

一种双闭环控制隔离 Boost 变换器起动控制策略

梁永春¹, 许丽川¹, 严仰光²

- (1. 电子科技大学机械电子工程学院, 四川省 成都市 611731;
2. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏省 南京市 210016)

New Start-up Schemes for Isolated Boost Converter in Double Close-loop Control

LIANG Yong-chun¹, XU Li-chuan¹, YAN Yang-guang²

(1. School of Mechatronics Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, Sichuan Province, China; 2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: The low output voltage causes a large surge of input current when the isolated Boost converter starts up, thus damaging the converter. This paper proposed a novel start-up scheme of the isolated Boost converter and studied the start-up process of the isolated Boost converter with an auxiliary start-up circuit under voltage and current close-loop control. In the scheme, the start-up process is divided into three stages: Flyback mode, Hybrid mode and Boost mode. This paper introduced the control scheme in detail and discussed the characteristics of three stages. Flyback mode is employed to establish output voltage under the control of peak current mode. Both the duty circle and output voltage are allowed a smooth transition between Flyback and Boost modes, because Hybrid mode was introduced in the control scheme. As a result, inrush current is effectively suppressed. The experimental results verify the correctness of theoretic analysis.

KEY WORDS: converter/DC converter; double close-loop control; isolated Boost converter; start-up; flyback converter; peak current

摘要: 隔离 Boost 变换器起动期间, 由于低输出电压导致过冲电流, 对变换器造成损坏。提出一种新的隔离 Boost 变换器软起动控制策略, 研究双闭环控制下具有起动电路隔离 Boost 变换器的起动过程。在提出的控制策略作用下, 具有起动电路的隔离 Boost 变换器起动过程分为 Flyback、Hybrid、Boost 工作 3 个工作阶段。详细讨论该起动控制方法及其各个阶段的特点。在峰值电流控制方法下, 输出电压在 Flyback 工作阶段从零开始建立。引入 Hybrid 工作阶段, 同时实现了占空比平滑变化和输出电压平滑建立, 该控制策略有效地抑制了起动电流过冲。实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 变换器/直流变换器; 双闭环控制; 隔离 Boost 变换器; 起动; Flyback 变换器; 峰值电流

0 引言

电气隔离型 Boost 变换器在分布式电源、电动机车燃料电池及通讯卫星等应用场合得到广泛关注。该变换器具有高频电气隔离、易于多路输出、输入电流纹波小、负载短路时可靠性高、单级功率变换和良好的输出电压调节能力等优点, 适用于有隔离要求的高压多路输出、双向 PWM 直流变换和单级 PFC 等场合^[1-10]。但是隔离 Boost 变换器在输出电压尚未建立时, 输出电容上没有电荷积累。当变换器开始工作后, 因为输出电容上电荷不可能发生突变, 则存在电感和电容谐振建立输出电压。开关管开通时电感储能, 开关管关断时电感能量释放较少, 开关管再次开通时就会出现电流过冲, 若电流过冲的幅值过大, 可能导致输入电源压降大, 产生电磁干扰, 会造成 Boost 电感饱和以及元器件损坏^[9-13]。起动电流过冲制约了隔离 Boost 变换器的应用, 因此有必要研究隔离 Boost 变换器的起动过程, 并对起动电流过冲的抑制提出解决思路。

通常隔离 Boost 变换器在升压电感上增加起动线圈, 以助在起动时建立输出电压。起动线圈只在变换器起动时参与工作, 起动结束后即退出工作^[14-16]。本文在升压电感上耦合一个反激线圈构成反激变压器, 通过合理设计控制策略, 可以改善变换器的起动过程。

1 具有起动电路的隔离 Boost 变换器拓扑及其控制策略

本文以隔离交错并联双管正激 Boost 变换器 (isolated interleaving two-transistor forward Boost

converter, TTFB)为平台进行研究^[17]。具有起动电路的 TTFB 变换器拓扑,如图 1 所示。起动电路包括一个与 Boost 升压电感 L 耦合的辅助线圈,和一个与耦合电感串联的整流二极管 D_f 。耦合电感 L_f 和升压电感 L 构成反激变压器,反激变压器原副边匝比为 N_1/N_2 。 S 为 Boost 开关管, $S_1\sim S_4$ 为 TTFB 变换器开关管。正激变压器原副边匝比为 N_p/N_s 。

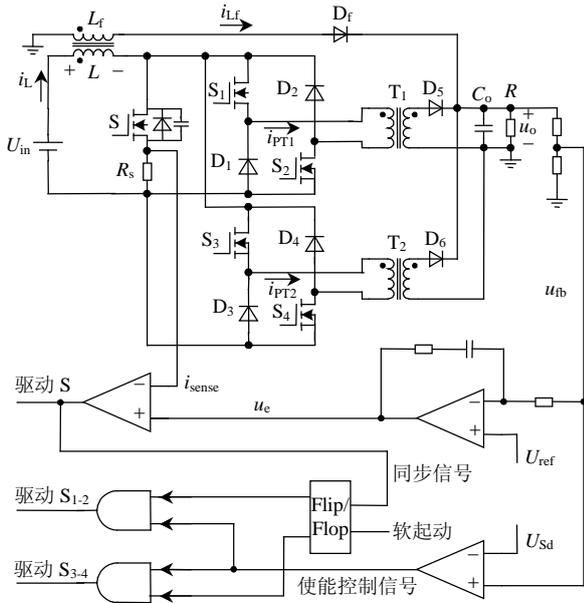


图 1 具有起动电路的 TTFB 变换器拓扑及控制策略原理图
Fig. 1 Circuit topology and control scheme of TTFB converter with an auxiliary start-up circuit

图 1 中: u_o 为输出电压; u_{fb} 为输出电压采样信号; U_{ref} 为输出电压基准信号; u_e 为电压调节器输出电压; i_{sense} 为流过 Boost 开关管 S 的电流采样信号,通过峰值电流比较器输出开关管 S 的驱动信号。 U_{sd} 为设定的开启 $S_1\sim S_4$ 驱动信号的阈值电压。

双闭环控制隔离 Boost 变换器起动过程分 Flyback 工作、Hybrid 工作、Boost 工作 3 个工作阶段。输出电压和占空比随时间变化示意图如图 2 所示。

1) Flyback 工作阶段: 输出电压刚开始建立时 $u_{fb} < U_{sd}$, 使能控制信号为 0, 不输出开关管 $S_1\sim S_4$ 驱动信号, 只有 S 高频斩波, 隔离 Boost 变换器工作在 Flyback 阶段, 输出电压逐渐建立。在电流调节器调节下, Flyback 变换器输出电压采样 u_{fb} 超过设定电压 U_{sd} , 使能控制信号为 1, 输出开关管 $S_1\sim S_4$ 驱动信号。控制同步信号端实现开关管 S 驱动信号和开关管 $S_1\sim S_4$ 驱动信号的同步。控制软启动端, 使开关管 $S_1\sim S_4$ 驱动信号实现软起动。开关管 $S_1\sim S_4$ 驱动信号占空比 $D_{yfor}(t)$ 在开环控制下从零开始线

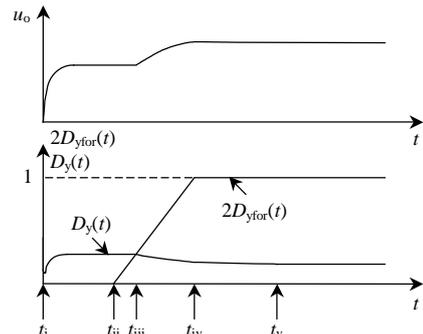


图 2 输出电压和占空比随时间变化曲线

Fig. 2 u_o and Duty cycle versus time

性增加。当 $S_1\sim S_4$ 的导通时间等于 S 的导通时间, 即 $2D_{yfor}(t) = D_y(t)$, 随着 $D_{yfor}(t)$ 继续增加, 变换器进入 Hybrid 工作阶段。

2) Hybrid 工作阶段: 随着 $D_{yfor}(t)$ 线性增加, 输出电压增加, 电压调节器输出 u_e 减小, 流过升压电感和反激线圈的电流最大值开始减小, S 占空比 $D_y(t)$ 减小, 反激线圈逐渐退出工作。当 $D_{yfor}(t)$ 增加到 0.5, 即 $2D_{yfor}(t) = 1$, 变换器自动进入 Boost 工作阶段。

3) Boost 工作阶段: 在电压调节器和电流调节器作用下, 电感电流最大值逐渐减小, S 占空比减小。直到变换器进入稳态工作, 起动过程结束。

2 双闭环控制隔离 Boost 变换器起动过程分析

2.1 Flyback 工作

下文对双闭环控制隔离 Boost 变换器起动过程的 3 个工作阶段进行分析。假设变换器始终工作于电流连续状态。参考方向如图 1 所示。

当开关管 S 高频斩波, $S_1\sim S_4$ 驱动信号的占空比 $2D_{yfor}(t) < D_y(t)$ 时, 双闭环控制隔离 Boost 变换器工作在 Flyback 阶段, 其工作过程经历了电流过冲阶段和电流调节器调节阶段。因为采用峰值电流控制, 起动电流过冲得到很好的抑制^[18]。

在该工作阶段中, S 导通时等效开关模态如图 3(a)所示, S 关断时等效开关模态如图 3(b)所示。在一个开关周期内, 根据电感 L 的磁通平衡等式, 得到输入输出电压关系

$$\frac{u_o}{U_{in}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (1)$$

记 Flyback 工作阶段稳定输出时输出电压采样值为 U_{fb}^* , 取 U_{sd} 略小于 U_{fb}^* , 当 $U_{fb} > U_{sd}$ 时, 使能控制信号为 1, $S_1\sim S_4$ 占空比从零开始软起动增加。当 $S_1\sim S_4$ 导通时间等于 S 导通时间, 此工作过程结

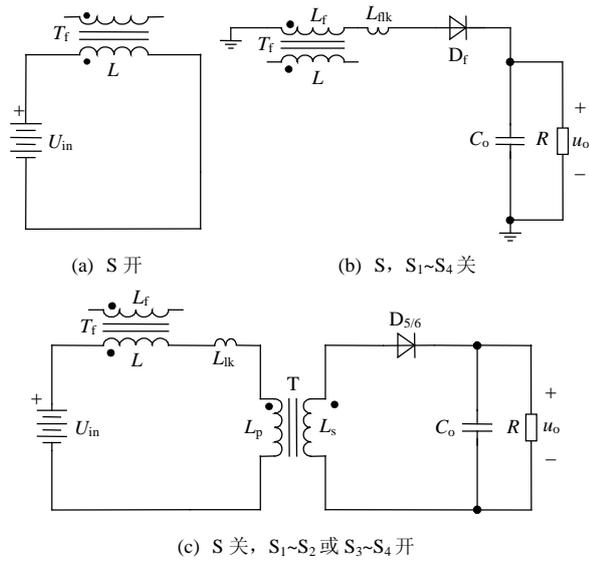


图 3 等效开关模态

Fig. 3 Three equivalent circuits

束，进入 Hybrid 工作状态。

2.2 Hybrid 工作

当 $S_1 \sim S_4$ 导通时间大于 S 导通时间后，具有起动电路的隔离 Boost 变换器进入 Hybrid 工作阶段。工作波形参考图 4。

1) t_0 时刻， S 开通，输入电压作用在电感 L 上，电感储能，电感电流线性增加，等效开关模态如图 3(a)所示。

$$L \frac{di_L}{dt} = U_{in} \quad (2)$$

2) t_1 时刻， S 关断， $S_1、S_2$ 或 $S_3、S_4$ 仍然保持开通，按 $\{U_{in}, (N_p u_o / N_s)\}$ ， $\{(N_p u_o / N_s - U_{in}), (N_1 u_o / N_2)\}$ 大小关系，分两种情况分析，等效开关模态如图 3(c)所示：

①若 S 关断时 $U_{in} > (N_p u_o / N_s)$ ，则 $U_{in} - (N_p u_o / N_s)$ 作用在电感 L 上，电感储能，同时输入电压通过变压器 T_1 或 T_2 传输能量到负载端，如图 4(a)所示。

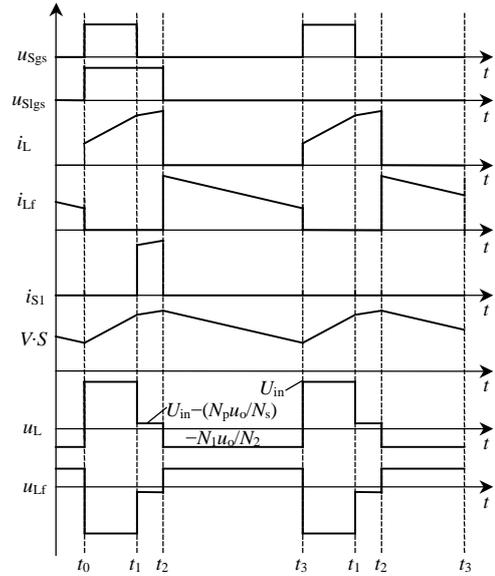
电感电流线性增加：

$$L \frac{di_L}{dt} = U_{in} - \frac{N_p}{N_s} u_o \quad (3)$$

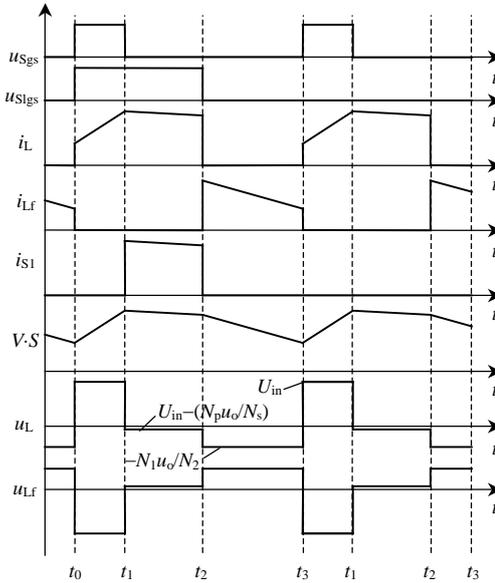
②若 S 关断时 $U_{in} < (N_p u_o / N_s)$ ，并且 $(N_p u_o / N_s - U_{in}) < (N_1 u_o / N_2)$ ， D_f 仍然关断，输入电源和电感储能通过二极管 D_5 或 D_6 传输能量到负载端，如图 4(b)所示。 $(N_p u_o / N_s - U_{in})$ 作用在电感 L 上，电感电流线性下降：

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{N_p}{N_s} u_o - U_{in} \quad (4)$$

若 S 关断时 $U_{in} < (N_p u_o / N_s)$ ，并且 $(N_p u_o / N_s - U_{in}) > (N_1 u_o / N_2)$ ，此时变换器工作不属于隔离 Boost 变换



(a) 起动过程 Hybrid 工作电感储能波形



(b) 起动过程 Hybrid 工作电感释能波形

图 4 Hybrid 工作波形

Fig. 4 Theoretic waveforms in Hybrid mode

器工作范畴，本文不予考虑。

3) t_2 时刻， $S_1、S_2$ 或 $S_3、S_4$ 关断， D_f 导通，电感储能通过耦合线圈释放到负载端，等效开关模态如图 3(b)所示。

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{N_1}{N_2} u_o \quad (5)$$

在一个开关周期内，根据电感磁通连续等式，Hybrid 工作阶段具有单一的输入输出电压关系：

$$\frac{u_o}{U_{in}} = 2D_{yfor} / \left[\frac{N_p}{N_s} (2D_{yfor} - D_y) + \frac{N_1}{N_2} (1 - 2D_{yfor}) \right] = 2D_{yfor} / \left[2D_{yfor} \left(\frac{N_p}{N_s} - \frac{N_1}{N_2} \right) - \frac{N_p}{N_s} D_y + \frac{N_1}{N_2} \right] \quad (6)$$

Hybrid 工作期间, 随输出电压 u_o 的升高, 电压调节器输出 u_e 减小, 在电压调节器和电流调节器作用下流过电感的电流最大值减小, S 占空比减小。随着 D_{yfor} 增大, Flyback 线圈逐渐退出工作。当 $2D_{yfor}=1$ 时, 变换器进入 Boost 工作。

2.3 Boost 工作

当 $S_1 \sim S_4$ 占空比增加到 0.5, 即 $2D_{yfor}=1$ 时, 变换器自动进入 Boost 工作, 电压调节器和电流调节器继续调节。直到变换器进入稳态工作, 该模式结束。

在该工作阶段中, S 导通时等效开关模态如图 3(a)所示, S 关断时等效开关模态如图 3(c)所示。于是有输入输出电压关系:

$$\frac{u_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{1}{1-D_y} \quad (7)$$

在输入电压不变, 负载不变, 无外加扰动的情况下, 电压调节器的输出不变, 占空比不变, 磁势达到动态平衡, 起动过程结束, 变换器进入稳态运行。

2.4 起动过程输出电压平滑建立

双闭环控制隔离 Boost 变换器起动过程有两个关键节点:

1) 当 $2D_{yfor}(t_{iii})=D_y(t_{iii})$ 时, 式(6)等效为式(1)。说明当 $2D_{yfor}(t)$ 增加到 $D_y(t)$ 时, 双闭环控制隔离 Boost 变换器从 Flyback 工作阶段平滑过渡到 Hybrid 工作阶段。

2) 当 $2D_{yfor}(t_{iv})=1$, 此时式(6)等效为式(7), 说明当 $2D_{yfor}(t_{iv})=1$ 时, 双闭环控制隔离 Boost 变换器从 Hybrid 工作阶段平滑过渡到 Boost 工作阶段。

从式(1)~(7)可以看出, Flyback 工作、Boost 工作是 D_y 的单变量函数, 而 Hybrid 工作是 D_y 、 D_{yfor} 的双变量函数。如果没有 Hybrid 工作阶段, 当 Flyback 建立电压后, 直接进入 Boost 工作, 会出现 D_{yfor} 跳跃, 从而出现电流或电压过冲。Hybrid 在 Flyback 与 Boost 之间起到桥梁作用, 同时实现了占空比平滑变化和 u_o 平滑建立。这一切都得益于 Hybrid 工作是在 D_{yfor} 、 D_y 二维变量下变化。其中 D_{yfor} 在开环控制下从 0 线性增加到 0.5, D_y 在电流调节器和电压调节器作用下平滑变化。

3 参数设计

1) 电感设计。

假设双闭环控制隔离 Boost 变换器稳态时, 工作在连续模式, 须有:

$$L \geq \frac{U_{in} T_s}{2I_{omin}} D_y (1-D_y) \quad (8)$$

2) N_p/N_s 匝比设计。

根据磁通连续性原理, 由输入输出电压关系, 可得

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{1}{1-D_y} \cdot \frac{U_{in}}{u_o} \quad (9)$$

3) N_1/N_2 匝比设计。

为保证具有起动电路的隔离 Boost 变换器稳态工作时工作于 Boost 模式, 由第 2.2 节分析可知, 参数设计需满足

$$0 \leq \left(\frac{N_p}{N_s} u_o - U_{in} \right) \leq \frac{N_1}{N_2} u_o \quad (10)$$

同时, 为了确保稳态时, 反激线圈退出工作, 由隔离 Boost 变换器产生的电压, 必须不小于由 Flyback 变换器产生的电压, 基于此, 参数设计需满足

$$\frac{N_1}{N_2} \leq \frac{N_p}{N_s} \quad (11)$$

由式(10)和式(11)可知, 在隔离 Boost 变换器参数确定的情况下, N_1/N_2 匝比需满足

$$\left(\frac{N_p}{N_s} - \frac{U_{in}}{u_o} \right) \leq \frac{N_1}{N_2} \leq \frac{N_p}{N_s} \quad (12)$$

4 实验结果

在 500 W 隔离交错并联双管正激变换器样机上对双闭环控制隔离 Boost 变换器的起动过程进行了实验验证。设计参数是: 输入电压 $U_{in}=200$ V, 输出电压 $U_o=20$ V, 升压电感 $L=180$ μ H, 输出滤波电容 $C_o=1000$ μ F, 开关频率 $f_s=200$ kHz, 正激变压器匝比 $N_p/N_s=12:1$, 反激变压器匝比 $N_1/N_2=26:5$, 电流采样电阻 $R_s=0.2$ Ω , 电流限值 $i_{xf}=1/0.2=5$ A, 峰值电流控制芯片 UC3845。负载电阻 $R=0.9$ Ω , 输出功率 $P_o=444$ W。

图 5 为具有起动电路的双闭环控制 TTFB 变换器起动过程实验波形, 其中 i_L 为流过 Boost 电感的电流, i_{Lf} 为流过反激线圈的电流, u_o 为输出电压, u_{S12gs} 是正激开关管驱动信号。变换器工作在电流连续状态, 参考方向如图 1 所示。

从实验波形可以清楚看到, 整个起动过程, 双闭环控制隔离 Boost 变换器起动过程分 3 个工作阶段。

1) 在 $t_1 \sim t_{iii}$ 时间段, 变换器工作在 Flyback 工

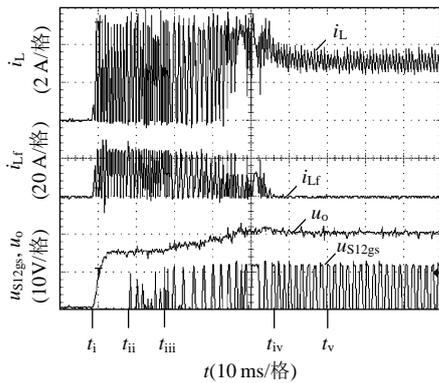


图 5 起动过程实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms of start-up process

作模式, 开关管 S 的占空比 $D_y(t)$ 在电流调节器的作用下变化。在峰值电流控制方法下, 输出电压从零开始逐渐建立, 起动电流过冲得到很好抑制。 t_{ii} 时刻, 输出电压的采样达到设定值, 使能控制信号为 1, 开关管 $S_1 \sim S_4$ 驱动信号的占空比 $D_{yfor}(t)$ 在开环控制下从零开始线性增长, 变换器仍然工作在 Flyback 工作模式。 t_{iii} 时刻, $2D_{yfor}(t) = D_y(t)$, 变换器进入 Hybrid 工作模式。

2) 在 $t_{iii} \sim t_{iv}$ 时间段, 变换器工作在 Hybrid 工作模式, 随输出电压增加, 电压调节器退出饱和, $D_y(t)$ 在电压调节器和电流调节器共同作用下变化, $D_{yfor}(t)$ 在开环控制下继续线性增加, 反激线圈逐渐退出工作。 t_{iv} 时刻, $2D_{yfor}(t) = 1$, 变换器进入传统 Boost 工作模式。

由于引入了 Hybrid 工作阶段, 同时实现了占空比平滑变化和 u_o 平滑建立, 有效地抑制了起动电流过冲。

3) 在 $t_{iv} \sim t_v$ 时间段, 变换器工作在 Boost 工作模式, $2D_{yfor}(t) = 1$, $D_y(t)$ 在电压调节器和电流调节器共同作用下变化, 调节输出电压到达额定值。 t_v 时刻, 起动过程结束, 隔离 Boost 变换器进入稳态工作。

从图 5 可以看出, 具有起动电路的隔离 Boost 变换器采用本文提出的控制策略, 约 60 ms 完成了起动过程。

5 结论

本文提出一种新颖的隔离 Boost 变换器起动控制策略。通过在具有起动电路的隔离 Boost 变换器上采用本控制方案, 有效地抑制了隔离 Boost 变换器起动过冲电流。该起动控制策略具有如下特点:

1) 双闭环控制隔离 Boost 变换器起动过程分 Flyback 工作、Hybrid 工作、Boost 工作 3 个工作

阶段。

2) 输出电压在 Flyback 工作阶段建立, 在峰值电流控制方法下, 起动电流过冲得到很好抑制。

3) 引入了 Hybrid 工作阶段, 同时实现了占空比平滑变化和 u_o 平滑建立, 有效地抑制了起动电流过冲。

4) 约 60 ms 完成起动过程, 极大地缩短了软起动时间。

参考文献

- [1] Andersen G K, Klumpner C, Kjaer S B, et al. A new green power inverter for fuel cells[C]. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, Cairns, Australia, 2002.
- [2] Gules R, Barbi N. A high efficiency isolated DC-DC converter with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications[C]. IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, Canada, 2001.
- [3] Barbi I, Gules R. Isolated DC-DC converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(4): 975-984.
- [4] Sasic B, Nercessian S. Design oriented analysis of the two-output isolated soft-switching PFC circuit[C]. International Power Conversion Conference, Nürnberg, Germany, 1996.
- [5] Bascope G V T, Barbi I. Isolated flyback-current-fed push-pull converter for power factor correction[C]. IEEE 27th Annual Power Electronics Specialists Conference, Maggiore, Italy, 1996.
- [6] Yang E X, Jiang Y, Hua G, et al. Isolated boost circuit for power factor correction[C]. IEEE Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, San Diego, USA, 1993.
- [7] Cho J G, Cho G H. Novel off-line zero-voltage-switching PWM AC/DC converter for direct conversion from AC line to 48 VDC bus with power factor correction[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Seattle, USA, 1993.
- [8] Sebastian J, Uceda J, Cobos J A, et al. Improving power factor correction in distributed power supply systems using PWM and ZCS-QR SEPIC topologies [C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Boston, USA, 1991.
- [9] Wang K, Zhu L, Qu D, et al. Design, implementation, and experimental results of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability [C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Galway, UK, 2000.
- [10] Wang K, Lee F C, Lai J. Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, New Orleans, USA, 2000.
- [11] De Stasi F J, Szepeles T. A 5A 100kHz monolithic bipolar DC/DC converter [C]. European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, Engl, 1993.
- [12] Hubbel Y C, Sweetra C. Inrush current requirements analysis for FAA facility power systems[C]. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, Canada, 1993.
- [13] Di Piazza M C, Ragusa A, Tine G, et al. A soft start technique to

- minimize EMI implications in dual voltage vehicle electrical system [C]. IEEE Conference of the Industrial Electronics Society, Sevilla, Spain, 2002.
- [14] Zhu L, Wang K, Lee F C, et al. New start-up schemes for isolated full-bridge boost converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(4): 946-951.
- [15] Zhu L, Wang K, Lee F C, et al. New start-up schemes for isolated full-bridge boost converters[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, New Orleans, USA, 2000.
- [16] Flores L A, Garcia O, Roman A, et al. Isolated two inductor Boost converter start-up and steady state operation with any output voltage[C]. Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, Cuernavaca, Mexico, 2007.
- [17] 梁永春, 严仰光. 隔离交错并联双管正激 Boost 变换器[J]. 南京航空航天大学学报, 2004, 36(5): 600-605.
Liang Yongchun, Yan Yangguang. Isolated interleaving two-transistor forward boost converter[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2004, 36(5): 600-605(in Chinese).
- [18] 梁永春, 王慧贞, 严仰光. 双闭环控制反激变换器起动过程[J]. 南京航空航天大学学报, 2005, 37(4): 509-514.
Liang Yongchun, Wang Huizhen, Yan Yangguang. Start process of flyback converter in Double close-loop control[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2005, 37(4): 509-514(in Chinese).



梁永春

收稿日期: 2010-07-09。

作者简介:

梁永春(1973—), 女, 博士, 讲师, 研究方向为高频功率变换技术, 太阳能并网发电技术, liangpretemp@yahoo.com.cn;

严仰光(1935—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为航空配电系统, 航空电源, 电机的设计与控制。

(责任编辑 吕鲜艳)