

双沿调制的四开关 Buck-Boost 变换器

任小永, 阮新波, 李明秋, 钱海, 陈乾宏

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省 南京市 210016)

Dual Edge Modulated Four-switch Buck-Boost Converter

REN Xiao-yong, RUAN Xin-bo, LI Ming-qiu, QIAN Hai, CHEN Qian-hong

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: Compared with the traditional Buck-Boost, four-switch Buck-Boost converter has some advantages, such as ground sharing between input and output, low voltage stress of the switches. A three-mode double-frequency dual-edge modulation control strategy was proposed for the distributed power supply applied in communication system. In this control scheme the four-switch Buck-Boost converter is divided into two parts, the Buck parts and the Boost parts. In Buck or Boost mode only one part is selected to regulate the output voltage. In the Buck-Boost mode, the switching frequency is reduced from 200 kHz to 40 kHz to reduce the switching power loss. With the proposed control scheme, the four-switch Buck-Boost (FSBB) converter can achieve high efficiency. A 48 V (36~75 V) input, 48 V/6.25 A output prototype was built in the laboratory. The experimental results show that the conclusions are correct.

KEY WORDS: wide line range; inductor current ripple; four-switch Buck-Boost; dual edge regulation; distributed power system

摘要: 与传统的Buck-Boost变换器相比, 四开关Buck-Boost变换器具有输入输出同极性、开关管电压应力低等优点。该文针对四开关Buck-Boost变换器在通信电源分布式系统中的应用, 提出三模式双频双沿调制的控制策略。该控制策略将变换器分成Buck单元和Boost单元, 此两单元分别采用后沿调制和前沿调制, 并且在Buck-Boost工作模式时, 开关频率由Buck以及Boost模式的 200 kHz降到 40 kHz, 以提高变换器的效率。实验室制作了一台 48 V(33~75 V)输入 48 V/6.25 A的样机, 对所提出的控制策略进行验证。试验结果表明所得结论正确。

关键词: 宽范围输入; 电感电流脉动; 四开关 Buck-Boost 变换器; 双沿调制; 分布式供电系统

0 引言

随着超大规模集成电路的发展, 新一代器件的

集成度越来越高^[1], 使得通讯和计算机系统的功能也越来越强大, 因此对供电电源的要求也越来越高, 这主要体现为高效率、高功率密度^[2-3]。目前, 通讯系统的供电已逐渐从集中式转变为分布式, 这是因为分布式供电系统具有维护简单、方便, 设计周期短, 各负载之间的影响小等优点^[4-5]。图 1 所示为一个典型通讯用分布式供电系统, 其功率变换分为 3 级: 第 1 级是 AC/DC 变换器, 它将输入交流电变换成 48 V 直流电压; 第 2 级是 DC/DC 变换器, 它将 48 V 电压变换成 12 V 直流电压, 同时实现电气隔离; 第 3 级是负载点变换器, 它将 12 V 直流电压变换成负载所需要的直流电压供给负载。

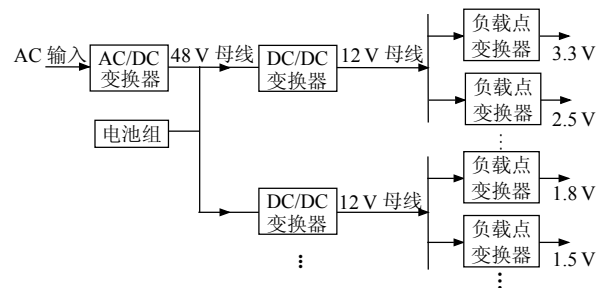


图 1 通信用分布式供电系统框架结构
Fig. 1 Construction of distributed power system for communication system

为了保证不间断供电, 需要配备蓄电池与 48 V 直流母线并联, 当电网断电时, 由蓄电池向负载供电。蓄电池电压与其充放电状态有关, 其变化范围很宽, 为 36~75 V, 因此 DC/DC 变换器的工作电压很宽, 如何在这么宽范围内实现 DC/DC 变换器的高效率很重要。在绝大多数情况下, 系统工作在电网供电状态, 也就是说 DC/DC 变换器的输入电压通常都为 48 V, 所以保证在 48 V 额定输入时的高效率则更为重要。

为了实现高效率, DC/DC 变换器可采用 2 级甚

至多级结构。在宽范围电压输入时，变压器优化设计相对困难，因此一般采用非隔离电路拓扑先将宽范围变化的电压预调节到一个稳定的电压，再由隔离式电路拓扑将该电压变换到 12 V。

用于预调节的非隔离拓扑应具备结构简单、效率高等优点。为了保证在额定输入电压时获得高效率，预调节变换器的输出一般调整在额定输入电压，即其输出电压设定在 48 V。由于输入电压范围为 36~75 V，因此该变换器需同时具备升降压功能。

具有升降压功能的非隔离型直流变换器有 Buck-Boost、Cuk、Zeta 和 Sepic 等 4 种。Buck-Boost 与 Cuk 的输出电压与输入电压极性相反，其辅助电源和驱动电路较复杂。Zeta 和 Sepic 的输出电压和输入电压是同极性的，但是电感和电容等无源元件较多，电路结构比较复杂，不利于提高功率密度；而且，这 4 种变换器的开关器件电压应力较高，为输入电压和输出电压之和。

将 Buck 和 Boost 级联可以得到如图 2 所示的拓扑结构。由于电感 L_1 与 L_2 的平均电流相同，因此可以将中间电容去掉，并将 2 个电感合并，这样就得到双管 Buck-Boost 变换器，如图 3 所示^[6-8]。该变换器的输入输出电压极性相同，且两只开关管的电压应力分别为输入电压和输出电压，比单管 Buck-Boost 变换器低。

在低压输出场合，一般采用同步整流技术以提高变换器效率，即采用 MOSFET 替代续流二极管^[9-15]。将图 3 中的 D_1 与 D_2 分别用 Q_{SR1} 与 Q_{SR2} 代替，由此可以得到四开关 Buck-Boost (four-switch Buck-Boost, FSBB) 变换器，如图 4 所示。 Q_1 与 Q_2 是主控管， Q_{SR1} 与 Q_{SR2} 是同步整流管。若 FSBB 变换器的 2 只主控管同时开通和关断，其工作原理与单管 Buck-Boost 变换器类似。实际上，FSBB 变换器的 2 只主开关管不必同时开关，其占空比可以不

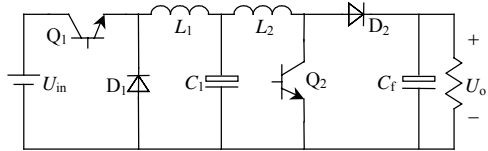


图 2 Buck 与 Boost 级联拓扑结构

Fig. 2 Cascaded connection of Buck and Boost converter

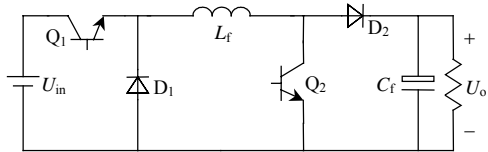


图 3 双管 Buck-Boost 变换器

Fig. 3 Two-switch Buck-Boost converter

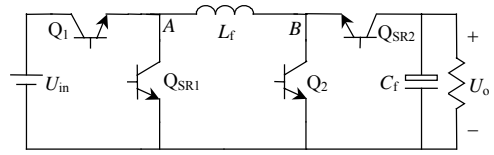


图 4 四管 Buck-Boost 变换器

Fig. 4 Four-switch Buck-Boost converter

相同；而且，在相同开关频率时，它们的开关时序也可以不同，即它们的开通时刻可错开任意相位。

1 FSBB 变换器的输入输出关系

由于 FSBB 变换器是由 Buck 与 Boost 级联并简化而成，为了便于分析，将其分成两部分： Q_1 与 Q_{SR1} 为 Buck 单元； Q_2 与 Q_{SR2} 为 Boost 单元。定义 d_1 、 d_2 分别为 Q_1 、 Q_2 的占空比，则图 4 中 A、B 两点的平均电压分别为

$$\bar{u}_A = d_1 \cdot U_{in} \tag{1}$$

$$\bar{u}_B = (1 - d_2) U_{in} \tag{2}$$

稳态工作时，在 2 只主控管的开关周期的公倍数时段内，电感 L_f 上的伏秒面积为零，即

$$\bar{u}_A = \bar{u}_B \tag{3}$$

由式(1)~(3)可得输入电压 U_{in} 与输出电压 U_o 的关系为

$$U_o = \frac{d_1}{1 - d_2} U_{in} \tag{4}$$

由式(4)可知， U_o 是 d_1 和 d_2 的函数。而 d_1 和 d_2 可以分别独立控制，因此 FSBB 变换器可以有多种控制策略，下文将对不同的控制策略进行分析和比较，并选择一种合适的控制策略。

2 双沿调制方式

由式(4)可以推得，当 $U_{in} \leq U_o$ 时， Q_1 、 Q_2 的占空比满足

$$d_1 + d_2 \geq 1 \tag{5}$$

而当 $U_{in} > U_o$ 时， Q_1 、 Q_2 的占空比满足

$$d_1 + d_2 < 1 \tag{6}$$

若 Q_1 、 Q_2 的开关频率相同(以下同)，参考图 4 可知一个开关周期内不同开关状态下电感电流 i_{Lf} 的变化情况，如图 5 所示。当 Q_1 和 Q_2 同时导通时， i_{Lf} 上升；当 Q_1 和 Q_2 同时截止时， i_{Lf} 下降；当 Q_1 截止， Q_2 导通时， i_{Lf} 保持不变；当 Q_1 导通， Q_2 截止时，如果 $U_{in} \leq U_o$ ，则 i_{Lf} 下降，如果 $U_{in} > U_o$ ，则 i_{Lf} 上升。

稳态工作时，在一个开关周期内，电感电流的上升量等于其下降量。由图 5(a)可知，当 $U_{in} \leq U_o$ 时，

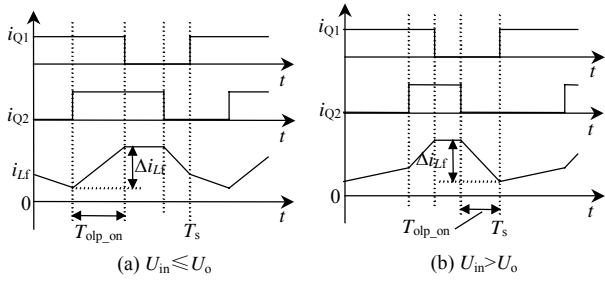


图5 电感电流的变化情况

Fig. 5 Inductor current waveform at different switching state

只有在 Q_1 和 Q_2 同时导通时, i_{L_f} 是上升的, 因此电感电流脉动 ΔI_{L_f} 由 Q_1 和 Q_2 同时导通的时间 T_{olp_on} 决定。从图5(b)中可以看出, 当 $U_{in} > U_o$ 时, 只有在 Q_1 和 Q_2 同时截止时, i_{L_f} 是下降的, 因此 ΔI_{L_f} 由 Q_1 和 Q_2 同时截止的时间 T_{olp_off} 决定。当 Q_1 和 Q_2 的占空比不变时, 要减小 ΔI_{L_f} , 就必须减小 T_{olp_on} (当 $U_{in} \leq U_o$ 时)或 T_{olp_off} (当 $U_{in} > U_o$ 时)。

当 $U_{in} \leq U_o$ 时, 为了尽可能减小 T_{olp_on} , 以 Q_1 的导通时间为基准, 令其开通时刻在每个开关周期的开始, 那么可以将 Q_2 的导通时间向后移, 直到其关断时刻为开关周期的结束。同理, 当 $U_{in} > U_o$ 时, 为了尽可能减小 T_{olp_off} , 同样以 Q_1 的导通时间为基准, 将 Q_2 的导通时间向后移, 直到其开通时刻在 Q_1 的关断时刻。此后, 还可以继续将 Q_2 的导通时刻向后移, 直到其关断时刻为开关周期的结束。

综上所述, 为了在 $U_{in} \leq U_o$ 和 $U_{in} > U_o$ 两种情况下均可以减小 ΔI_{L_f} , 可使 Q_1 的开通时刻位于每个开关周期的起始处, 通过改变其关断时刻来改变占空比; 而使 Q_2 的关断时刻位于开关周期的结束处, 通过改变其开通时刻来改变占空比, 即 Q_1 和 Q_2 分别采用脉宽调制方法中的后沿调制和前沿调制, 以下称双沿调制, 如图6所示。

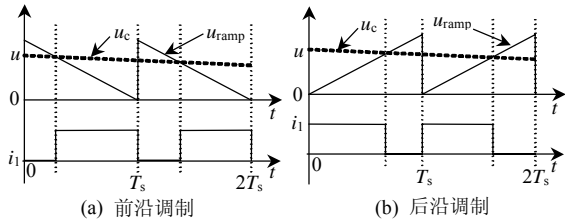


图6 前后沿调制的基本原理

Fig. 6 Basic principle of leading and trailing edge modulation

3 两模式双沿调制方式

3.1 两模式双沿调制方式的推导

式(4)表明 U_o 是 d_1 和 d_2 的函数。从图5可得电感电流脉动的表达式为

$$\Delta I_{L_f} = \begin{cases} U_{in} \cdot T_{olp_on} / L_f, & U_{in} \leq U_o \\ U_o \cdot T_{olp_off} / L_f, & U_{in} > U_o \end{cases} \quad (7)$$

在双沿调制下, 有

$$\begin{cases} T_{olp_on} = (d_1 + d_2 - 1)T_s \\ T_{olp_off} = (1 - d_1 - d_2)T_s \end{cases} \quad (8)$$

式中 T_s 为开关周期。

将式(4)、式(8)代入式(7), 可得

$$\Delta I_{L_f} = \begin{cases} \frac{(U_o - U_{in})(1 - d_2)}{L_f f_s}, & U_{in} \leq U_o \\ \frac{U_o(U_{in} - U_o)(1 - d_2)}{U_{in} L_f f_s}, & U_{in} > U_o \end{cases} \quad (9)$$

由图4可知, 只有当 Q_2 截止时, 电感电流才会流入负载, 因此在 Q_2 截止时, 电感电流的平均值为

$$I_{L_f, avg} = I_o / (1 - d_2) \quad (10)$$

电感电流有效值(推导过程见附录A)为

$$I_{L_f, rms} = \begin{cases} \left[\frac{(1 - d_2)U_o}{U_{in}} (I_{L_f, avg}^2 + \frac{1}{12} \Delta I_{L_f}^2) + \frac{U_{in} - (1 - d_2)U_o}{U_{in}} \right. \\ \left. \left(\frac{I_o}{1 - d_2} \frac{(U_{in} - U_o)(1 - d_2)}{2L_f f_s} \right)^2 \right]^{1/2}, & U_{in} \leq U_o \\ \left[(1 - d_2)(I_{L_f, avg}^2 + \frac{1}{12} \Delta I_{L_f}^2) + d_2 \cdot \left(\frac{I_o}{1 - d_2} \frac{(U_{in} - U_o)(1 - d_2)U_o}{2L_f f_s U_{in}} \right)^2 \right]^{1/2}, & U_{in} > U_o \end{cases} \quad (11)$$

由式(9)~(11)可以画出在不同输入电压 U_{in} 下, $I_{L_f, rms}$ 与占空比 d_2 的关系曲线, 如图7所示。其中输入电压为36~75V, 输出电压为48V, 输出电流为6.25A, 电感值为22 μ H, 开关频率为200kHz。由图7可知, 当 U_{in} 不变, d_1 与 d_2 按式(4)变化时, $I_{L_f, rms}$ 随着 d_2 的增大而增大。

由图4可知, 电感电流在任意时刻都流过2只开关管, 假设4只开关管选用相同的MOSFET, 则其导通电阻相等, 每个开关周期中这4只开关管总

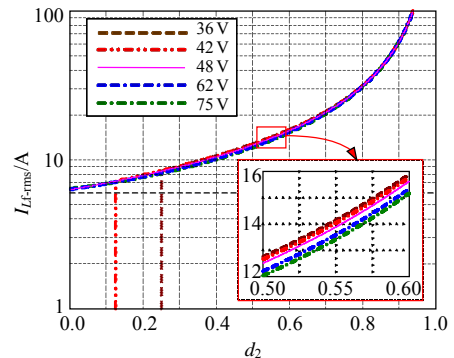
图7 电感电流有效值与 U_{in} 和 d_2 的关系

Fig. 7 RMS of inductor current as a function of U_{in} and d_2 的通态损耗与 $I_{L_f, rms}$ 的平方成正比, 因此减小 $I_{L_f, rms}$

可以减小通态损耗, 提高变换器的效率, 这样就要求 d_2 越小越好。

由式(4)可知, d_2 越小, 则 d_1 越大。当 $U_{in} \leq U_o$ 时, 由于 $d_1 + d_2 \geq 1$, 此时可以让 d_1 取最大值 1, 调节 d_2 以调节输出电压, 变换器工作于升压模式(Boost 模式), 那么由式(4)可得

$$d_2 = 1 - U_{in}/U_o \quad (12)$$

当 $U_{in} > U_o$ 时, $d_1 + d_2 < 1$, 此时 d_2 取最小值 0, 调节 d_1 以调节输出电压, 变换器工作于降压模式(Buck 模式), 称该控制方式为两模式双沿调制。

3.2 两模式双沿调制方式的优点

如果 2 只开关管同时开通和关断, 则四管 Buck-Boost 变换器工作在 Buck-Boost 模式, 称其为单模式调制, 4 只开关管均处于高频开关状态。在两模式双沿调制方式中, 当 $U_{in} \leq U_o$ 时, $d_1 = 1$, 即 Q_1 一直导通, Q_{SR1} 一直截止, 只有 Q_2 和 Q_{SR2} 高频工作, 而当 $U_{in} > U_o$ 时, $d_2 = 0$, 即 Q_2 一直截止, Q_{SR2} 一直导通, 只有 Q_1 和 Q_{SR1} 高频工作。即任何时候都只有 2 只开关管高频工作, 与单模式调制相比, 其开关损耗大大减小。

单模式调制方式下的电感电流脉动为

$$\Delta I_{Lf_1mode} = U_o(1-d)T_s/L_f \quad (13)$$

式中 d 为开关管的占空比, 其表达式为

$$d = U_o/(U_o + U_{in}) \quad (14)$$

将式(14)代入式(13), 可得

$$\Delta I_{Lf_1mode} = \frac{U_{in}U_oT_s}{(U_o + U_{in})L_f} \quad (15)$$

从式(15)可以看出, U_{in} 最高时, 电感电流脉动最大, 即

$$\Delta I_{Lf_1mode_max} = \frac{U_{in_max}U_oT_s}{(U_o + U_{in_max})L_f} \quad (16)$$

以 $\Delta I_{Lf_1mode_max}$ 为基准, 对式(13)进行标么化, 可得

$$\Delta I_{Lf_1mode}^* = \frac{U_o + U_{in_max}}{U_o + U_{in}} \cdot \frac{U_{in}}{U_{in_max}} \quad (17)$$

将式(12)和 $d_2 = 0$ 代入式(9), 并以 $\Delta I_{Lf_1mode_max}$ 为基准, 可以推导出两模式双沿调制方式下电感电流脉动的标么值:

$$\Delta I_{Lf_2mode}^* = \begin{cases} \frac{U_{in}(U_o - U_{in})(U_o + U_{in_max})}{U_o^2 U_{in_max}}, & U_{in} \leq U_o \\ \frac{(U_{in} - U_o)(U_{in_max} + U_o)}{U_{in} U_{in_max}}, & U_{in} > U_o \end{cases} \quad (18)$$

图 8 给出了单模式调制和两模式双沿调制方式下电感电流脉动随输入电压变化而变化的曲线, 由

图可知, 后者可以减小电感电流脉动。

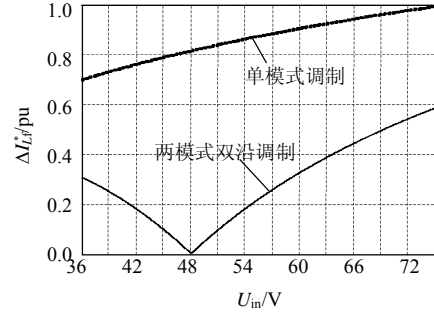


图 8 电感电流脉动波形

Fig. 8 Waveforms of inductor current ripple

将式(12)和 $d_2 = 0$ 分别代入式(11), 可推导出两模式双沿调制方式下电感电流有效值:

$$I_{Lf_rms} = \begin{cases} \sqrt{\left(\frac{U_o}{U_{in}}I_o\right)^2 + \frac{1}{12}\left[\frac{(U_{in}-U_o)U_o}{L_f f_s U_{in}}\right]^2}, & U_{in} \leq U_o \\ \sqrt{I_o^2 + \frac{1}{12}\left[\frac{(U_{in}-U_o)U_o}{L_f f_s U_{in}}\right]^2}, & U_{in} > U_o \end{cases} \quad (19)$$

而单模式下的电流有效值为

$$I_{Lf_rms1} = \left[\left(\frac{U_{in} + U_o}{U_{in}}I_o\right)^2 + \left(\frac{U_{in}U_oT_s}{(U_{in} + U_o)L_f}\right)^2/12\right]^{\frac{1}{2}} \quad (20)$$

在 U_{in} 最低时获得最大值为

$$I_{Lf_rms1_max} = \left[\left(\frac{U_{inmin} + U_o}{U_{inmin}}I_o\right)^2 + \left(\frac{U_{inmin}U_oT_s}{(U_{inmin} + U_o)L_f}\right)^2/12\right]^{\frac{1}{2}} \quad (21)$$

因此, 以式(21)对式(19)、(20)进行标么化可得图 9 曲线。显然, 采用两模式双沿调制方式也可以减小电感有效值。

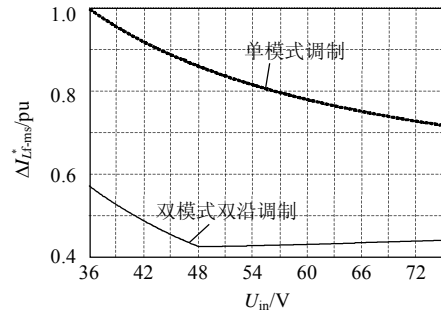


图 9 电感电流有效值

Fig. 9 RMS current of inductor

3.3 两模式双沿调制方式的缺点

综上所述, Buck 模式和 Boost 模式在 $U_{in} = 48V$ 时进行切换。不过, 如果 U_{in} 在 48V 附近变化, 变换器将会频繁切换工作模式。为此, 可以引入一个电压滞环, 如图 10 所示。假设刚开始时变换器工作在 Boost 模式, 当 U_{in} 升高, 且高于 $48V + \Delta U$ 时, 进入 Buck 模式。接着如果 U_{in} 降低, 且低于 $48V - \Delta U$

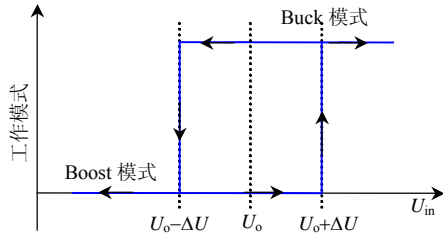


图10 带滞环的工作模式切换

Fig. 10 Operation mode switching with voltage hysteresis

时, 变换器从Buck模式切换到Boost模式, 但这种切换模式会导致电压滞环内输出电压不稳定, 这是因为当 U_{in} 在 $[48\text{ V}, 48\text{ V}+\Delta U]$ 内时, 变换器如果工作在Boost模式, U_o 将高于 48 V ; 同理, 当 U_{in} 在 $[48\text{ V}-\Delta U, 48\text{ V}]$, 变换器如果工作在Buck模式, U_o 将低于 48 V 。

4 三模式双沿调制

4.1 三模式双沿调制

为了保证输出电压稳定, 可以再引入一个区域, 即以 $48\text{ V}+\Delta U$ 和 $48\text{ V}-\Delta U$ 作为2个分界点, 将输入电压范围分成3个区域。当 $U_{in}<48\text{ V}-\Delta U$ 和 $U_{in}>48\text{ V}+\Delta U$ 时, 变换器分别工作在Boost模式和Buck模式, 与两模式双沿调制方式相同。当 U_{in} 在 $[48\text{ V}-\Delta U, 48\text{ V}+\Delta U]$ 内时, 变换器工作在Buck-Boost模式, 同样采用双沿调制方式。由于变换器工作在3个模式, 因此称这种控制为三模式双沿调制方式。

前面已提到过, 为了减小电感电流有效值, 应该尽量减小 d_2 , 增大 d_1 , 因此, 在三模式双沿调制的Buck-Boost模式下, 选择 d_1 工作于一个固定的最大占空比 D_m , 调节 d_2 控制变换器的输出稳压。由于开关频率较高, 从开关器件特性和驱动电路的实现考虑, 一般希望 $d_{1\max}=0.9$, $d_{2\min}=0.1$, 而由式(4)可知当 $d_1=D_m$ 确定时, 输入电压最高对应 d_2 最小, 即

$$1-d_{2\min}=\frac{(48+\Delta U)D_m}{48} \quad (22)$$

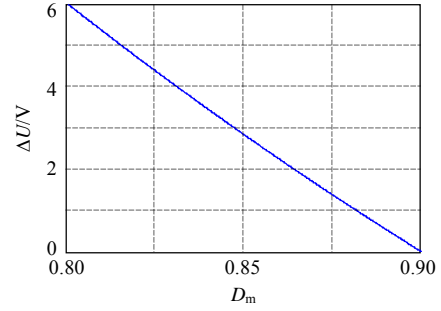
因为 $d_{2\min}=0.1$, 故有

$$\frac{(48+\Delta U)D_m}{48}\leq 0.9 \quad (23)$$

D_m 与 U_{in} 关系如图11所示, 本文选择 $D_m=0.85$, $\Delta U=3\text{ V}$ 。 d_2 满足

$$d_2=1-U_{in}D_m/48 \quad (24)$$

当 U_{in} 在 $45\sim 51\text{ V}$ 变化时, 对应 d_2 变化范围为 $0.2\sim 0.1$ 。

图11 D_m 与 ΔU 的取值Fig. 11 Selection of D_m and ΔU

此时, Buck-Boost模式下电感电流脉动为

$$\Delta I_{L_3mode1}=\begin{cases} \frac{0.85(U_o-U_{in})U_{in}}{U_o L_f f_s} & 45\leq U_{in}\leq 48 \\ \frac{0.85(U_o-U_{in})U_{in}}{U_o L_f f_s} & 48<U_{in}\leq 51 \end{cases} \quad (25)$$

其他2个模式控制策略与两模式时相同, 仍以式(16)为基准进行标幺化, 其曲线如图12中实线所示。相对于两模式双沿调制(图12虚线)而言, 在 $45\sim 51\text{ V}$ 范围内电流脉动稍有减小, 但是由于 d_2 增大了, 电感电流有效值会略有增大。

除此之外, 在该Buck-Boost模式下, 4只开关管均高频工作, 开关损耗大幅度增加, 这是该控制方式的不足之处。

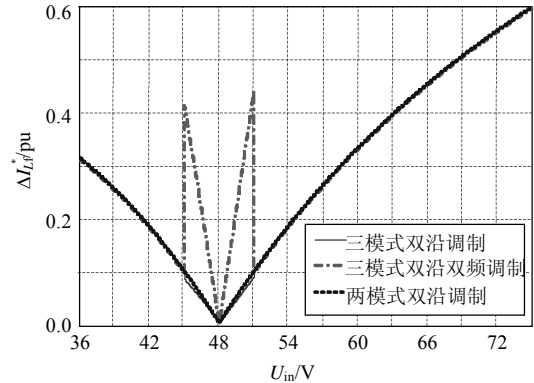


图12 电感电流脉动波形

Fig. 12 Waveforms of inductor current ripple

4.2 三模式双频双沿调制

为了减小开关损耗, 可以降低开关频率, 但会导致电感电流脉动增加。

由图12可知, Buck-Boost模式下电感电流脉动很小, 因此在保证它不超过最大脉动值的情况下降低工作频率, 而Buck模式和Boost模式时的开关频率维持不变。尽管电感电流脉动增加会使导通损耗有所增加, 但是总的效率是提高的。

在本文设计中, Buck-Boost模式的工作频率由原来的 200 kHz 降到 40 kHz 。这样一来, 变换器在

不同模式时，有 2 个开关频率，因此称该调制方法为三模式双频双沿调制。

图 12 中点划线给出的是采用双沿调制降频后电感中电流脉动的标么值，标么基准仍为单模式下 36V 输入时的脉动。尽管降频后电流脉动大幅增加，其电流脉动峰值仍然小于其他 2 个模式峰值的最大值。

5 实验验证

为了验证所提出的三模式双频双沿控制策略，在实验室完成了一台 48 V(36~75 V)输入、48 V/6.25 A 输出的原理样机(如图 13)，并进行了实验验证。

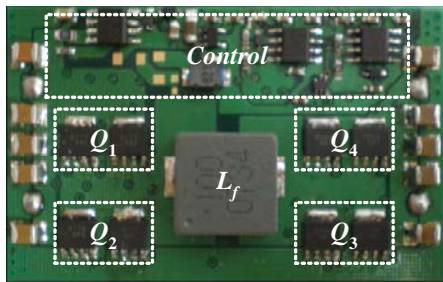


图 13 原理样机照片

Fig. 13 Photograph of the prototype converter

在实际电路中， Q_1 采用自举驱动方式，如图 14 所示。当 Q_{SR1} 开通时， Q_1 驱动的供电电容被充电。为了保证 Q_1 的驱动正常工作，隔一段时间就需要开通 Q_{SR1} 给自举电容充电，因此， Q_1 不能一直导通。在 Boost 模式下， Q_1 采用 10 kHz、占空比为 0.996 的脉冲信号来驱动，每个周期有 400 ns 时间开通 Q_{SR1} 给自举电容充电。 Q_{SR2} 的情况与 Q_1 类似，不再赘述。

图 15 给出了变换器工作在 3 种模式下(输入电压分别为 40、48 和 60 V)电感两端对地的电压波形。Boost 模式时，Buck 单元开关频率为 10 kHz，固定占空比 $d_1=0.996$ ，Boost 单元开关频率为 200 kHz；Buck-Boost 模式时，2 个单元的开关频率均为 40 kHz， $d_1=D_m$ ；Buck 模式时，Boost 单元开关频率为 10 kHz，固定占空比 $d_2=0.004$ ，Buck 单元开关频率为 200 kHz。

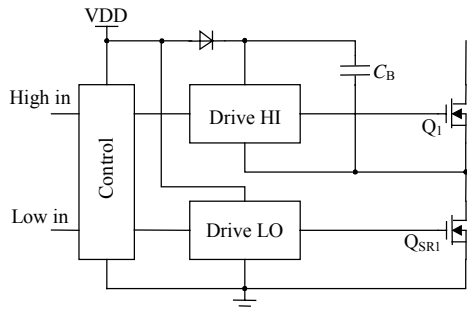


图 14 自举驱动电路

Fig. 14 Drive circuit with Boot-strap structure

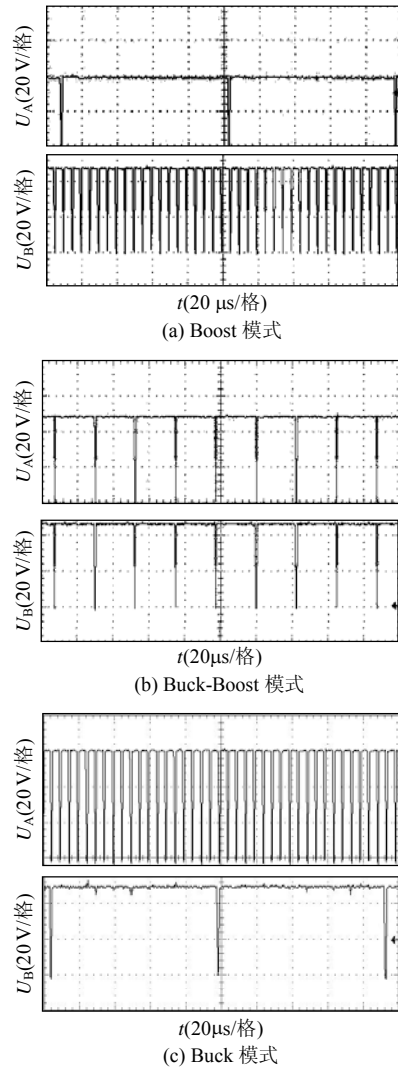


图 15 电感两端电压波形

Fig. 15 Waveforms of voltages at the end of inductor

率为 10 kHz，固定占空比 $d_2=0.004$ ，Buck 单元开关频率为 200 kHz。

图 16 给出了采用不同控制策略时，变换器满载输出时的效率对比曲线。三模式双沿调制的效率明显高于单模式调制方式，而采用双频方法后，在 Buck-Boost 模式下的效率进一步提高了 1.6%，在 48 V 输入时变换器的效率达到了 97.8%。

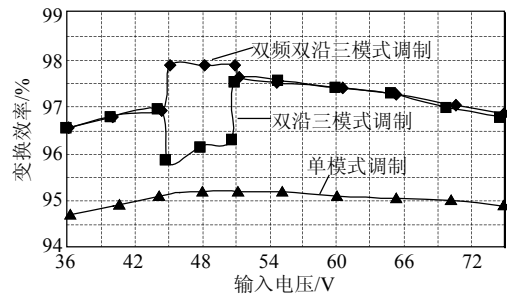


图 16 不同控制策略效率曲线对比

Fig. 16 Efficiency waveforms of different control schemes

6 结论

针对通信电源中直流变换器预调节器同时具备升降压的应用需求, 本文推导出FSBB变换器。与传统升降压变换器相比, 该变换器具有开关管电压应力低、拓扑结构简单以及输入输出共地等优点。

论文在推导出变换器输入输出关系的基础上, 首先分析了2个占空比之间相位关系对变换器电感电流脉动的影响, 提出了双沿控制策略; 接着分析了占空比 d_2 与电感电流有效值的关系, 并确定了 d_2 选取的原则; 由于两模式控制时, 48V附近输入时存在输出电压失调的问题, 因此对两模式调制方式进行了改进, 提出了三模式双沿调制的控制策略, 该控制策略优点是电感电流脉动小, 缺点为开关损耗较大; 针对这样一个特点, 本文在上述控制策略的基础上提出了三模式双频双沿调制的控制策略, 尽管电感电流脉动的增大使得导通损耗有所增大, 但开关损耗的大幅下降保证了整体损耗是减小的。

理论分析和实验结果表明, 本文所提出控制策略可以满足未来通信直流模块电源高效率、高功率密度的要求。

参考文献

- [1] Alou P, Cobos J, Prieto R, et al. A two stage voltage regulator module with fast transient response capability[C]. 2003 IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference, Madrid, Spain, 2003.
- [2] Ye M, Xu P, Yang B, et al. Investigation of topology candidates for 48V VRM[C]. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, USA, 2002.
- [3] Takao K, Irokawa H, Hayashi Y, et al. Novel exact power loss design method for high output power density converter[C]. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, Korea, 2006.
- [4] Lee F C, Xu M, Wang S. Design challenges for distributed power systems[C]. CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, Shanghai, China, 2006.
- [5] Arnedo L, Boroyevivh D, Burgos R, et al. Black-box terminal characterization models for the analysis and simulation of distributed power electronic systems[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Orlando, USA, 2007.
- [6] Erickson R, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics [M]. Nowell, MA: Kluwer, 2001.
- [7] Chen J, Maksimovic D, Erickson R. Buck-Boost PWM converters having two independently controlled switches[C]. IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, Canada, 2001.
- [8] Chen J, Maksimovic D, Erickson R. Analysis and design of a low-stress Buck-Boost converter in universal-input PFC applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 320-329.
- [9] Liu Y, Jiang Y, Hua G. A self-driven synchronous rectification scheme for low output switching-mode converter[C]. The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, Xi'an, China, 2004.
- [10] Ma Y, Ouyang Q, Xie X, et al. An improved synchronous rectification circuit in active-clamp forward converter[C]. Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim, USA, 2007.
- [11] 梁小国, 危建, 阮新波. 一种新颖的交错并联正激三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 139-143.
Liang Xiaoguo, Wei Jian, Ruan Xinbo. A novel interleaved three-level forward converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 139-143(in Chinese).
- [12] 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).
- [13] Ren Y C, Xu M, Yao K W, et al. Two-stage approach for 12V VR[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(6): 1498-1506.
- [14] 胡宗波, 张波. 同步整流器中MOSFET的双向导电特性和整流损耗研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(3): 88-93.
Hu Zongbo, Zhang Bo. Study on bi-directional conductivity power loss of power MOSFET in synchronous rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(3): 88-93(in Chinese).
- [15] 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).

附录 A

图A1给出的是双沿三模式调制时Buck-Boost模式下占空比与电感电流变化的关系。文中已提及, Q_2 关断时刻电感电流的平均值为输出电流。

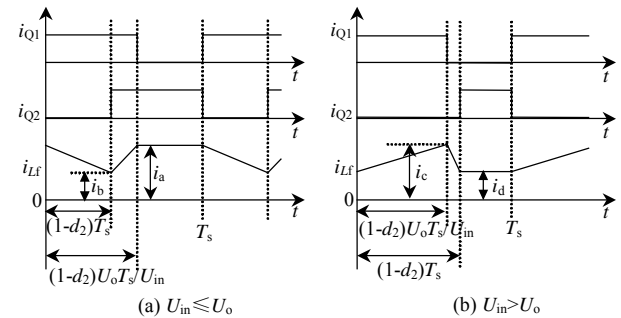


图 A1 占空比与电感电流
Fig. A1 Duty cycle and the inductor current

当 $U_{in} \leq U_o$ 时, 电感电流峰值 i_a 与谷值 i_b 满足:

$$0.5(i_a + i_b)(1-d_2) = I_o \quad (A1)$$

$$i_b = i_a + \frac{U_{in} - U_o}{L_r} \cdot \frac{1-d_2}{f_s} \quad (A2)$$

由式(A1)和式(A2)可解得:

$$i_a = \frac{I_o}{1-d_2} \cdot \frac{(U_{in} - U_o)(1-d_2)}{2L_r f_s} \quad (A3)$$

$$i_b = \frac{I_o}{1-d_2} + \frac{(U_{in} - U_o)(1-d_2)}{2L_r f_s} \quad (A4)$$

当 $U_{in} > U_o$ 时, 电感电流峰值 i_c 与谷值 i_d 满足:

$$0.5(i_c + i_d)(1-d_2) = I_o \quad (A5)$$

$$i_c = i_d + \frac{(U_{in} - U_o)(1-d_2)U_o}{L_f f_s} \quad (A6)$$

由式(A5)和式(A6)可解得:

$$i_c = \frac{I_o}{1-d_2} + \frac{(U_{in} - U_o)(1-d_2)U_o}{2L_f f_s U_{in}} \quad (A7)$$

$$i_d = \frac{I_o}{1-d_2} - \frac{(U_{in} - U_o)(1-d_2)U_o}{2L_f f_s U_{in}} \quad (A8)$$

对一个周期内电感电流进行积分可求得电感电流有效值为:

$$I_{L_f-rms} = \begin{cases} \left\{ f_s \left\{ \int_0^{\frac{1-d_2}{f_s}} \left[i_a + \frac{U_{in} - U_o}{L_f} t \right]^2 dt + \int_{\frac{1-d_2}{f_s}}^{\frac{(1-d_2)U_o}{f_s U_{in}}} \left[i_b + \frac{U_{in}}{L_f} \cdot \left(t - \frac{1-d_2}{f_s} \right) \right]^2 dt + \int_{\frac{(1-d_2)U_o}{f_s U_{in}}}^{\frac{1}{f_s}} i_a^2 dt \right\} \right\}^{1/2}, & U_{in} < U_o \\ \left\{ f_s \left\{ \int_0^{\frac{(1-d_2)U_o}{f_s U_{in}}} \left[i_d + \frac{U_{in} - U_o}{L_f} t \right]^2 dt + \int_{\frac{(1-d_2)U_o}{f_s U_{in}}}^{\frac{1-d_2}{f_s}} \left[i_c + \frac{U_o}{L_f} \cdot \left(t - \frac{(1-d_2)U_o}{f_s U_{in}} \right) \right]^2 dt + \int_{\frac{1-d_2}{f_s}}^{\frac{1}{f_s}} i_d^2 dt \right\} \right\}^{1/2}, & U_{in} \geq U_o \end{cases} \quad (A9)$$

结合式(9)和(10)对式(A9)进行积分并化简可得:

$$I_{L_f-rms} = \begin{cases} \left\{ \frac{(1-d_2)U_o}{U_{in}} \left(I_{L_f-avg}^2 + \frac{1}{12} \Delta I_{L_f}^2 \right) + \frac{U_{in} - (1-d_2)U_o}{U_{in}} \cdot \left[\frac{I_o}{1-d_2} - \frac{(U_{in} - U_o)(1-d_2)}{2L_f f_s} \right]^2 \right\}^{1/2}, & U_{in} \leq U_o \\ \left\{ (1-d_2) \left(I_{L_f-avg}^2 + \frac{1}{12} \Delta I_{L_f}^2 \right) + d_2 \left[\frac{I_o}{1-d_2} - \frac{(U_{in} - U_o)(1-d_2)U_o}{2L_f f_s U_{in}} \right]^2 \right\}^{1/2}, & U_{in} > U_o \end{cases} \quad (A10)$$



任小永

收稿日期: 2008-07-19。

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;

阮新波(1970—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为功率电子变换技术、航空航天供电系统/新能源供电系统和电力电子系统集成;

李明秋(1982—), 女, 硕士研究生, 研究方向为功率电子变换技术。

(责任编辑 刘浩芳)