

移动电源用数字化双向 DC/DC 变换器的研究与实现

吴 杰¹, 林 栋¹, 高 科²

(1 复旦大学 信息科学与工程学院, 上海 200433, 2 南昌职业学院, 江西 南昌 330004)

摘 要: 以移动电源为应用背景, 研究了一种以 Buck/Boost 作为拓扑结构的数字化双向 DC/DC 变换器. 分析了双向 Buck/Boost 变换器不同工作模式下的的工作原理和控制方式, 研究了影响数字控制系统控制性能的关键参数和数字控制算法的实现方法. 最后, 以 dsPIC33 为控制核心设计了一台功率为 45 W 的实验样机以验证设计的正确性. 实验结果证明, 系统能良好实现恒压恒流充电和能量双向流动的自由切换.

关键词: 移动电源; 数字控制; 双向 DC/DC 变换器

中图分类号: TP212.9

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2018)01-0072-07

Research and Implementation of a Digital Controlled Bi-Directional DC/DC Converter for Power Bank

WU Jie¹, LIN Dong¹, GAO Ke²

(1 School of Information Science and Technology, Fudan University, Shanghai 200433, China;

2 Nanchang Vocational College, Nanchang 330003, China)

Abstract: A digital controlled bi-directional DC/DC converter adopting the Buck-Boost topology for power bank application is studied. The circuit principles and control method of converter's different operation modes are analyzed. The paper also analyzes the key parameters which effect the performance of digital controlled system and studys the method of implementation of digital controller. Finally, a 45W experimental prototype is built with dsPIC33 microcontroller to validate the design. The experimental results show that the design realizes energy conversion in bi-directional freely and has a good effect of constant voltage-constant voltage charging process.

Key words: power bank; digital control; bi-directional DC/DC converter

1 引言

近年来,随着人们对电子设备的依赖性日益增强,对设备的续航时间提出越来越高的要求,因此一种集充电与供电功能于一体的电子产品移动电源应运而生. 文献[1-2]采用两个单向 DC/DC 变换器反向并联的结构,以纯硬件电路的方式实现充电与供电的功能. 由于其能量的流向固定并不具备可逆性,因此将会显著增加系统元器件数量,并降低功率密度. 文献[3]以处理器和电源管理芯片协同工作的方式进行电池充放电状态管理,增加了系统的集成度,但其输出功率较小,只适用于小功率需求的应用场合. 同时随着目前电池单体容量的提升,为了实现快

速充电,提高充电功率成为趋势,而文献[4]中采用的电源管理芯片将双向变换器的控制逻辑固化于芯片中,因此无法实现不同档位的电压输出和更大的充电电流,控制灵活性较差.

本文以笔记本移动电源为应用背景,研究了一种以 dsPIC33 为数字控制核心,由 Buck/Boost 电路组成的双向 DC/DC 变换器. 相对于模拟控制而言,采用数字控制技术能降低控制系统的硬件设计、灵活实现复杂控制算法,有助于系统智能化. Buck/Boost 电路可实现高效率的能量双向传输,提高了功率密度. 同时,通过软件更新改变系统功能和控制算法,该变换器可以适用于不同功率需求、多个电压档位输出的移动电源应用场合,具备一定的发展前景.

2 双向 DC/DC 拓扑结构及工作原理

2.1 双向变换器功能分析

非隔离双向 Buck/Boost 变换器拓扑结构具有元件少、体积小、效率高等优点,广泛应用于中小功率场合. 图 1 给出了 Buck/Boost 变换器作为移动电源直流变换单元的结构框图. 根据移动电源的实际应用需求,Buck/Boost 变换器需实现如下功能:(1)当高压侧电压 V_{in} 稳定维持时,能量通过路径 P1 给外部设备优先供电,剩余能量通过路径 P₂ 为低压侧锂电池充电;(2)当输入电压跌落时,锂电池经过变换器升压,通过路径 P₂ 反向放电以维持外部设备供电.

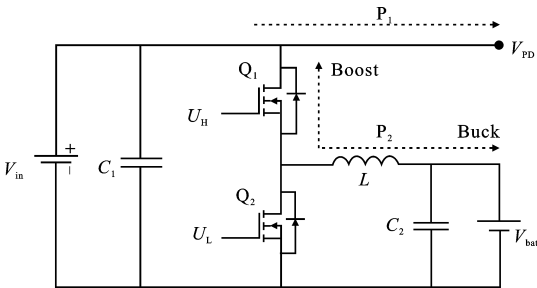


图 1 非隔离 Buck-Boost 变换器拓扑结构

2.2 双向变换器工作原理

2.2.1 降压正向工作模式

图 2 示出降压正向工作模式. 在该模式下,功率开关 Q_1 为 PWM 工作方式, Q_2 与 Q_1 互补方式工作. 如图 2(a)所示,当 Q_1 导通时,电源电压 V_{in} 通过 Q_1 加于电感 L 和电容 C_2 上, Q_2 截止. 此时加在 L 上的电压为 $V_{in}-V_{bat}$, 由于 $V_{in}>V_{bat}$, 储能电感被充磁, 电感电流 i_L 线性增长, 并同时给电容 C_2 充电, 给负载提供能量. 如图 2(b)所示,当 Q_1 关断后, i_L 通过 Q_1 续流, 此时加在 L 上的电压为 $-V_{bat}$, i_L 线性减小, 流向不变, L 向负载释放储能. 通过调整 Q_1 的 PWM 波占空比, 可以控制输出电流或输出电压的大小.

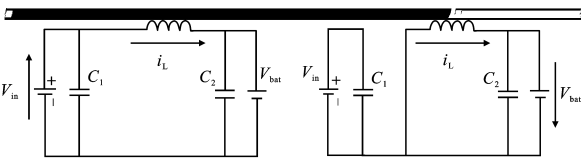


图 2 降压正向工作模式

2.2.2 升压反向工作模式

图 3 示出升压反向工作模式. 在该模式下,功率

开关 Q_2 为 PWM 工作方式, Q_1 与 Q_2 互补方式工作. 如图 3(a)所示,当 Q_2 导通时,输入电压 V_{in} 全部加在电感 L 上, 储能电感被充磁, 电感电流 i_L 线性增长, 此时 Q_1 截止, 负载功率由 C_1 储能提供. 如图 3(b)所示,当 Q_2 关断时, i_L 通过 Q_1 向负载端流动, 电池和电感储能一起向 C_1 和负载转移. 此时加载电感上的电压为 $V_{bat}-V_{in}$, 由于 $V_{in}>V_{bat}$, i_L 线性减小. 通过调整 Q_2 的 PWM 波占空比, 从而可以控制输出电压的大小.

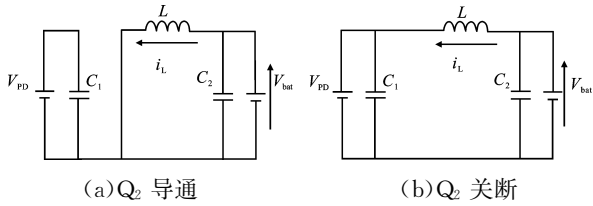


图 3 升压反向工作模式

3 变换器控制原理

3.1 Buck 模式控制

当 Buck/Boost 变换器工作 Buck 模式下时, 根据锂电池的充电特性, 需要对充电过程分为三个阶段, 分别为预充电、恒流充电和恒压充电, 其中前两个阶段为恒流充电. 因此需要设计一种控制器, 使得在恒流充电阶段, 电池电压超过恒压充电阈值时, 实现恒流向恒压的平滑切换. 据此要求, 本文采用如图 4 所示的电压电流环双环并联控制的方法. 在恒流充电阶段, 电池电压与设定的恒压阈值相差较大, 此时电压环处于饱和状态, 之后对两个环路的输出控制量进行取小操作, 使电流环的输出成为最终控制量, 环路进入恒流充电模式. 随着恒流充电进行, 电池端电压逐渐上升至恒压阈值, 电压环退饱和, 根据取小操作, 此时电压环输出成为最终控制量, 因此环路自动进入恒压模式.

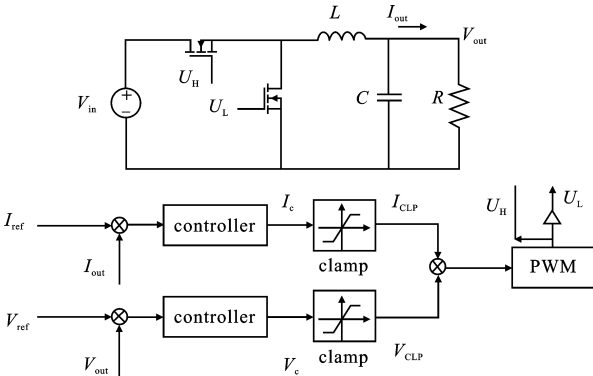


图 4 恒压恒流控制策略

在实际中,为了确保输出能适应负载的变化,需要对两个环路相互切换时的退饱和过程做加速处理,因此,本文在取小和限幅两个步骤之间,提出如式(1)所示的加速退饱和和处理方法.公式中, U 为电压或电流环路的当前输出控制量, U_{CLP} 和 U_C 分别为限幅后和限幅前的控制输出, K 为调整步长.退饱和时, $U_{CLP} < U_C$ 成立,附加项 $K \cdot (U_{CLP} - U_C) < 0$ 起到削减作用,若环路闭环工作,则 $U_{CLP} = U_C$,附加项 $K \cdot (U_{CLP} - U_C) = 0$,不起作用.

$$U = U_{CLP} + K \cdot (U_{CLP} - U_C) \quad (1)$$

由于控制策略有两个独立的环路,因此电压环和电流环需要分别单独设计控制器.当DC/DC变换器工作在 Buck 恒压模式下时,以输出电压作为反馈信号构成单闭环电压型控制系统,其控制框图如图5所示.图中 $G_c(s)$ 为补偿传递函数, $G_{pwm}(s)$ 为脉宽调制增益, $G_p(s)$ 为占空比至输出电压的传递函数, H 为采样比例系数.

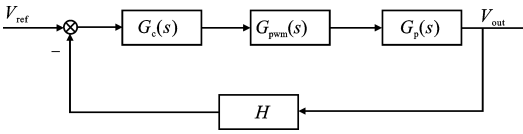


图5 电压型控制模式框图

由于建模方法现有文献做了大量研究^[5],这里直接给出表达式.

$$G_{pwm}(s) = \frac{1}{V_{pp}} \quad (2)$$

$$G_p(s) = \frac{V_i R \omega_r^2}{\omega_z (R + r)} \frac{s + \omega_z}{s^2 + 2\xi_r \omega_r s + \omega_r^2} \quad (3)$$

$$\omega_z = \frac{1}{C r_c}, \omega_r = \sqrt{\frac{R + r}{LC(R + r_c)}} \quad (4)$$

$$\xi_r = \frac{C(R r_c + R_r + r_c r) + L}{2 \sqrt{LC(R + r_c)(R + r)}} \quad (5)$$

$$G_w(s) = G_c(s) \cdot G_{pwm}(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s) \quad (6)$$

式中, V_{pp} 为调制锯齿波电压幅值; $G_{vo}(s)$ 为系统开关传递函数.由于控制对象为二阶振荡环节,采用具有三个极点和两个零点的Type-III型控制器进行校正.

$$G_c(s) = \frac{\omega_{cp0}}{s} \cdot \frac{(s/\omega_{cz1} + 1)(s/\omega_{cz2} + 1)}{(s/\omega_{cp1} + 1)(s/\omega_{cp2} + 1)} \quad (7)$$

在进行控制器参数设计时,直流处的极点应使稳态误差等于零,两个零点通常设置在控制对象传递函数的最低极点或以下,以补偿双重极点引起的相位滞后;两个极点放置于高频段,以抑制高频噪声干扰^[6].由于本方案只需对电池组这一惰性负载进

行充电,无需很快的环路响应,因此开环传递函数的穿越频率可远小于开关频率.

当DC/DC变换器工作在 Buck 恒流模式下时,以输出电流作为反馈信号构成单闭环控制系统.此时需要输出电流无误差得跟踪电流参考值,并且考虑到环路的稳定,选择了带有积分环节的PI控制器.

$$G_{IC}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (8)$$

式中, K_P, K_I 分别为电流控制器的比例和积分系数,为了获得稳定的充电电流,比例积分系数需对电池组进行恒流充电实验从而确定.

3.2 Boost 模式控制

当 Buck/Boost 变换器工作在 Boost 模式下时,其输出电压给外部设备供电,因此需要满足一定的动态性能来维持电压的稳定.相较于动态响应较慢的电压型控制模式,峰值电流控制模式在电压环的基础上增加了电流控制内环,将与负载电流变化一致的电感电流信号引入到反馈控制环路中,因此这种控制模式能同时检测输出电压与输出电流,具有快速电流限制能力、稳定范围宽、响应速度快的特点^[6-7].本文采用了峰值电流控制模式,其控制框图如图6所示,图中, T_c 为外环电压环控制器, T_{ms} 为控制误差电压至占空比的传递函数, T_{pi} 为占空比至电感电流的传递函数, T_{io} 为电感电流至输出电压的传递函数. R_s 和 H 分别为电感电流采样增益和输出电压采样增益.

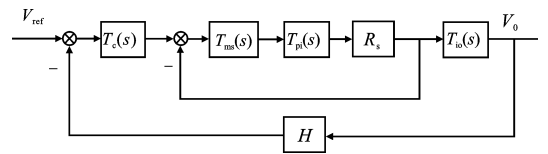


图6 电流型控制模式框图

传递函数的详细推导参考文献^[8],这里直接给出系统开环传递函数表达式.

$$T_{co}(s) = \frac{v_o(s)}{v_c(s)} = T_{cox} \frac{(s - \omega_{zp})(s + \omega_{zn})}{(s + \omega_{zi})(s^2 + \omega_{sh}s + \omega_h^2)} \quad (9)$$

$$T_{cox}(s) = \frac{-L r_c \omega_h^2}{R_s(1 - D)(R_L + 2r_c)} \quad (10)$$

$$\omega_{zp} = \frac{(1 - D)^2 R_L - r}{L}, \omega_{zi} = \frac{2}{C(R_L + 2r_c)} \quad (11)$$

$$\omega_{zn} = \frac{1}{C r_c}, \omega_h = \sqrt{12} f_s, \omega_{sh} = 6 \frac{1 - a}{1 + a} f_s \quad (12)$$

$$a = \frac{M_2 - M_3}{M_1 + M_3} \quad (13)$$

式中, M_2 为电感电流下降斜率; M_1 为电感电流上升斜率; M_3 为斜坡补偿斜率. 由于电流模式下开环传递函数的双重极点都位于高频段, 因此采用具有两个极点, 一个零点的 Type-II 型控制器进行校正.

$$T_C(s) = \frac{\omega_{CP0}}{s} \cdot \frac{(s/\omega_{CZ1} + 1)}{(s/\omega_{CP1} + 1)} \quad (14)$$

与单环电压模式控制器设计要求相同, 设计参数时, 应使得低频段满足高增益要求, 以减少静态误差; 中频段应满足响应速度等要求; 高频段满足抑制高频噪声的要求^[6].

4 数字控制系统设计

4.1 数字控制变换器基本结构

图7所示为典型的开关DC/DC变换器数字控制系统. 电流和电压等模拟反馈信号由采样保持器采样, 经过A/D转化为数字信号后输入计算机微处理器执行控制算法, 结果通过数字脉宽调制模块(DPWM), 产生的PWM脉宽信号控制功率开关管的导通与关断.

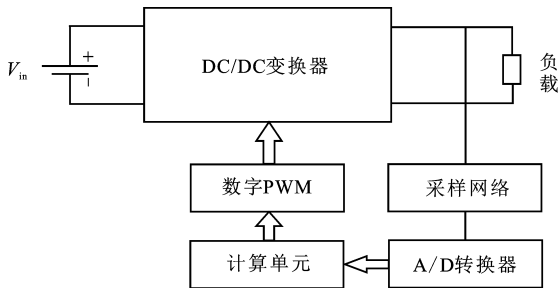


图7 DC/DC变换器数字控制系统框图

4.2 A/D转换器分辨率

为了满足输出控制精度要求, A/D转换器的最低有效位电压应小于系统的允许电压纹波 ΔV_O , 即:

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} \cdot H \geq \frac{V_{\max_{a/d}}}{2^{n_{a/d}} \cdot V_O}, H = \frac{V_{\text{ref}}}{V_O} \quad (15)$$

式中, H 为输出反馈增益; $V_{\max_{a/d}}$ 为A/D转换器满量程电压; $n_{a/d}$ 为A/D转换器有效位数. 由上式得出此时A/D转换器的最小位数 $n_{a/d}$ 应满足:

$$n_{a/d} = \text{int} \left[\log_2 \frac{V_{\max_{a/d}}}{V_{\text{ref}}} \cdot \frac{V_O}{\Delta V_O} \right] \quad (16)$$

4.3 DPWM分辨率

在数字控制系统中, DPWM分辨率与其时钟频率和变换器开关频率有关, 其定义如下:

$$N_{\text{DPWM}} = \log_2 (f_{\text{APLL}} / f_s) \quad (17)$$

本文所使用的 dsPIC33 芯片, 其通过片上锁相

环将内部振荡源倍频至 960 MHz 作为 DPWM 时钟频率, 变换器工作在频率 500 kHz, 此时, DPWM 分辨率为 $N_{\text{DPWM}} = \log_2 1\,886 \approx 10.88$. 从中可以看出, 数字系统中的一个开关周期实质上由 1 886 级步长为 1.04 ns 的脉宽组成, 由 DPWM 产生的是一系列离散的占空比值, 意味着稳态时输出电压也是一组离散值. 若给定的参考输出电压不属于其中之一, 反馈控制系统则在相近的两个或多个离散点间来回变化, 这种现象称为“极限环振荡”^[9]. 为了避免极限环振荡, 必须满足占空比 1LSB 引起输出电压的变化量小于 A/D 转换器 1LSB 对应的参考电压值, 即:

$$\frac{V_{\max_{a/d}}}{2^{n_{a/d}} \cdot H} > V_g \cdot \Delta M(D), \Delta M(D) = \frac{1}{2^{N_{\text{DPWM}}}} \quad (18)$$

因此, DPWM 分辨率应满足:

(1) Buck 变换器:

$$N_{\text{DPWM}} \geq \text{int} \left[n_{a/d} + \log_2 \left(\frac{V_{\text{ref}}}{V_{\max_{a/d}} \cdot D} \right) \right] \quad (19)$$

2) Boost 变换器:

$$N_{\text{DPWM}} \geq \text{int} \left[\log_2 \left(\frac{1}{1-D} \left(\frac{V_{\text{ref}}}{V_{\max_{a/d}}} \cdot 2^{n_{a/d}} + 1 \right) \right) \right] \quad (20)$$

4.4 数字控制延时效应

数字控制系统中的延时会引起相位裕量侵蚀, 对于具有高穿越频率的系统将产生显著的影响, 因此在设计控制器时事先考虑进延时的大小显得非常重要.

产生相位侵蚀的原因有两个因素: 采样和计算引起的相位滞后 φ_{CALC} , 和数字脉宽调制的零阶保持效应引入的相位滞后 φ_{ZOH} . 如图8所示, 采样事件触发后, 经过一定的采样转换时间后, 进入中断模式. 在中断响应时间内, 处理器通过控制算法运算获得数字控制量, 其结果将在下一个开关周期初更新并使用, 从采样到占空比更新所消耗的时间为 T_C . 数字脉宽调制器获得的占空比信息在下一开关周期内保持不变, 其零阶保持效应又引入 $T_s/2$ 的时延. 因此整个控制过程的时延大小为 T_C 和 $T_s/2$ 相加, 所产生的相位滞后如下式:

$$\varphi_E = \varphi_{\text{CALC}} + \varphi_{\text{ZOH}} \quad (21)$$

$$\varphi_{\text{CALC}} = 360^\circ \times f_{\text{cross}} \times T_C \quad (22)$$

$$\varphi_{\text{ZOH}} = 360^\circ \times f_{\text{cross}} \times \frac{T_s}{2} \quad (23)$$

假设系统开环传递函数穿越频率 10 kHz, 开关周

期为 $2\ \mu\text{s}$, 处理器从采样触发到占空比更新整个过程耗时 $1.6\ \mu\text{s}$, 最终将引入 9.36° 的相位滞后. 因此对于数字控制系统, 如果采用了模拟控制器的设计方法, 须将其预期获得的相位裕量减去相位滞后, 再判断此时是否有足够的相位裕量以获取预期的动态响应.

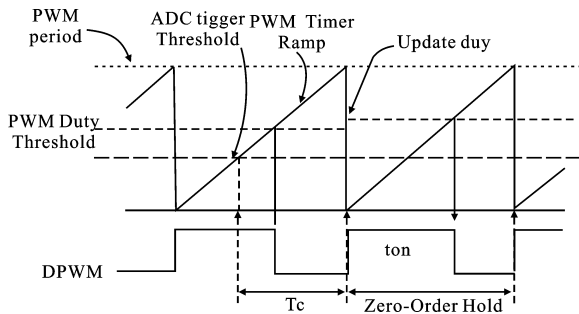


图 8 数字控制引入的时延

4.5 数字控制算法实现

间接数字设计方法能沿用在连续域中传统的设计方法, 本文采用间接数字设计法进行数字控制器设计, 首先在 s 域中设计出模拟控制器, 再通过近似变换方法将控制器离散化.

文章第三部分给出了两种模式下的控制方式, 以 Buck 模式为例探讨电压环控制器的数字实现, 图 9 给出了完整的系统控制框图.

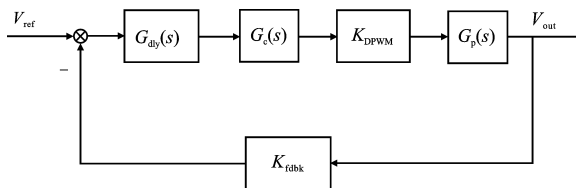


图 9 电压模式数字控制框图

图中, DPWM 模块增益系数定义为

$$K_{\text{DPWM}} = \frac{1}{2^{N_{\text{DPWM}}} - 1} \quad (24)$$

式中, K_{fdbk} 为输出电压采样反馈增益, 包括外部采样分压系数 K_{div} 和 A/D 转换器采样增益 K_{ADC} , 定义为:

$$K_{\text{fdbk}} = K_{\text{div}} \cdot K_{\text{ADC}} \quad (25)$$

$$K_{\text{ADC}} = \frac{2^{n_{\text{a/d}}}}{V_{\text{max}_{\text{a/d}}}} \quad (26)$$

式中, $G_p(s)$ 为 Buck 变换器工作在 CCM 条件下控制到输出的传递函数, $G_{\text{dly}}(s)$ 为延时模块, 定义为

$$G_{\text{dly}}(s) = e^{-ST_d} = e^{-S(T_C + T_S/2)} \quad (27)$$

可以得到校正前系统开环传递函数表达式:

$$G_{\text{vo}}(s) = G_p(s) \cdot G_{\text{dly}}(s) \cdot K_{\text{DPWM}} \cdot K_{\text{fdbk}} \quad (28)$$

第三部分给出了电压模式下所采用的 s 域控制

器形式, 并对零极点的配置进行了分析, 为了将其数字实现, 需要利用近似变换将控制器离散化. 在采用间接数字设计法进行控制离散化时, 对于穿越频率较低的情况, 双线性变换相比零极点匹配法和后向积分法能获得更多的相位裕量^[10], 因此采用双线性变换. 其变换表达式如(29)所示:

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (29)$$

将式(29)代入式(7)中, 经过整理, 推导出具有三极点三零点的 z 域表达式:

$$G_c(z) = \frac{B_3 z^{-3} + B_2 z^{-2} + B_1 z^{-1} + B_0}{-A_3 z^{-3} - A_2 z^{-2} - A_1 z^{-1} + 1} \quad (30)$$

式中所有系数由式(13)的零极点确定. 为了方便处理器执行, 经过推导将式(7)变为线性差分方程形式:

$$G_c(z) = \frac{u[z]}{e[z]} \quad (31)$$

$$u[z] \times (-A_3 z^{-3} - A_2 z^{-2} - A_1 z^{-1} + 1) = e[z] \times (B_3 z^{-3} + B_2 z^{-2} + B_1 z^{-1} + B_0) \quad (32)$$

$$u[n] = B_0 e[n] + B_1 e[n-1] + B_2 e[n-2] + B_3 e[n-3] + A_1 u[n-1] + A_2 u[n-2] + A_3 u[n-3] \quad (33)$$

可以看出, 数字控制器在形式上表现为一个 IIR 数字滤波器, 其阶数由极点个数决定. 式中 $e[n]$ 和 $e[n-k]$ 分别为当前采样周期和前 k 个采样周期的误差量, $u[n]$ 和 $u[n-k]$ 分别为当前采样周期和前 k 个采样周期的控制器输出量.

控制算法由 A/D 采样触发中断执行, 出于对电源控制性能和芯片带宽占用资源的折中, A/D 转换器采样速率设置为 PWM 频率一半, 即每两个开关周期由采样触发一次中断. 为了减少控制算法的执行时间, 需要编写高效的代码, 图 10 给出了算法流程图, 算法主要由控制量更新和预处理两部分组成. 当采样中断程序触发后, 利用参考值减去当前采样值获得新误差量 $e[n]$. 新误差值 $e[n]$ 乘以式(33)中相应的系数后, 将其加进累加器获得当前控制输出量 $u[n]$ 并更新 $e[n-1]$ 和 $u[n-1]$, 之后控制量赋给相应控制寄存器使其在下个开关周期内生效. 累加器已在上一个采样周期的预处理阶段完成了累加器更新和历史值更新, 因此有效减少了从中断触发到获得新控制量的执行时间.

5 实验与结果

为证实数字化控制方法的可行性, 以上述分析为基础, 采用 dsPIC33EP32GS202 为控制内核, 研

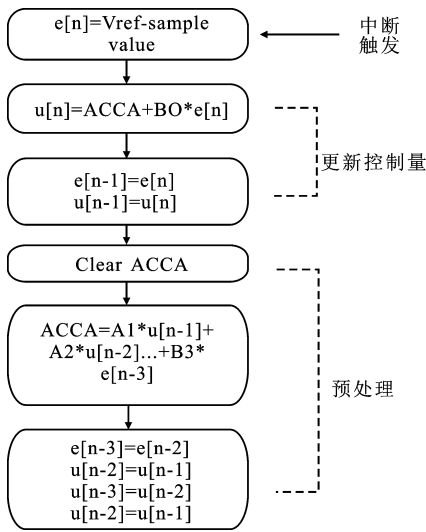
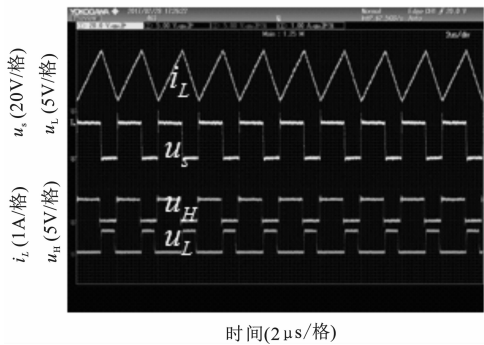


图 10 控制算法流程图

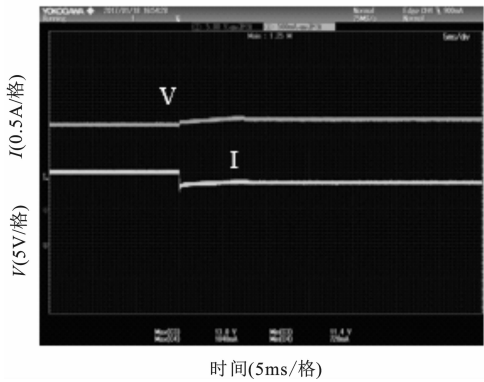
制了一台 45 W 实验样机. 其开关频率为 500 kHz; 功率开关管 Q_1 和 Q_2 选用 AON6920; V_{bat} 为三节锂电池串(单个参数为 3.7 V, 3 000 mAh); $C_1=70\text{ }\mu\text{F}$, $C_2=80\text{ }\mu\text{F}$, $L=6.8\text{ }\mu\text{H}$; 电流感应放大器选用 INA213; 实验时, 20 V(45 W)直流输入 V_{in} 由实验室直流稳压电源提供.

图 11(a)所示为 Buck 模式恒压状态下的电感电流 i_L 和芯片端驱动信号 u_H, u_L 稳态波形, u_S 为电感与开关管之间的节点电压. 由图可见, 上下管驱动信号 u_H 和 u_L 工作在互补方式, 当 Q_1 导通时, i_L 增加, 电感储能. 当 Q_1 截止时, i_L 通过 Q_2 续流并减小, 电感释放储能, 实验与理论分析完全相符. 图 11(b)(c)为加入加速退饱和处理后恒流状态与恒压状态相互切换时的输出电压和输出电流波形. 实验中, 图 11(b)恒流设定值为 1 A, 恒压设定值为 12.6 V, 电子负载从 $12\text{ }\Omega$ 切换至 $15\text{ }\Omega$, 图 11(b)恒流设定值为 2 A, 恒压设定值为 12.6 V, 电子负载从 $9\text{ }\Omega$ 切换至 $5.5\text{ }\Omega$. 可以看出, 变换器在负载发生变化后, 能迅速平稳地从恒流状态过渡到恒压状态, 证明双环控制策略可行, 加速退饱和和处理起到了作用.

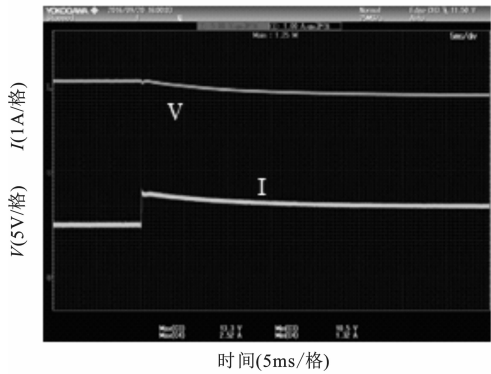
图 12(a)所示为 Boost 模式下的电感电流 i_L 和芯片端驱动信号 u_H, u_L 波形, u_S 为电感与开关管之间的节点电压. 由图可见, 上下管驱动逻辑与 Buck 模式一致, 当 Q_2 导通时, i_L 增加, 电感储能. 当 Q_2 截止时, i_L 通过 Q_1 续流并减小, 电感释放储能, 实验与理论分析完全相符. 图 12 是输出功率在半载和满载之间切换时的波形. 突加 15 W 负载时, 输出电压跌落量为 3.2%, 恢复时间为 1 ms. 突减 15 W 负载时, 输出电压超调量为 2.2%, 恢复时间为 1 ms.



(a)电感电流 i_L 和芯片端驱动信号 u_H, u_L 波形



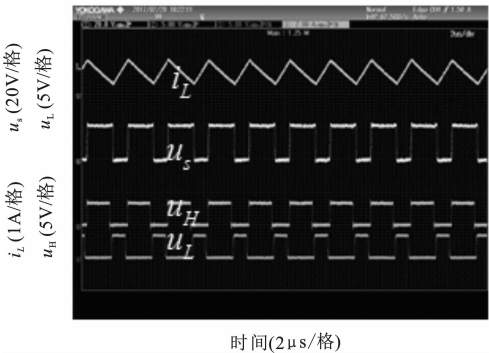
(b)恒流 1 A 转恒压 12.6 V 波形



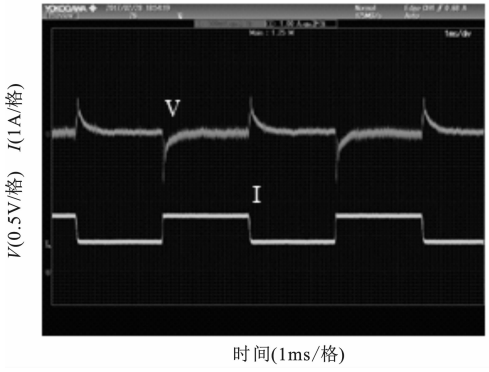
(c)恒压 12.6 V 转恒流 2 A 波形

图 11 Buck 模式实验波形

图 13 是变换器在 Boost 和 Buck 模式相互切换情况下高压侧输出电压和电感电流波形, 图中充电方向电感电流流向为正. 图 13(a)为变换器从 Buck 模式切换为 Boost 模式的波形. 实验中, 电池组恒流 1 A 充电, 电子负载模拟笔记本抽取 1 A 电流. 由图可见, V_{in} 出现跌落后, 变换器能快速切换为放电模式并提供负载所需功率. 证明变换器能在充电状态下很好地实现母线紧急支撑作用, 符合设计要求. 基于相同测试条件, 图 13(b)给出了变换器从 Boost 模式切换为 Buck 模式的波形. 由图可见, 当输入 V_{in} 接入后, 变换器能实现软启动并进入恒流充电模式, 证明变换器能很好地实现充电模式切换, 符合设计要求.

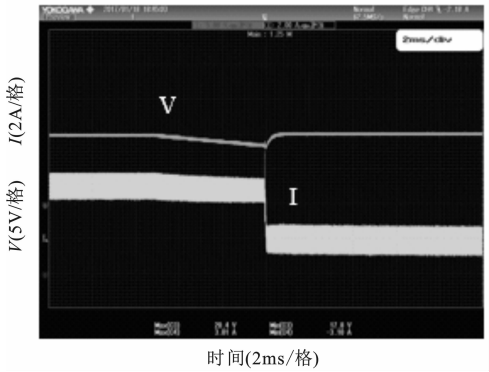


(a)电感电流 i_L 和芯片端驱动信号 u_H, u_L 波形

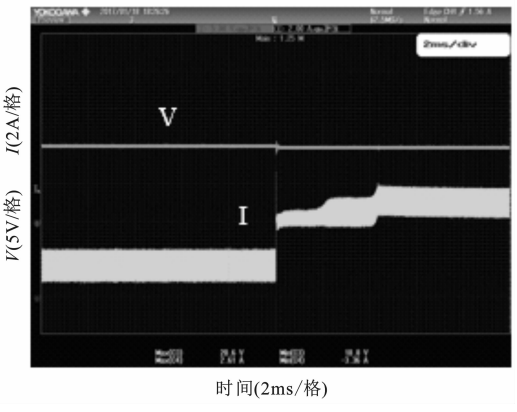


(b)负载突变时输出电压和输出电流波形

图 12 Boost 模式实验波形



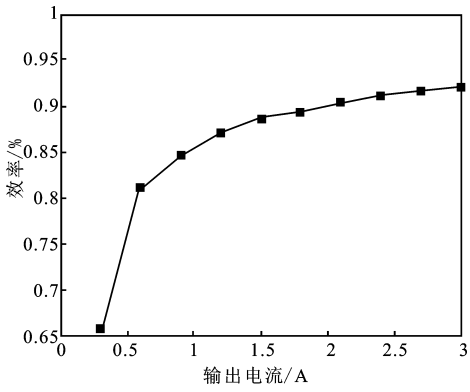
(a) 充电至放电动态试验



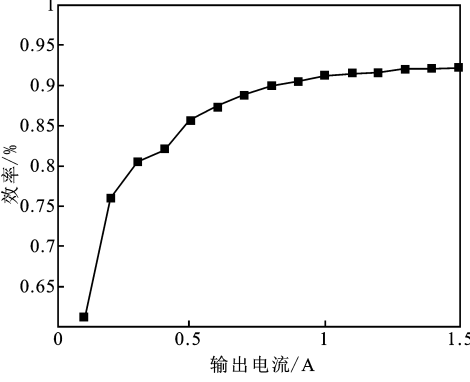
(b) 放电至充电动态试验

图 13 双向切换输出电压和电感电流波形

图 14 为变换器工作在两种模式下的效率曲线. 实验中,Buck 模式下输入电压为 20 V, Boost 模式下输入电压为 11 V. 可以看出,变换器在 65%载至满载范围内均获得了 90%以上的较高转换效率.



(a)Buck 模式效率曲线



(b)Boost 模式效率曲线

图 14 双向变换器效率曲线

6 结束语

通过对双向 DC/DC 变换器进行工作原理分析,接着探讨了变换器的控制策略,并对控制系统的数字实现进行了深入研究.最后通过所搭建的硬件平台进行了相关实验,实验结果表明,该数字化双向 DC/DC 变换器静态性能优良,能实现恒流恒压充电和双向能量切换,可有效用于不同功率需求的移动电源应用场合.

参考文献:

[1] 刘伟达,董林玺. 可供便携式设备充电的移动电源设计[J]. 电子器件, 2014, 37(4): 795-798.
[2] 牛小玲,王军,李雷达. 便携式移动电源的设计[J]. 实验科学与技术, 2015, 13(5): 11-15.
[3] 李演明,柴红,张豪,等. 一种具有电源路径管理的高效移动电源方案[J]. 电源技术, 2016, 40(9): 1851-1853.

参考文献:

- [1] 陈振宇,李忠新. 微小型弹载图像采集系统设计[J]. 传感器与微系统, 2015, 34(3):116-119.
 - [2] 王永芳,范锦彪,王燕. 基于可编程逻辑器件的弹载存储测试仪[J]. 探测与控制学报, 2012, 34(5): 55-58.
 - [3] 姬永强,李映辉,聂飞. 弹载数据存储模块抗高过载防护技术研究[J]. 振动与冲击, 2012, 31(18): 104-106.
 - [4] 张健,吴晓冰. LVDS 技术原理与设计简介[J]. 电子技术应用, 2000, 26(5):69-70, 72.
 - [5] 孙春风,袁峰,丁振良,等. 基于 LVDS 高速图像采集系统的设计[J]. 仪表技术与传感器, 2009, 35(3):46-48, 51.
 - [6] 蔺志强,孟令军,彭晴晴. 基于 ADV7180 的视频图像实时采集系统系统的设计[J]. 器件与应用, 2011, 35(17):36-41.
 - [7] 冯伟昌,林玉池,何东,等. 基于 FPGA 的双通道实时图像处理系统[J]. 传感技术学报, 2010, 23(8):1118-1122.
 - [8] 钱敏,李富华,黄秋萍,等. 基于 HDL 的 PAL 制数字视频图像采集控制器设计[J]. 微电子学与计算机, 2007, 24(12):191-194.
 - [9] 赵盼盼,孟令军,文波,等. 箭载图像压缩与存储系统设计与实现[J]. 实验室研究与探索, 2015, 34(12): 92-96.
 - [10] 康艳霞,曹剑中,田雁,等. 实时视频处理系统中乒乓缓存的设计[J]. 弹箭与制导学报, 2007, 27(4): 218-221.
-
- 作者简介:**
- 王晓楠** 女,(1992-),硕士研究生. 研究方向为动态测试与无线通信.
- 王代华(通讯作者)** 男,(1977-),博士,副教授. 研究方向为无线传感网络与传感器系统.
- E-mail:wangdaihua@nuc.edu.cn.
- 高阳** 男,(1991-),硕士研究生. 研究方向为动态测试与无线通信.
-
- (上接第 78 页)
- [4] 童亦斌,吴岭,金新民,等. 双向 DC/DC 变换器的拓扑研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 81-86.
 - [5] Kazimierczuk M K, Sathappan N, Czarkowski D. Voltage-mode-controlled PWM buck DC-DC converter with a proportional controller[C]// Aerospace and Electronics Conference, 1993. IEEE, 1993: 413-419.
 - [6] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京:中国电力出版社, 2006.
 - [7] Sable D M, Ridley R B. Comparison of performance of single-loop and current-injection control for PWM converters that operate in both continuous and discontinuous modes of operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(1): 136-142.
 - [8] Kondrath N, Kazimierczuk M K. Control-to-output transfer function of peak current mode controlled PWN DC-DC boost converter in CCM[J]. Electronics letters, 2011, 47(17): 991-993.
 - [9] Prodic A, Maksimovic D, Erickson R W. Design and implementation of a digital PWM controller for a high-frequency switching DC-DC power converter[C]// Industrial Electronics Society, 2001. IEEE, 2001, 2: 893-898.
 - [10] Cave-Ayland K, Becerra V M, Potter B, et al. Choosing the most suitable analogue redesign method for forward-type digital power converters[C]// Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on. IEEE, 2012: 1-6.
- 作者简介:**
- 吴杰** 男,(1992-),硕士研究生. 研究方向为开关电源数字控制. E-mail:wujie14@fudan.edu.cn.
- 林栋** 男,(1974-),博士研究生. 研究方向为中小功率开关电源,便携式电源的开发.
- 高科** 男,(1985-),硕士,讲师. 研究方向为信号与信息处理.