

基于电流基准的开关变换器脉冲序列控制方法*

秦明[†] 许建平 高玉 王金平

(西南交通大学电气工程学院, 成都 610031)

(2011年4月26日收到; 2011年6月1日收到修改稿)

提出和分析了一种新的开关 DC-DC 变换器控制方法, 基于电流基准的脉冲序列 (current referenced pulse train, CR-PT) 控制方法. CR-PT 控制方法通过在每个开关周期检测和比较变换器的输出电压和负载电流, 在多个等级不同的预设脉冲中选取其一作为该周期的有效控制信号. 以 Buck 变换器为例对 CR-PT 控制方法的工作原理、实现方式、控制规律、稳态和瞬态特性进行了详细研究. 研究表明: CR-PT 控制在具有瞬态响应速度快、设计和实现简单易行、稳定性好等优点的同时, 其稳态性能远优于已有的脉冲序列控制.

关键词: 开关变换器, 基于电流基准的脉冲序列, 控制技术, Buck 变换器

PACS: 02.30.Yy, 84.30.Jc

1 引言

近年来, 具有高功率密度和高效等性能优势的开关电源在电力电子技术领域得到了广泛应用. 随着高性能微处理器、混合动力汽车等新型用电设备对电源性能要求的不断提高, 基于传统脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 和脉冲频率调制 (pulse frequency modulation, PFM) 的电源控制在动态响应能力、抗干扰能力等方面存在的固有缺陷越来越突出^[1,2]. 为进一步提高开关 DC-DC 变换器的系统性能, 国内外研究人员提出了一些新的控制技术和调制方法^[3-10].

脉冲跨周期技术 (pulse skip modulation, PSM) 是一种通过选择跨过适当的“恒频恒宽”脉冲信号实现变换器调节的非线性控制策略^[11-13]. PSM 变换器在轻载时比 PWM 变换器具有更高的功率变换效率和更快的瞬态响应速度. 但是 PSM 变换器存在工作频率不固定和工作范围窄的缺点. 脉冲序列 (pulse train, PT) 控制是通过调节高、低能量脉冲的组合实现对开关变换器的控制^[14-17]. PT 控制开关变换器具有控制系统延时短、不需要补偿网络、系统稳定、瞬态响应速度快等优点, 在 DC-DC, AC-DC, 有源功率因数校正等技术领域均得到应用^[18], 与 PSM 相比, PT 控制变换器工作频率固

定、应用范围广, 但是同时也存在稳态输出电压纹波较大的缺点^[15]. 多级脉冲序列 (multi-pulse train, MPT) 控制是针对 PSM 和 PT 技术存在的主要缺陷而提出的新型控制方法, 在具有控制方案简单易行、瞬态性能优良等特性的同时, 有效降低了变换器的稳态输出电压纹波^[19,20]. 但 MPT 变换器在轻载和重载时输出电压精度不高, 且可能出现两种以上控制脉冲组成的脉冲序列, 影响其稳态性能. PWM-PT 双模式 (dual-mode PT/PWM) 控制是使变换器稳态时工作于传统的电流型 PWM 模式以提高稳压精度, 瞬态时工作于 PT 模式以提高瞬态性能^[21]. PWM-PT 双模式控制在提高开关变换器瞬态响应速度的同时, 保证了变换器的输出电压精度, 但 PWM-PT 双模式控制方式存在控制复杂等问题.

为克服上述控制方法存在的缺点, 本文提出了一种基于电流基准的脉冲序列控制方法 (current referenced pulse train, CR-PT), 分析了开关变换器 CR-PT 控制的基本原理、工作过程和实现方式, 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特性进行了分析, 研究了 CR-PT 控制 Buck 变换器的时间平均等效模型和参数设计方法, 并与已有的控制方法进行了对比分析, 最后通过仿真和实验验证了 CR-PT 控制的有效性.

* 国家自然科学基金 (批准号: 50677056) 资助的课题.

[†] E-mail: tsin.m@126.com

2 CR-PT 控制原理和工作过程

CR-PT 控制开关变换器电路如图 1 所示. CR-PT 控制的基本原理为: 在每个开关周期起始时刻, 输出电压 v_o 与基准电压 V_{ref} 进行比较, 负载电流 i_o 与负载电流基准值 $I_1, I_2 \dots, I_n$ ($I_1 > I_2 > \dots, I_n, n \geq 1$) 进行比较, 据此在预设的控制脉冲 $P_1^H, P_2^H \dots, P_{n+1}^H, P_1^L, P_2^L \dots, P_{n+1}^L$ 中选取相应的有效控制脉冲.

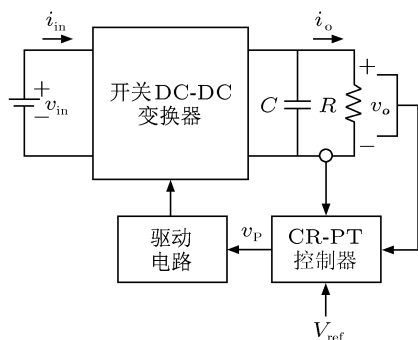


图 1 CR-PT 控制开关变换器

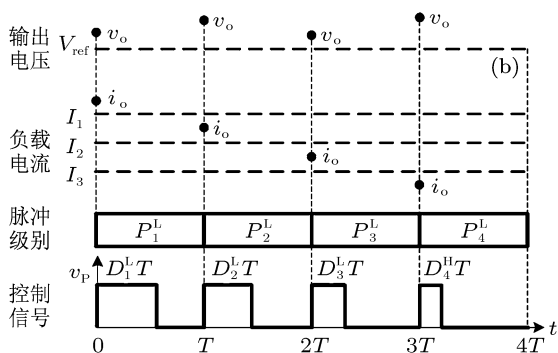
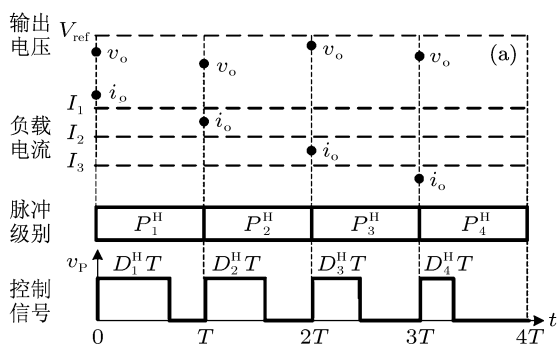


图 2 CR-PT 控制原理示意图 (a) $v_o < V_{ref}$; (b) $v_o \geq V_{ref}$

下面以 $n = 3$ 为例分析开关变换器 CR-PT 控制过程. 此时, 负载电流基准值为 I_1, I_2, I_3 , 预设的控制脉冲为 $P_1^H, P_2^H, P_3^H, P_4^H, P_1^L, P_2^L, P_3^L, P_4^L$ (对应的占空比分别为 $D_1^H, D_2^H, D_3^H, D_4^H, D_1^L, D_2^L, D_3^L, D_4^L$,

D_4^L).

CR-PT 控制的工作原理如图 2 所示. 在每个开关周期起始时刻, 若 $v_o < V_{ref}$, 控制器将在 $P_1^H, P_2^H, P_3^H, P_4^H$ 中选取某一个控制脉冲作为该开关周期的有效控制脉冲; 此时, 若 $i_o \geq I_1$, 控制器将以 P_1^H 脉冲作为该周期的控制脉冲; 若 $I_1 > i_o \geq I_2$, 控制器将以 P_2^H 脉冲作为该周期的控制脉冲; 若 $I_2 > i_o \geq I_3$, 控制器将以 P_3^H 脉冲作为该周期的控制脉冲; 若 $i_o < I_3$, 控制器将以 P_4^H 脉冲作为该周期的控制脉冲.

类似地, 在每个开关周期起始时刻, 若 $v_o \geq V_{ref}$, 控制器将在 $P_1^L, P_2^L, P_3^L, P_4^L$ 中选取某一个控制脉冲作为该周期的有效控制脉冲; 此时, 若 $i_o \geq I_1$, 控制器将以 P_1^L 脉冲作为该周期的控制脉冲; 若 $I_1 > i_o \geq I_2$, 控制器将以 P_2^L 脉冲作为该周期的控制脉冲; 若 $I_2 > i_o \geq I_3$, 控制器将以 P_3^L 脉冲作为该周期的控制脉冲; 若 $i_o < I_3$, 控制器将以 P_4^L 脉冲作为该周期的控制脉冲.

由 CR-PT 控制原理可知, 当变换器工作于稳态时, 由于负载电流为固定值, 脉冲序列将由两种控制脉冲 (P_j^H 和 $P_j^L, j = 1, 2, 3, 4$) 组合而成. 在一个 P_j^H 脉冲作用的开关周期内, 输出电压升高; 而在一个 P_j^L 脉冲作用的开关周期内, 输出电压降低. 在连续的若干开关周期内, 控制器将产生若干个 P_j^H 和 P_j^L 脉冲组成控制脉冲序列, 我们将这个控制脉冲序列持续时间称为 CR-PT 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. 而当变换器的工作状态发生变化时, 控制器通过调整一个 CR-PT 循环周期内控制脉冲的级别和组合方式实现开关变换器的控制.

3 CR-PT 控制实现方法

CR-PT 控制可以很容易地通过数字电路或模拟电路实现. 图 3 所示为一种结构简单的 CR-PT 控制器电路, 该控制器由输出电压判断器、负载电流判断器、控制脉冲产生器和控制脉冲选择器组成.

CR-PT 控制器的工作过程为: 输出电压判断器 (如图 4(a) 所示) 中的比较器 AC1 将输出电压 v_o 与 V_{ref} 进行比较, 并输出逻辑信号 v_{CV} . 上三角锯齿波信号 v_{saw} 同预设的固定电压 V_{PC1} 比较产生时钟信号 v_{clk} . 在每个开关周期起始时刻, 时钟信号使触发器 DFF 触发, 将此时的逻辑信号 v_{CV} 传递至输出电压判断器的输出端, 输出信号 v_Q 在下一时钟来临前保持不变. 若 $v_o < V_{ref}$, 则 v_Q 为高电

平; 若 $v_o \geq V_{ref}$, 则 v_Q 为低电平. 在如图 4(b) 所示的负载电流判断器中, 比较器 AC3, AC4 和 AC5 分别将负载电流 i_o 与预设的负载电流基准值 I_1 , I_2 和 I_3 比较, 产生相应的逻辑信号 v_{C1} , v_{C2} 和 v_{C3} . 非门 NG1, NG2 和 NG3 分别对 v_{C1} , v_{C2} 和 v_{C3} 进行取反运算.

在如图 4(c) 所示的控制脉冲产生器中, 比较器 AC6, AC7, AC8 和 AC9 分别将 v_{saw} 与预设的固定电压 V_{PC2} , V_{PC3} , V_{PC4} 和 V_{PC5} 比较, 产生控制脉冲 P_1^H , P_2^H , P_3^H , P_4^H ; AC10, AC11, AC12 和 AC13 分别将 v_{saw} 与固定电压 V_{PC6} , V_{PC7} , V_{PC8} 和 V_{PC9} 比较, 产生控制脉冲 P_1^L , P_2^L , P_3^L , P_4^L . 控制脉冲选择器 (如图 4(d) 所示) 根据输出电压判断器和负载电流判断器的输出信号在 P_1^H , P_2^H , P_3^H , P_4^H , P_1^L , P_2^L , P_3^L , P_4^L 中选择其一作为该开关周期的有效控制脉冲. 若 $v_o \geq V_{ref}$ 且 $I_2 > i_o \geq I_3$, v_Q 和 v_{C2} 为低电平, v_{C3} 为高电平, 与门 AG6 开通, 其余与门均

被封锁, P_3^L 脉冲经或门 OG1 和 OG3 输出至驱动电路. 输出电压和负载电流处于其他范围时, 控制器工作过程与上述类似.

可见, CR-PT 控制仅需要比较器、触发器和逻辑门即可实现, 避免了电流型 PWM 等线性控制所必须的运算放大器电路和斜坡补偿电路, 非常适合集成电路实现控制功能.

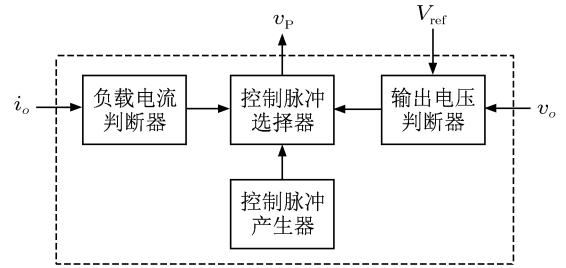


图3 CR-PT 控制器结构框图

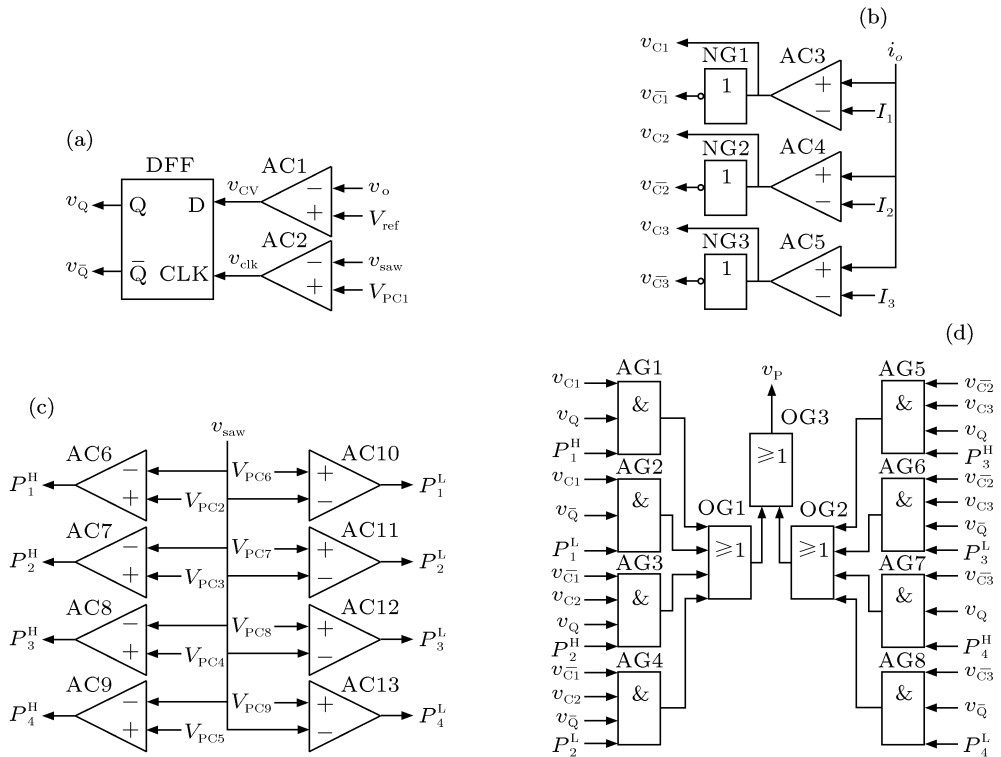


图4 CR-PT 控制器电路图 (a) 输出电压判断器; (b) 负载电流判断器; (c) 控制脉冲产生器; (d) 控制脉冲选择器

4 CR-PT DCM Buck 变换器稳态分析

根据时间平均等效电路建模方法 [22], CR-PT 控制 DCM Buck 变换器的开关管和二极管可分别用受控电压源和受控电流源等效, 由此可得如图 5 所示的 CR-PT 控制 Buck 变换器时间平均等效电路.

假设开关变换器工作于稳态时, 一个 CR-PT 循环周期包含 μ_j^H 个 P_j^H ($j = 1, 2, 3, 4$) 脉冲和 μ_j^L 个 P_j^L 脉冲. 稳态工作时, 时间平均等效电路中的电感可视为短路, 则在一个 CR-PT 循环周期内存在关系:

$$V_S = V_{in} - V_o, \tag{1a}$$

$$I_D = \frac{T(V_{in} - V_o)^2(\mu_j^H(D_j^H)^2 + \mu_j^L(D_j^L)^2)}{2LV_o(\mu_j^H + \mu_j^L)}, \quad (1b)$$

$$I_{in} + I_D = I_L, \quad (2a)$$

$$I_o + I_C = I_L, \quad (2b)$$

其中 V_S 为开关管两端的电压平均值, I_D 为流经二极管的电流平均值, I_L 为电感电流平均值, I_{in} 为输入电流平均值, V_{in} , T 和 L 分别为输入电压、开关周期和电感值.

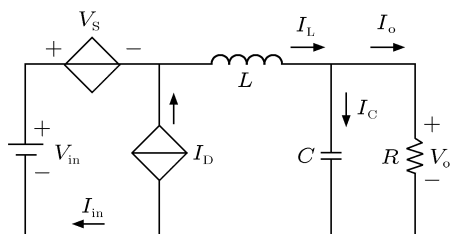


图5 CR-PT 控制 Buck 变换器时间平均等效电路

由于一个 CR-PT 循环周期起始时刻和结束时刻变换器的输出电压相等, 则由电荷平衡关系, 可知 CR-PT 循环周期内流经电容的电流平均值为零, 即 $I_C = 0$. 因此由 (2) 式可得:

$$I_{in} + I_D = I_o. \quad (3)$$

设变换器的转换效率为 η , 则变换器输入端和输出端存在能量关系:

$$V_{in}I_{in}\eta = V_oI_o. \quad (4)$$

根据 (1b), (3) 和 (4) 式, 变换器工作于稳态时满足关系:

$$\frac{T\eta V_{in}(V_{in} - V_o)(\mu_j^H(D_j^H)^2 + \mu_j^L(D_j^L)^2)}{2LV_oI_o(\mu_j^H + \mu_j^L)} = 1. \quad (5)$$

由 (5) 式可得 CR-PT DCM Buck 变换器的电压增益:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{\sqrt{(RT\eta K)^2 - 8LRT\eta K(\mu_j^H + \mu_j^L)} - RT\eta K}{4L(\mu_j^H + \mu_j^L)} \right], \quad (6)$$

(6) 式中 $K = \mu_j^H(D_j^H)^2 + \mu_j^L(D_j^L)^2$, R 为变换器负载电阻值.

CR-PT 循环周期内均为 P_1^H 脉冲和均为 P_4^L 脉冲的极限情况对应的电压增益的最大值和最小值分别为

$$M_{max} = D_1^H \frac{\sqrt{RT(RT(\eta D_1^H)^2 - 8L) - RT\eta D_1^H}}{4L}, \quad (7a)$$

$$M_{min} = D_4^L \frac{\sqrt{RT(RT(\eta D_4^L)^2 - 8L) - RT\eta D_4^L}}{4L}, \quad (7b)$$

CR-PT 控制 DCM Buck 变换器的电压增益范围为 $M_{min} \leq M \leq M_{max}$.

由 (5) 式也可得变换器稳态工作时, 一个 CR-PT 循环周期内控制脉冲 P_j^H 和 P_j^L 的数量比例关系:

$$\frac{\mu_j^H}{\mu_j^L} = \frac{2LV_oI_o - V_{in}\eta T(V_{in} - V_o)(D_j^L)^2}{V_{in}\eta T(V_{in} - V_o)(D_j^H)^2 - 2LV_oI_o}, \quad (8)$$

对 (8) 式可先根据负载电流与电流基准值的相对关系确定 j 的取值, 再由具体的电路参数对控制脉冲组合进行估算.

5 CR-PT 控制参数设计

对于 CR-PT 控制方式, 控制脉冲占空比 D_1^H 和 D_4^L 分别决定了变换器工作范围的上限和下限, 因此二者的参数选取应以变换器工作范围为依据, 而其他控制脉冲占空比将界于二者之间.

Buck 变换器的电感电流连续模式与断续模式的临界条件为 $I_P/2 = I_{max}$ ^[23], 式中 I_P 和 I_{max} 分别为电感电流峰值和负载电流最大值. 因此对于工作于 DCM 模式的 CR-PT 控制 Buck 变换器, 在 P_1^H 脉冲作用的开关周期内, 电感电流峰值满足条件:

$$I_1^H \leq 2I_{max}, \quad (9)$$

因此 P_1^H 脉冲的占空比需满足关系:

$$D_1^H \leq \frac{2LI_{max}}{T(V_{in} - V_o)}. \quad (10)$$

为使变换器获得尽可能宽的工作范围, D_1^H 可按照接近于 (10) 式所约束的临界条件进行选取. 若负载电流最小值 I_{min} 等于 I_{max}/m ($m > 1$), 则由 (5) 式可知, P_4^L 脉冲的占空比 D_4^L 应为 D_1^H/\sqrt{m} .

根据 CR-PT 控制原理, 负载电流基准值 I_1 , I_2 , I_3 的取值将界于 I_{max} 和 I_{min} 之间, 并以主电路参数和工作状态为参考.

若将 (5) 式中的变量 μ_j^H , μ_j^L , I_o 分别设为 1, 0, I_1 , 则可求得负载电流等于基准值 I_1 时变换器对应的控制脉冲占空比:

$$D_1 = \sqrt{\frac{2LV_oI_1}{\eta TV_{in}(V_{in} - V_o)}}. \quad (11)$$

若设置 $D_1^L > D_1$, 则在负载电流为 I_1 时, 变换器输出电压将会在一个 P_1^L 脉冲作用的开关周期内上升. 这会造成无论 CR-PT 控制器产生 P_1^H 脉冲还是 P_1^L 脉冲, 输出电压都将升高, 即输出电压始终高于基准电压. 因此 P_1^L 脉冲的占空比应满足 $D_1^L \leq D_1$: 如果设置 D_1^L 等于 D_1 , 则负载电流为 I_1 时控制脉冲序列将仅由 P_1^L 脉冲组成; 如果设

置 D_1^L 略小于 D_1 , 则负载电流为 I_1 时控制脉冲序列将由 P_1^H 脉冲和 P_1^L 脉冲组合而成.

而若设置 $D_2^H < D_1$, 则在负载电流略低于 I_1 时, 变换器输出电压将可能在一个 P_2^H 脉冲作用的开关周期内下降, 这将造成变换器输出电压始终低于基准电压. 因此 P_2^H 脉冲的占空比应满足 $D_2^H \geq D_1$.

对应于负载电流等于基准值 I_2 和 I_3 的控制脉冲占空比 D_2 和 D_3 可表示为:

$$D_2 = \sqrt{\frac{2LV_o I_2}{\eta T V_{in}(V_{in} - V_o)}}, \quad (12a)$$

$$D_3 = \sqrt{\frac{2LV_o I_3}{\eta T V_{in}(V_{in} - V_o)}}. \quad (12b)$$

类似地, 通过分析 $I_o = I_2$ 和 $I_o = I_3$ 时的变换器工作状态, 可知 $D_2^L, D_3^H, D_3^L, D_4^H$ 取值应满足: $D_2^L \leq D_2, D_3^H \geq D_2, D_3^L \leq D_3, D_4^H \geq D_3$. 由于 $I_1 > I_2 > I_3$, 控制脉冲占空比满足关系: $D_1^H > D_2^H \geq D_1^L > D_3^H \geq D_2^L > D_4^H \geq D_3^L > D_4^L$.

根据上述控制参数设计规则, 对于电路参数为 $V_{in} = 15V, V_o = 8V, L = 100 \mu H$, 电容 $C = 800 \mu F$, 额定负载电阻 $R = 16 \Omega, T = 50 \mu s$, $\eta = 0.96$ 的 Buck 变换器, CR-PT 控制参数设定为: $I_1 = 0.7 A, I_2 = 0.4 A, I_3 = 0.15 A, D_1^H = 0.55, D_1^L = D_2^H = 0.46, D_2^L = D_3^H = 0.35, D_3^L = D_4^H = 0.21, D_4^L = 0.11$.

6 稳定性分析

在某个 P_j^H 脉冲或 P_j^L 脉冲作用的开关周期内, 设 E_{in} 为变换器输入端发出的能量, E_o 为负载吸收的能量, ΔE_L 为电感储存能量在该周期内的变化量, ΔE_C 为电容储存能量在该周期内的变化量. 则根据能量守恒可得:

$$E_{in}\eta = E_o + \Delta E_L + \Delta E_C. \quad (13)$$

对于工作在 DCM 模式的开关变换器, 开关周期起始时刻和结束时刻电感储存的能量均为零, 即 $\Delta E_L = 0$. ΔE_C 可表示为下一个周期起始时刻 $((k+1)T$ 时刻, k 为整数) 电容储存的能量与该周期起始时刻 $(kT$ 时刻) 电容储存的能量之差, 即

$$\Delta E_C = E_{C,(k+1)T} - E_{C,kT}, \quad (14)$$

而负载吸收的能量显然满足关系:

$$E_o = \int_{kT}^{(k+1)T} \frac{v_o^2(t)}{R} dt. \quad (15)$$

由于变换器的开关频率均远大于电路的特征频率, 电容电压 v_C (即输出电压) 在一个开关周期内可近认为线性变化. 此外, 电容储存的能量 E_C 满足关系: $E_C = Cv_C^2(t)/2 = Cv_o^2(t)/2$. 由 (15) 式可得:

$$\begin{aligned} E_o &\approx T \frac{v_o^2((k+1)T) + v_o^2(kT)}{2R} \\ &= T \frac{E_{C,(k+1)T} + E_{C,kT}}{RC}. \end{aligned} \quad (16)$$

合并 (13), (14) 和 (16) 式可得:

$$\begin{aligned} E_{C,(k+1)T} &= \frac{1 - T/RC}{1 + T/RC} E_{C,kT} \\ &\quad + \frac{\eta}{1 + T/RC} E_{in}. \end{aligned} \quad (17)$$

由于开关频率远大于输出滤波电路的特征频率, 故 (17) 式中 $E_{C,kT}$ 和 E_{in} 的系数满足条件:

$$0 < \frac{1 - T/RC}{1 + T/RC} < 1, \quad (18a)$$

$$0 < \frac{\eta}{1 + T/RC} < 1. \quad (18b)$$

可见, 下一开关周期开始时输出滤波电容上的能量等于该开关周期开始时电容能量的一部分与该开关周期内输入端发出能量的一部分之和. CR-PT 控制将根据输出端的电压和电流选取适合变换器工作状况的控制脉冲, 通过控制每个开关周期内输入端发出的能量使变换器保持稳定.

7 CR-PT, PT 和 MPT 控制比较研究

对于 PT 控制变换器, 由于高能量脉冲占空比 D_H 大于低能量脉冲占空比 D_L , 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平均值. 由于 D_H 和 D_L 决定了 PT 控制变换器的工作范围, 一般需将 D_H 与 D_L 之差设置得较大, 而较大的 P_H 和 P_L 传递能量差异将造成较大的变换器输出电压纹波.

CR-PT 控制根据变换器传递能量的多少将其工作范围分为多个区域, 通过调整脉冲级别和组合方式两种途径实现控制目的, 能够更好地适应变换器不同的工作状态. 因此在具有快速响应能力的同时, CR-PT 变换器具有比 PT 变换器更好的稳态特性. 以上述 Buck 变换器为例, 可设置 CR-PT 控制参数满足: $D_1^H > D_H > D_2^H \geq D_1^L > D_3^H \geq D_2^L > D_4^H \geq D_3^L > D_L > D_4^L$. 负载电流 $i_o > I_1$ 时 CR-PT 脉冲序列由 P_1^H 和 P_1^L 脉冲组合而成, 由于 $D_1^H - D_1^L < D_H - D_L$, P_1^H 和 P_1^L 脉冲周期内

传递能量的差异将远小于 P_H 和 P_L 脉冲周期内传递能量的差异, CR-PT 控制能够有效减小输出电压纹波.

对于包含四级控制脉冲的 MPT 控制, 在每个开关周期起始时刻, 控制器检测输出电压 v_o 并与预设的电压基准值 $V_{ref} - e_{ref}$, V_{ref} , $V_{ref} + e_{ref}$ ($e_{ref} > 0$) 比较, 从而在四级脉冲 P_1, P_2, P_3, P_4 中选取某一个作为该开关周期的有效控制脉冲 [20]. 当变换器负载较重时, MPT 脉冲序列将由 P_1 和 P_2 脉冲组成. 根据其控制原理, P_1 脉冲周期起始时刻 v_o 低于 $V_{ref} - e_{ref}$, P_2 脉冲周期起始时刻 v_o 处于 $V_{ref} - e_{ref}$ 和 V_{ref} 之间, 即输出电压略低于基准电压. 当负载较轻时, MPT 变换器输出电压将略高于基准电压. 而 CR-PT 变换器在任何工作条件下, 输出电压均以基准电压为中心.

MPT 变换器工作于某些稳态时, MPT 脉冲序列中可能出现两种以上的控制脉冲, 输出电压纹波幅值将受到影响 [20]. 而当变换器工作于任一稳态时, 由于负载电流不变, CR-PT 脉冲序列均由两种脉冲或单一脉冲组成.

此外, 当变换器负载突变时, PT 控制和 MPT 控制均只能通过输出电压反馈, 在扰动出现的下一开关周期开始实施调节. 而 CR-PT 控制具有输出电压和负载电流两个反馈量, 且能够在负载突变出现时立即通过负载电流反馈调节脉冲级别, 理论上具有更好的瞬态特性.

8 仿真研究

为验证 CR-PT 控制原理和特性, 我们对 CR-PT 控制 DCM Buck 变换器进行了仿真研究和对比分析. 仿真采用第 5 部分所得参数. 图 6 为 CR-PT 控制变换器的稳态工作波形示意图, 此时 CR-PT 循环周期由五个开关周期组成, 控制器在一个循环周期内发出的脉冲序列为 $P_2^H - P_2^L - P_2^L - P_2^H - P_2^L$.

图 7 是负载跃变 (负载电流在 30 ms 时刻由 0.08 A 跃变至 0.8 A) 时 CR-PT 控制 Buck 变换器的工作波形. 可见, 扰动出现后 CR-PT 控制器能够迅速调整控制脉冲的级别和组合方式, 使变换器很快恢复稳态. 负载变化前由于 $i_o < I_3$, 控制脉冲为 P_4^H 和 P_4^L , CR-PT 脉冲序列为 $P_4^H - P_4^L - P_4^H - P_4^L - P_4^L$, $\mu_4^H/\mu_4^L = 0.667$. 负载变化后 $i_o > I_1$, 脉冲序列为 $P_1^H - P_1^L$, $\mu_1^H/\mu_1^L = 1$. 由 (8) 式得到的计算值为 $\mu_4^H/\mu_4^L = 0.675$ 和 $\mu_1^H/\mu_1^L = 0.964$. 仿真结果与理论分析基本一致.

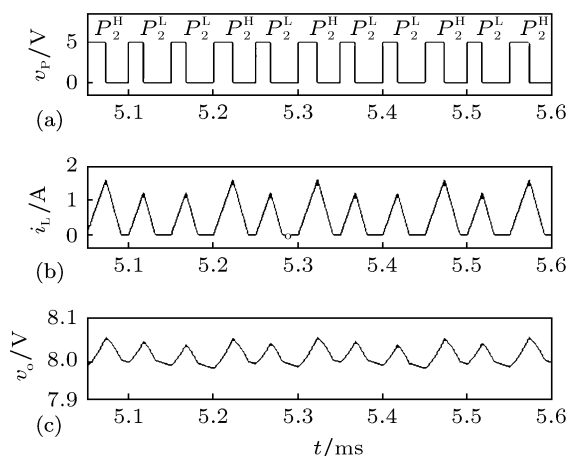


图 6 CR-PT 控制 DCM Buck 变换器稳态工作波形 (a) 控制脉冲; (b) 电感电流; (c) 输出电压

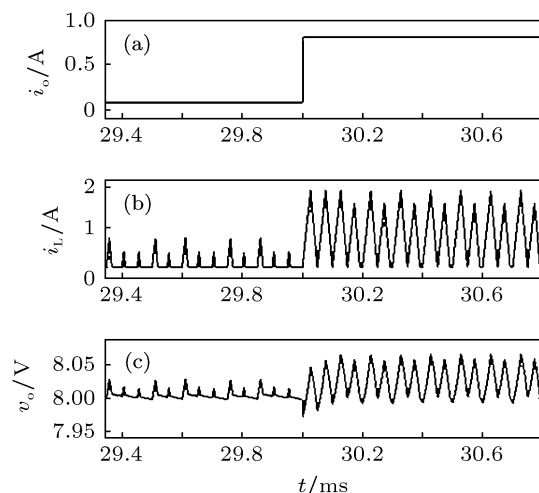


图 7 CR-PT 控制 Buck 变换器瞬态波形 (a) 负载电流; (b) 电感电流; (c) 输出电压

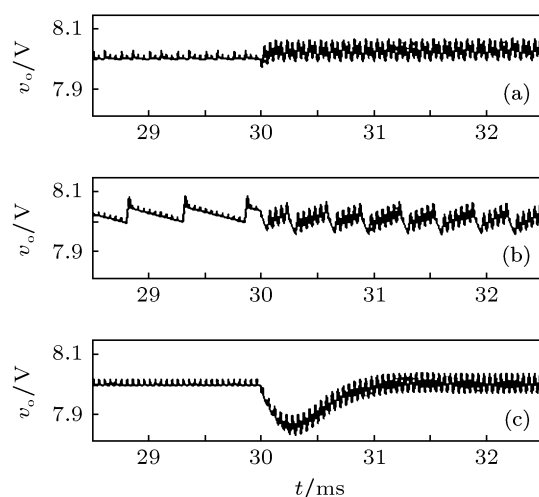


图 8 负载电流在 30 ms 时刻由 0.08 A 突变为 0.8 A 时采用不同控制方法的变换器输出电压波形 (a) CR-PT 控制; (b)PT 控制; (c) 电流型 PWM 控制

图 8 是 CR-PT 控制、PT 控制和电流型 PWM 控制 Buck 变换器在相同的负载跃变时的输出电压

波形. 可见 CR-PT 控制和 PT 控制变换器在负载突增后没有出现幅度较大的电压跌落, 瞬态性能优于传统的 PWM 控制. CR-PT 控制变换器的输出电压纹波在负载变化前后分别为 35 mV 和 75 mV, 而 PT 控制变换器的电压纹波分别为 90 mV 和 110 mV. CR-PT 变换器的电压精度也优于 PT 变换器.

9 实验研究

为验证 CR-PT 控制方法的可行性, 对 CR-PT 控制 Buck 变换器进行了实验验证. 在进行实验研究时, 采用与理论分析和仿真时相同的参数. 图 9 是 CR-PT 控制 DCM Buck 变换器的控制脉冲和电感电流波形, 可见控制器在一个 CR-PT 循环周期内发出的脉冲序列为 $P_4^H - P_4^L - P_4^L - P_4^H - P_4^L$, 与图 6 中的仿真结果一致.

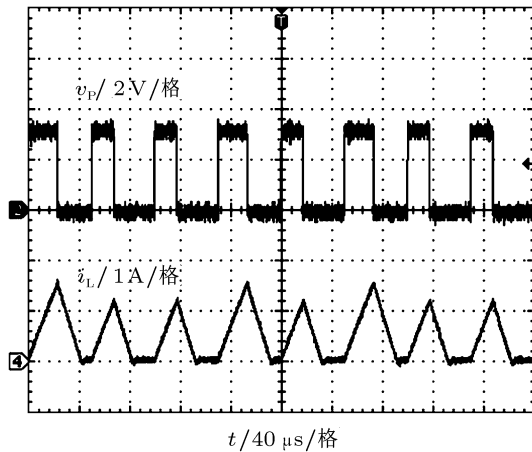


图 9 CR-PT 控制 Buck 变换器稳态工作时的控制脉冲和电感电流波形

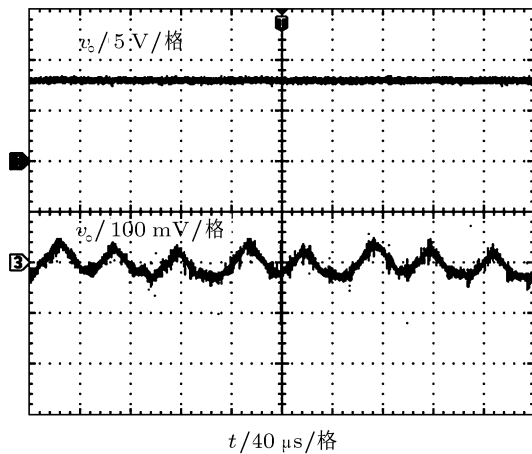


图 10 CR-PT 控制 Buck 变换器稳态工作时的输出电压和电压纹波波形

图 10 和图 11 分别显示了 CR-PT 控制变换器

和 PT 控制变换器的输出电压和电压纹波, 可见输出电压均为 8 V, 电压纹波幅值则分别约为 80 mV 和 120 mV. 实验结果表明 CR-PT 控制技术能够有效减小变换器输出电压纹波.

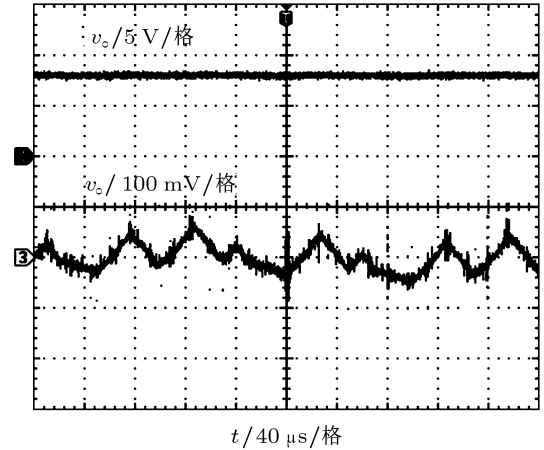


图 11 PT 控制 Buck 变换器稳态工作时的输出电压和电压纹波波形

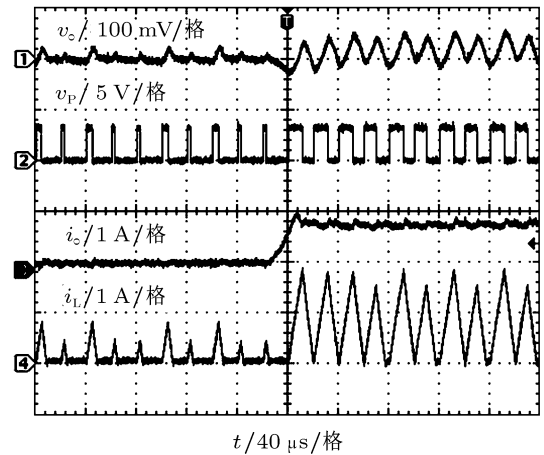


图 12 CR-PT 控制 Buck 变换器在负载跃变时的瞬态工作波形

图 12 显示了负载跃变时 CR-PT 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, 在负载电流跃变后 CR-PT 控制器能够迅速改变脉冲序列实现调节, 变换器没有出现明显的电压跌落. 负载跃变前后 CR-PT 脉冲序列分别为 $P_4^H - P_4^L - P_4^H - P_4^L - P_4^L$ 和 $P_1^H - P_1^L$. 实验结果验证了控制原理的有效性以及理论和仿真研究的正确性.

10 结论

本文提出了开关变换器基于电流基准的脉冲序列 (CR-PT) 控制技术, 并对 CR-PT 控制 Buck 变换器进行了深入研究. 理论分析、仿真和实验结果

表明: CR-PT 控制方法通过调节控制脉冲的级别和组合方式实现开关变换器的控制,具有良好的控制性能; CR-PT 控制仅需要简单的数/模器件即可实现,适合集成电路实现控制功能,且控制参数设计

简便易行;与传统 PWM 控制相比,CR-PT 控制具有更快的瞬态响应能力,尤其适用于负载频繁快速变动的应用场合;与 PT 控制相比,CR-PT 控制开关变换器输出电压纹波小、电压精度高。

- [1] Zhang X T, Ma X K, Zhang H 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 6174 (in Chinese) [张笑天, 马西奎, 张浩 2008 物理学报 **57** 6174]
- [2] Zhao Y B, Zhang D Y, Zhang C J 2007 *Chin. Phys.* **16** 933
- [3] Tan S C, Lai Y M, Tse C K 2008 *IEEE Trans. on Power Electronics* **23** 600
- [4] Liu J B, Ming W L 2010 *Proceedings of the CSEE* **30** 55 (in Chinese) [刘锦波, 明文龙 2010 中国电机工程学报 **30** 55]
- [5] Lai X Q, Li Z H, Yuan B, Wang H, Ye Q, Zhao Y R 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2256 (in Chinese) [来新泉, 李祖贺, 袁冰, 王慧, 叶强, 赵永瑞 2010 物理学报 **59** 2256]
- [6] Zhou Y F, Tse C K, Qiu S S, Chen J N 2005 *Chin. Phys.* **14** 61
- [7] Le J Y, Xie Y X, Hong Q Z, Zhang Z, Chen L 2011 *Proceedings of the CSEE* **31** 16 (in Chinese) [乐江源, 谢运祥, 洪庆祖, 张志, 陈林 2011 中国电机工程学报 **31** 16]
- [8] Zhang Y, Zhang H, Ma X K 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 8432 (in Chinese) [张源, 张浩, 马西奎 2010 物理学报 **59** 8432]
- [9] Shuai D X, Xie Y X, Wang X G, Zhou F X 2009 *Proceedings of the CSEE* **29** 15 (in Chinese) [帅定新, 谢运祥, 王晓刚, 周福星 2009 中国电机工程学报 **29** 15]
- [10] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M, Du X 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 6275 (in Chinese) [卢伟国, 周维维, 罗全明, 杜雄 2007 物理学报 **56** 6275]
- [11] Luo P, Xiong F G, Li Z J 2004 *Acta Electronica Sin.* **32** 1829 (in Chinese) [罗萍, 熊富贵, 李肇基 2004 电子学报 **32** 1829]
- [12] Niu Q M, Luo P, Li Z J, Zhang B 2006 *J. Electron. Inform. Technol.* **28** 1955 (in Chinese) [牛全民, 罗萍, 李肇基, 张波 2006 电子与信息学报 **28** 1955]
- [13] Liu Y G, Luo P, Zhang B, Li Z J 2009 *Trans. China Electrotech. Soc.* **24** 153 (in Chinese) [刘永根, 罗萍, 张波, 李肇基 2009 电工技术学报 **24** 153]
- [14] Khaligh A, Rahimi A M, Emadi A 2007 *IEEE Trans. on Vehicular Technology* **56** 2005
- [15] Telefus M, Shteynberg A, Ferdowsi M, Emadi A 2004 *IEEE Trans. on Power Electronics* **19** 757
- [16] Xu J P, Mu Q B, Wang J P, Qin M 2010 *Electric Machines and Control* **14** 1 (in Chinese) [许建平, 牟清波, 王金平, 秦明 2010 电机与控制学报 **14** 1]
- [17] Rahimi A M, Emadi A 2010 *IEEE Trans. on Industrial Electronics* **57** 1318
- [18] Khaligh A, Emadi A 2008 *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems* **44** 766
- [19] Qin M, Xu J P 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 7603 (in Chinese) [秦明, 许建平 2009 物理学报 **58** 7603]
- [20] Qin M, Xu J P 2010 *IEEE Trans. on Industrial Electronics* **57** 3497
- [21] Luo F, Ma D S 2009 *IEEE Trans. on Circuits and Systems II-Express Briefs* **56** 152
- [22] Xu J P 1993 *Int. J. Electron.* **74** 477
- [23] Zhang Z S, Cai X S 2004 *Principle and Design of Switching Supply* (Beijing: Publishing House of Electronics Industry) p20 (in Chinese) [张占松, 蔡宣三 2004 开关电源的原理与设计 (北京: 电子工业出版社) 第 20 页]

Current referenced pulse train control technique applied to switching converter*

Qin Ming[†] Xu Jian-Ping Gao Yu Wang Jin-Ping

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

(Received 26 April 2011; revised manuscript received 1 June 2011)

Abstract

A new control technique, current referenced pulse train (CR-PT), applied to switching dc-dc converter is proposed and analyzed in this paper. By sensing and comparing the output voltage and the load current at each switching cycle, an appropriate pulse is selected from among several preset pulses as an active control signal of converter. A buck converter is taken as an example to illustrate the principle, the application, the regulation, the steady state performance and the transient performance of CR-PT control scheme. The study results show that the CR-PT control enjoys the fast transient response, the convenient implementation and the stability, and the steady state performance of CR-PT control is much better than that of pulse train control.

Keywords: switching converter, current referenced pulse train, control technique, buck converter

PACS: 02.30.Yy, 84.30.Jc

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

[†] E-mail: tsin.m@126.com