

一种改进的四开关 Buck-Boost 变换器控制策略

李优新, 吴鹏, 刘剑彬, 陈文威, 吴天文

(广东工业大学 信息工程学院, 广东 广州 510006)

摘要: 针对四开关 Buck-Boost(FSBB)变换器在传统控制策略下控制方法复杂、整机运行效率不高的问题, 提出了一种减少控制变量加变频的改进三模式控制策略。分析了改进三模式控制策略下变换器的工作原理, 详细介绍了在宽输入范围内通过该控制策略来实现变换器高效运行的控制方法。以数字控制芯片 TMS320F28027 为核心搭建了 1 台输入 30~66 V、输出 48 V/4 A 的实验样机。实验结果表明, 所提出的改进三模式控制策略可使 FSBB 变换器在宽输入电压和全负载范围内实现开关管 ZVS, 并在满载时效率最高可达 97.5%。

关键词: 四开关 Buck-Boost 变换器; ZVS 技术; 变频控制; 高效变换器

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19868

An Improved Control Strategy of Four Switch Buck-Boost Converter

LI Youxin, WU Peng, LIU Jianbin, CHEN Wenwei, WU Tianwen

(College of Information Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, Guangdong, China)

Abstract: To solve the problem of high complexity and low efficiency of four switch Buck-Boost (FSBB) converter based on the traditional control strategy, an improved tri-mode control strategy with reduced control variables and variable frequency technology was proposed. Then, the working principle of the novel control strategy was analyzed and the control method for high efficient operation was introduced in detail with the wide input voltage range. Finally, a prototype with input 30~66 V and output 48 V/4 A was built based on the digital control chip TMS320F28027. The experimental results show that the improved tri-mode control strategy enables the FSBB converter to realize zero voltage switching (ZVS) and higher efficiency under the situation of a wide input voltage range and the whole load range, with an efficiency up to 97.5% at full load.

Key words: four switch Buck-Boost (FSBB) converter; zero voltage switching (ZVS) technology; variable frequency control; high efficiency converter

通信技术的快速发展对通信电源效率与稳定要求越来越高^[1]。图 1 所示为一个典型的通信电源系统框架图, 其功率变换分为 3 个模块: 第 1 个模块为 AC/DC 变换器, 将市电输入转换为 48 V 直流; 第 2 个模块为 DC/DC 变换器, 在市电输入不正常或 AC/DC 变换器出现故障时, 蓄电池组作为备用电源通过 DC/DC 变换器为通信设备提供不间断电源, 保障通信设备的正常运行; 第 3 个为直流分配电模块, 用于将 48 V 直流母线的电压分配给输出端各路负载。这样一种模块化结构的通信电源系统具有可靠性高、维护方便、负载交叉影响率低等优点。

蓄电池组由于充放电的原因, 电压在一个较大范围内动态变化, 因此需要一种适应宽输入范围的 DC/DC 变换器, 将变化的蓄电池电压转换为稳定的直流母线电压, 供后续分配电模块给负载供电, 其中蓄电池组的典型输入电压为 48 V。

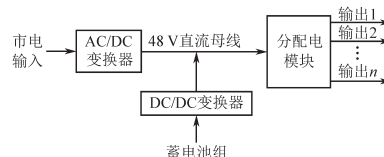


图 1 通信电源系统框架图

Fig.1 Construction of communication power system

四开关 Buck-Boost(four switch Buck-Boost, FSBB)变换器具有同时实现升、降压功能,无源器件少,功率器件电压应力小等优点^[2-4],因此该变换器非常适用于通信电源系统的DC/DC变换器模块。

FSBB变换器在高频下需要考虑开关损耗以及EMI的问题,因此研究FSBB变换器基于高频软开关技术下的控制策略意义重大。文献[5]分析了FSBB变换器在对管同步控制策略的特点,虽然控制方法简单且有2个开关管能够实现软开关,但电感电流脉动量过大,整机效率并不高。文献[6]研究了在高频下通过增加2对电容和电感来实现FSBB变换器软开关运行的方法,虽然能够实现开关管ZVS,但增加了无源器件的数量和体积。文献[7]提出了一种需要同时调节频率和死区大小来实现FSBB变换器在宽输入、宽负载范围内高效运行的方法,但其控制策略过于复杂。

通过分析上述控制策略的不足之处,本文提出了一种改进三模式控制策略,用于实现FSBB变换器开关管的ZVS,在优化整机运行效率的同时,进一步提高了变换器功率密度和可靠性。

1 FSBB变换器结构与控制策略

1.1 FSBB变换器结构

FSBB变换器是由同步 Buck 变换器和同步 Boost 变换器级联而成,将2个串联电感等效为1个功率电感,去除中间冗余的电容,则构成一种四开关 Buck-Boost 变换器,如图2所示。

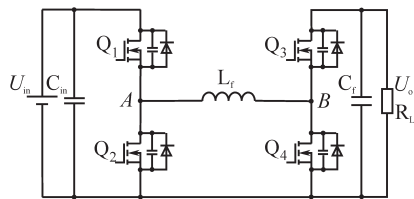


图2 FSBB变换器电路图

Fig.2 Circuit diagram of FSBB converter

图2中 Q_1, Q_2 为1对互补控制开关,组成 Buck 模块; Q_3, Q_4 为1对互补控制开关,组成 Boost 模块。因此只需要控制 Q_1 的占空比 D_{bu} 和 Q_4 的占空比 D_{bo} 即可调节输出电压值。

通过对FSBB变换器稳态工作进行分析,由伏秒积平衡可得输入和输出电压增益关系如下式所示^[8]:

$$U_o = \frac{D_{bu}}{1 - D_{bo}} U_{in} \quad (1)$$

式中: U_{in} 为输入电压; U_o 为输出电压。

由式(1)可知,当 D_{bu} 和 D_{bo} 在 $[0.05, 0.95]$ 区间变化时,变换器的增益范围为 $[0.05, 19]$,既能进行升压变换,也能进行降压变换。

1.2 FSBB变换器传统三模式控制策略

FSBB变换器传统软开关技术的实现方法主要是三模式控制策略,即通过开关组合使FSBB变换器工作在 Buck, Boost 和 Buck-Boost 3种工作模式,其3种工作模式分别应用在不同输入电压范围内,以输出电压为中心点,引入一个电压滞环,其滞环大小为 $2\Delta U$ 。

当 $U_{in} > U_o + \Delta U$ 时,FSBB变换器进入 Buck 模式, Q_1 和 Q_2 互补导通, Q_3 一直导通, Q_4 一直关断。即 Boost 模块 Q_4 的占空比 $D_{bo} = 0$, Buck 模块为高频工作状态,通过控制 D_{bu} 来实现调压。

当 $U_{in} < U_o - \Delta U$ 时,FSBB变换器进入 Boost 模式, Q_3 和 Q_4 互补导通, Q_1 一直导通, Q_2 一直闭合。即 Buck 模块 Q_1 的占空比 $D_{bu} = 1$, Boost 模块为高频工作状态,通过控制 D_{bo} 来实现调压。

当 $U_o - \Delta U \leq U_{in} \leq U_o + \Delta U$ 时,FSBB变换器进入 Buck-Boost 模式。文献[9]通过改变 Boost 模块 Q_3 和 Q_4 的导通时序,使1个开关周期内产生1个负值电感电流,该模式在 $U_{in} > U_o$ 的条件下驱动信号和电感电流波形如图3所示。分析图3可知,通过 t_1 阶段结束时刻和 t_2 阶段结束时刻的正向电感电流来分别实现 Q_2 和 Q_3 的ZVS开通;通过 t_3 阶段结束时刻和 t_4 阶段结束时刻的负值电感电流来分别实现 Q_1 和 Q_4 的ZVS开通,减少了开关损耗,提高了工作效率。但由于 t_4 阶段的负值电感电流经过 Q_2 和 Q_4 产生了环流,并不进行功率传输,转换效率也未能达到最优。

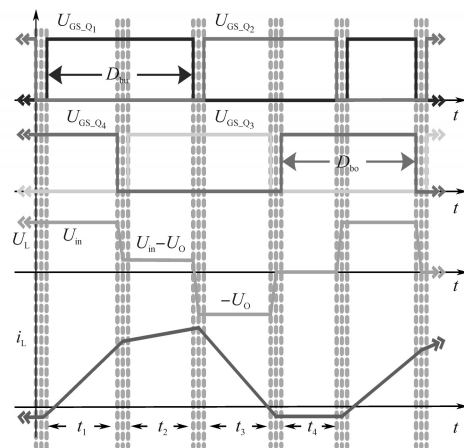


图3 Buck-Boost模式的工作波形

Fig.3 Work waveforms of Buck-Boost mode

2 改进的FSBB变换器控制策略

2.1 改进三模式控制策略的分析

分析图3可知,若要消除 t_4 阶段电感环流,需要1个开关周期内 Q_2 与 Q_4 避免同时导通,即 D_{bu} 必须大于 D_{bo} ,且 Q_4 相比 Q_1 的移相角 θ 必须在 $[0, D_{bu}-D_{bo}]$ 范围之内。

结合上述的控制思路,分析出Buck-Boost模式下开关管栅极驱动、电感两端电压和电感电流波形之间的关系如图4所示(以 $D_{bu}=0.8, D_{bo}=0.25, \theta=50^\circ$ 为例)。

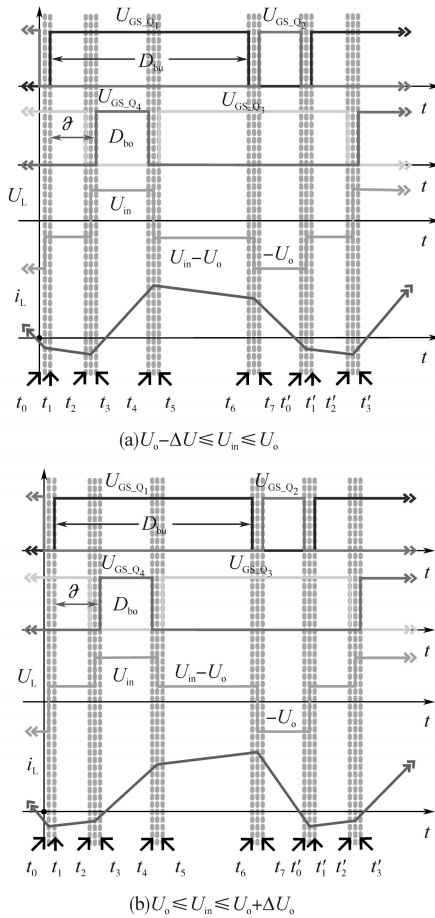


图4 改进控制策略下Buck-Boost模式的工作波形

Fig.4 Buck-Boost mode work waveforms of improved control strategy

下面以 $U_{in}-\Delta U \leq U_{in} < U_o$ 条件下的工作波形为例,进行工作过程分析:

t_0-t_1 : t_0 时刻关断 Q_2 ,反向负电流对 Q_1 和 Q_2 充、放电。在 t_1 时刻 Q_1 和 Q_2 充、放电已完成,此时 Q_1 实现零电压开通;

t_1-t_2 : Q_1 和 Q_3 导通,电感电流反向流动,输出回馈能量到输入端,电感两端电压为 $U_{in}-U_o$,电感电流线性下降;

t_2-t_3 : t_2 时刻关断 Q_3 ,反向负电流对 Q_3 和 Q_4 充放电。在 t_3 时刻 Q_3 和 Q_4 充、放电已完成,此时 Q_4 实现零电压开通;

t_3-t_4 : Q_1 和 Q_4 导通,电感两端电压为 U_{in} ,电感电流线性上升;

t_4-t_5 : t_4 时刻关断 Q_4 ,正向电流对 Q_3 和 Q_4 充放电。在 t_5 时刻 Q_3 和 Q_4 充放电已完成,此时 Q_3 实现零电压开通;

t_5-t_6 : Q_1 和 Q_3 导通,电感两端电压为 $U_{in}-U_o$,电感电流线性下降;

t_6-t_7 : t_6 时刻关断 Q_2 ,正向电流对 Q_1 和 Q_2 充放电。在 t_7 时刻 Q_1 和 Q_2 充、放电已完成,此时 Q_2 实现零电压开通;

$t_7-t'_0$: Q_2 和 Q_3 导通,电感两端电压为 $-U_o$,电感电流线性下降;

t'_0 时刻电感电流 i_L 下降到一个负电流值, t'_0 时刻之后FSBB变换器开始新的周期。

在此工作模式下电感电流的平均值 I_{avg} 如下式所示:

$$I_{avg} = \frac{I_o}{1 - D_{bo}} \quad (2)$$

式中: I_o 为额定输出电流值。

电感电流的脉动值 ΔI_L 为

$$\Delta I_L = \begin{cases} \frac{U_{in} \cdot D_{bo}}{L \cdot f_{sw}} & U_o + \Delta U \leq U_{in} \leq U_o \\ \frac{U_o \cdot (1 - D_{bu})}{L \cdot f_{sw}} & U_o < U_{in} \leq U_o + \Delta U \end{cases} \quad (3)$$

式中: L 为电感值; f_{sw} 为开关频率。

FSBB变换器3种控制模式下电感电流的有效值可由下式表示^[10]:

$$I_{rms} = \sqrt{I_{avg}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} \quad (4)$$

由式(2)、式(3)和式(4)可知,在改进三模式控制策略的Buck-Boost模式下增大 D_{bu} 、减少 D_{bo} 能降低电感电流有效值,减少导通损耗,因此在Buck-Boost模式下为了优化传输效率,将 D_{bu} 设计为一个最大值,这样FSBB变换器控制变量减少为1个,简化了控制方法,只需通过控制 D_{bo} 来调节FSBB变换器的稳定输出。由式(1)可推导 D_{bo} 的表达式为

$$D_{bo} = 1 - \frac{U_{in} \cdot D_{bu}}{U_o} \quad (5)$$

当输入电压在 $[U_o - \Delta U, U_o + \Delta U]$ 之间变化时, D_{bo} 的最大值 $D_{bo_{max}}$ 和最小值 $D_{bo_{min}}$ 分别为

$$D_{bo_max} = 1 - \frac{(U_o - \Delta U) \cdot D_{bu}}{U_o} \quad (6)$$

$$D_{bo_min} = 1 - \frac{(U_o + \Delta U) \cdot D_{bu}}{U_o} \quad (7)$$

由式(6)和式(7)可以求出 D_{bo} , D_{bo_max} 与 ΔU 之间的关系曲线如图5所示,其中 $U_o=48\text{ V}$, ΔU 有3个变量值。

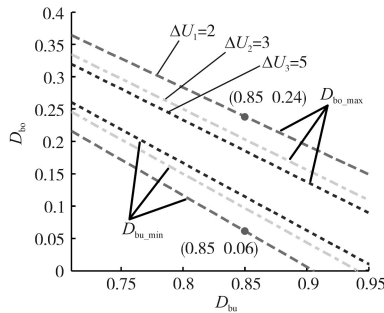


图5 D_{bu} , D_{bo} 与 ΔU 的关系

Fig.5 Relationships between D_{bu}/D_{bo} and ΔU

分析图5可知,对于同一 ΔU , D_{bo} 随 D_{bu_max} 增大而减小;对于同一 D_{bu_max} , D_{bo} 随 ΔU 增大而减小。考虑到开关管特性和驱动电路的实现,一般控制占空比在0.05~0.95的合理区间,因此可设定 $D_{bu_max}=0.85$,选择 $\Delta U=5$,此条件下 $D_{bo} \in [0.06, 0.24]$,由式(5)决定 D_{bo} 的大小。

为了尽量减少能量回流,图4中负值电感电流时间段(t_0-t_3)不宜太长,同时考虑到开关管错开其开通时刻更利于开关管实现ZVS,所以实际应用中移相角 θ 应该取一个较小值。

2.2 改进三模式控制策略下开关频率的选择

FSBB变换器主电路开关管若要实现ZVS,需要在每个死区时间内完成上、下2个开关管寄生电容的充、放电。其中实现ZVS的约束条件是:

1)在 $Q_1(Q_3)$ 开通前的死区时间内,电感电流 i_L 必须为正;

2)在 $Q_2(Q_4)$ 开通前的死区时间内,电感电流 i_L 必须为负。

只有正或者负电感电流值足够大,才能保证开关管寄生电容的完全充、放电,寄生电容充、放电所需的电荷大小可由下式求出:

$$Q = 2 \cdot \int_0^{U_{ds}} C_{oss}(u) du \quad (8)$$

式中: C_{oss} 为开关管的寄生电容值; $U_{ds} \in \text{Max}(U_{in}, U_o)$, Q_1/Q_2 的 $U_{ds}=U_{in}$, Q_3/Q_4 的 $U_{ds}=U_o$ 。

由于上、下管互补开关的死区时间很短,可假设电感电流值在死区时间内维持不变,为确保主电路4

个开关管都能实现ZVS,最小电感电流的绝对值 I_{L_min} 可由下式求出:

$$I_{L_min} = \frac{2 \cdot \int_0^{U_{ds}} C_{oss}(u) du}{t_{dead}} \quad (9)$$

式中: t_{dead} 为2个互补驱动的死区时间。

分析可知,在最大输入电压 U_{in_max} 时,可以求得实现开关管ZVS的最小电感电流绝对值 I_{L_min} 。

Q_2 和 Q_3 关断时电感为一个较大的正电流值,完全能够满足开关管实现ZVS的最小电感电流值要求。 Q_1 和 Q_4 关断时需要一个负值电感电流对开关管寄生电容充、放电,在改进的控制模式下,Buck模式保证 Q_1 实现ZVS即可;Boost模式保证 Q_4 实现ZVS即可;在Buck-Boost模式下分析图4可知: $U_{in} + \Delta U \leq U_{in} \leq U_o$ 时,保证 Q_1 实现ZVS情况下 Q_4 也能实现ZVS; $U_o < U_{in} \leq U_{in} + \Delta U$ 时,保证 Q_4 实现ZVS情况下 Q_1 也能实现ZVS。但是电感电流负值过大会导致电流纹波增大,进而增加开关管导通损耗。为进一步优化工作效率,最优的电感电流负值不宜过大。FSBB变换器在满载状态下最难实现开关管ZVS,在确定的电感值情况下,可以计算满载时Buck模式和Boost模式电感电流出现负值的临界开关频率表达为

$$f_{s_bo} = \frac{U_{in} \cdot (U_o - U_{in})}{2 \cdot L \cdot I_o \cdot U_o} \quad (10)$$

$$f_{s_bu} = \frac{U_o \cdot (U_{in} - U_o)}{2 \cdot L \cdot I_o \cdot U_{in}} \quad (11)$$

在Buck-Boost模式下,电感电流的平均值和负值电流大小与移相角 θ 有关,下式所示为移相角 $\theta=(D_{bu}-D_{bo})/2$ 时 Q_2 和 Q_4 开通前都出现负值电感电流的临界开关频率表达式:

$$f_{s_bu/bo} = \begin{cases} \frac{U_{in} \cdot D_{bu} (1 - D_{bu})}{2 \cdot L \cdot I_o} & 43 \leq U_{in} \leq 48 \\ \frac{U_{in}^2 \cdot D_{bu} (U_o - U_{in} \cdot D_{bu})}{2 \cdot L \cdot I_o \cdot U_o^2} & 48 < U_{in} < 53 \end{cases} \quad (12)$$

并且 θ 越小,临界开关频率越大。

由式(10)~式(12)可得电感电流出现负值的临界开关频率 f_s 和输入电压 U_{in} 之间的关系如图6所示。图6根据输入电压范围分为Buck模式、Boost模式和Buck-Boost模式3个工作区域,3种工作模式下出现负值电感电流的临界开关频率如图6中实线所示。为确保宽范围输入和全负载状态下实现开关管ZVS,实际可选择的开关频率如图6中虚线所示。由于在Buck-Boost模式

下实际选择的移相角 θ 值比 $(D_{bu}-D_{bo})/2$ 要更小,所以此模式选择60 kHz定频控制,Buck模式和Boost模式开关频率随输入电压的变化进行变频控制。开关死区时间的选择要保证即使工作在最高开关频率时,电感电流有足够时间来对开关管寄生电容进行充、放电,使开关管实现ZVS。

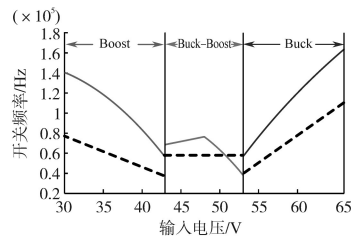


图6 开关频率和输入电压的关系
Fig.6 Relationships between switching frequency and input voltage

3 实验与分析

为了验证本文所提出的改进三模式控制策略的有效性,在实验室搭建了1台30~66 V输入,48 V/4 A输出的FSBB变换器实验样机,系统组成框图如图7所示。

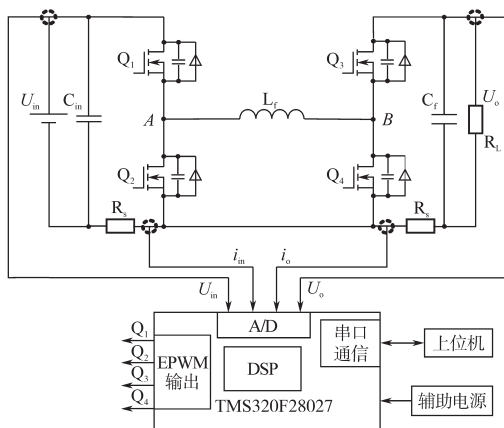


图7 FSBB变换器系统组成框图
Fig.7 Diagram of FSBB converter system

在实验样机中,4个MOSFET选用Infineon的BSC040N10NS5,控制芯片使用TI C2000 TMS320F28027,数据采集使用Tektronix的DPO3034示波器和PA4000功率分析仪。实验主要参数为:输入30~66 V,输出48 V/4 A,功率电感10 μ F,Buck-Boost模式下以60 kHz定频控制,Buck和Boost模式下进行变频控制,死区时间 $t_{dead}=166$ ns, Q_4 相对于 Q_1 的移相角 $\theta=36^\circ$ 。

图8为FSBB变换器在满载状态下,3种工作模式中最难实现ZVS的开关管栅极电压 U_{gs} 波

形、漏源极电压 U_{ds} 波形和电感电流 i_L 波形。由实验结果可知,在不同模式下主电路开关管都实现了ZVS。

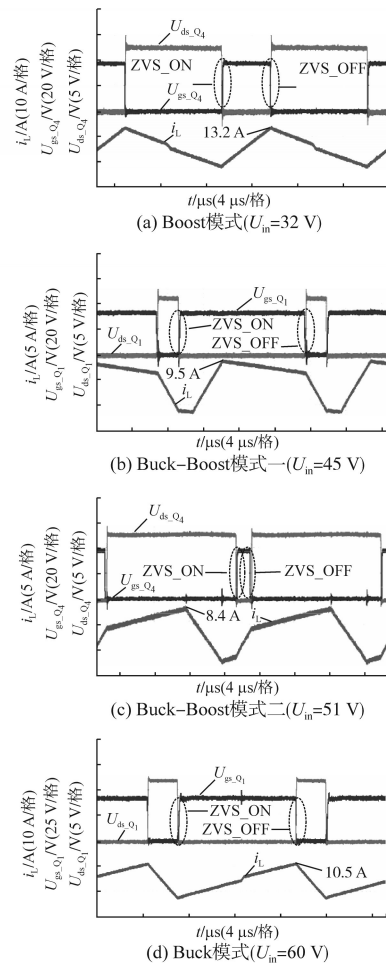


图8 开关管电压和电感电流波形

Fig.8 Waveforms of switching tube voltage and inductance current

FSBB变换器通过实时采样输入电压的大小来判断何时进行模式切换,3种工作模式之间可分为4种切换情况包括:Buck模式与Buck-Boost模式相互切换和Buck-Boost模式与Boost模式相互切换。其不同模式切换过程的瞬态波形如图9所示,由实验结果可知每个切换过程输出电压较为平滑。

图10为FSBB变换器在满载状态下采用2种不同控制策略的效率曲线,其中对比控制策略为文献[8]提出的三模式控制策略。分析可知改进三模式控制策略的效率在全输入电压范围内都高于传统三模式控制策略,且全输入电压范围内效率都高于95%,在输入48 V时效率达到了97.5%。