

开关变换器多级脉冲序列控制研究^{*}

秦 明[†] 许建平

(西南交通大学电气工程学院, 成都 610031)

(2008 年 10 月 12 日收到 2009 年 4 月 12 日收到修改稿)

提出一种新的开关变换器控制方法, 多级脉冲序列(multilevel pulse train, MPT)控制方法. MPT 控制器可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对变换器进行控制. MPT 控制方法易于实现, 控制系统具有良好的瞬态特性和鲁棒性, 可以应用于各种拓扑结构的开关变换器. 介绍了 MPT 控制方法的原理和实现方式, 详细阐述了 MPT 控制 Buck 变换器的工作特性、控制规律和小信号模型, 并进行了分析对比、仿真和实验研究. 研究结果表明, MPT 控制变换器比传统 PWM 控制变换器瞬态性能更好, 比脉冲序列控制变换器输出电压纹波更小.

关键词: 开关变换器, 多级脉冲序列, 控制方法, buck 变换器

PACC: 0670M

1. 引 言

以线性控制理论为基础的 PWM 控制开关变换器具有结构简单、设计和分析方便等优点, 因而在开关变换器领域得到了广泛应用. 但开关变换器本质上是一个强非线性动态系统, 传统的 PWM 控制开关变换器在动态响应能力和鲁棒性等方面始终难以令人满意^[1, 2]. 为此, 国内外学者将非线性控制引入开关变换器系统中, 提出了一些新的控制策略^[3-13]. 滑模变结构控制^[3]可以显著改善系统的动态和稳态性能, 并可使被控系统具有较强的鲁棒性, 但存在开关频率不固定、输出纹波大等缺点. 模糊控制^[4, 5]能够提高变换器的动态性能, 但控制策略复杂, 工程应用较为困难. 单周控制^[6, 7]原理简单, 对输入电压的扰动具有较强的抑制能力, 但系统存在稳态误差, 且对负载扰动的抑制能力较差. 自适应状态反馈控制^[8, 9]对系统参数、输入电压及负载扰动均体现出了较强的鲁棒性, 但这种方法需要在线辨识, 实时性差且不易实现. 文献^[10]提出的控制方法采用了串级结构的电压和电流控制器, 具有较好的动态性能, 但其稳定性还有待证明, 且该方法仅可用于 Boost 等少数类型的变换器. 文献^[11]提出的控制方法提高了对负载扰动的抑制, 但系统动态响应能力仍有待

提高.

脉冲序列(pulse train, PT)控制是近年来出现的一种新型开关变换器控制方法^[14-20]. PT 控制器的工作过程为: 在每个开关周期起始时刻判断输出电压与基准电压间的关系, 若输出电压低于基准电压, 控制器将产生一个高能量脉冲(P_H)驱动开关管; 反之将产生一个低能量脉冲(P_L). 当 P_H 脉冲或 P_L 脉冲来临时, 开关管导通, 电感电流从零开始上升, 达到峰值 I_{max} 或 kI_{max} ($0 < k < 1$) 后, 开关管关断, 直到该周期结束. PT 控制方法在调制方式上有别于 PWM, 对于隔离变换器, 它可以通过初级反馈实现开关电源控制, 不再需要次级光耦隔离, 因此控制电路简单. PT 控制具有优异的瞬态特性和鲁棒性, 且不需要外部补偿电路^[17-19]. 但是, PT 控制开关变换器存在输出电压纹波较大的严重缺陷^[17]. 为了克服上述缺点, 本文提出了多级脉冲序列控制方法(multilevel pulse train, MPT).

本文将首先讨论开关变换器 MPT 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 变换器为例对其控制过程进行分析和讨论, 研究 MPT 控制 Buck 变换器的稳态工作特性、控制规律和小信号模型, 并与 PT 控制进行对比分析, 最后通过仿真和实验验证 MPT

^{*} 国家自然科学基金(批准号 50677056)资助的课题.

[†] 通讯联系人. E-mail: qinmswjtu@sohu.com

控制方法的有效性。

2. 开关变换器多级脉冲序列控制

2.1. 多级脉冲序列控制方法原理

多级脉冲序列控制的基本控制思想是：在若干连续开关周期内，根据开关变换器的工作状态，通过多个强弱等级不同的控制脉冲信号组成的控制脉冲序列，实现对变换器的控制。

对于工作于电感电流断续模式的开关变换器，采用多级脉冲序列控制时，其工作过程为：在每个开关周期起始时刻检测变换器输出电压，控制器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。脉冲来临时，开关管导通，电感电流从零开始上升；当电流上升至该级脉冲对应的电流峰值时，开关管关断，直至该周期结束。在若干连续开关周期内，这些脉冲构成一个新的脉冲序列周期，通过调整脉冲组合方式实现对开关变换器的控制。

本文以四级控制脉冲信号为例对开关变换器的多级脉冲序列控制进行研究。四级脉冲分别是 P_1 脉冲、 P_2 脉冲、 P_3 脉冲和 P_4 脉冲，它们对应的电流峰值依次降低，分别为 I_{PD1} 、 I_{PD2} 、 I_{PD3} 和 I_{PD4} 。根据变换器结构和参数所设置的各电流峰值决定了稳态工作时各级脉冲的占空比。各级脉冲的占空比不同，但持续时间相同，因此开关变换器的工作频率始终恒定。

在如图 1 所示的多级（四级）脉冲序列控制 Buck 变换器中，误差放大器将变换器输出电压与基准电压进行比较，获得误差信号，误差判断器根据该误差信号的大小判定应选取的控制脉冲；脉冲产生器根据变换器电感电流信号和误差判断器的输出信号产生有效控制脉冲。

在开关周期起始时刻，若电压误差 V_e ($V_e = V_{ref} - V_o$) 大于误差界值 e_{ref} ($e_{ref} > 0$)，表明此时输出电压跌落幅度较大，控制器将以 P_1 脉冲作为该周期的控制信号，以传递尽可能多的能量，输出电压在该周期内迅速上升；类似地，若 V_e 处于 e_{ref} 与零之间，表明此时 V_o 略低于基准电压，控制器将以 P_2 脉冲作为有效控制信号；若 V_e 处于零与 $-e_{ref}$ 之间，控制器将输出 P_3 脉冲；若 V_e 低于 $-e_{ref}$ ，表明此时 V_o 超出基准电压的幅度较大，控制器将以占空比最小的

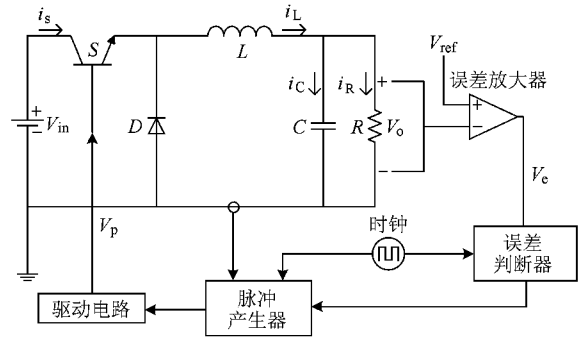


图 1 MPT 控制 Buck 变换器电路结构图

P_4 脉冲作为控制信号，输出电压随即快速下降。

按照上述控制规则，在连续的若干开关周期内，控制器将产生若干个各级脉冲组成控制脉冲序列。我们将一个控制脉冲序列持续的时间称为脉冲序列循环周期。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。

图 2 为工作于 DCM 的 MPT 控制 Buck 变换器的工作波形，变换器参数如表 1 所示。此时 MPT 控制的循环周期由三个开关周期组成，控制器在一个循环周期内发出的脉冲序列为 P_2 脉冲— P_3 脉冲— P_3 脉冲。

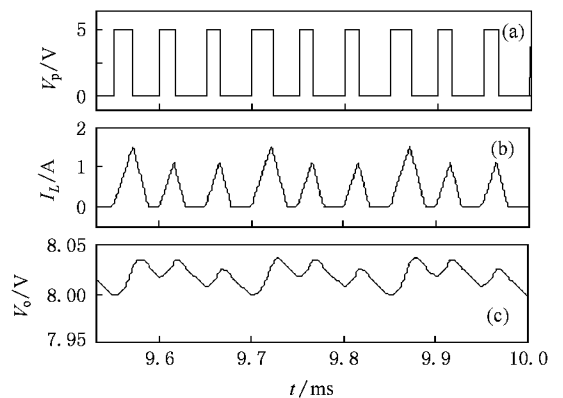


图 2 MPT 控制 DCM Buck 变换器稳态工作波形 (a) 控制脉冲；(b) 电感电流；(c) 输出电压

2.2. 多级脉冲序列控制实现方式研究

开关变换器普遍采用的电流型 PWM 控制具有两个控制环路（电流内环和电压外环），均需要对误差信号进行补偿，从而存在补偿网络设计困难，参数整定过程繁琐，稳态和瞬态特性难以兼顾的缺点；电流型 PWM 控制特有的次谐波振荡问题，需要通过增加斜坡补偿等途径加以消除，增加了控制电路的

表 1 Buck 变换器电路参数

| | | |
|-------------------|-------------------------|------|
| Buck 变换器 主电路参数 | 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 |
| | 负载额定阻值 R/Ω | 20 |
| | 开关周期 $T/\mu s$ | 50 |
| | 工作效率 η | 0.96 |
| MPT 控制器 参数 | P_1 电流峰值 I_{PD1}/A | 1.9 |
| | P_2 电流峰值 I_{PD2}/A | 1.5 |
| | P_3 电流峰值 I_{PD3}/A | 1.1 |
| | P_4 电流峰值 I_{PD4}/A | 0.5 |
| | 误差界值 e_{ref}/mV | 20 |
| PT 控制器 参数 | P_H 电流峰值 I_{max}/A | 1.85 |
| | P_L 电流峰值 kI_{max}/A | 0.55 |

复杂性;此外,在集成电路实现时,补偿网络、光耦隔离等会占用较大的芯片面积,同时产生较大的功耗。这些问题使得电流型 PWM 控制电路的设计和实现较为复杂。

与传统的 PWM 控制方式相比,MPT 控制则不存在上述问题。MPT 控制在实现过程中,仅需要比较器、触发器和逻辑门,对运算速度和精度要求不高,非常易于集成电路实现。

下面我们将提供一种 MPT 控制器的实现方式,其基本构成如图 3 和图 4 所示。MPT 控制器的工作过程为:电压检测电路对 V_o 进行检测,误差放大器输出 V_{ref} 与 V_o 的误差信号 V_e ,误差判断器(如图 3 所示)中的比较器 C_1, C_2, C_3 分别将误差信号 V_e 与误差界值 $e_{ref}, 0, -e_{ref}$ 进行比较并输出相应的逻辑信号。在每个开关周期起始时刻,时钟信号 CP 使锁存器 D_1, D_2, D_3 同时触发,将此时比较器 C_1, C_2, C_3 得到的逻辑信号传递至误差判断器的输出端 Q_{D1}, Q_{D2}, Q_{D3} ,锁存器 D_1, D_2, D_3 保持各自的输出信号直到下一周期开始。误差判断器的输出信号表示该周期起始时刻 V_e 所处的范围。若 $V_e > e_{ref}$,输出信号 Q_{D1}, Q_{D2}, Q_{D3} 均为高电平;若 $0 < V_e \leq e_{ref}$, Q_{D1} 为低电平, Q_{D2}, Q_{D3} 为高电平;若 $-e_{ref} < V_e \leq 0$, Q_{D1}, Q_{D2} 为低电平, Q_{D3} 为高电平;若 $V_e \leq -e_{ref}$, Q_{D1}, Q_{D2}, Q_{D3} 均为低电平。

在每一个开关周期起始时刻,时钟信号 CP 使脉冲产生器(如图 4 所示)中的锁存器 RS_1 复位,输

出高电平,比较器 C_4 将电流检测电路检测到的电感电流信号 I_L 与电流峰值 I_{PD1} 进行比较。当 I_L 增大到 I_{PD1} 时,锁存器 RS_1 触发翻转,输出低电平,直到下一周期开始。多级脉冲产生器即产生 P_1 脉冲。 P_2 脉冲、 P_3 脉冲和 P_4 脉冲的产生过程与上述类似。各级脉冲对应不同的电流峰值,这决定了其各自的占空比。四级脉冲信号 P_1, P_2, P_3, P_4 分别从锁存器 RS_1, RS_2, RS_3, RS_4 的输出端输出。

脉冲产生器中的逻辑门电路(G_1-G_5)根据误差判断器的输出信号在四级脉冲中选取其一,并将该脉冲信号输出至驱动电路实现对变换器的控制。若某一开关周期起始时刻 V_e 大于 e_{ref} ,则误差判断器的输出信号 Q_{D1}, Q_{D2}, Q_{D3} 均为高电平,与门 G_2, G_3, G_4 均被封锁,仅有 G_1 开通, P_1 脉冲经或门 G_5 输出至驱动电路。 V_e 处于其他范围时,其工作过程与上述类似。可见,该控制器仅通过简单的数/模器件即可有效实现多级脉冲序列控制。

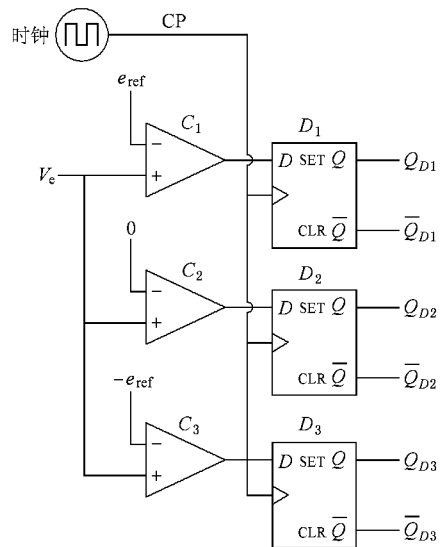


图 3 误差判断器电路图

3. MPT 控制 DCM buck 变换器分析

3.1. MPT 控制 DCM buck 变换器稳态分析

在下面的分析中,假设开关变换器输出电压纹波可以忽略,即输出电压保持恒定。对于采用多级脉冲序列控制的 DCM buck 变换器,在 P_1 脉冲作用的开关周期内,开关管导通时间为

$$t_1 = \frac{I_{PD1} L}{V_{in} - V_o} \quad (1)$$

$$R = V_o^2 / P \quad (8)$$

合并(4)-(8)式得

$$\frac{RL\eta V_{in}(\mu_1 I_{PD1}^2 + \mu_2 I_{PD2}^2 + \mu_3 I_{PD3}^2 + \mu_4 I_{PD4}^2)}{2TV_o^2(V_{in} - V_o)(\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4)} = 1 \quad (9)$$

式(9)表明输入电压、输出电压、开关周期、负载阻值、效率、电感、各级脉冲的电流峰值与循环周期内各级脉冲的数量之间的定量关系,进行控制系统设计时可以此作为参考。

可见,多级脉冲序列技术通过在一个循环周期内产生数量恰当的各级脉冲对主电路进行控制,这明显区别于 PWM 控制技术。

3.2. MPT 控制 DCM buck 变换器的小信号模型

对于 MPT 控制 DCM buck 变换器,一个循环周期内电感电流平均值为

$$\bar{i}_L = \frac{LV_{in}(\mu_1 i_{PD1}^2 + \mu_2 i_{PD2}^2 + \mu_3 i_{PD3}^2 + \mu_4 i_{PD4}^2)}{2Tv_o(v_{in} - v_o)(\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4)} \quad (10)$$

对(10)式两端取微分,可得该平均电流的小信号扰动量

$$\begin{aligned} \tilde{i}_L = & \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial i_{PD1}} \tilde{i}_{PD1} + \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial i_{PD2}} \tilde{i}_{PD2} + \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial i_{PD3}} \tilde{i}_{PD3} \\ & + \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial i_{PD4}} \tilde{i}_{PD4} + \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial v_{in}} \tilde{v}_{in} + \frac{\partial \bar{i}_L}{\partial v_o} \tilde{v}_o \end{aligned} \quad (11)$$

因此有

$$\begin{aligned} \tilde{i}_L = & \alpha_1 \tilde{i}_{PD1} + \alpha_2 \tilde{i}_{PD2} + \alpha_3 \tilde{i}_{PD3} \\ & + \alpha_4 \tilde{i}_{PD4} + \beta \tilde{v}_{in} + \gamma \tilde{v}_o \end{aligned} \quad (12)$$

其中

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= M\mu_1 I_{PD1} \quad , \\ \alpha_2 &= M\mu_2 I_{PD2} \quad , \\ \alpha_3 &= M\mu_3 I_{PD3} \quad , \\ \alpha_4 &= M\mu_4 I_{PD4} \quad , \\ \beta &= -\frac{N}{(V_{in} - V_o)^2} \quad , \\ \gamma &= \frac{NV_{in}(2V_o - V_{in})}{V_o^2(V_{in} - V_o)^2} \quad , \\ M &= \frac{LV_{in}}{TV_o(V_{in} - V_o)(\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4)} \quad , \\ N &= \frac{L(\mu_1 I_{PD1}^2 + \mu_2 I_{PD2}^2 + \mu_3 I_{PD3}^2 + \mu_4 I_{PD4}^2)}{2T(\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4)} \end{aligned} \quad (13)$$

而由 buck 变换器的输出端可得

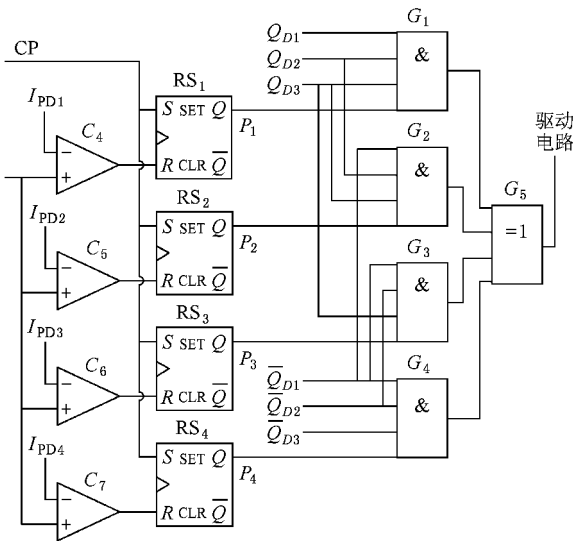


图4 脉冲产生器电路图

故在 P_1 脉冲作用的开关周期内,开关管电流平均值 I_{SAV1} 为

$$I_{SAV1} = \frac{LI_{PD1}^2}{2T(V_{in} - V_o)} \quad (2)$$

由于 Buck 变换器的开关管电流即输入端电流,则在 P_1 脉冲作用的开关周期内变换器输入端发出的能量为

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

将(2)式代入(3)式可得

$$E_{in1} = \frac{LV_{in} I_{PD1}^2}{2(V_{in} - V_o)} \quad (4)$$

同理,可分别求得在 P_2 脉冲、 P_3 脉冲或 P_4 脉冲作用的开关周期内变换器输入端发出的能量

$$E_{inj} = \frac{LV_{in} I_{PDj}^2}{2(V_{in} - V_o)}, j = 2, 3, 4 \quad (5)$$

假设开关变换器工作于稳态时,一个循环周期内 P_1 脉冲、 P_2 脉冲、 P_3 脉冲和 P_4 脉冲的数量分别为 μ_1, μ_2, μ_3 和 μ_4 ,则该循环周期内变换器输入端发出的能量为

$$E_{in} = \sum_{j=1}^4 \mu_j E_{inj} \quad (6)$$

若开关变换器工作效率为 η ,则变换器输出功率 P 满足关系

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

变换器负载电阻为

$$C \frac{d\tilde{v}_o}{dt} + \frac{\tilde{v}_o}{R} = \tilde{i}_L \quad (14)$$

由 (12) (14) 式我们可以建立 MPT 控制 DCM buck 变换器的小信号模型 (如图 5 所示)。

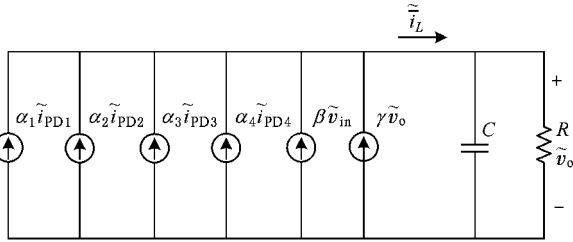


图 5 MPT 控制 DCM buck 变换器小信号模型

3.3. 多级脉冲序列控制规律研究

由控制原理可知, 变换器主电路的工作状态发生变化时, MPT 控制方法主要通过调整一个脉冲序列循环周期内各级脉冲的数量和组合方式来实现控制。

对于如图 1 所示 MPT 控制 DCM buck 变换器, 控制器 P_1 脉冲作用的开关周期内, 流经变换器电容的电荷量为

$$Q_{C1} = \int_{nT}^{(n+1)T} (i_L - i_R) dt \quad (15)$$

式中 i_L 和 i_R 分别为变换器的电感电流和负载电流。由 (15) 式可得

$$Q_{C1} = \frac{L\eta V_{in} I_{PD1}^2}{2V_o(V_{in} - V_o)} - \frac{V_o T}{R} \quad (16)$$

由此可得 P_1 脉冲作用的开关周期内, 由于电容充、放电所引起的输出电压纹波变化量为

$$\Delta V_{o1} = \frac{L\eta V_{in} I_{PD1}^2}{2CV_o(V_{in} - V_o)} - \frac{V_o T}{RC} \quad (17)$$

同理, P_2 脉冲、 P_3 脉冲或 P_4 脉冲作用的开关周期内输出电压纹波变化量为

$$\Delta V_{oj} = \frac{L\eta V_{in} I_{PDj}^2}{2CV_o(V_{in} - V_o)} - \frac{V_o T}{RC} \quad j = 2, 3, 4 \quad (18)$$

我们首先分析变换器输入电压不变时, 负载对控制规律的影响。当变换器处于某种稳定工作状态时, 若控制器产生的控制脉冲均为 P_1 脉冲, 由 (9) 式即可得此时满足关系:

$$\frac{RL\eta V_{in} I_{PD1}^2}{2T(V_{in} - V_o)V_o^2} = 1 \quad (19)$$

如果变换器输入电压保持恒定, 则此时的负载阻值为

$$R_1 = \frac{2TV_o^2(V_{in} - V_o)}{L\eta V_{in} I_{PD1}^2} \quad (20)$$

同理, 若控制脉冲均为 P_2 脉冲、 P_3 脉冲或 P_4 脉冲, 对应的负载阻值为

$$R_j = \frac{2TV_o^2(V_{in} - V_o)}{L\eta V_{in} I_{PDj}^2}, \quad j = 2, 3, 4 \quad (21)$$

根据多级脉冲序列控制原理, 当变换器负载阻值 R 满足关系 $R_1 < R < R_2$ 时, P_1 脉冲作用的开关周期内变换器输入端发出的能量 E_{in1} 高于负载吸收的能量, 这将造成输出电压上升, 即满足 $\Delta V_{o1} > 0$; 而 P_2 脉冲作用的开关周期内变换器输入端发出的能量 E_{in2} 低于负载吸收的能量, 故 $\Delta V_{o2} < 0$ 。这种情况下, 在每个开关周期起始时刻, 若 $V_o < V_{ref} - e_{ref}$, 控制器将产生 P_1 脉冲, 输出电压上升; 若 $V_o > V_{ref} - e_{ref}$, 控制器将产生 P_2 脉冲, 输出电压下降。控制脉冲序列由 P_1 脉冲和 P_2 脉冲组合而成。

类似地, 当 $R_2 < R < R_3$ 时, 满足 $\Delta V_{o2} > 0, \Delta V_{o3} < 0$ 此时 P_2 脉冲和 P_3 脉冲组成脉冲序列; 当 $R_3 < R < R_4$ 时, 满足 $\Delta V_{o3} > 0, \Delta V_{o4} < 0$, 此时 P_3 脉冲和 P_4 脉冲组成脉冲序列。

当 MPT 控制变换器取表 1 所列参数时, 在各级脉冲作用的开关周期内, 输出电压纹波变化量与负

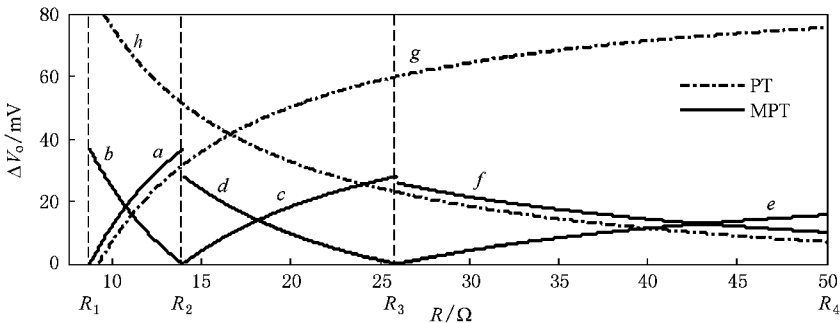


图 6 输出电压纹波变化量与负载阻值的关系曲线 (a) ΔV_{o1} ; (b) $-\Delta V_{o2}$; (c) ΔV_{o2} ; (d) $-\Delta V_{o3}$; (e) ΔV_{o3} ; (f) $-\Delta V_{o4}$; (g) ΔV_{o4} ; (h) $-\Delta V_{o1}$

载阻值的关系曲线如图 6 所示.图 6 同时示出 PT 控制变换器 P_H 脉冲或 P_L 脉冲作用的开关周期内输出电压纹波变化量 (ΔV_{oH} 或 $-\Delta V_{oL}$) 与负载阻值的关系.可见,在任何负载条件下 MPT 控制变换器的输出电压纹波变化量均明显小于 PT 控制变换器.

在一个脉冲序列循环周期内, MPT 控制变换器输出电压的初值与末值相等,即满足条件

$$\sum_{j=1}^4 \mu_j \Delta V_{oj} = 0. \quad (22)$$

当变换器负载阻值处于 R_1 和 R_2 之间时,由 (22) 式得

$$\frac{\mu_1}{\mu_2} = \frac{\chi(V_{in} - V_o)V_o^2 T - LR\eta V_{in} I_{PD2}^2}{LR\eta V_{in} I_{PD1}^2 - \chi(V_{in} - V_o)V_o^2 T}. \quad (23)$$

由 (23) 式可得此时控制器产生的 P_1 脉冲和 P_2 脉冲的数量之比随负载阻值变化的关系曲线,如图 7(a) 所示.可见在输入电压不变的前提下,若负载较重,则脉冲序列将包含较多的 P_1 脉冲,随着负载的减轻,脉冲序列中 P_2 脉冲的数量逐渐增多.

我们可以从能量守恒的角度验证这一结论:由于输入电压不变,故无论负载轻重, P_1 脉冲或 P_2 脉冲作用的单个开关周期内变换器向负载传递的能量均保持不变,故重载时控制器将发出较多的 P_1 脉冲.

负载阻值处于其他范围时,各级脉冲数量之比满足的关系如图 7(b)(c) 所示,其变化规律与上述类似.

下面我们将分析变换器负载不变时,输入电压对控制规律的影响.若变换器仍取表 1 所列参数,输入电压在 13—21 V 变化时,脉冲序列均由 P_2 脉冲和 P_3 脉冲组成, ΔV_{o2} 和 $-\Delta V_{o3}$ 随 V_{in} 变化的曲线如图 8 所示.

控制器产生的 P_2 脉冲和 P_3 脉冲数量之比随 V_{in} 变化的曲线如图 9 所示.可见随着输入电压的升高,脉冲序列中 P_2 脉冲的数量逐渐增多.原因在于,由 (5) 式可得

$$E_{in2} = \frac{LI_{PD2}^2}{\chi(1 - V_o/V_{in})}, \quad (24)$$

$$E_{in3} = \frac{LI_{PD3}^2}{\chi(1 - V_o/V_{in})}.$$

对于 Buck 变换器,显然有 $V_{in} > V_o > 0$. 结合 (24) 式可知,输入电压提高时 P_2 脉冲或 P_3 脉冲作用的单个开关周期内变换器传递的能量均减少.由于 $E_{in2} > E_{in3}$, 控制器将发出较多的 P_2 脉冲以保持

一个循环周期内变换器传递的总能量恒定不变.

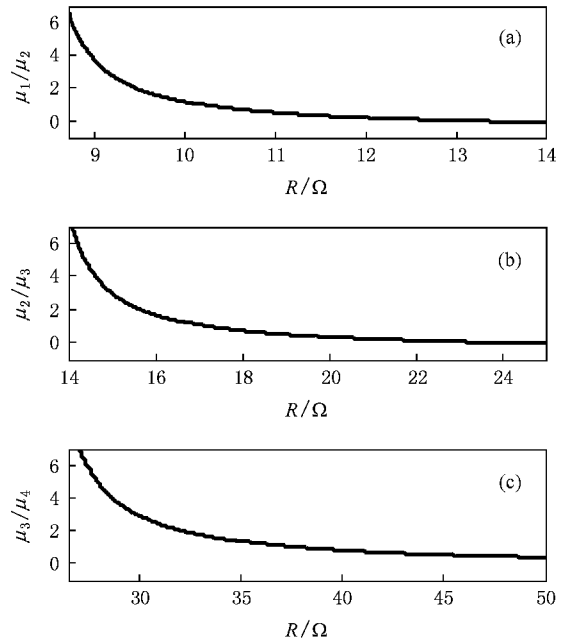


图 7 各级脉冲数量之比与负载阻值的关系曲线

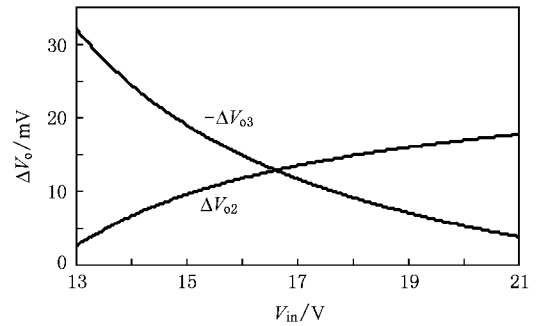


图 8 输出电压纹波变化量与输入电压的关系曲线

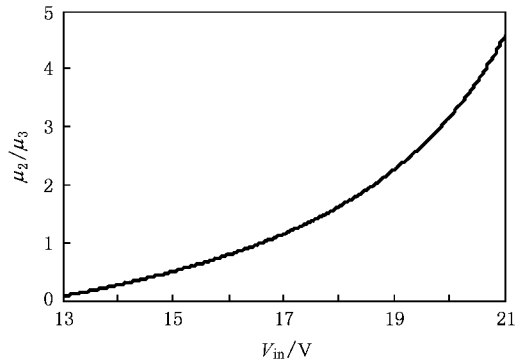


图 9 P_2 脉冲和 P_3 脉冲数量之比与输入电压的关系曲线

4. MPT 控制与 PT 控制的对比分析

常规 PWM 控制开关变换器工作于稳态时,每个开关周期的控制脉冲的占空比均相同;而对于 PT 控制变换器,由于 I_{\max} 高于 kI_{\max} ,故在单个开关周期内,变换器向负载传递的能量不等于整个工作过程中传递能量的均值.当采用 PT 控制时,由于 I_{\max} 和 kI_{\max} 决定了变换器输出功率的上限和下限,一般需将 I_{\max} 与 kI_{\max} 的差别设置得较大.这样, P_H 和 P_L 传递能量的较大差异就造成了变换器较大的输出电压纹波.可见 PT 控制开关变换器在具有良好的瞬态响应能力的同时,存在输出电压纹波较大的缺点.

MPT 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.因此在具有快速响应能力的同时,可以克服 PT 控制的主要缺点,有效降低输出电压纹波.下面我们将以 buck 变换器为例进行分析.

采用 MPT 控制时,我们可将控制器中 P_1 脉冲的电流峰值设置成略高于 PT 控制中 P_H 脉冲的电流峰值, P_4 脉冲的电流峰值设置成略低于 P_L 脉冲的电流峰值,即 $I_{PD1} > I_{\max} > I_{PD2} > I_{PD3} > kI_{\max} > I_{PD4}$.以稳态工作时 MPT 控制器产生由 P_2 脉冲和 P_3 脉冲组成的脉冲序列为例进行说明:由于 $I_{PD2} - I_{PD3} < I_{\max} - kI_{\max}$, P_2 脉冲与 P_3 脉冲传递能量的差异将远小于采用 PT 控制时 P_H 脉冲与 P_L 脉冲传递能量的差异, MPT 控制变换器输出电压纹波较小.

此外,当开关变换器的输出电压在某一时刻出现较大的跌落时,PT 控制器将连续发出 P_H 脉冲,而 MPT 控制器将连续发出 P_1 脉冲.由于 $I_{PD1} > I_{\max}$, MPT 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,因此与 PT 控制相比, MPT 控制具有相同或更好的瞬态响应能力.

5. 仿真和实验研究

5.1. 仿真研究

为了验证多级脉冲序列控制方法的原理及控制性能,我们对 MPT 控制 buck 变换器进行了时域仿真,并进行了对比研究.仿真参数采用表 1 所列参数,仿真结果如图 10—图 14 所示.

图 10 为采用 MPT 控制和 PT 控制的开关变换器稳态工作时的输出电压纹波,可见 MPT 控制和 PT 控制开关变换器的电压纹波分别为 45 mV 和 90 mV.

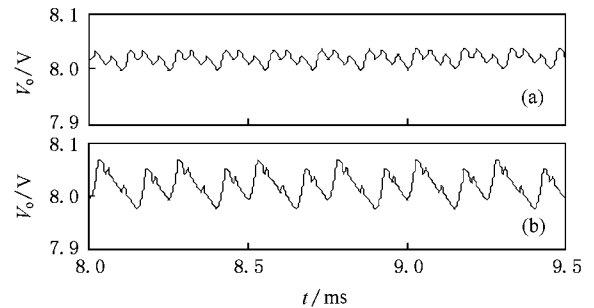


图 10 采用不同控制方法时变换器的稳态输出电压波形 (a) MPT 控制;(b)PT 控制

图 11 是负载跃变(负载在 10 ms 时刻由 1.6 W 跃变至 6.4 W)时 MPT 控制 buck 变换器的输出电压和电感电流波形.可见,负载变化时 MPT 控制器能够立即改变控制脉冲的组合方式,使得变换器迅速进入新的稳态.负载变化前后脉冲序列分别为 P_3 脉冲— P_4 脉冲和 P_1 脉冲— P_1 脉冲— P_2 脉冲— P_1 脉冲— P_2 脉冲.循环周期内各级脉冲数量之比为:负载 1.6 W 时 $\mu_3/\mu_4 = 1$,负载 6.4 W 时 $\mu_1/\mu_2 = 1.5$,仿真结果与理论分析(由图 7 可得:负载 1.6 W 时 $\mu_3/\mu_4 = 1.09$,负载 6.4 W 时 $\mu_1/\mu_2 = 1.57$)基本一致.

图 12 是分别采用 MPT 控制、PT 控制、电压型 PWM 控制和电流型 PWM 控制的变换器在负载跃变时的输出电压波形.可见基于非线性控制思想的 MPT 控制和 PT 控制在负载陡增时没有出现明显的电压跌落,瞬态响应能力优于传统的 PWM 控制. MPT 控制变换器的输出电压纹波在负载变化前后分别为 40 mV 和 60 mV,而 PT 控制变换器的电压纹波分别为 100 mV 和 120 mV.

图 13 是输入电压跃变(输入电压在 10 ms 时刻由 15 V 跃变至 20 V)时 MPT 控制 buck 变换器的输出电压和电感电流波形.输入电压升高后,脉冲序列由 P_2 脉冲— P_3 脉冲— P_3 脉冲变为 P_2 脉冲— P_2 脉冲— P_2 脉冲— P_3 脉冲— P_2 脉冲— P_2 脉冲— P_2 脉冲— P_2 脉冲— P_3 脉冲.循环周期内各级脉冲数量之比为:输入电压 15 V 时 $\mu_2/\mu_3 = 0.5$,输入电压 20 V 时 $\mu_2/\mu_3 = 3.5$,仿真结果与理论分析(由图 9 可得:输入电压 15 V 时 $\mu_2/\mu_3 = 0.49$,输入电压 20 V 时 $\mu_2/\mu_3 = 3.35$)一致.

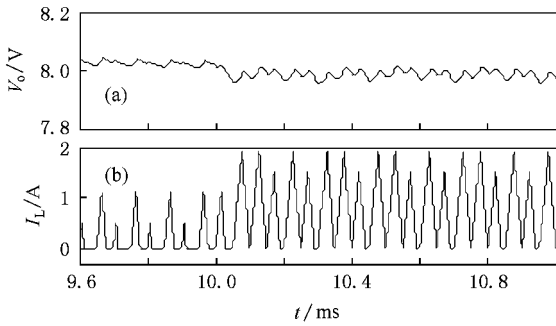


图 11 MPT 控制开关变换器在负载变化前后的工作波形 (a) 输出电压 ;(b) 电感电流

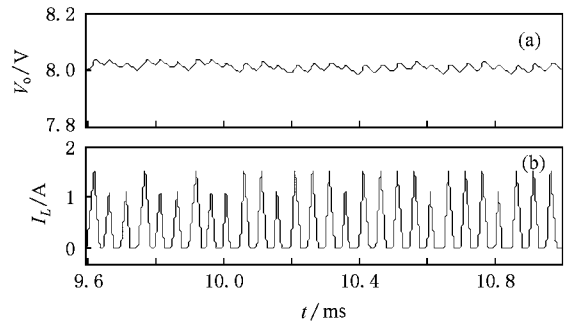


图 13 MPT 控制开关变换器在输入电压变化前后的工作波形 (a) 输出电压 ;(b) 电感电流

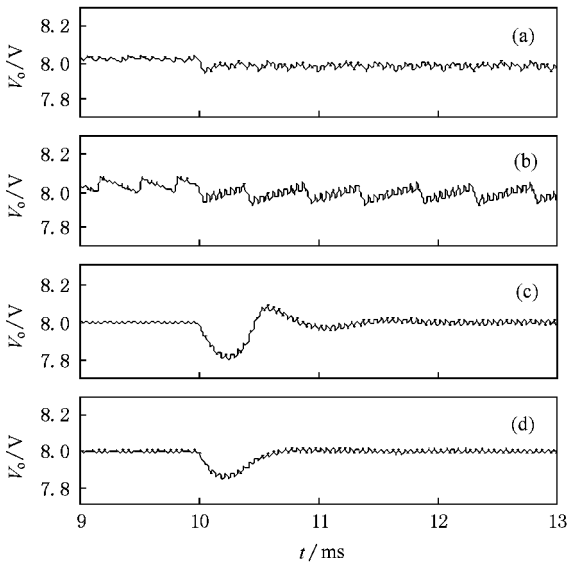


图 12 负载变化时采用不同控制方法的变换器输出电压波形 (a)MPT 控制 ;(b)PT 控制 ;(c)电压型 PWM 控制 ;(d)电流型 PWM 控制

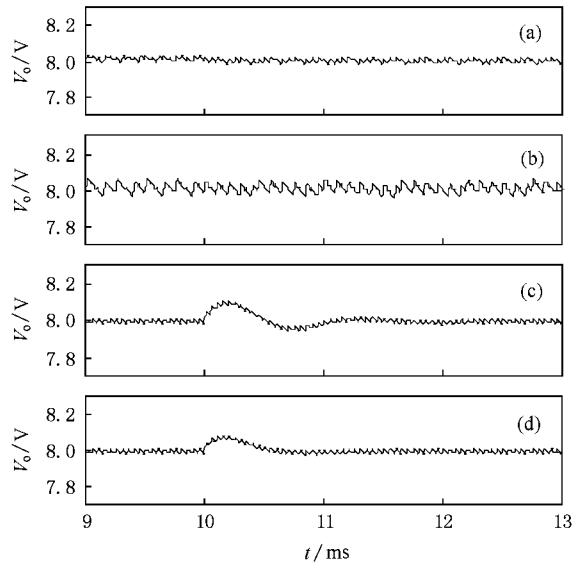


图 14 输入电压变化时采用不同控制方法的变换器输出电压波形 (a)MPT 控制 ;(b)PT 控制 ;(c)电压型 PWM 控制 ;(d)电流型 PWM 控制

图 14 是分别采用 MPT 控制、PT 控制、电压型 PWM 控制和电流型 PWM 控制的变换器在输入电压跃变时的输出电压波形.可见,此时 MPT 控制和 PT 控制的瞬态性能也优于 PWM 控制.输入电压升高后,MPT 控制和 PT 控制变换器的输出电压纹波分别为 50 mV 和 100 mV.

上述仿真结果表明:MPT 控制方法具有比传统的线性控制方法更优的瞬态响应能力;在各种工作状态下,MPT 控制变换器均比 PT 控制变换器输出电压纹波小.

5.2. 实验研究

为了验证 MPT 控制方法的可行性,我们对 MPT 控制 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 所列的参数.实验波形如图 15—图 19 所示.

图 15 是 MPT 控制开关变换器的控制脉冲和电感电流波形,可见控制器在一个循环周期内发出的脉冲序列为: P_2 脉冲— P_3 脉冲— P_3 脉冲.

图 16 显示了 MPT 控制开关变换器的输出电压,可见输出电压幅值为 8 V,电压纹波大小约为 50 mV.图 17 是同样的主电路条件下,PT 控制开关变换器的输出电压波形,其电压纹波大小约为 90 mV.

图 18、图 19 显示了负载跃变(负载在纵向箭头所示时刻由 1.6 W 跃变至 6.4 W)时 MPT 控制变换器的负载电流、输出电压、控制脉冲和电感电流波形.由瞬态实验波形可见,负载变化时 MPT 控制器

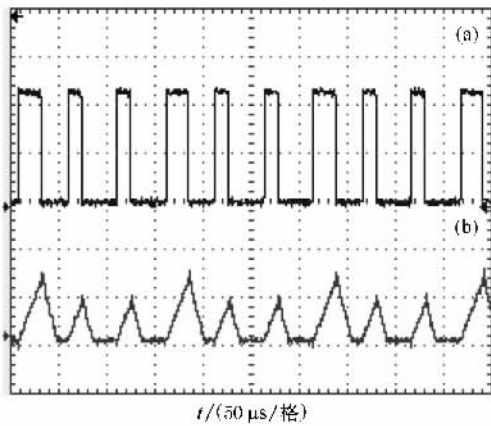


图 15 MPT 控制 buck 变换器工作波形 (a)控制脉冲(2 V/格); (b)电感电流(1 A/格)

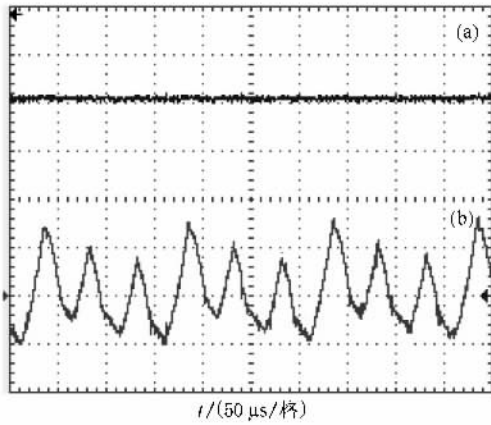


图 16 MPT 控制 buck 变换器输出电压波形 (a)输出电压(2 V/格);(b)电压纹波(20 mV/格)

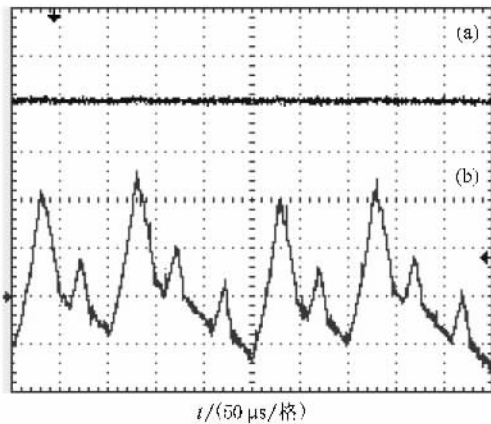


图 17 PT 控制 buck 变换器输出电压波形 (a)输出电压(2 V/格);(b)电压纹波(20 mV/格)

能够迅速改变脉冲序列(由 P_3 脉冲— P_4 脉冲变为

P_1 脉冲— P_1 脉冲— P_2 脉冲— P_1 脉冲— P_2 脉冲)实现调节,变换器输出电压没有出现明显的跌落,实验结果验证了理论分析和仿真结果的正确性.

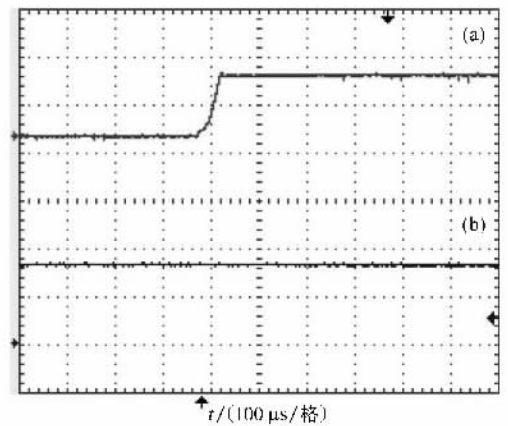


图 18 MPT 控制 buck 变换器在负载跃变时的实验波形 (a)负载电流(0.5 A/格);(b)输出电压(5 V/格)

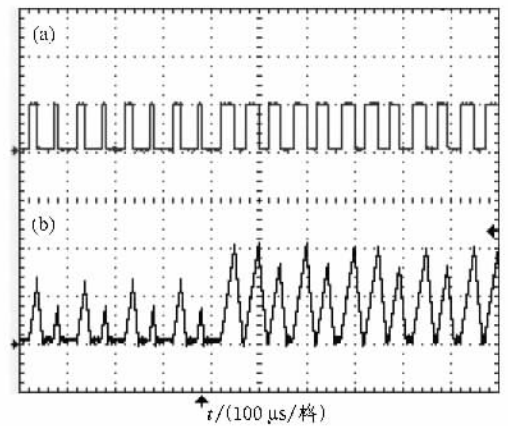


图 19 MPT 控制 buck 变换器在负载跃变时的实验波形 (a)控制脉冲(5 V/格);(b)电感电流(1 A/格)

6. 结 论

本文提出了一种新的开关变换器控制方法,多级脉冲序列控制方法.多级脉冲序列控制开关变换器具有鲁棒性强、瞬态特性好和易于实现的优点,可以应用于各种拓扑结构的开关变换器.本文对 MPT 控制 buck 变换器进行了详细的理论分析、仿真和实验研究,研究结果表明,MPT 控制具有比传统 PWM 控制开关变换器更快的瞬态响应速度,比 PT 控制开关变换器更小的输出电压纹波.

- [1] Zhao Y B , Zhang D Y , Zhang C J 2007 *Chin . Phys .* **16** 933
- [2] Zhao Y B , Luo X S , Fang J Q *et al* 2005 *Acta Phys . Sin .* **54** 5022 (in Chinese) [赵益波、罗晓曙、方锦清等 2005 物理学报 **54** 5022]
- [3] Tan S C , Lai Y M , Tse C K *et al* 2006 *IEEE Trans . on Power Electronics* **21** 182
- [4] So W C , Tse C K , Lee Y S 1996 *IEEE Trans . on Power Electronics* **11** 24
- [5] Ofoli A R , Rubaai A 2006 *IEEE Trans . on Industry Applications* **42** 1367
- [6] Smedley K M , Cuk S 1996 *IEEE Trans . on Power Electronics* **11** 99
- [7] Wang F Q , Zhang H , Ma X K 2008 *Acta Phys . Sin .* **57** 1522 (in Chinese) [王发强、张浩、马西奎 2008 物理学报 **57** 1522]
- [8] Sira-Ramirez H , Rios-Bolivar M , Zinober A S I 1995 *Proceedings of the American Control Conference* **1** 81
- [9] Sira-Ramirez H , Garcia-Esteban M , Zinober A S I 1996 *International Journal of Control* **65** 205
- [10] Wu Z , Li H , Zuo P *et al* 2002 *Proceeding of the CSEE* **22** 110 (in Chinese) [吴忠、李红、左鹏等 2002 中国电机工程学报 **22** 110]
- [11] Lin W M , Huang S P , Zhang G S *et al* 2001 *Proceeding of the CSEE* **21** 19 (in Chinese) [林维明、黄是鹏、张冠生等 2001 中国电机工程学报 **21** 19]
- [12] Zhang X P , Zhu J L , Wen Z J *et al* 2007 *Acta Phys . Sin .* **56** 2523 (in Chinese) [张小平、朱建林、文泽军等 2007 物理学报 **56** 2523]
- [13] Lu W G , Zhou L W , Luo Q M *et al* 2007 *Acta Phys . Sin .* **56** 5648 (in Chinese) [卢伟国、周维维、罗全明 2007 物理学报 **56** 5648]
- [14] Telefus M , Shteynberg A , Ferdowski M *et al* 2004 *IEEE Trans . on Power Electronics* **19** 757
- [15] Ferdowski M , Emadi A , Telefus M *et al* 2005 *IEEE Trans . on Aerospace and Electronic Systems* **41** 181
- [16] Khaligh A , Emadi A 2006 *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications* 1
- [17] Ferdowski M , Emadi A , Telefus M *et al* 2005 *IEEE Trans . on Power Electronics* **20** 798
- [18] Khaligh A , Rahimi A M , Emadi A 2007 *IEEE Trans . on Vehicular Technology* **56** 2005
- [19] Khaligh A , Emadi A 2008 *IEEE Trans . on Aerospace and Electronic Systems* **44** 766
- [20] Ferdowski M , Emadi A 2005 *IEEE Trans . on Industrial Electronics* **52** 116

Study of multilevel pulse train control technique for switching converters^{*}

Qin Ming[†] Xu Jian-Ping

(School of Electrical Engineering , Southwest Jiaotong University , Chengdu 610031 , China)

(Received 12 October 2008 ; revised manuscript received 12 April 2009)

Abstract

A new control technique , multilevel pulse train (MPT) , for switching converters is proposed in this paper . By using MPT control , according to different operation states , multilevel pulses are combined to generate a multilevel pulse train for the control of switching converters . MPT control technique is easy to realize , with great robustness and good transient performance . The principle and implementation of the control technique are introduced , and the operation , characteristics and small-signal model of MPT controlled buck converter are also studied . The analysis , simulation and experimental results show that MPT control technique has much faster transient response than traditional PWM control technique and much lower output voltage ripple than the pulse train control technique .

Keywords : switching converters , multilevel pulse train , control technique , buck converter

PACC : 0670M

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 50677056) .

[†] Corresponding author . E-mail qinmswjtu@sohu.com