-10.
Li Da, Fan Xinyuan. Summarization of intrinsic safety anti-explosive systems [J]. Automation in Petro-Chemical Industry, 2000(6):8-10.
- [2] 刘健, 刘树林, 杨银玲, 等. Buck 变换器的输出本质安全特性分析及优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 52-57.
Liu Jian, Liu Shulin, Yang Yinling, et al. Output intrinsically safe behavior of Buck converters and its optimal design [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25 (19): 52-57.
- [3] 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.
- [4] 刘树林, 刘健, 杨银玲, 等. 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, et al. Energy transmission modes and output ripple voltage of Boost converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26 (5):119-124.
- [5] 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. (编辑 杜秀杰)