

# 一种新颖的四开关 Buck-Boost 变换器

任小永<sup>1</sup>, 唐 钊<sup>2</sup>, 阮新波<sup>1</sup>, 危 建<sup>2</sup>, 华桂潮<sup>2</sup>

(1. 航空电源航空科技重点实验室(南京航空航天大学), 江苏省 南京市 210016;

2. 伊博电源杭州有限公司, 浙江省 杭州市 310053)

## A Novel Four Switch Buck-Boost Converter

REN Xiao-yong<sup>1</sup>, TANG Zhao<sup>2</sup>, RUAN Xin-bo<sup>1</sup>, WEI Jian<sup>2</sup>, HUA Gui-chao<sup>2</sup>

(1. Aero-Power Science-Technology Center(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), Nanjing 210016, Jiangsu Province, China; 2. Bel-Power Hangzhou Inc., Hangzhou 310053, Zhejiang Province, China)

**ABSTRACT:** A novel Four Switch Buck-Boost converter is proposed in this paper. This converter is a simplified structure from Buck+Boost, which can convert the wide range input into a narrow one around the nominal input efficiently. Hence the following stage can be easily designed to achieve a high efficiency. And the special control scheme of the four switch Buck-Boost converter enables the highest efficiency around nominal input. The experimental results show that the two-stage converter composed of the Four Switch Buck-Boost converter and a full bridge converter can achieve high efficiency and high power density, which applicable to future communication system.

**KEY WORDS:** wide line range; four switch Buck-Boost; high efficiency; high power density

**摘要:** 提出一种新颖的四开关 Buck-Boost 变换器及其控制策略。该变换器由 Buck 变换器和 Boost 变换器级联等效而成, 其可以将宽范围的输入电压高效率变换到额定电压附近, 这样对后级变换器而言输入就是一个窄范围, 从而保证了后级变换器的优化设计; 与此同时, 四开关 Buck-Boost 变换器的滤波工作模式还保证了额定输入电压附近效率的最高。实验结果表明: 采用文中提出的四开关 Buck-Boost 变换器作为前级的两级式变换器可以满足未来通信电源模块高效率、高功率密度以及宽输入范围的要求。

**关键词:** 宽范围; 四开关 Buck-Boost 变换器; 高效率; 高功率密度

## 0 引言

近年来, 通信技术发展迅速, 通信产品日趋小型化、绿色化, 这对其供电模块, 即通信电源模块, 提出了越来越高的要求<sup>[1-4]</sup>。通信电源模块的发展趋

势为高效率、高功率密度、高可靠性, 与此同时, 它还要有良好的动态性能和适应宽输入范围的能力, 这些对通信电源模块的设计提出了很大的挑战, 尤其是宽输入范围。由于通信电源模块大多数时间工作在额定输入电压下, 因此保证额定输入电压时的高效率十分重要, 它是高功率密度和高可靠性的保障。

针对宽输入电压范围, 选择合适的电路拓扑十分重要。Buck 型拓扑结构的变换效率最高点一般在输入电压较低时, 而 Boost 型则恰恰相反, 因此很难在额定输入电压时取得最高的效率。

文献[5-6]提出的复合式全桥三电平变换器可以工作在三电平和两电平 2 种工作模式, 适用于宽输入电压范围的场合, 并可通过调整工作模式的切换点来提高额定输入电压的效率。但是控制相对复杂, 不适合在低压场合应用。

文献[7-10]提出的两级式变换拓扑, 缩小了第 2 级变换器输入电压范围, 有利于第 2 级变换效率的提高, 但前级变换器由于输入电压范围宽, 在额定输入电压时效率不高。

本文提出一种新颖的四开关 Buck-Boost 变换器。以其作为两级式变换器的前级可以使得额定输入电压附近效率最高, 同时其输出电压变化范围较窄, 从而为后级的优化设计创造条件。

## 1 四开关 Buck-Boost 变换器的结构

Buck 和 Boost 是最简单的两种基本变换器, 输出电压分别低于或高于输入电压。以 48 V(36~75 V) 输入为例, 如果它们的输出电压分别为 25 和 86 V,

开关频率均为 300 kHz, 输出功率均为 300 W, 其变换效率曲线如图 1 所示。显然, 额定输入电压附近的效率不是最高的, 同时由于输入范围宽, 整体效率也不够高。

如果前级变换器能同时具备 Buck 与 Boost 工作模式, 这样便可以让额定输入电压附近的效率最高。能同时实现升、降的基本变换器有 Buck-Boost、Cuk、Zeta 和 Sepic。Buck-Boost 与 Cuk 的输出是反极性的, 且辅助电源和驱动实现困难; 而 Cuk、Zeta 和 Sepic 变换器无源元件较多, 不利于实现高功率密度。因此, 这四种基本拓扑不适合在此场合使用。

考虑到这些变换器均是由 Buck 和 Boost 2 种基本拓扑演变而来, 故可将两个基本变换器级联, 如图 2 所示。为了提高变换效率, 两个拓扑均采用同步整流方式。由于两只电感电流平均值实际上是相等的, 故中间电容  $C_{f\_buck}$  可以去掉, 于是两个电感便合并为一个电感。这样就得到一个新的变换拓扑, 如图 3 所示。为了区别传统的 Buck-Boost 变换器, 定义其为四开关 Buck-Boost 变换器(four switch Buck-Boost, FSBB)。该变换器结构简单, 输入输出同极性、共地, 同步整流技术的使用也使得其具有较高的变换效率。

由于 48 V 输入通信电源模块有电气隔离的要求, FSBB 没有隔离作用, 因此其需要与一个隔离

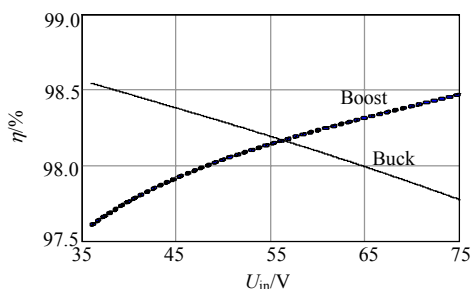


图1 Buck与Boost典型效率曲线  
Fig. 1 Typical Efficiency of Buck and Boost

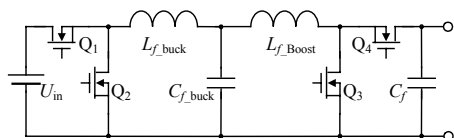


图2 Buck与Boost级联结构  
Fig. 2 Cascade converter composed of Buck and Boost

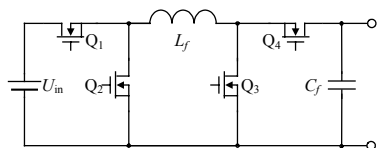


图3 四开关 Buck-Boost 变换器  
Fig. 3 Four switch Buck-Boost converter

式拓扑级联构成两级式变换器。全桥变换器(full bridge, FB)因其输出整流倍频作用, 输出滤波器可以大大减小; 且具有拓扑结构简洁、控制方式简单等优点而被广泛应用于通信电源模块中。所以, 本文选择全桥变换器作为所提出的如图 4 所示四开关 Buck-Boost 变换器的后级变换器。

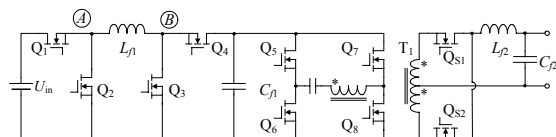


图4 提出的两级式变换器拓扑结构  
Fig. 4 Topology of the proposed two-stage converter

## 2 控制策略

从输出电压调节方式的角度来分类, 两级式变换器的控制策略可简单分为下列两种: ①一级粗调整(或不调整), 另一级精确调整; ②两级都精确调整。

本文所提出的 FSBB 的目的是将变化范围很宽的输入电压高效率地调节到一个基本稳定的电压或是一个很窄的范围, 从而为后级创造优化设计的条件。因此, 后级的全桥变换器需要采用精确调整控制, 由于全桥变换器的控制方式已有大量文献讨论<sup>[11-15]</sup>, 本文不再详细介绍, 下文主要讨论 FSBB 的控制策略。

对于 FSBB 而言, 其可以分别工作于 Buck 模式、Boost 模式、Buck-Boost 模式以及不调节模式。为了提高额定输入电压时的效率, 以额定 48 V 输入为例, FSBB 的输出应为 48 V 左右。为了保证变换器正常工作, 可在  $(48 \pm \Delta)$  V 两个点将输入电压划分为 3 段, 变换器在各段工作在不同的模式。为了简化分析, 这里可以将 FSBB 看成两个变换器: Buck 和 Boost。其中  $Q_1$  与  $Q_3$  分别是两只主开关管,  $Q_2$  与  $Q_4$  分别是两只同步整流管。

当输入电压低于  $(48 - \Delta)$  V 时, FSBB 工作于 Boost 模式, 此时  $Q_1$  一直导通, 而  $Q_2$  则一直关断, 控制  $Q_3$  实现对电压的调节; 当输入电压高于  $(48 + \Delta)$  V 时, FSBB 工作于 Buck 模式,  $Q_4$  一直导通, 而  $Q_3$  则一直关断, 控制  $Q_1$  实现对电压的调节。

而当输入电压介于  $(48 - \Delta)$  V 与  $(48 + \Delta)$  V 之间时, FSBB 可以工作于 Buck-Boost 模式。为了提高变换器的效率, 要尽可能减少  $Q_2$  与  $Q_3$  导通的时间。也就是说 Buck 工作于大占空比  $d$  的状态, 而 Boost 工作于一个小占空比状态, 具体实现可以让 Buck 变换器工作于 0.95 的固定占空比, 通过调节 Boost

的占空比来实现对输出电压的调节。此时，FSBB 对输出电压仍然是精确控制，称之为调节工作模式。

图 5 中的实线部分给出了 FSBB 的效率曲线。与单独的 Buck 变换器或 Boost 变换器效率(如图 1)相比，尽管 Buck 段和 Boost 段的效率均有所上升，但是额定输入电压附近效率并不理想。其原因就在于 Buck-Boost 模式下，FSBB 4 只开关管均处于高频开关状态，开关损耗较大。

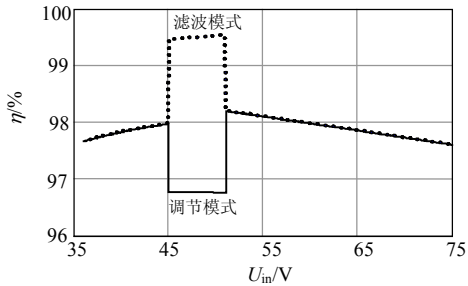


图 5 FSBB 工作于滤波器及调节器状态的效率曲线  
Fig. 5 Typical Efficiency of FSBB as a filter and regulator

如何减小开关损耗呢？考虑到中间工作带范围并不宽，即使不调整，对后级变换器的设计影响也很小。因此可以让 Buck 变换器的占空比为 1，Boost 变换器的占空比为 0，即  $Q_2$  与  $Q_3$  始终截止而  $Q_1$  与  $Q_4$  则始终导通。此时的 FSBB 就等效一个输入滤波器，故称之为 FSBB 的滤波工作模式。图 5 虚线部分是 FSBB 工作于滤波工作模式的效率曲线，由于开关损耗几乎为零，此时实现了额定输入电压附近效率最高。所以本文将提出的两级式变换器前级的 3 个工作模式分别为 Boost 模式、滤波模式和 Buck 模式。

这里， $\Delta$  的选取是比较关键的， $\Delta$  选择小了，则中间窗口太窄，由迟滞比较器实现的模式切换相对困难；增大  $\Delta$ ，即意味着前级输出范围变宽，对后级的全桥变换器而言输入电压范围随之增大，这会使得变压器的设计及功率器件的选取变得困难。综合考虑到这些因素，本文设计的 FSBB 变换器选择  $\Delta=3$ 。

由于 FSBB 工作在多个模式，模式间的切换是否平滑决定了系统是否稳定。表 1 给出的是 FSBB 工作于不同模式时 Buck 和 Boost 变换器开关管的占空比，其中  $U_{o1}$  和  $U_{o2}$  分别是 FSBB 工作于 Boost 模式和 Buck 模式的输出电压。若  $U_{o1}$  与  $U_{o2}$  相等均是额定输入电压 48 V，则在整个输入范围，Buck 与 Boost 的占空比如图 6 所示。很显然，在模式切换时，Buck 和 Boost 占空比均有一次跳变。占空比的跳变就意味着输出电压在模式切换时将有比较大

的脉动，从系统的稳定性角度考虑这是不可取的。期望的工作状态是，在工作模式切换时占空比没有突变，也就是占空比在输入电压为切换点时是连续的。对于 Boost 而言希望在 45 V 时占空比就到达 0，同样的，对 Buck 而言则希望输入电压为 51V 时占空比就到达 1。也就是说 Boost 模式的输出电压不高于 45 V，而 Buck 模式的输出电压不低于 51V。因此选择 Boost 模式输出电压  $U_{o1}$  为 45V，Boost 模式的输出电压  $U_{o2}$  为 51 V。全范围输入输出关系如图 7 所示，对应的占空比关系如图 8 所示。显然，模式切换时的占空比随电压改变而平滑改变，保证了模式的平滑切换。

在实际系统中，由于  $Q_1$  与  $Q_4$  2 只开关管的驱

表 1 各模式工作时 Buck 与 Boost 的占空比

Tab. 1 Duty cycle of Buck and Boost under different modes

$U_{in}/V$	$D_{Buck}$	$D_{Boost}$	Mode
36~48- $\Delta$	1	$(U_{o1}-U_{in})/U_{o1}$	Boost
48- $\Delta$ ~48+ $\Delta$	1	0	滤波
48+ $\Delta$ ~75	$U_{o2}/U_{in}$	0	Buck

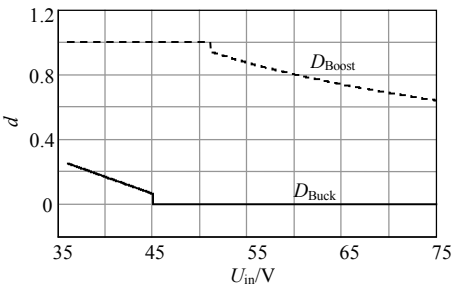


图 6 FSBB 模式切换的占空比跳变  
Fig. 6 FSBB duty cycle saltation during mode switching

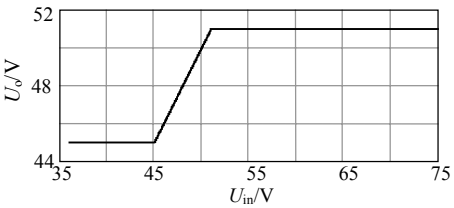


图 7 FSBB 输入输出电压关系  
Fig. 7 Relationship between input and output voltage of FSBB

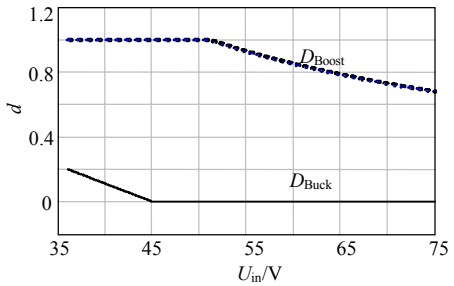


图 8 FSBB 模式切换时占空比渐变  
Fig. 8 Expected duty cycle during mode switching

动是采用自举(Boot-strap)方式实现的,当  $Q_2$  与  $Q_3$  开通时,  $Q_1$  与  $Q_4$  驱动的供电电容充电。为了保证  $Q_1$  与  $Q_4$  管的驱动正常工作,隔一段时间就需要开通  $Q_2$  与  $Q_3$  给自举电容充电。因此,  $Q_1$  与  $Q_4$  驱动信号恒为高电平难以实现,实际系统中采用 10 kHz、0.98 占空比来驱动,每个周期有 200 ns 时间开通  $Q_2$  与  $Q_3$  给自举电容充电。

### 3 实验结果与讨论

采用本文所提出的四开关 Buck-Boost 变换器与全桥变换器级联,本文设计了一个 48 V(36~75 V) 输入, 12 V/25 A 输出的模块电源,其尺寸为标准的 1/4 砖,功率密度为  $(180 \times 39.37^3) \text{ W/m}^3$ , 满足了未来通信模块对功率密度的需求。

图 9~11 分别给出了输入电压分别为 42、48 和 60 V, 输出 12 V/25 A 时,图 4 中 A、B 点电压波形和 FSBB 输出电压纹波波形。这里的纹波由两部分组成,一部分是 FSBB 本身的输出电压纹波,另一部分是后级全桥变换器输入对 FSBB 输出的反射纹波。从中可以看出,在滤波模式中,由于  $D_{\text{buck}}=1$  且  $D_{\text{boost}}=0$ , FSBB 本身纹波很小,此时纹波主要是 FB 的反射纹波。故其输出的电压纹波比其它两种工作模式的小。

图 12 给出了不同输入电压、满载输出时的 FSBB 的变换效率以及其与全桥级联后的整机变换效率。图 13 给出的时 48 V 输入,不同负载的级联后整机效率曲线。可以看出,全范围输入、满载输

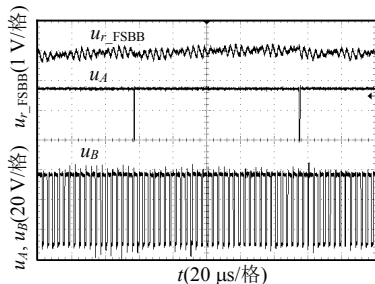


图 9 FSBB 变换器 Boost 模式工作波形  
Fig. 9 Boost mode operation waveform of FSBB

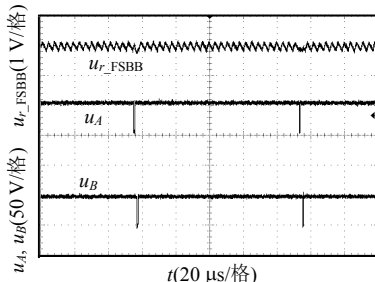


图 10 FSBB 变换器 Filter 模式工作波形  
Fig. 10 Filter mode operation waveform of FSBB

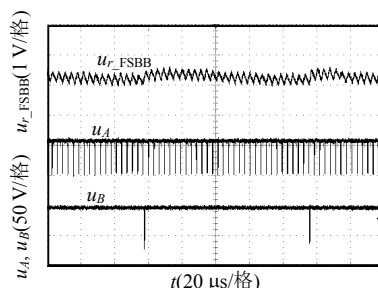


图 11 FSBB 变换器 Buck 模式工作波形  
Fig. 11 Buck mode operation waveform of FSBB

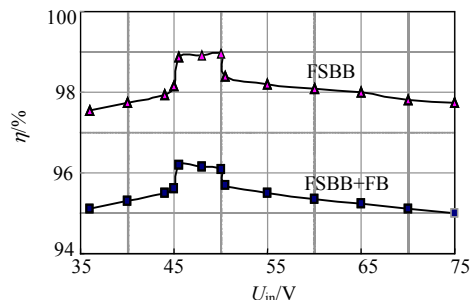


图 12 不同输入满载输出的效率曲线  
Fig. 12 Converter efficiency of full load and variable input

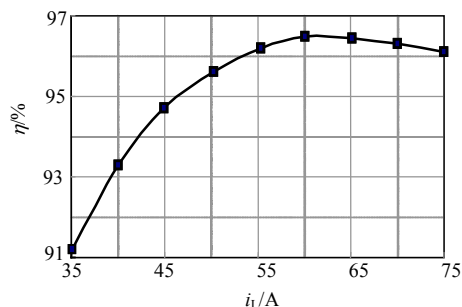


图 13 48 V 输入不同负载的效率曲线  
Fig. 13 Converter efficiency of 48 V input with variable load

出时效率均高于 95%; 而 48 V 输入、满载输出时,模块变换效率达 96.1%,此时 FSBB 的效率为 98.9%。显然,本文所提出的这种拓扑结构在实现高效率的同时,实现了额定输入电压附近效率最高。

### 4 结论

针对未来通信电源模块的高要求,本文提出了一种具有高效率、高功率密度适合宽输入范围工作的 FSBB 变换器。文中详细推导了拓扑结构,并提出了一种适用于该场合的控制策略。最后采用提出的变换器与全桥级联设计了一个 48 V(36~75 V) 输入, 12 V/25 A 输出的 1/4 砖模块,并进行了实验验证。实验结果表明,采用本文提出的 FSBB 变换器和全桥变换器级联构成的两级式变换器保证了高效率的同时实现了额定输入附近效率最高,满足未来通信模块电源高效率、高功率密度的需求。

## 参考文献

- [1] Wetzel H, Frohliche N, Bocker J, et al. High efficient 3kW three-stage power supply[C]. APEC 2006, Dallas, Texas, 2006.
- [2] Takao K, Irokawa H, Hayashi Y, et al. Novel exact power loss design method for high output power density converter[C]. PESC 2006, Jeju, Korea, 2006.
- [3] 任小永, 阮新波. 适用于高压输入低压输出的两级式变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(23): 153-157.  
Ren Xiaoyong, Ruan Xinbo. Two-stage converter applicable to high voltage input low voltage output case[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(23): 153-157(in Chinese).
- [4] 顾亦磊, 黄贵松, 章进法, 等. 一种适用于模块并联的同步整流驱动电路[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 74-78.  
Gu Yilei, Huang Guisong, Zhang Jinfa, et al. A novel synchronous rectifier driving circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(5): 74-78(in Chinese).
- [5] 阮新波, 李斌. 零电压零电流开关 PWM 复合式全桥三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 9-14.  
Ruan Xinbo, Li Bin. Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 23(4): 9-14(in Chinese).
- [6] Ruan X, Chen Z, Chen W. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2005, 20(2): 395-404.
- [7] Zhu J Y, Xu M, YLchman B. Control loop design for two-stage DC-DC converters with low voltage/high current output[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2005, 20(1): 44-55.
- [8] Ren Y C, Xu M, Yao K W, et al. Two-stage approach for 12-V VR[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2004, 19(6): 1498-1506.
- [9] Alou P, Cobos J A, Prieto R, et al. A two stage voltage regulator module with fast transient response capability[C]. PESC 2003, Madrid, Spain, 2003.
- [10] Alou P, Oliver J, Cobos J A, et al. Buck+half bridge (d=50%) topology applied to very low voltage power converters[C]. APEC 2001, Madrid, Spain, 2001.
- [11] Ruan X, Yan Y. Soft-switching techniques for PWM full bridge converters[C]. PESC 2000, Galway, Ireland, 2000.
- [12] Xu M, Ren Y, Zhou J, et al. 1-MHz self-driven ZVS full-bridge converter for 48-V power pod and DC/DC brick[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2005, 20(5): 997-1006.
- [13] Dudrik J, Spanik P, Trip N D. Zero-Voltage and zero-current switching full-bridge DC-DC converter with auxiliary transformer[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2006, 21(5): 1328-1335.
- [14] 李冬, 阮新波. 三种服务器电源系统的比较分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(13): 68-73.  
Li Dong, Ruan Xinbo. Comparison of three server power supply system [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(13): 68-73(in Chinese).
- [15] 孙铁成, 汤平华, 高鹏, 等. 一种新型全桥零电压转模 PWM DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 83-88.  
Sun Tiecheng, Tang Pinghua, Gao Peng, et al. Novel full-bridge ZVT PWM DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 83-88(in Chinese).



任小永

收稿日期: 2007-08-14。

作者简介:

任小永(1979—), 男, 博士研究生, 研究方向为低压大电流输出 DC/DC 变换器和高功率密度模块电源技术, renxy@nuaa.edu.cn;

唐 剑(1977—), 男, 工程师, 研究方向为模块电源技术;

阮新波(1970—), 男, 博士, 教授、博士生导师, 研究方向为高频软开关直一直变换器、高频软开关逆变器、变换器的建模分析和电力电子集成系统。

(编辑 王彦骏)