

# 开关 DC/DC 变换器多级脉冲调节控制方法

秦明 许建平 牟清波

(西南交通大学电气工程学院 成都 610031)

**摘要** 提出了一种新型的开关 DC/DC 变换器控制方法——多级脉冲调节 (MPA) 控制方法。MPA 控制器在每个开关周期起始时刻根据变换器的输出电压误差, 在强弱等级不同的多级脉冲中选取一个作为该周期的有效控制信号。文中分析和讨论了 MPA 控制原理, 研究了工作于电流断续模式的 MPA 控制 Buck 变换器的工作过程和小信号模型。分析结果表明, MPA 控制具有优异的鲁棒性、瞬态特性和稳态特性。仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 开关 DC/DC 变换器 多级脉冲调节 控制方法 Buck 变换器 电流断续模式  
**中图分类号:** TM46

## Multilevel-Pulse Adjustment Control Technique for Switching DC/DC Converters

Qin Ming Xu Jianping Mu Qingbo

(Southwest Jiaotong University Chengdu 610031 China)

**Abstract** A new control technique for switching DC/DC converter, Multilevel-Pulse Adjustment (MPA), is proposed in this paper. Based on the output voltage error at the beginning of each switching cycle, MPA controller selects one control pulse among multilevel pulses as the control signal of converter at this switching cycle. The principle of the proposed control technique is analyzed and discussed. The operation states and small-signal model of MPA controlled Buck converter operating in discontinuous conduction mode are analyzed and studied. Analysis results show that MPA scheme is easy to realize, has great control robust, transient and steady state performance. The simulation as well as experimental results verifies the advantage of the proposed control techniques.

**Keywords:** Switching DC/DC converters, multilevel-pulse adjustment, control technique, Buck converter, discontinuous conduction mode

## 1 引言

以经典线性控制理论为基础的脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 技术在开关电源

PWM 技术在瞬态特性、鲁棒性等方面的缺陷显得尤为突出。为进一步提高开关 DC/DC 变换器的性能, 有必要引入非线性控制等具有更优控制性能的新型控制方法<sup>[1-8]</sup>。

脉冲调节 (Pulse Adjustment, PA) 控制是近年来出现的一种新型开关电源控制方法<sup>[9-15]</sup>。脉冲调节控制方法利用 PA 控制器, 根据开关电源的工作状况, 按照一定规律将高能量脉冲 ( $P_H$ ) 和低能量脉冲 ( $P_L$ ) 组成脉冲序列对功率电路进行控制。其工作过程为: 在每个开关周期起始时刻判断输出电压与基准电压之间的关系, 若此时输出电压低于

国家自然科学基金资助项目 (50677056)。

收稿日期 2008-08-01 改稿日期 2008-11-12

领域得到了广泛应用。然而, 随着对开关 DC/DC 变换器控制系统性能要求的不断提高, 传统

基准电压，控制器将产生一个大占空比的高能量脉冲驱动开关管；反之则产生一个小占空比的低能量脉冲。

脉冲调节控制方法在调制方式上有别于传统的PWM，应用于隔离型变换器时不再需要次级光耦隔离，因此控制电路简单可靠；此外，脉冲调节控制具有优良的瞬态特性和鲁棒性，控制电路仅需对变换器输出电压进行采样，且不再需要外部补偿电路<sup>[9-12]</sup>。但是，脉冲调节控制技术采用两级脉冲组成脉冲序列对开关变换器进行控制，因此输出电压纹波较大，这一缺陷严重影响了该技术的广泛应用。为了克服脉冲调节控制开关DC/DC变换器稳态输出电压纹波大的缺点，本文提出了多级脉冲调节控制方法。

本文将首先讨论开关变换器多级脉冲调节

(Multilevel-Pulse Adjustment, MPA) 控制的基本原理，并以工作于电感电流断续模式

(Discontinuous Conduction Mode, DCM) 的Buck变换器为例，对MPA方法的控制过程进行分析和讨论，研究MPA控制Buck变换器的稳态、瞬态工作特性和小信号模型，并与PA控制方法进行对比分析，最后通过仿真和实验验证多级脉冲调节控制方法的有效性。

## 2 开关变换器多级脉冲调节控制

### 2.1 多级脉冲调节控制方法原理

本文提出的开关变换器多级脉冲调节控制方法的基本原理是：在每个开关周期起始时刻，控制器检测开关变换器输出电压，并根据该电压与基准电压的误差大小选取多级脉冲中的某一个脉冲作为该周期的有效控制信号。在该控制方法中，根据变换器拓扑结构和参数设置占空比大小不同的各级脉冲；各级脉冲的周期相同，即变换器具有固定的开关频率。

MPA控制器结构框图如图1所示。控制器由误差放大器、误差区间判断器和多级脉冲发生器组成。误差放大器将变换器输出电压 $v_o$ 与基准电压 $v_{ref}$ 进行比较获得误差信号 $v_e$ ；误差区间判断器将 $v_e$ 与设定的 $N$ 个输出电压的误差界值 $\delta_n(n=1, 2, \dots, N)$ 进行比较，以确定 $v_e$ 大小所处的范围；多级脉冲发生器根据误差区间判断器的输出信号产生控制脉冲，实现对开关变换器的控制。每个开关周期开始时，误差区间与脉冲产生的对应关系是：当 $v_e >$

$\delta_1$ 时，误

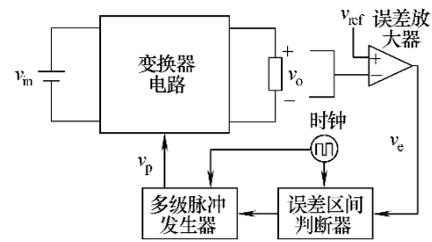


图1 多级脉冲调节控制器结构图

Fig.1 Block diagram of MPA controller

差区间判断器的输出信号使多级脉冲发生器产生占空比最大的控制脉冲 $P_1$ ；当 $\delta_{n-1} \geq v_e > \delta_n (N \geq n > 1)$ 时，误差区间判断器的输出信号使多级脉冲发生器产生控制脉冲 $P_n$ ；当 $v_e \leq \delta_N$ 时，误差区间判断器的输出信号使多级脉冲发生器产生占空比最小的控制脉冲 $P_{N+1}$ 。

### 2.2 MPA控制DCM Buck变换器

下面以工作于电感电流断续模式的Buck变换器为例，分析MPA控制开关变换器的工作过程。控制器采用四个能量等级的脉冲信号，这四级控制脉冲为第一级脉冲( $P_1$ )、第二级脉冲( $P_2$ )、第三级脉冲( $P_3$ )和第四级脉冲( $P_4$ )。四级控制脉冲的占空比依次降低，分别为 $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 和 $D_4$ 。误差界值 $\delta_1$ 、 $\delta_2$ 和 $\delta_3$  ( $\delta_2=0$ ,  $\delta_1 > \delta_2 > \delta_3$ )将输出电压误差划分为以零为中心的四个区间，分别与四级控制脉冲相对应。

在开关周期起始时刻，若电压误差 $v_e = v_{ref} - v_o$ ， $v_e > \delta_1$ ，表明此时输出电压跌落幅度较大，控制器将以占空比最大的第一级脉冲作为该周期的控制信号，以传递尽可能多的能量，输出电压会在该周期内迅速上升，因此控制系统对电压跌落有较强的抑制能力；类似地，若 $v_e$ 处于 $\delta_1$ 与 $\delta_2$ 之间，表明此时 $v_o$ 略低于基准电压，控制器将以第二级脉冲作为有效控制信号；若 $v_e$ 处于 $\delta_2$ 与 $\delta_3$ 之间，表明此时 $v_o$ 略高于基准电压，控制器将输出第三级脉冲；若 $v_e$ 低于 $\delta_3$ ，表明此时 $v_o$ 超出基准电压的幅度较大，控制器将以第四级脉冲作为控制信号，输出电压将随即快速下降。

按照上述控制规则，在连续的若干开关周期组成的循环周期内，控制器将产生若干个多级脉冲组成的控制脉冲序列。在系统稳态工作时，控制器循环发出相同的脉冲序列，实现对变换器的控制。

### 3 MPA 控制开关变换器稳态分析

在下面的分析中, 假设开关 DC/DC 变换器输出电压纹波可以忽略, 即输出电压保持恒定。对图 2 所示 MPA 控制 DCM Buck 变换器, 在控制器产生第一级脉冲的开关周期内, 开关管导通时间为  $D_1T$  ( $T$  为开关周期), 则该开关周期内开关管电流峰值为

$$I_{SP1} = \frac{V_{in} - V_o}{L} D_1 T \quad (1)$$

由此可以得到产生第一级脉冲的开关周期内开关管电流的平均值

$$I_{SAV1} = \frac{V_{in} - V_o}{2L} D_1^2 T \quad (2)$$

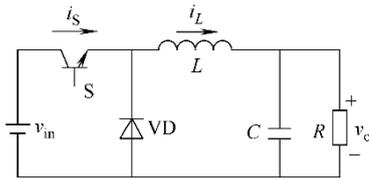


图 2 Buck 变换器电路图

Fig.2 Diagram of Buck converter

由于 Buck 变换器的开关管电流即输入端电流, 则在第一级脉冲作用的开关周期内变换器输入端发出的能量为

$$\Delta E_{in1} = V_{in} I_{SAV1} T \quad (3)$$

将式 (2) 代入式 (3) 可得

$$\Delta E_{in1} = \frac{V_{in}(V_{in} - V_o)}{2L} D_1^2 T^2 \quad (4)$$

同理, 可分别求得在第二级脉冲、第三级脉冲和第四级脉冲作用的开关周期内变换器输入端发出的能量为

$$\begin{cases} \Delta E_{in2} = \frac{V_{in}(V_{in} - V_o)}{2L} D_2^2 T^2 \\ \Delta E_{in3} = \frac{V_{in}(V_{in} - V_o)}{2L} D_3^2 T^2 \\ \Delta E_{in4} = \frac{V_{in}(V_{in} - V_o)}{2L} D_4^2 T^2 \end{cases} \quad (5)$$

假设开关变换器工作于稳态时, 一个循环周期内第一级脉冲、第二级脉冲、第三级脉冲和第四级脉冲的数量分别为  $\mu_1$ 、 $\mu_2$ 、 $\mu_3$  和  $\mu_4$ , 则该循环周期内变换器输入端发出的能量为

$$\sum \Delta E_{in} = \mu_1 \Delta E_{in1} + \mu_2 \Delta E_{in2} + \mu_3 \Delta E_{in3} + \mu_4 \Delta E_{in4} \quad (6)$$

若不考虑开关变换器工作时的损耗, 则变换器的输出功率  $P$  满足关系

$$P(\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4)T = \sum \Delta E_{in} \quad (7)$$

合并式 (4) ~ 式 (7) 得

$$P = \frac{V_{in} T (V_{in} - V_o) (\mu_1 D_1^2 + \mu_2 D_2^2 + \mu_3 D_3^2 + \mu_4 D_4^2)}{2L(\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4)} \quad (8)$$

式 (8) 显示了输入电压、输出电压、开关周期、输出功率、电感值与循环周期内各级脉冲的数量之间满足的定量关系, 进行控制系统设计时可以此作为参考。等式右边分子中第一级脉冲的数量  $\mu_1$  的系数最大,  $\mu_2$ 、 $\mu_3$ 、 $\mu_4$  的系数依次减小。在输入、输出电压不变的前提下, 若负载较重, 则控制器在循环周期内选择较多的第一级脉冲或第二级脉冲驱动主开关管; 反之, 轻载状态下则会选择较多的第三级脉冲或第四级脉冲。因此, 多级脉冲调节技术通过在循环周期内产生适当数量的各级脉冲, 实现对主电路的控制。

变换器输出功率达到设计上限时, 所有开关周期的控制信号均为第一级脉冲, 此时满足关系

$$P_{\max} = \frac{V_{in} T D_1^2 (V_{in} - V_o)}{2L} \quad (9)$$

可见, 在变换器主电路参数确定的前提下, 第一级脉冲的占空比决定了 MPA 控制开关变换器的最大输出功率。在常规的调制模式下, 变换器输出功率降至设计下限时, 所有开关周期的控制信号均为第四级脉冲, 此时输出功率为

$$P_{\min} = \frac{V_{in} T D_4^2 (V_{in} - V_o)}{2L} \quad (10)$$

若变换器需要在比上述负载更轻的状态下工作, MPA 控制器还可附加一种特殊的调制模式。该模式下, 部分开关周期内控制器产生第四级脉冲, 其余周期开关管持续关断, 即脉冲序列由第四级脉冲和始终不开通的“零脉冲”组成, 此时变换器实际的开关周期取决于负载。控制器以这种方式可使开关电源在负载极轻时仍以较高的效率稳定工作。

### 4 小信号模型与稳定性分析

本节中将首先建立 MPA 控制 DCM Buck 变换器的小信号模型, 并以此为基础分析 MPA 控制开关变换器系统的稳定性。

对于 MPA 控制 DCM Buck 变换器, 一个 MPA 循环周期内电感电流平均值为

$$\bar{i}_L = \frac{v_{in}(v_{in} - v_o)T(\mu_1 d_1^2 + \mu_2 d_2^2 + \mu_3 d_3^2 + \mu_4 d_4^2)}{2v_o L(\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4)} \quad (11)$$

对等式(11)两端取微分,可得该平均电流的小信号扰动量

$$\frac{\delta \bar{i}_L}{\bar{i}_L} = \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial d_1} \delta d_1 + \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial d_2} \delta d_2 + \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial d_3} \delta d_3 + \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial d_4} \delta d_4 + \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial v_o} \delta v_o \quad (12)$$

因此有

$$\frac{\delta \bar{i}_L}{\bar{i}_L} = \alpha_1 \delta d_1 + \alpha_2 \delta d_2 + \alpha_3 \delta d_3 + \alpha_4 \delta d_4 - \delta v_o / R' \quad (13)$$

其中  $\alpha_1 = M \mu_1 D_1$      $\alpha_2 = M \mu_2 D_2$

$\alpha_3 = M \mu_3 D_3$      $\alpha_4 = M \mu_4 D_4$

$$R' = \frac{2V_o(V_{in} - V_o)}{M V_{in}(\mu_1 D_1^2 + \mu_2 D_2^2 + \mu_3 D_3^2 + \mu_4 D_4^2)}$$

$$M = \frac{V_{in}(V_{in} - V_o)T}{V_o L(\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4)}$$

由式(13)可以得到如图3所示四级脉冲MPA控制DCM Buck变换器的小信号模型。

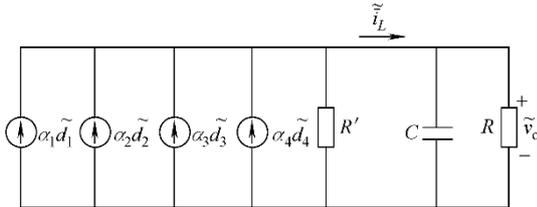


图3 MPA控制Buck变换器小信号模型

Fig.3 Small-signal model of MPA controlled Buck converter

由该模型可得

$$C \frac{d \delta v_o}{dt} - \frac{P}{V_o^2} \delta v_o = \alpha_1 \delta d_1 + \alpha_2 \delta d_2 + \alpha_3 \delta d_3 + \alpha_4 \delta d_4 - \frac{1}{R'} \delta v_o \quad (14)$$

对等式(14)两端进行拉普拉斯变换得

$$\delta v_o(s) = \frac{1}{C} \frac{\alpha_1 \delta d_1 + \alpha_2 \delta d_2 + \alpha_3 \delta d_3 + \alpha_4 \delta d_4}{s - \frac{P}{C V_o^2} + \frac{1}{C R'}} \quad (15)$$

由于传递函数无右半平面极点时系统稳定,因此,MPA控制Buck变换器的稳定条件为

$$P < \frac{V_{in}^2 T(\mu_1 D_1^2 + \mu_2 D_2^2 + \mu_3 D_3^2 + \mu_4 D_4^2)}{2L(\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4)} \quad (16)$$

对于Buck变换器,显然有  $V_o > 0$ 。故式(8)满足式(16)包含的稳定约束条件,因此MPA控制开关变换器具有良好的稳定性。

## 5 MPA控制与PA控制的比较

PA控制开关变换器具有良好的快速响应能力,但变换器存在较大的输出电压纹波。对于稳态工作时的常规PWM控制开关变换器,每个开关周期的占空比均相同。而对于PA控制开关变换器,高能量脉冲的占空比  $D_H$  大于低能量脉冲的占空比  $D_L$ ,即在单个开关周期内,变换器向负载传递的能量不等于整个稳态工作过程中传递能量的均值。PA控制开关变换器稳态工作时,控制器循环发出由若干个高、低能量脉冲组成的脉冲序列。一个脉冲序列持续的时间为PA控制的循环周期,在一个循环周期内变换器传递的能量等于稳态工作过程中传递能量的均值。由于  $D_H$  和  $D_L$  决定了变换器输出功率的上限和下限,为获得较宽的工作范围,一般需要将  $D_H - D_L$  设置得比较大。因此采用PA控制时,高、低能量脉冲传递能量的较大差异造成了较大的输出电压纹波。

MPA控制具有强弱不同的多级脉冲可供选择,可灵活调整脉冲的组合方式以应对变换器不同的工作状态。因此在拥有优良的动态响应能力的同时,MPA控制可以有效降低输出电压纹波。下面以Buck变换器为例进行分析和研究。

采用MPA控制时,可将控制器中第一级脉冲的占空比设置成略高于PA技术中高能量脉冲的占空比,第四级脉冲的占空比设置成略低于PA技术中低能量脉冲的占空比,即:  $D_1 > D_H > D_2 > D_3 > D_L > D_4$ 。在稳态工作时,如果MPA控制器产生的脉冲序列由第二级脉冲和第三级脉冲组成。由于  $D_2 - D_3 < D_H - D_L$ ,即第二级脉冲与第三级脉冲传递的能量之间的差异小于采用PA控制时高能量脉冲与低能量脉冲传递的能量之间的差异,MPA控制变换器输出电压纹波较小。

当开关变换器的输出电压在某一时刻出现较大的跌落时,PA控制器将连续发出高能量脉冲,而MPA控制器将连续发出第一级脉冲。由于  $D_1 > D_H$ ,MPA控制可在扰动发生后同样多的开关周期内传递更多的能量,故MPA控制变换器具有更快的瞬态响应速度。

此外,MPA控制方法保持了PA控制方法易于实现、鲁棒性强等优点,并且能够应用于各种拓扑结构的开关变换器。

## 6 MPA 控制开关变换器的仿真和实验研究

### 6.1 MPA 控制 Buck 变换器时域仿真

为了验证多级脉冲调节控制方法的原理及控制性能, 本节对 MPA 控制 DCM Buck 变换器进行时域仿真, 并与 PA 控制进行对比研究。

仿真参数的选取主要以 Buck 变换器工作在电流断续模式为依据。根据文献 [16], Buck 变换器电感电流断续工作模式与连续工作模式 (Continuous Conduction Mode, CCM) 之间的临界条件为

$$\frac{\Delta i_L}{2} = I_o \quad (17)$$

式中  $\Delta i_L$ ——一个开关周期内电感电流的峰-峰值;  
 $I_o$ ——负载电流。

根据以上条件可推得 DCM Buck 变换器占空比须满足条件

$$D < 1 - \frac{2LP}{TV_o^2} \quad (18)$$

否则变换器将进入 CCM 模式。因此功率电路参数见表 1 的 Buck 变换器工作于 DCM 模式的条件为  $D < 0.55$ 。在满足上述条件的前提下, 为了使变换器具有较宽的工作范围, MPA 控制器中第一级脉冲对应的占空比  $D_1$  选定为 0.54。若设计控制器在输出功率低于最大输出功率的 5% 时进入特殊的轻载调制模式, 则  $D_4$  选定为 0.12。 $D_2$ 、 $D_3$  的取值界于  $D_1$  和  $D_4$  之间。控制器参数见表 2。

表 1 Buck 变换器功率电路参数

Tab.1 The parameters of the Buck converter

输入电压 $V_{in}/V$	15
输出电压 $V_o/V$	8
电感 $L/\mu H$	100
电容 $C/\mu F$	470
开关周期 $T/\mu s$	50
最大输出功率 $P_M/W$	7.2
额定输出功率 $P_R/W$	3.2

表 2 控制器参数

Tab.2 The parameters of the controller

第一级脉冲占空比 $D_1$	0.54
第二级脉冲占空比 $D_2$	0.43
第三级脉冲占空比 $D_3$	0.31
第四级脉冲占空比 $D_4$	0.12
误差上界值 $\delta_1/mV$	30
误差零界值 $\delta_2/mV$	0

误差下界值 $\delta_3/mV$	-30	
PA 控制器 参数	高能量脉冲占空比 $D_H$	0.53
	低能量脉冲占空比 $D_L$	0.14

图 4 为 MPA 控制 Buck 变换器额定条件下的稳态工作波形, 此时 MPA 控制的循环周期由三个开关周期组成, 控制器发出的脉冲序列为:  $P_2-P_3-P_3$ 。

图 5 为分别采用 MPA 控制和 PA 控制的开关变换器在稳态工作时的输出电压波形, 可见 MPA 控制和 PA 控制开关变换器的输出电压纹波分别为 50mV 和 95mV。

图 6a 和图 6b 分别是负载跃变时 MPA 控制 Buck 变换器的电感电流和输出电压波形。从图 6 可知, 当负载发生跃变时, 变换器的输出电压没有出现明显的跌落, 负载变化后控制脉冲序列变为:  $P_1-P_1-P_2-P_1-P_2$ 。图 6c 是出现同样的负载跃变时 PA 控制变换器的输出电压波形, 从图 6b、图 6c 可知, MPA 控制和 PA 控制变换器在负载变化后输出电压纹波分别为 80mV 和 130mV。

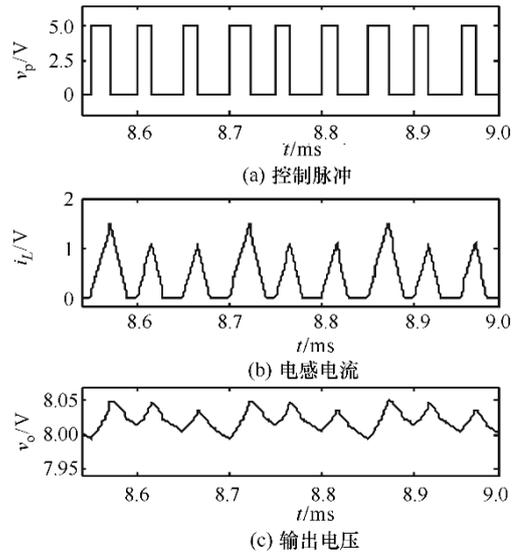


图 4 MPA 控制 Buck 变换器稳态工作波形  
 Fig.4 Steady-state waveforms of MPA controlled Buck converter

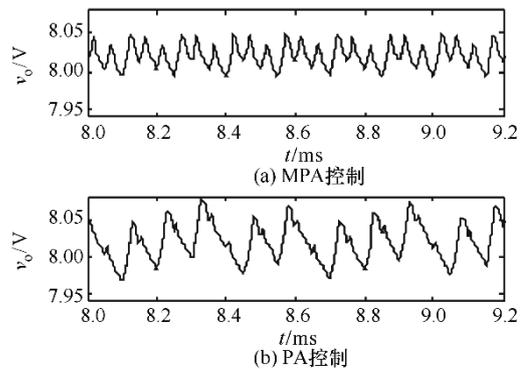


图5 采用不同控制方式时变换器的稳态输出电压波形  
Fig.5 Steady-state output voltage waveforms of the converter under different control techniques

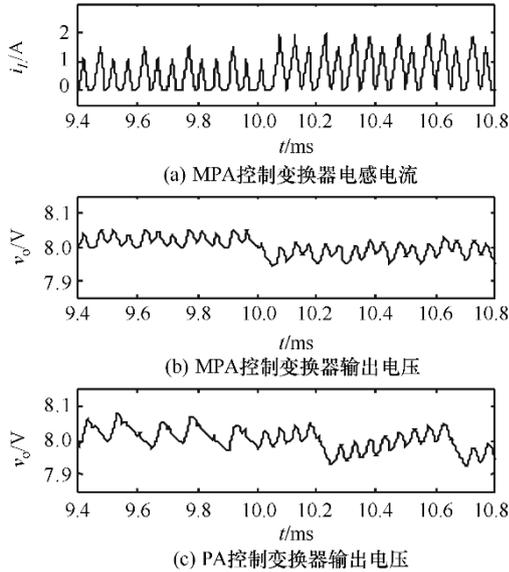


图6 负载变化时(10ms时刻由3.2W跃变至6.4W)变换器工作波形

Fig.6 Waveforms of the converter under load variations (from 3.2W to 6.4W at 10ms)

图7a和图7b分别是输入电压跃变时MPA控制变换器的电感电流和输出电压波形,输入电压变化后控制脉冲序列随即变为:  $P_3-P_3-P_4-P_3-P_3-P_3-P_4$ 。图7c是出现同样的输入电压跃变时PA控制变换器的输出电压波形,可见MPA控制和PA控制变换器在输入电压变化后输出电压纹波分别为80mV和150mV。

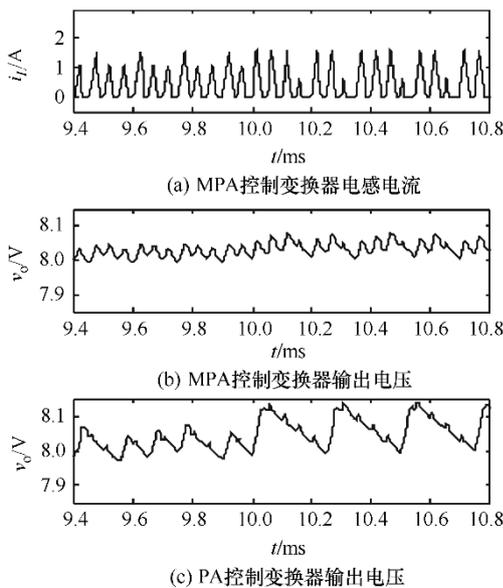


图7 输入电压变化时(10ms时刻由15V跃变至18V)变换器工作波形

Fig.7 Waveforms of the converter under input voltage

variations (from 15V to 18V at 10ms)

上述仿真结果表明,MPA控制方法具有优良的瞬态响应能力。若系统出现扰动,MPA控制器能够立即改变控制脉冲的组合方式,使变换器迅速进入新的稳态。此外,在各种工作状态下MPA控制变换器均比PA控制变换器输出电压纹波小。

### 6.2 实验研究

为了验证多级脉冲调节控制方法的可行性,对MPA控制DCM Buck变换器系统进行实验验证。在进行实验研究时,同样采用表1、表2所列的参数。实验波形如图8~图10所示。

由图8可见控制器在一个循环周期内发出的脉冲序列为:  $P_2-P_3-P_3$ 。图9显示了MPA控制开关变换器的输出电压,可见输出电压幅值为8V,电压纹波约为50mV。图10是同样的主电路条件下,PA控制开关变换器的输出电压,其电压纹波约为90mV。实验结果与理论分析、仿真结果基本一致。

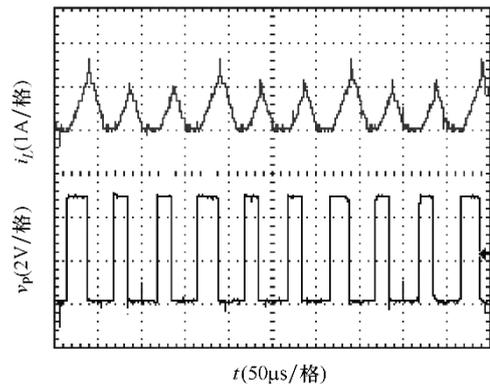


图8 MPA控制Buck变换器电感电流和控制脉冲波形  
Fig.8 Waveforms of MPA controlled Buck converter

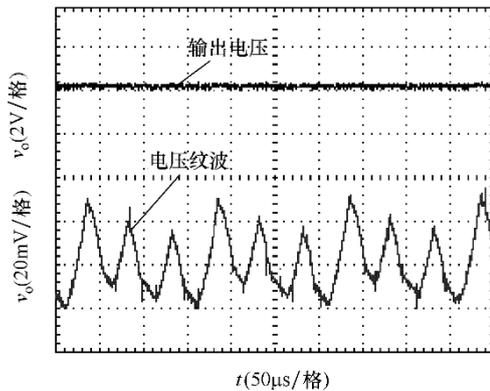


图9 MPA控制Buck变换器输出电压波形  
Fig.9 Waveforms of MPA controlled Buck converter

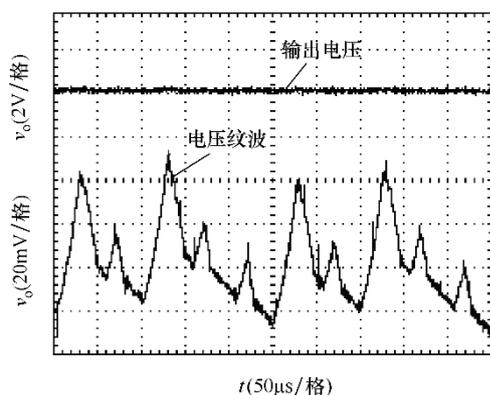


图 10 PA 控制 Buck 变换器输出电压波形

Fig.10 Waveforms of PA controlled Buck converter

## 7 结论

多级脉冲调节是一种新颖的开关 DC/DC 变换器控制方法。该方法根据开关变换器的工作状态，将多个强弱等级不同的控制脉冲组成脉冲序列实现对变换器控制。理论分析、仿真及实验结果均表明，MPA 控制在具有快速响应能力的同时，能够有效减小 PA 控制时的变换器输出电压纹波。

### 参考文献

- [1] Asumadu J A, Jagannathan V, et al. Synthesis of nonlinear control of switching topologies of buck-boost converter using fuzzy logic[C]. Proceedings of the 17th IEEE IMTC Conference, 2000: 169-173.
- [2] 吴磊涛, 杨兆华, 胥布工. DC/DC 开关变换器的无源控制方法[J]. 电工技术学报, 2004, 19(4): 66-69. Wu Leitao, Yang Zhaohua, Xu Bugong. Investigation of passivity-based control of DC/DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(4): 66-69.
- [3] 周宇飞, 丘水生, 伍言真. 开关变换器的时变滑模控制方法研究[J]. 电力电子技术, 2000(4): 22-25. Zhou Yufei, Qiu Shuisheng, Wu Yanzhen. Study on time-varying sliding-mode control in DC/DC converter[J]. Power Electronics, 2000(4): 22-25.
- [4] Smedley K M, Cuk S. One-cycle control of switching converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(1): 99-105.
- [5] Sira-Ramirez H, Garcia-Esteban M, Zinober A S I. Dynamical adaptive pulse width modulation control of DC-DC power supplies[J]. International Journal of Control, 1996, 65(2): 205-222.
- [6] 李乔, 吴捷. 自抗扰控制及其在 DC-DC 变换器中的应用[J]. 电工技术学报, 2005, 20(1): 83-88. Li Qiao, Wu Jie. Auto-disturbance rejection control and its application to DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(1): 83-88.
- [7] 吴忠, 李红, 左鹏, 等. DC/DC 升压变换器串级控制[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(1): 110-115. Wu Zhong, Li Hong, Zuo Peng, et al. Cascade control of DC/DC boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1): 110-115.
- [8] 卢伟国, 周维维, 罗全明, 等. 电压模式 Buck 变换器无源反馈混沌控制[J]. 电工技术学报, 2007, 22(11): 98-102. Lu Weiguo, Zhou Luowei, Luo Quanming, et al. Passive feedback control of chaos in voltage-mode Buck converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(11): 98-102.
- [9] Khaligh A, Emadi A. Pulse adjustment, a novel digital control technique, for control of a DC-DC Buck-Boost converter operating in discontinuous conduction mode and driving constant power loads[C]. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference 2006, 2006: 1-5.
- [10] Khaligh A, Rahimi A M, Emadi A. Negative impedance stabilizing pulse adjustment control technique for DC/DC converters operating in discontinuous conduction mode and driving constant power loads[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(4): 2005-2016.
- [11] Telefus M, Shteynberg A, Ferdowsi M, et al. Pulse train control technique for flyback converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(3): 757-764.
- [12] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, et al. Suitability of pulse train control technique for BIFRED converter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2005, 41(1): 181-189.
- [13] Khaligh A, Rahimi A M, Emadi A. Analysis and stabilization of a buck-boost DC-DC converter feeding constant power loads in parallel with conventional loads in vehicular systems[C]. IEEE IECON 32nd Conference, 2006: 2799-2804.

- [14] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, et al. Pulse regulation control technique for flyback converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 798-805.
- [15] Khaligh A, Emadi A. Power alignment, new digital control approach for a DC-DC flyback converter with constant power loads[C]. IEEE Industrial Electronics

and Applications Conference, 2006: 1-6.

- [16] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计(修订版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.

---

作者简介: 秦明 男, 1982 年生, 博士研究生, 研究方向为开关变换器的控制策略和电路拓扑。 许建平 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为开关变换器控制方法、电源管理技术等。