

输出本质安全型 Buck-Boost DC-DC 变换器的分析与设计

刘树林, 刘 健, 钟久明

(西安科技大学电气与控制工程学院, 陕西省 西安市 710054)

Analysis and Design of Output Intrinsically Safe Buck-Boost DC-DC Converters

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

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

ABSTRACT: According to the inductance of the inductor, the operating region of a Buck-Boost converter can be divided into four parts in the input-voltage versus load plane. The Output Short-circuit Discharged Energy (OSDE) of the converter is analyzed, and it is pointed out that the OSDE is the summation of the energy from the source and the inductor and the energy stored in the capacitor. It is proved that if a Buck-Boost converter is in CCM in case of the lowest input voltage and load resistance, the OSDE in such condition is the highest in the total operating range. If the maximal OSDE is less than the minimum ignition discharged energy, the converter meets the requirement of output intrinsic safety. According to the requirement of electric performance, the minimum inductance and capacitance are obtained, while the maximum value of inductor and capacitor is determined by the requirements of output intrinsic safety. Experiments are made on a prototype with the results in positive to the analysis showing the feasibility of the proposed methods.

KEY WORDS: intrinsic safety; Buck-Boost converters; output short-circuit discharged energy; design

摘要: 在 R_L-U_i 平面上, 根据电感取值的不同, 将Buck-Boost变换器划分成4个工作区域。对变换器的输出短路释放能量进行了分析, 指出Buck-Boost变换器的输出短路释放能量为短路后电源和电感向负载转移的能量与电容的储能之和, 且如果变换器在负载电阻最小和输入电压最低时处于连续导电模式(continuous conduction mode, CCM), 则此时的输出短路释放能量就是变换器在其整个动态工作范围内的最大输出短路释放能量, 将其与对应的最小引爆能量相比较作为变换器输出本质安全的判断依据。根据电气指标要求, 得出了电感及输出滤波电容的最小设计值; 以满足输出本质安全

要求作为限制条件, 得出了电感和电容的最大设计值。给出了设计实例, 实验结果验证了理论分析的正确性和设计方法的可行性。

关键词: 本质安全; Buck-boost 变换器; 输出短路能量; 设计

0 引言

严峻的煤矿安全生产形势迫切要求研究井下电子设备的防爆^[1], 而本质安全是最佳的防爆形式^[2]。直流电源是功率较大的电子设备, 因此其面临的本质安全问题更突出。

目前本质安全型直流电源多采用线性电源实现, 近年来越来越多的科技人员开始采用开关电源构成本质安全型直流电源^[3-4], 但还需要隔爆外壳且在输出端采取限流、限压多重化保护措施^[5-7]。

研究本质安全变换器是研究本质安全开关电源的基础^[8]。由于Buck-Boost变换器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、通信及仪器仪表等领域得到广泛应用。对于Buck变换器, 通过其元器件参数的优化设计, 不需要在输出采取限流、限压多重化保护措施, 就能满足输出本质安全要求^[9-10]。而目前对Buck-Boost变换器的研究多集中在功率因数校正^[11-13]和新型控制方式的探讨^[14-18], 但有关其本质安全特性的研究, 还未见报道。

本文通过分析 Buck-Boost 变换器工作在各区域和各种模式时的输出短路释放能量, 得出在整个工作范围内最大短路释放能量, 并以最小点燃释放能量作为输出本质安全的判断依据, 得出输出本质安全 Buck-Boost 变换器的优化设计方法。对于本质安全型 DC-DC 变换器的优化设计及在危险环境推广应

基金项目: 教育部跨世纪优秀人才支持计划项目(NELT050875); 西安市科技攻关项目(GG05047); 陕西省教育厅产业化培育项目(05JC19)。

用本安型开关电源具有重要意义。

1 Buck-Boost 变换器

1.1 Buck-Boost 变换器的组成和特性

Buck-Boost 变换器的组成电路如图 1 所示。

当 Buck-Boost 变换器工作于 CCM 模式时，输出电压和纹波电压分别为^[14-15]

$$U_o = \frac{dU_i}{1-d} \quad (1)$$

$$U_{PP} = \frac{dT I_o}{C} = \frac{dU_o}{R_L C f} = \frac{U_o^2}{R_L C f (U_o + U_i)} \quad (2)$$

式中： U_i 为输入电压； d 为开关的导通比； f 为开关频率； R_L 为负载电阻。

变换器工作于 CCM 和非连续导电模式 (discontinuous conduction mode, DCM) 的临界电感为^[19-20]

$$L_c = \frac{R_L(1-d)^2}{2f} = \frac{R_L U_i^2}{2f(U_i + U_o)^2} \quad (3)$$

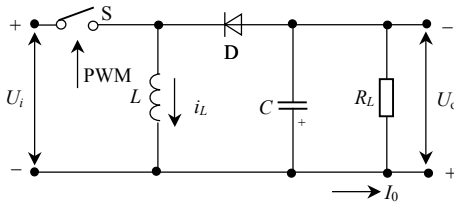


图 1 Buck-Boost DC-DC 变换器的组成
Fig. 1 A basic Buck-Boost DC-DC converter

1.2 Buck-Boost 变换器的电感和工作区域

设变换器的输入电压范围为 $U_{i,\min} \leq U_i \leq U_{i,\max}$ ，负载电阻范围为 $R_{L,\min} \leq R_L \leq R_{L,\max}$ ，则在 R_L-U_i 平面上，变换器的工作范围对应一个矩形，如图 2 所示。

根据式(3)可画出不同的 L_c 对应的曲线，如图 2 所示，其中 $L_{c1} > L_{c2} > L_{c3} > L_{c4}$ 。如果 C、A 两点所对应的 CCM 与 DCM 的临界电感分别用 L_{cA} 和 L_{cC} 表示，则有

$$L_{cC} = \frac{R_{L,\max} U_{i,\max}^2}{2f(U_{i,\max} + U_o)^2} \quad (4)$$

$$L_{cA} = \frac{R_{L,\min} U_{i,\min}^2}{2f(U_{i,\min} + U_o)^2} \quad (5)$$

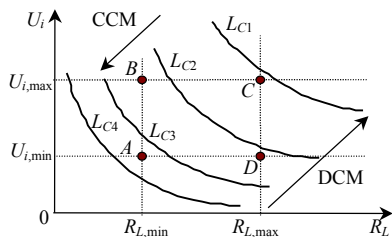


图 2 在 R_L-U_i 平面上展示 CCM/DCM 分界
Fig. 2 CCM and DCM region on R_L-U_i plane

2 Buck-Boost 变换器的最大电感电流

考虑到输出纹波电压指标和输出本质安全要求，电感应满足 $L_{cA} < L < L_{cC}$ 。对应图 2 中 L_{c2} 和 L_{c3} 的情形。下面对这两种情况分别进行讨论。

(1) 对于 L_{c2} 的情形。

此时 $L_{cB} < L < L_{cC}$ ，则 B 点处于 CCM，如图 3 所示。当变换器工作在 CCM 区，即图 3 中 $ABGHDA$ 区域时，变换器的最大电感峰值电流为^[20]

$$I_{LP2,\max}^{(CCM)} = \frac{U_o}{NR_{L,\min}} + \frac{NU_o}{2Lf} \quad (6)$$

式中 $N = U_{i,\min} / (U_{i,\min} + U_o)$ 。由式(6)可得

$$I_{LP2,\max}^{(CCM)} \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{U_o}{NR_{L,\min}} \cdot \frac{NU_o}{2Lf}} = U_o \sqrt{\frac{2}{LfR_{L,\min}}} \quad (7)$$

当变换器工作在 DCM 区，即图 3 中 $GCHG$ 区域时，变换器的最大电感峰值电流为^[20]

$$I_{LP2,\max}^{(DCM)} = U_o \sqrt{\frac{2}{LfR_{LG}}} \quad (8)$$

式中： R_{LG} 为电感的取值处于 L_{c2} 的情形时，变换器工作于 CCM 和 DCM 的最小临界电阻，如图 3 所示。由式(3)可得 R_{LG} 为

$$R_{LG} = 2Lf \left(1 + \frac{U_o}{U_{i,\max}}\right)^2 \quad (9)$$

显然 $R_{LG} > R_{L,\min}$ ，则由式(7)与(8)可得

$$I_{LP2,\max}^{(CCM)} > I_{LP2,\max}^{(DCM)} \quad (10)$$

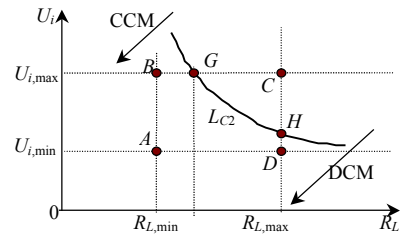


图 3 CCM/DCM 分界 ($L_{cB} < L < L_{cC}$)
Fig. 3 CCM and DCM region on R_L-U_i plane ($L_{cB} < L < L_{cC}$)

(2) 对于 L_{c3} 的情形。

此时 $L_{cA} < L < L_{cB}$ ，则 B 点处于 DCM，采用同 L_{c2} 情形类似的分析方法可得

$$I_{LP3,\max}^{(CCM)} = \frac{U_o}{NR_{L,\min}} + \frac{NU_o}{2Lf} \geq I_{LP3,\max}^{(DCM)} \quad (11)$$

由式(6)、(10)和(11)可知，在其整个动态范围内流过电感的最大电流 $I_{L,\max}$ 等于当 $U_i = U_{i,\min}$ ， $R_L = R_{L,\min}$ 时流过电感的峰值电流，即

$$I_{L,\max} = \frac{U_o}{NR_{L,\min}} + \frac{NU_o}{2Lf} \quad (12)$$

3 Buck-Boost 变换器的短路输出能量

(1) 输出短路发生在开关管 S 断开期间。

此时, 短路保护电路将使 S 继续处于关断状态, 以限制输出短路火花放电能量, 则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, 此时的最大电感储能 $W_{L1,max}$ 发生在开关由导通变为关断后的瞬间发生输出短路, 即

$$W_{L1,max} = \frac{1}{2} L I_{LP}^2 \quad (13)$$

式中 I_{LP} 为电感峰值电流。考虑到通常有 $U_{PP} \ll U_O$, 则在 S 断开期间, 最大输出短路放电能量为

$$W_{1,max} = W_{C1} + W_{L1,max} = \frac{1}{2} (C U_O^2 + L I_{LP}^2) \quad (14)$$

(2) 输出短路发生在开关管 S 导通期间。

由图 1 可知, 此时, 短路能量的释放可分为两阶段。首先, 在 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 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。可见, 当输出短路发生在 S 处于关断期间, 而且是在由导通转换为关断的瞬间, 输出短路释放能量最大, 而且式(14)中的 I_{LP} 在 $U_i = U_{i,min}$, $R_L = R_{L,min}$ 时取得最大值, 则根据式(12)和(14)可得: 在整个工作范围内, 最大输出短路释放能量为

$$W_{max} = \frac{1}{2} C U_O^2 + \frac{L U_O^2}{2} \left[\frac{1}{N R_{L,min}} + \frac{N}{2 L f} \right]^2 \quad (15)$$

即如果变换器在负载电阻最小和输入电压最低时处于 CCM, 则此时的输出短路释放能量就是变换器在其整个动态范围内的最大输出短路释放能量。

由式(15)可得, W_{max} 不仅与电感 L 及电容 C , 还与频率 f 有关, 且对于给定的 L 和 C , W_{max} 随频率 f 增大而减小。这主要是由于随频率 f 增大, 电感的峰值电流减小, 电感储能也将减小所致。

4 变换器的输出本质安全判断

Buck-Boost 变换器得输出属于容性电路, 根据其最小点燃曲线^[1]可知, 对于一给定的电容 C_B , 可查得对应的最小点燃电压 U 。如果变换器的输出电压为 U_O , 为确保输出本安, 必须考虑足够的安全系数 K , 即对应于 U_O 的最小点燃电压 U 为

$$U = K U_O \quad (16)$$

则考虑到安全系数 K 后, 对应 C_B 和 U_O 的最小点燃放电能量 W_B 为

$$W_B = 0.5 C_B U_O^2 \quad (17)$$

因此, 对于 Buck-Boost 变换器, 如果在其工作范围内的最大输出短路能量都小于 W_B , 则输出是本质安全的, 即输出本质安全的判定条件为

$$W_{max} < W_B \quad (18)$$

5 输出本质安全 Buck-Boost 变换器的设计

5.1 电容的设计范围

由式(2)可得, 满足电压纹波要求的最小电容为

$$C'_{min} = \frac{U_O}{m f R_{L,min} (U_O + U_{i,min})} \quad (19)$$

式中 $m = U_{PP}/U_O$ 。考虑到电路寄生参数的影响, 实际中进行电容取值时常考虑一定的裕度系数 λ ($\lambda = 1.5 \sim 3$), 即电容的实际最小设计值应为

$$C_{min} = \lambda C'_{min} = \frac{\lambda U_O}{m f R_{L,min} (U_O + U_{i,min})} \quad (20)$$

对于 Buck-Boost 变换器, 根据式(15)可得出最大输出短路能量对应的等效电容 C_e 为

$$C_e = \frac{1}{U_O^2} [L I_{L,max}^2 + C U_O^2] \quad (21)$$

根据式(17)、(18)和(21)可得最大滤波电容为

$$C_{max} = C_B - L I_{L,max}^2 / U_O^2 \quad (22)$$

因此, 电容的设计范围为 $[C_{min}, C_{max}]$ 。

5.2 电感的设计范围

电感的最小值 L_{min1} 由变换器的工作模式确定, 一般要求变换器在输出电压给定的情况下电流大于某个值 I_A 时工作在 CCM, 即要求最小临界电阻 $R_{LG} > R_A = U_O / I_A$ 即可, 见图 3, 则当 $R_L = R_{L,min}$ 时, 变换器必工作在 CCM, 且由式(9)可得

$$L > \frac{R_A U_{i,max}^2}{2 f (U_{i,max} + U_O)^2} \quad (23)$$

由此可得满足工作模式要求的最小电感为

$$L_{min1} = \frac{R_A U_{i,max}^2}{2 f (U_{i,max} + U_O)^2} \quad (24)$$

在电容 C 选定后, 根据输出本质安全要求, 由式(15)和(18)可知电感还应满足

$$\frac{C U_O^2}{2} + \frac{L U_O^2}{2} \left[\frac{1}{N R_{L,min}} + \frac{N}{2 L f} \right]^2 < W_B \quad (25)$$

由上式可得

$$X^2 (\beta - \sqrt{\beta^2 - Y^2}) < L < X^2 (\beta + \sqrt{\beta^2 - Y^2}) \quad (26)$$

式中: $\beta = W_B - \frac{U_O^2}{2 f R_{L,min}} - \frac{C U_O^2}{2}$; $Y = \frac{U_O^2}{2 f R_{L,min}}$;

$X = \frac{R_{L,\min} U_{i,\min}}{U_o(U_{i,\min} + U_o)}$ 。即满足输出本质安全要求的最小电感和最大电感分别为

$$L_{\min 2} = X^2(\beta - \sqrt{\beta^2 - Y^2}) \quad (27)$$

$$L_{\max} = X^2(\beta + \sqrt{\beta^2 - Y^2}) \quad (28)$$

选取式(24)与(27)中的较大值, 作为最小电感设计值, 即电感的最小设计值为

$$L_{\min} = \max\{L_{\min 1}, L_{\min 2}\} \quad (29)$$

则电感的设计范围为 $[L_{\min}, L_{\max}]$ 。根据以上分析, 则在 $[C_{\min}, C_{\max}]$ 和 $[L_{\min}, L_{\max}]$ 范围内, 选定的电容和电感, 就能使变换器同时满足电气指标和输出本质安全要求。

5.3 工作频率对电感和电容设计范围的影响

如果以上设计范围不够理想或不存在, 则可适当提高频率后重复以上设计。但随着频率的提高, 开关损耗将增大, 为提高效率可采用软开关技术, 但对于输出本质安全 DC-DC 变换器, 一般功率较小(电压不高、电流不大), 因此, 本文没有采用软开关技术。另外, 以上得出了电容、电感的取值范围, 若采用软开关技术, 可将其与软开关技术要求的电感、电容参数的取值范围取交集即可, 若交集为空集则可考虑调整开关频率。

5.1 和 5.2 节讨论的 C 和 L 的取值范围是在给定的频率下进行的, 对于频率 f 发生变化的情况, 假设频率 f 增加, 则由式(12)、(20)~(24)、(27)~(29)可得, L 和 C 的取值范围将增大。即频率 f 越大, 变换器满足输出本质安全要求的元件参数选择范围就越大; 反之, 则元件参数选择范围就越小, 因此, 变换器满足输出本质安全要求的频率 f 的上限决定于变换器控制驱动电路(最高工作频率等)和开关元件的性能指标(开关时间、损耗等)。而频率 f 的下限取决于本质安全变换器的各项技术指标(输入电压和负载变化范围、输出电压、输出纹波电压及临界点燃曲线等)。当频率 f 的取值使得 $C_{\min}=C_{\max}$ 或 $L_{\min}=L_{\max}$ 时, 该频率即为其最小值。根据式(2)、(12)、(20)、(22)、(24)、(27)、和(28)可得 f 的最小值。联解上述各式, 由 $C_{\min}=C_{\max}$ 可得 $f_{\min 1}$, 由 $L_{\min 1}=L_{\max}$ 可得 $f_{\min 2}$; 由 $L_{\min 2}=L_{\max}$ 可得 $f_{\min 3}$, 则 $f_{\min 1}$ 、 $f_{\min 2}$ 和 $f_{\min 3}$ 中最大者即为满足输出本质安全要求的buck-boost变换器的最小工作频率。

6 设计实例和实验验证

设计一台应用于I类环境的Buck-Boost变换器,

主要参数为: $U_i=21\sim 27\text{ V}$, $R_L=36\sim 180\ \Omega$, $U_o=18\text{ V}$, $U_{PP}=2\%U_o=360\text{ mV}$, 要求其输出电流大于 0.2 A 时工作在CCM, 即 $R_A=90\ \Omega$ 。

根据 5.3 节的方法, 可得 $f_{\min}=71\text{ kHz}$, 本文取 $f=200\text{ kHz}$ 。另取裕度系数 $\lambda=2$, 安全系数 $K=1.5$, 因此考察电压为 $U=18\times 1.5=27\text{ V}$, 根据容性电路的最小点燃电压曲线^[1], 可得 $C_B=10\ \mu\text{F}$, 由式(18)得对应的最小点燃放电能量为 $W_B=1.62\text{ mJ}$ 。

根据式(20), (28), (24)和(27)可得 $C_{\min}=6.4\ \mu\text{F}$, $L_{\max}=1\ 206\ \mu\text{H}$, $L_{\min 1}=81\ \mu\text{H}$, $L_{\min 2}=11\ \mu\text{H}$, 则根据式(5)得 $L_{\min}=L_{\min 1}=81\ \mu\text{H}$ 。根据式(11)和(22), 可得电容的上限设计值为

$$C_{\max} = 10 \times 10^{-6} - \frac{L}{324} \left(0.93 + \frac{10.8 \times 10^{-6}}{L} \right)^2 \quad (30)$$

根据以上参数和式(30)可在 $L-C$ 平面上得出满足输出纹波电压和输出本质安全要求的电感、电容设计范围, 如图 4 所示。

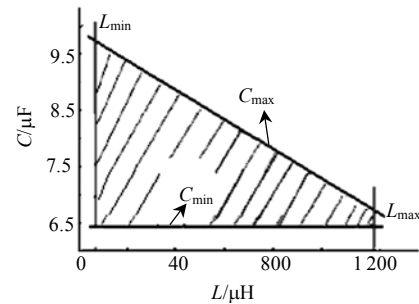


图 4 满足要求的电感、电容设计范围

Fig. 4 Design region of inductance and capacitance

(1) 在设计范围内取 $L=200\ \mu\text{H}$ 、 $C=7.5\ \mu\text{F}$ 进行实验。当 $U_i=U_{i,\min}=21\text{ V}$, $R_L=R_{L,\min}=36\ \Omega$ 时, 运用示波器测得变换器的输出纹波电压 U_{PP} 和电感电流 i_L 波形如图 5 所示。

在负载电阻范围 $36\sim 180\ \Omega$, 取输入电压依次为 21 、 23 、 25 、 27 V 时, 对应的输出纹波电压 U_{PP} 的实验曲线分别如图 6 所示。

从图 5、6 中可以看出, 输出纹波电压随负载电阻和输入电压的增加而减小, 在 $U_i=U_{i,\min}=21\text{ V}$, $R_L=R_{L,\min}=36\ \Omega$ 时, 取得最大值, 且约为 211 mV , 小于期望的 360 mV 。说明在图 4 所示的设计区域内, 所取的电感、电容值所构成的变换器, 在给定的工作范围内, 满足期望的输出纹波电压要求。

(2) 在设计范围内取 $C=7.5\ \mu\text{F}$, 电感分别取 $L=20\ \mu\text{H}$ 、 $L=200\ \mu\text{H}$, 输入电压分别为 21 、 27 V , 负载电阻范围为 $36\sim 180\ \Omega$, 所对应的输出短路释放能量的测试值(用 TEK3032)分别如图 7 所示。

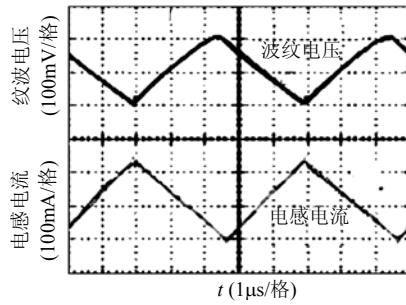


图5 变换器的 U_{pp} 和 i_L 波形 ($U_i=21\text{V}$, $R_L=36\ \Omega$)
Fig. 5 Ripple voltage and inductor current ($U_i=21\text{V}$, $R_L=36\ \Omega$)

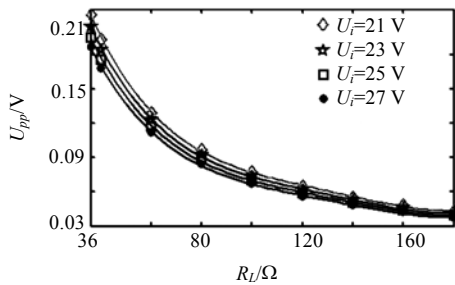


图6 输出纹波电压与负载及输入电压的关系
Fig. 6 Ripple voltage vs load and input voltage

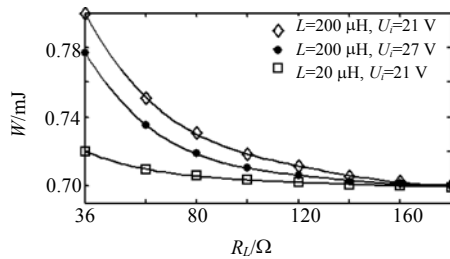


图7 输出短路释放能量与负载及输入电压的关系
Fig. 7 Output short-circuit discharged energy vs R_L and U_i

由图7可见,输出短路释放能量随负载电阻和输入电压的减小而增加,在 $U_i=U_{i,\min}=21\text{V}$ 、 $R_L=R_{L,\min}=36\ \Omega$ 时达到最大值。且在 $U_i=U_{i,\min}=21\text{V}$ 、 $R_L=R_{L,\min}=36\ \Omega$ 时, $L=200\ \mu\text{H}$ (变换器处于CCM)对应的最大输出短路释放能量比 $L=20\ \mu\text{H}$ (变换器处于DCM)的大。因此,如果变换器在负载电阻最小和输入电压最低时处于CCM,则此时的输出短路释放能量就是变换器在其整个动态工作范围内的最大输出短路释放能量,此时的输出短路电流、电压和短路能量的实验波形如图8所示。该最大值约为 $0.8\ \text{mJ}$,小于对应的最小引爆能量值 $1.62\ \text{mJ}$,表明该变换器满足输出本质安全要求。

另外,应用基于IEC标准的安全火花试验装置,在 $U_i=U_{i,\min}=21\text{V}$ 和 $R_L=R_{L,\min}=36\ \Omega$ 时,对该变换器的输出进行爆炸性试验,经过10次试验(每次试验产生短路3200次)没有引爆规定的爆炸性气体。结果也说明该变换器是输出本质安全的。

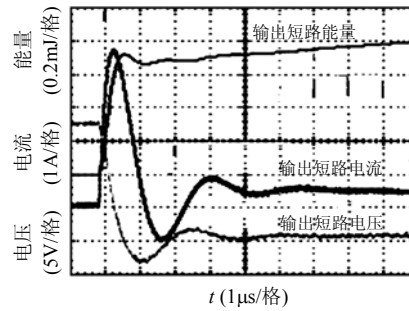


图8 输出短路电压、电流和能量波形($U_i=21\text{V}$, $R_L=36\ \Omega$)
Fig. 8 Experiment waveforms of i_O , U_O and W_O ($U_i=21\text{V}$, $R_L=36\ \Omega$)

可见:根据本文提出的设计方法,可得到电感和电容的设计区域,在该区域内选取的电感、电容值,使得Buck-Boost变换器既满足输出纹波电压要求,同时又满足输出本质安全的要求。

7 结论

Buck-Boost变换器的输出短路释放能量为短路后电源和电感向负载转移的能量及电容的储能之和,且随负载电阻和输入电压的增加而减小。如果变换器在负载电阻最小和输入电压最低时处于CCM,则此时的输出短路释放能量就是变换器在其整个动态工作范围内的最大输出短路释放能量。若该最大能量小于对应的最小点燃释放能量,则该变换器满足输出本质安全要求。

得出了在给定的输入电压和负载电阻变化范围内,同时满足输出纹波电压要求及输出本质安全要求的电感和电容的设计范围。实验结果验证了理论分析的正确性和设计方法的可行性。

参考文献

- [1] 中国强制性国家标准汇编电工卷, GB 3846.4-2000[S]. 北京:中国标准出版社, 2003.
- [2] 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(in Chinese).
- [3] Claude Mercier. Intrinsically safe universal switching power supply [P]. United States Patent 6, 590, 788 B2, 2003.
- [4] Alexander R, Kindschuh D. Intrinsically safe battery circuit[P]. United States Patent, 4749934. 1988.
- [5] 张玉良. 一种带备用电池的多路输出的隔爆兼本质安全输出型开关直流稳压电源[J]. 煤矿自动化, 1996, (4): 57-59.
Zhang Yuliang. A multi-output explosion isolating and out-put intrinsically safe DC-switching power supply with back-up battery [J]. Industry and Mine Automation, 1996, (4): 57-59(in Chinese).
- [6] 刘晓强. 本质安全型防爆直流开关电源及备用电源研究[D]. 北京:中国矿业大学, 2001.

- Liu Xiaoqiang. Research on intrinsically safe DC switching power supply and its reserve power supply[D]. Beijing: China University of Mining & Technology, 2001(in Chinese).
- [7] 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[J]. 电力电子技术, 1999, (1): 42-44.
Li Jianfei, Xu Zhixin, Zhong Heqing. Constant voltage restricted current and constant current restricted voltage DC-DC converter [J]. Power Electronics, 1999, (1): 42-44(in Chinese).
- [8] 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).
- [9] Liu Shulin, Liu Jian, Yang Yinlin, et al. Design of intrinsically safe buck DC/DC converters[C]. Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines & Systems, NanJing, China, 2005.
- [10] 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(in Chinese).
- [11] 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(in Chinese).
- [12] 李明军, 张万峰, 叶芑生. 升降压型整流器功率因数的校正[J]. 上海交通大学学报, 1999, 33(12): 1583-1594.
Li Mingjun, Zhang Wanfeng, Ye Pengsheng. Power factor correction of buck-boost rectifier[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 1999, 33(12): 1583-1594(in Chinese).
- [13] 陈息坤, 李丽娟, 单鸿涛. 基于数字信号处理器的有源功率因数校正器拓扑结构及其控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(9): 76-81.
Chen Xikun, Li Lijuan, Shan Hongtao. Research on the topology and the control strategy of digital double boost-PFC Based on DSP [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(9): 76-81(in Chinese).
- [14] 彭力, 林新春, 康勇. 数字控制高频变换器的新颖 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(10): 47-51.
Peng Li, Lin Xinchun, Kang Yong. A novel PWM technique in high frequency converter controlled by digital system[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(10): 47-51(in Chinese).
- [15] 马皓, 张志学. 电力电子变换器主电路拓扑辨识型[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 55-60.
Ma Hao, Zhang Zhixue. Topology identification for power electronic circuits[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 55-60(in Chinese).
- [16] 张波, 李萍, 齐群. DC-DC 变换器分叉和混沌现象的建模和分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(11): 82-86.
Zhang Bo, Li Ping, Qi Qun. Methods for analyzing and modeling bifurcations and chaos in DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(11): 82-86(in Chinese).
- [17] 马皓, 毛兴云, 徐德鸿. 兼顾电感电流连续导通和断续模式的 DC/DC 电路建模和参数辨识[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 64-69.
Ma Hao, Mao Xingyun, Xu Dehong. Modeling and parameter identification of DC/DC converters in both CCM and DCM Mode [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 64-69(in Chinese).
- [18] 李小峰, 戴栋, 马西奎. 不连续运行模式电流型 Buck-Boost 变换器中的分岔和混沌[J]. 西安交通大学学报, 2003, 37(8): 800-803.
Li Xiaofeng, Dai Dong, Ma Xikui. Bifurcation and chaos from a current programmed buck-boost converter operating discontinuous mode[J]. Journal of Xi'an Jiao Tong University, 2003, 37(8): 800-803(in Chinese).
- [19] 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.
- [20] 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.

收稿日期: 2007-04-13.

作者简介:

刘树林(1964—), 男, 博士研究生, 教授, 主要从事本质安全开关变换器和 PFC 电路的研究及功率集成电路设计工作, slliu100@xust.edu.cn.

刘健(1967—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究领域为电气工程;

钟久明(1976—), 男, 硕士研究生, 主要从事本质安全开关电源研究。

(编辑 王彦骏)