

电流型脉冲序列控制 Buck 变换器工作在电感电流连续导电模式时的多周期行为

沙金 许建平 许丽君 钟曙

Multi-period analysis of current-mode pulse-train controlled continuous conduction mode converter

Sha Jin Xu Jian-Ping Xu Li-Jun Zhong Shu

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 63, 248401 (2014) DOI: 10.7498/aps.63.248401

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.248401>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2014/V63/I24>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

DC-DC 变换器的信息熵分析

Analysis of information entropy of DC-DC converter

物理学报.2014, 63(23): 238401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.238401>

脉冲跨周期调制连续导电模式 Buck 变换器低频波动现象研究

Low-frequency oscillation of continuous conduction mode buck converter with pulse skipped modulation

物理学报.2014, 63(19): 198401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.198401>

谷值电流型脉冲序列控制开关变换器及其能量建模研究

Valley current mode pulse train control switching converter and its energy model analysis

物理学报.2014, 63(9): 098401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.098401>

基于 CCF-TLS-ESPRIT 算法的低频振荡在线辨识

On-line identification for low frequency oscillation based on CCF-TLS-ESPRIT algorithm

物理学报.2014, 63(6): 068401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.068401>

多频率控制开关变换器的自相似和混频现象分析

Self-similarity and frequency-mixing phenomena analysis of multi-frequency controlled switching converter

物理学报.2014, 63(2): 028401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.028401>

电流型脉冲序列控制 Buck 变换器工作在电感电流连续导电模式时的多周期行为*

沙金 许建平† 许丽君 钟曙

(西南交通大学电气工程学院, 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室, 成都 610031)

(2014年7月6日收到; 2014年8月20日收到修改稿)

脉冲序列控制 (PT) 是一种离散的非线性开关变换器控制方法, 具有瞬态响应快、无需补偿网络、控制电路实现简单等优点. 根据控制脉冲的产生方式不同, 脉冲序列控制可分为电压型脉冲序列控制 (voltage-mode PT, VM-PT) 和电流型脉冲序列控制 (current-mode PT, CM-PT). 研究表明, 工作于电感电流连续导电模式 (continuous conduction mode, CCM) 与工作于电感电流断续导电模式 (discontinuous conduction mode) 的 VM-PT 控制开关变换器的工作特性存在明显差别, VM-PT 控制 CCM 开关变换器存在的低频振荡现象严重影响了其稳态及瞬态性能. 目前, 对 CM-PT 控制 CCM 开关变换器的工作特性还未见相关报道. 研究了 CM-PT 控制 CCM 开关变换器的工作特性, 对其控制参数以及稳定工作域进行了分析. 分析结果表明, 通过参数的合理设计, 虽然可以避免低频振荡现象的发生以及开关管不能正常关断的问题, 但存在变换器功率范围窄的缺点. 最后针对这一缺点提出了一种改进的控制方法.

关键词: 电流型, 脉冲序列控制, 电感电流连续导电模式

PACS: 84.30.Jc

DOI: 10.7498/aps.63.248401

1 引言

脉冲序列 (pulse train, PT) 控制是一种非线性、离散的开关变换器控制技术, 它是通过两个预设的、占空比离散分布的控制脉冲实现开关变换器的控制. 在每一个开关周期开始时刻, PT 控制器根据输出电压与期望输出电压的关系, 相应地选择高或低功率控制脉冲作为有效控制脉冲, 实现对开关变换器输出电压的调节^[1-7]. 根据高、低功率控制脉冲产生方式不同, PT 控制可以分为电压型 PT (voltage-mode PT, VM-PT) 控制和电流型 PT (current-mode PT, CM-PT) 控制^[1]. VM-PT 控制的高、低功率控制脉冲的占空比是预先设定的、频率相同的控制脉冲, 这两个占空比固定的控

制脉冲可通过模拟或者数字电路直接产生^[2-4]. 而 CM-PT 控制的高、低功率控制脉冲是通过电感电流与预先设定的两个控制电流比较产生, 所产生的高、低功率控制脉冲的占空比是变化的^[5-7].

开关变换器存在电感电流断续导电模式 (discontinuous conduction mode, DCM)^[8] 和电感电流连续导电模式 (continuous conduction mode, CCM)^[9,10] 两种工作模态, 当工作在不同的工作模态时, 变换器表现出完全不同的特性. 对于 PT 控制开关变换器, 其本质是对变换器输入能量的控制, 当 PT 控制开关变换器工作在 DCM 时, 在一个开关周期内, 电感储能的变化量为零, 变换器输入的能量全部传递给负载和输出滤波电容. 因此, 在一个开关周期内, 高、低功率控制脉冲输入的能量是固定的. 当高功率控制脉冲 P_H 为有效控制脉冲

* 国家自然科学基金 (批准号: 51177140)、中央高校基本科研业务费 (批准号: 2682013ZT20) 和 2013 年西南交通大学优秀博士学位论文培育项目资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: jpxu-swjtu@163.com

时, 输出电压上升; 当低功率控制脉冲 P_L 为有效控制脉冲时, 输出电压下降. 因此, PT 控制可以实现 DCM 开关变换器的快速控制. 而当 PT 控制开关变换器工作在 CCM 时, 在一个开关周期内, 电感储能的变化量不为零, 变换器输入的能量以及电感储能变化量共同决定了输入到负载和输出滤波电容的能量^[11,12]. 因此, 电感储能变化量间接影响了 PT 控制 CCM 开关变换器的输出电压. 在一个开关周期内, 高功率控制脉冲 P_H 工作时, 输出电压可能上升, 也可能下降; 低功率控制脉冲 P_L 工作时, 输出电压可能下降, 也可能上升, 从而导致了 PT 控制 CCM 变换器低频波动现象的发生^[11,12]. 虽然通过增大输出滤波电容的等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR) 可以抑制低频波动现象, 但增大 ESR 的同时, 也增大了输出电压的纹波^[11,12].

本文针对工作于 CCM 模式的 CM-PT 控制开关变换器进行研究. 为避免低频波动现象和开关不能正常关断的问题, 对 CM-PT 控制 CCM Buck 变换器进行了参数设计. 通过建立 CM-PT 控制 CCM Buck 变换器的离散迭代模型, 对其稳定工作域进行了分析. 针对 CM-PT 控制 CCM Buck 变换器存在的负载范围较小的问题, 提出一种电流型含跨周期的脉冲序列控制解决方案. 本文旨在揭示 CM-PT 控制开关变换器工作在 CCM 时的工作特性和存在的问题, 并提出解决办法, 为工业设计和之后的研究提供理论依据.

2 CM-PT 控制 CCM 变换器

图 1(a) 和 (b) 所示分别为 CM-PT 控制 Buck 变换器控制框图及其时域波形. 在一个开关周期起始时刻, 输出电压 v_o 与参考电压 V_{ref} 比较, 当 $v_o \leq V_{ref}$ 时, CM-PT 控制器选择高功率控制脉冲 P_H ; 当 $v_o > V_{ref}$ 时, CM-PT 控制器选择低功率控制脉冲 P_L . 控制脉冲 P_H 和 P_L 的产生方式如下: 在每一个开关周期起始时刻, 开关管 S 导通, 电感电流线性增大, 当电感电流增大到预设控制电流 I

时, 开关管 S 关断. 开关管关断后, 电感电流线性减小, 直到下一个时钟信号来临, 开关管 S 再次导通, 变换器进入下一个开关周期. 其中, 对于高功率控制脉冲周期, 其预设控制电流为 I_H ; 对于低功率控制脉冲周期, 其预设控制电流为 I_L . 统一表示为

$$I = \begin{cases} I_H & (v_o \leq V_{ref}), \\ I_L & (v_o > V_{ref}). \end{cases} \quad (1)$$

如图 1(b) 所示, 设某一个开关周期起始时刻的电感电流为 i_n , 则开关导通阶段电感电流可以表示为

$$i_L(t) = i_n + \frac{v_{in} - v_o}{L}t. \quad (2)$$

由 $t = t_{on}$ 时刻 $i_L(t_{on}) = I$, 可得开关管 S 的导通时间 t_{on} 为

$$t_{on} = \begin{cases} t_{on_H} = \frac{L(I_H - i_n)}{v_{in} - v_o} & (v_o \leq V_{ref}), \\ t_{on_L} = \frac{L(I_L - i_n)}{v_{in} - v_o} & (v_o > V_{ref}). \end{cases} \quad (3)$$

开关管 S 关断阶段电感电流为

$$i_L(t) = I - \frac{v_o}{L}t. \quad (4)$$

则在一个开关周期内输出电压的变化量 Δv_o 可以表示为

$$\begin{aligned} \Delta v_o &= \frac{1}{C} \int_0^T i_C dt \\ &= \frac{1}{C} \int_0^T \left(i_L - \frac{v_o}{R} \right) dt \\ &= \frac{1}{C} \left\{ \int_0^{t_{on}} \left(i_n + \frac{v_{in} - v_o}{L}t \right) dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{t_{on}}^T \left[I - \frac{v_o}{L}(t - t_{on}) \right] dt \right\} - \frac{v_o}{RC}T, \end{aligned}$$

解得

$$\begin{aligned} \Delta v_o &= \frac{1}{C} \left[-\frac{Lv_{in}(I - i_n)^2}{2(v_{in} - v_o)^2} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(v_{in}I - v_o i_n)T}{v_{in} - v_o} - \frac{v_o}{2L}T^2 - \frac{v_o}{R}T \right], \end{aligned}$$

则一个开关周期内 CM-PT 控制 Buck 变换器的输出电压变化量 Δv_o 可以表示为

$$\Delta v_o = \begin{cases} \Delta v_{o_H} = \frac{1}{C} \left[-\frac{Lv_{in}(I_H - i_n)^2}{2(v_{in} - v_o)^2} - \frac{i_n T}{v_{in} - v_o} - \frac{v_o}{2L}T^2 - \frac{v_o}{R}T + \frac{v_{in}I_H T}{v_{in} - v_o} \right] & (v_o \leq V_{ref}), \\ \Delta v_{o_L} = \frac{1}{C} \left[-\frac{Lv_{in}(I_L - i_n)^2}{2(v_{in} - v_o)^2} - \frac{i_n T}{v_{in} - v_o} - \frac{v_o}{2L}T^2 - \frac{v_o}{R}T + \frac{v_{in}I_L T}{v_{in} - v_o} \right] & (v_o > V_{ref}). \end{cases} \quad (5)$$

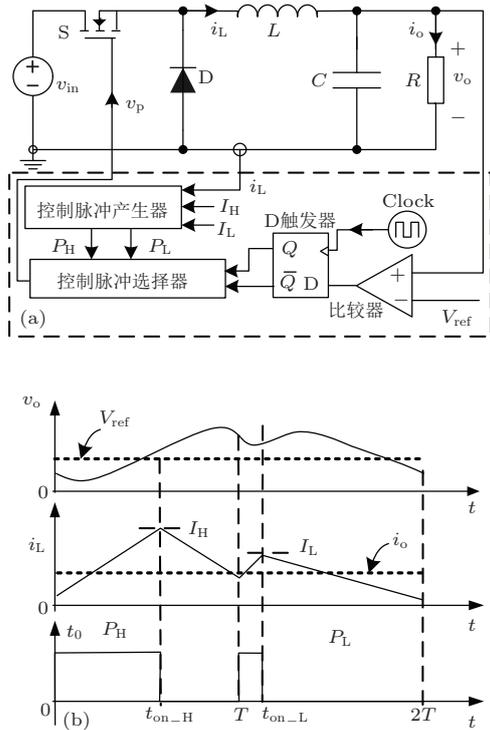


图1 CM-PT控制Buck变换器 (a)主电路及控制框图; (b)时域波形

3 CM-PT控制CCM Buck变换器的正常工作条件

为使CM-PT控制CCM Buck变换器正常工作,在设计控制参数时,需满足以下条件:

- 1) $\Delta v_{o_H} > 0$, 即在一个高功率控制脉冲周期内,输出电压变化量大于零;
- 2) $\Delta v_{o_L} < 0$, 即在一个低功率控制脉冲周期内,输出电压变化量小于零;
- 3) $i_n \leq I$, 即在开关周期起始时刻,电感电流初值小于预设的控制电流值.

其中, $\Delta v_{o_H} > 0$ 和 $\Delta v_{o_L} < 0$ 保证了控制器选择高功率控制脉冲时开关变换器的输出电压升高,控制器选择低功率控制脉冲时开关变换器的输出电压降低,以避免低频波动现象的发生^[11,12]; $i_n \leq I$ 保证了开关周期起始时刻开关管S导通后可以正常关断.下面将对以上三个条件进行分析,并求解出相应的参数域.

3.1 $\Delta v_{o_H} > 0$ 和 $\Delta v_{o_L} < 0$ 时控制参数域分析

根据 $\Delta v_{o_H} > 0$ 和(5)式,可得高功率控制脉冲周期需满足

$$\Delta v_{o_H} = \frac{1}{C} \left[-\frac{Lv_{in}(I - i_n)^2}{2(v_{in} - v_o)^2} \right. > 0,$$

$$\left. + \frac{(v_{in}I - v_o i_n)T}{v_{in} - v_o} - \frac{v_o T^2}{2L} - \frac{v_o T}{R} \right] > 0,$$

解得

$$a - \sqrt{a^2 - b} < I_H < a + \sqrt{a^2 - b}, \quad (6)$$

其中,

$$a = i_n + \frac{(v_{in} - v_o)T}{L},$$

$$b = i_n^2 + \frac{2v_o(v_{in} - v_o)T}{Lv_{in}} i_n + \frac{v_o(v_{in} - v_o)^2 T^2}{L^2 v_{in}} - \frac{2v_o(v_{in} - v_o)^2 T}{RLv_{in}}.$$

根据 $\Delta v_{o_L} < 0$ 和(5)式,可得低功率控制脉冲周期需满足

$$\Delta v_{o_L} = \frac{1}{C} \left[-\frac{v_{in} t_{on_L}^2}{2L} + \frac{v_o T}{L} t_{on_L} - \left(\frac{v_o}{2L} T^2 + \frac{v_o T}{R} - I_L T \right) \right] < 0,$$

由 $I_H > I_L$,解得

$$I_L < a - \sqrt{a^2 - b}. \quad (7)$$

(6)和(7)式中CM-PT控制CCM Buck的预设的控制电流值 I_H 和 I_L 的取值范围与当前周期的电感电流初值有关.设计主电路参数为 $L = 100 \mu\text{H}$, $C = 200 \mu\text{F}$, $R = 2 \Omega$, $T = 50 \mu\text{s}$, $V_{ref} = 5 \text{V}$, $v_{in} = 20 \text{V}$.图2所示为不同电感电流初值时,满足条件 $\Delta v_{o_H} > 0$ 和 $\Delta v_{o_L} < 0$ 的 I_H 和 I_L 的电流值域.由图2可知,随着电感电流初值变化,满足 $\Delta v_{o_H} > 0$ 和 $\Delta v_{o_L} < 0$ 的 I_H 和 I_L 的电流值域也相应变化.

3.2 $i_n \leq I$ 时控制参数域分析

图3所示为CM-PT控制CCM Buck变换器的电感电流存在的三种情况:

- 1) 高功率控制脉冲周期结束时刻 $i_{n+1} < I_L$,若下一个开关周期为低功率控制脉冲周期,开关管S导通后可以在电感电流增大到 I_L 后正常关断;
- 2) 高功率控制脉冲周期结束时刻 $i_{n+1} = I_L$,若下一个开关周期为低功率控制脉冲周期,开关管S在整个低功率控制脉冲周期内持续关断;
- 3) 高功率控制脉冲周期结束时刻 $i_{n+1} > I_L$.若下一个开关周期为低功率控制脉冲周期,开关管

S 导通后无法正常关断. 可见, 在设计电路和控制参数时, 应避免 $i_{n+1} > I_L$ 的发生.

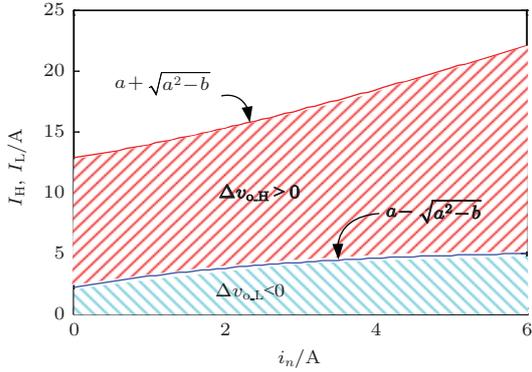


图2 (网刊彩色) 不同电感电流初值时, 满足条件 $\Delta v_{o_H} > 0$ 和 $\Delta v_{o_L} < 0$ 的 I_H 和 I_L 的电流值

由 (3) 和 (4) 式可得高功率控制脉冲周期结束时刻电感电流 i_{n+1} 为

$$i_{n+1} = \frac{I_H v_{in} - i_n v_o}{v_{in} - v_o} - \frac{v_o}{L} T. \quad (8a)$$

若下一个周期为低功率控制脉冲周期, 则电感电流需满足 $i_{n+1} \leq I_L$, 即 (8a) 式需满足

$$i_{n+1} = \frac{I_H v_{in} - i_n v_o}{v_{in} - v_o} - \frac{v_o}{L} T \leq I_L. \quad (8b)$$

由 (8b) 式可得, 高功率控制脉冲周期起始时刻电感电流需满足

$$i_n \geq \frac{v_{in} I_H}{v_o} - \frac{(v_{in} - v_o) I_L}{v_o} - \frac{v_{in} - v_o}{L} T. \quad (9)$$

对于 $i_{n+1} = I_L$ 的情况, 电感电流在低功率控制脉冲周期内持续减小, 由 (4) 式可得该开关周期结束时刻电感电流为

$$i_{n+2} = I_L - \frac{v_o}{L} T. \quad (10)$$

由于此后的开关周期可能为高功率控制脉冲周期, 因此 i_{n+2} 需满足 (9) 式, 即

$$i_{n+2} = I_L - \frac{v_o}{L} T \geq \frac{v_{in} I_H}{v_o} - \frac{(v_{in} - v_o) I_L}{v_o} - \frac{v_{in} - v_o}{L} T,$$

解得

$$I_H - I_L \leq \frac{v_o (v_{in} - 2v_o)}{L v_{in}} T. \quad (11)$$

由 (11) 式可知, 为满足条件 $i_n \leq I$, 在设计电路参数时, 应保证高、低功率控制脉冲的控制电流之差小于等于 $v_o (v_{in} - 2v_o) T / L v_{in}$. 采用上面的主电路参数, 根据 (11) 式可知, 此时 I_H 和 I_L 的控制电流值之差应小于等于 1.25 A.

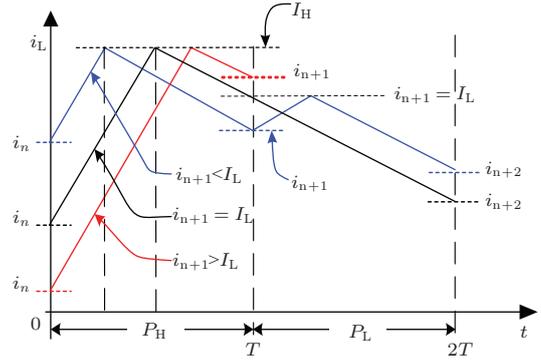


图3 (网刊彩色) CM-PT 控制 CCM Buck 变换器的电感电流波形

4 CM-PT 控制 CCM Buck 变换器的离散迭代模型及工作域分析

在上一节的分析中, 虽然根据 CM-PT 控制 CCM Buck 变换器的稳定工作条件, 得到了相应的控制参数域 (6), (7) 和 (11) 式. 但 (6) 和 (7) 式所示的参数域与相应开关周期内的电感电流初值有关, 由于每一个开关周期起始时刻的电感电流初值不同, 无法对控制参数 I_H 和 I_L 进行求解. 因此本节采用文献 [4, 7] 中的建模方法, 对 CM-PT 控制 CCM Buck 变换器进行离散建模, 从而对控制参数的选取进行研究.

设第 n 个开关周期开始时刻和结束时刻的电感电流分别为 i_n 和 i_{n+1} , 输出电压分别为 v_n 和 v_{n+1} , 则 CM-PT 控制 CCM Buck 变换器的离散迭代模型可表示为

$$\begin{cases} i_{n+1} = e^{-\alpha T} \left[-\frac{v_{in}}{R} \cos(\omega T) + k_1 \sin(\omega T) \right] + e^{-\alpha(T-t_{on})} \frac{v_{in}}{R} \left[\cos[\omega(T-t_{on})] + \frac{\alpha}{\omega} \sin[\omega(T-t_{on})] \right], \\ v_{n+1} = e^{-\alpha T} [(v_n - v_{in}) \cos(\omega T) + k_2 \sin(\omega T)] + e^{-\alpha(T-t_{on})} v_{in} \left[\cos[\omega(T-t_{on})] + \frac{\alpha}{\omega} \sin[\omega(T-t_{on})] \right], \end{cases} \quad (12)$$

其中,

$$\alpha = \frac{1}{2RC},$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2},$$

$$k_1 = \frac{(R - \alpha L)v_{in}}{\omega RL} - \frac{v_n}{\omega L},$$

$$k_2 = -\frac{\alpha}{\omega}(v_n + v_{in}).$$

采用上面的主电路参数, 根据离散迭代模型 (12) 式, 可得不同参数变化时 CM-PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电压 v_o 和电感电流 i_L 分岔图, 如图 4 所示.

为满足条件 $\Delta v_{o_H} > 0$, $\Delta v_{o_L} < 0$ 和 $i_n \leq I$, 根据图 2 和 $I_H - I_L \leq 1.25$ A 的结论, 将低功率控制脉冲的控制电流 I_L 设为 3.4 A. 图 4(a) 所示为 $I_L = 3.4$ A 时, 输出电压 v_o 和电感电流 i_L 随高功率控制脉冲的控制电流 I_H 增大而变化的情况.

由图 4(a) 可知, 当 $I_H < 3.5$ A 时, 只存在高功率控制脉冲轨迹, 即虽然 PT 控制器持续选择高功率控制脉冲, 但仍然无法使输出电压升高到参考电压. 当 3.5 A $< I_H < 4.66$ A 时, 出现低功率控制脉冲周期, 随着 I_H 的增大, 脉冲序列循环周期内低功率控制脉冲所占的比例逐渐增大. 当 3.81 A $< I_H < 3.85$ A 时, 变换器工作在由一个高功率控制脉冲周期和一个低功率控制脉冲周期组成的周期 2, 将其控制脉冲序列组合记为 $1P_H-1P_L$; 当 3.95 A $< I_H < 4.01$ A 时, 变换器工作在由一个高功率控制脉冲周期和两个低功率控制脉冲周期组成的周期 3, 控制脉冲序列组合为 $1P_H-2P_L$; 随着

I_H 继续增大, 变换器先后经历了控制脉冲序列组合为 $1P_H-3P_L$ 的周期 4、控制脉冲序列组合为 $1P_H-4P_L$ 的周期 5、控制脉冲序列组合为 $1P_H-5P_L$ 的周期 6 和控制脉冲序列组合为 $1P_H-6P_L$ 的周期 7. 在该区域内, CM-PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电压在参考电压附近上下波动, 实现了对输出电压的控制. $I_H > 4.66$ A 时, 此时高、低功率脉冲的预设的控制电流值相差 1.26 A, 条件 $i_n \leq I$ 不再满足. 由于开关周期起始时刻, 电感电流初值大于控制电流, 开关管导通后无法正常关断, 因此 CM-PT 控制器无法实现对输出电压的控制. 可见在进行参数设计时, 应避免变换器工作在该区域.

根据对图 4(a) 分岔图的分析, 为保证变换器满足条件 $i_n \leq I$, 采用控制参数 $I_H = 4.6$ A 和 $I_L = 3.4$ A. 图 4(b) 所示为将负载电阻 R 作为分岔参数时输出电压 v_o 和电感电流 i_L 的分岔图. 由图 4(b) 可知, 随着负载减轻, 变换器由高功率控制脉冲组成的周期 1 进入多周期态, 而后进入由低功率控制脉冲组成的周期 1. 可见, 在适当的参数范围内, CM-PT 控制 Buck 变换器工作在 CCM 时具有与其工作在 DCM 时相似的动力学特性 [4].

对于 Buck 变换器, 当开关管导通时, 流过开关管的电流为电感电流; 当开关管关断时, 流过开关管的电流为零. 因此, 在一个开关周期内, 开关管的电流平均值为开关管导通阶段电感电流的平均值. 又由于 Buck 变换器的开关管电流即输入端电流, 则一个开关周期内输入传递给负载的功率可表示为 [7]

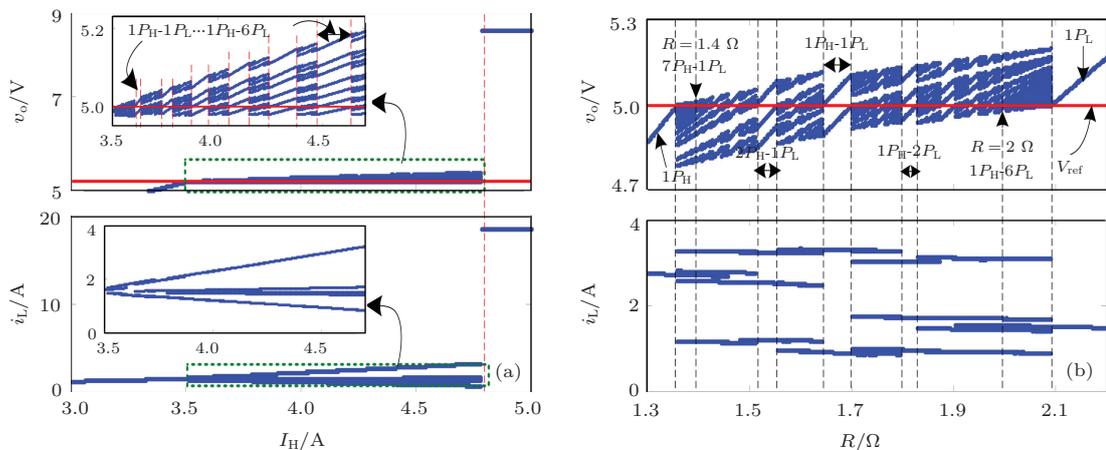


图 4 (网刊彩色) CM-PT 控制 Buck 变换器输出电压 v_o 和电感电流 i_L 分岔图 (a) 高功率控制脉冲的控制电流 I_H 作为分岔参数时的情况; (b) 负载电阻 R 作为分岔参数时的情况

$$P_o = \frac{v_{in}}{T} \int_{nT}^{nT+t_{on}} i_L(t) dt$$

$$= v_{in} \left(\frac{I}{T} t_{on} + \frac{v_{in} - v_o}{2L} t_{on}^2 \right). \quad (13)$$

由(13)式可知, 输入电压 v_{in} 、输出电压 v_o 以及高、低功率控制脉冲的预设控制电流 I 共同决定了负载的功率范围. 当电路参数一定时, 负载的功率范围也随之固定. 高、低功率控制脉冲的控制电流 I_H 和 I_L 之差越大, 对应的负载功率范围也越大; 但由(11)式可知, 为保证CM-PT控制CCM Buck变换器正常工作, 需使 I_H 和 I_L 之差小于等于 $v_o(v_{in} - 2v_o)T/(Lv_{in})$. 因此, CM-PT控制CCM Buck变换器存在负载功率范围窄的缺陷.

5 电流型含跨周期的脉冲序列控制CCM变换器

本节对传统CM-PT控制的方法进行改进, 提出一种电流型跨周期脉冲序列(current-mode skipped-pulse PT, CM-SP-PT)控制方法, 以增大其功率范围.

如图5所示为CM-SP-PT控制CCM开关变换器控制框图. 其中, 增加了零功率控制脉冲 P_0 : 当变换器选择 P_0 时, 开关管在该开关周期内保持关断. 引入零功率控制脉冲的CM-PT控制原理如下: 在一个开关周期起始时刻, $v_o \leq V_{ref}$ 时, 控制器选择高功率控制脉冲 P_H 使输出电压升高; $v_o > V_{ref}$ 时, 控制器将 i_n 与低功率控制脉冲的控制电流 I_L 进行比较, 当 $i_n \leq I_L$ 时, 控制器选择低功率控制脉冲 P_L 使输出电压降低, 当 $i_n > I_L$ 时, 控制器选择零功率控制脉冲 P_0 使电感电流和输出电压降低.

由于引入了零功率控制脉冲, CM-SP-PT控制CCM开关变换器避免了由 $i_n > I$ 引起的传统CM-PT控制CCM开关变换器开关管不能正常关断的情况, 高、低功率控制脉冲的控制电流的选取不再受到(11)式的限制. 因此在设计CM-SP-PT控制器参数时, 只需在满足(6)和(7)式的前提下, 根据实际需要的负载范围, 通过(13)式对高、低功率控制脉冲的控制电流参数进行设计, 有效增大了负载范围.

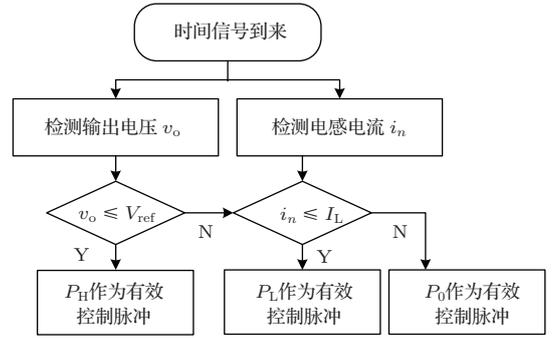


图5 CM-SP-PT控制框图

6 CM-PT及CM-SP-PT控制CCM Buck变换器仿真验证

采用与前面相同的主电路参数, 选择 $I_L = 3.4$ A, 根据(11)式和图4的仿真结果, 高功率控制脉冲周期的控制电流的取值应满足 $I_H \leq 4.66$ A. 图6(a)所示为 $I_H = 4.6$ A时的仿真结果, 可知变换器工作在CCM模式, 其控制脉冲序列组合方式为 $1P_H-6P_L$.

当设计控制参数为 $I_H = 4.6$ A, $I_L = 3.47$ A 时, 由于不满足 $\Delta v_{o_L} < 0$, 控制器持续选择低功率控制脉冲作为有效控制信号, 但依然无法使输出电压降低到参考电压值, 如图6(b)所示.

当设计控制参数为 $I_L = 3.4$ A, $I_H = 4.9$ A 时, 由于不满足 $i_n \leq I$, 在一个高功率控制脉冲周期结束时刻, 输出电压 $v_o > V_{ref}$, 控制器选择低功率控制脉冲作为有效控制信号, 由于此时电感电流 $i_n > I_L$, 开关管S导通后将无法正常关断, 如图6(c)及其电感电流的放大图所示. 开关管持续导通, 电感电流以主电路固有频率振荡; 当电感电流重新减小到 $i_L \leq I$ 时, 开关管S关断.

采用图6(a)的控制参数, 图7所示为不同负载情况时CM-PT控制CCM Buck变换器的仿真波形. 由图7(a)可见, 当负载电阻 $R = 1.3 \Omega$ 时, 虽然控制器连续选择高功率控制脉冲作为有效控制信号, 但从输入传递到负载的功率依然小于负载需要的功率, 因此输出电压无法达到参考电压; 随着负载减轻, 高功率控制脉冲周期内从输入传递到负载的能量逐渐达到负载的要求. 随着负载继续减轻, 低功率控制脉冲出现, 如图7(b)所示, 当 $R = 1.4 \Omega$ 时, 控制脉冲序列组合方式为 $7P_H-1P_L$, 输出电压纹波约为 399.36 mV. 负载继续减轻, 高功

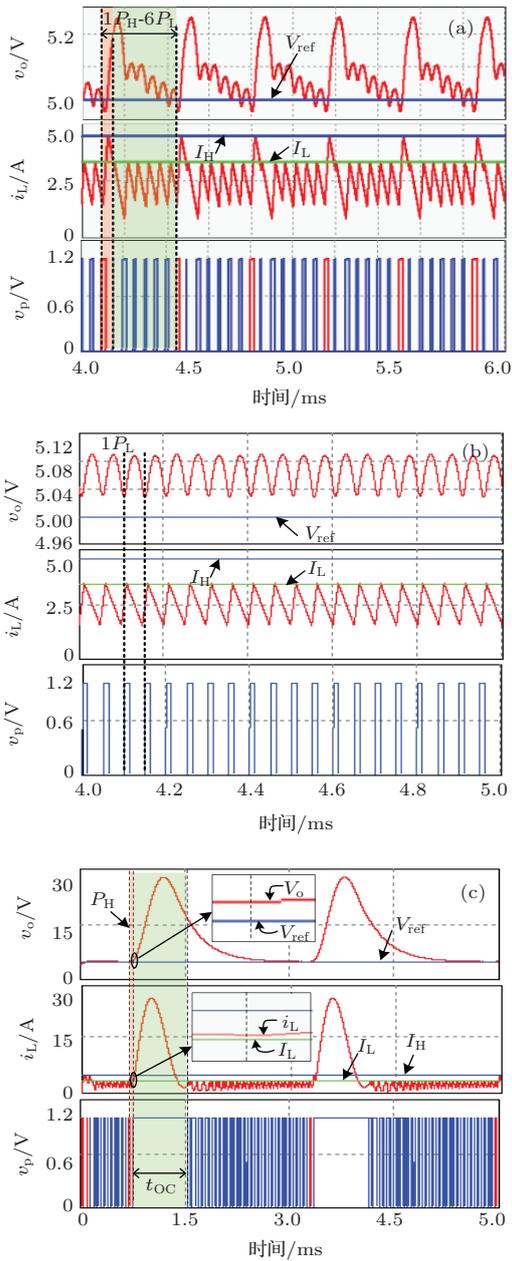


图6 (网刊彩色) CM-PT控制CCM Buck变换器控制参数选择的仿真实验验证 (a) $I_L = 3.4\text{ A}$, $I_H = 4.6\text{ A}$; (b) $I_L = 3.47\text{ A}$, $I_H = 4.6\text{ A}$, 控制参数不满足 $\Delta v_{o_L} < 0$; (c) $I_L = 3.4\text{ A}$, $I_H = 4.9\text{ A}$, 控制参数不满足 $i_L \leq I$

率控制脉冲在一个控制脉冲循环周期中所占的比例减小, 当 $R = 2\ \Omega$ 时, 控制脉冲序列组合方式为 $1P_H-6P_L$, 如图6(a)所示, 其输出电压纹波约为 302.88 mV . 如图6(c)所示, 当 $R = 2.1\ \Omega$ 时, 一个低功率控制脉冲内从输入传递到负载的功率依然大于负载需要的功率, 因此输出电压总是高于参考电压. 可见, 在该组参数条件下, CM-PT控制CCM Buck变换器的负载功率范围为 $11.90-17.86\text{ W}$.

图8所示为不同控制参数条件时, CM-SP-PT

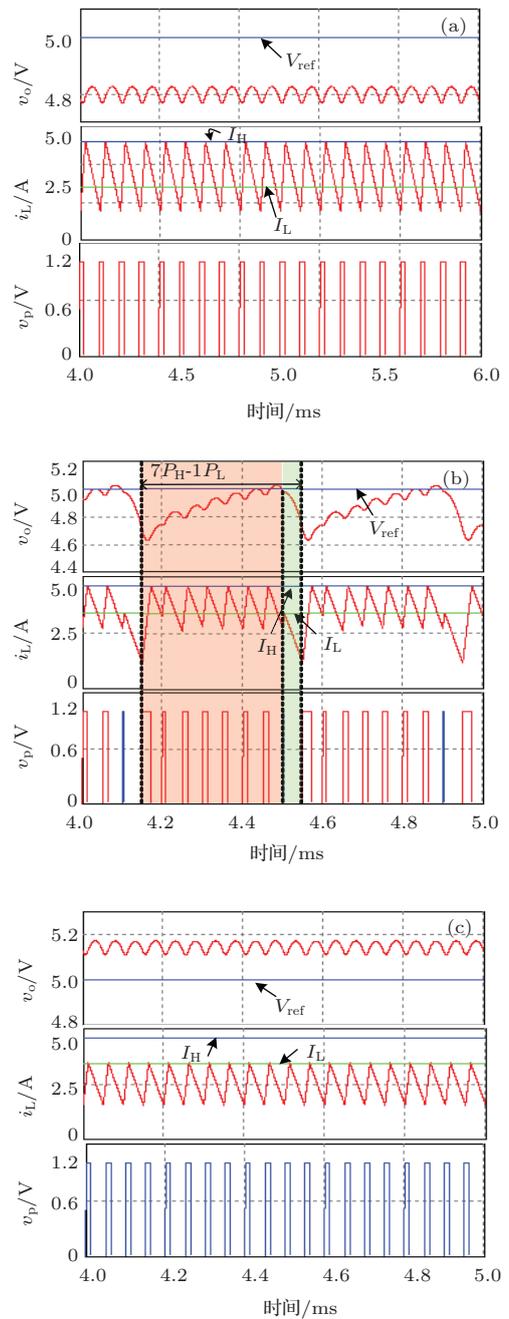


图7 (网刊彩色) CM-PT控制CCM Buck变换器仿真结果 (a) $R = 1.3\ \Omega$; (b) $R = 1.4\ \Omega$; (c) $R = 2.1\ \Omega$

控制CCM开关变换器仿真结果. 采用与图6(a)相同的主电路和控制电路参数, 此时其控制脉冲序列组合方式为 $1P_H-6P_L$. 可见, 当不出现 $i_n > I_L$ 情况时, CM-SP-PT控制CCM Buck变换器具有与传统CM-PT控制CCM Buck变换器相同的控制规律. 采用与图6(c)相同的主电路和控制电路参数, 此时其控制脉冲序列组合方式为 $1P_H-1P_L$. 由图6(c)可知, 在 t 时刻, 输出电压 $v_o > V_{ref}$ 且 $i_n > I_L$, 此时CM-SP-PT控制器选择 P_0 作为有

效控制脉冲, 开关管在该开关周期内持续关断, 电感电流、输出电压均减小, 因此避免了如图 6(c) 所示的开关管不能正常关断的情况。

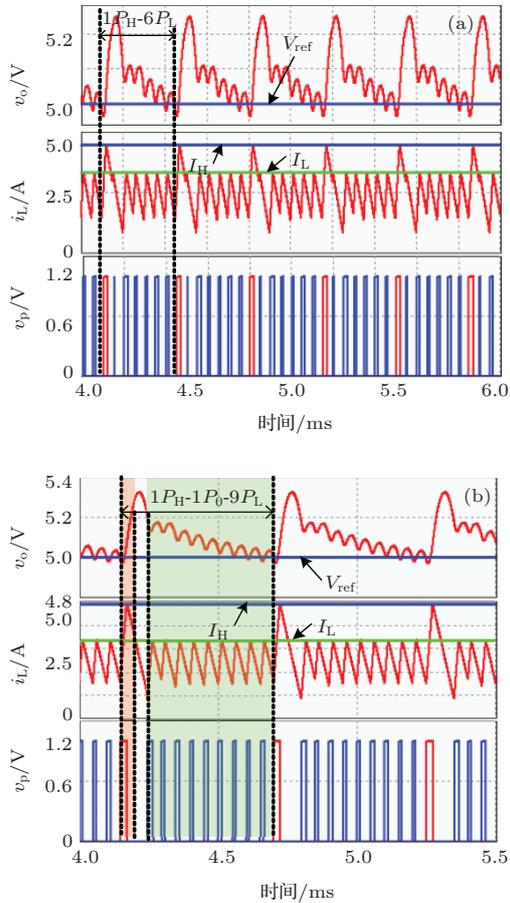


图 8 (网刊彩色) CM-SP-PT 控制 CCM Buck 变换器仿真结果 (a) $I_L = 3.47$ A, $I_H = 4.6$ A; (b) $I_L = 3.4$ A, $I_H = 4.9$ A

仿真结果表明, CM-PT 控制开关变换器可以通过参数设计避免其发生 VM-PT 控制 CCM 开关变换器存在的低频波动现象, 但也因此具有功率范围窄的缺点, 而提出的 CM-SP-PT 控制方法有效解决了该问题。

7 结 论

本文针对工作于 CCM 模式的 CM-PT 控制开关变换器进行了研究. 基于离散迭代模型得到了

CM-PT 控制 Buck 变换器正常工作的工作域. 根据工作域提出了保证 CM-PT 控制 Buck 变换器正常工作的条件, 并根据条件进行了参数设计. CM-PT 控制 CCM 开关变换器虽然可以通过参数设计, 避免其发生 VM-PT 控制 CCM 开关变换器时的低频振荡现象, 但由于要保证开关管的正常关断, 需使高、低功率控制脉冲周期预设的峰值电流之差小于某一值, 因此限制了开关变换器的负载范围. 提出一种 CM-SP-PT 控制技术, 通过引入零功率控制脉冲, 使高、低功率控制脉冲周期预设的峰值电流的选取不再受限, 有效解决了 CM-PT 控制 CCM 开关变换器负载范围窄的问题. 仿真结果证明了理论分析的正确性.

参考文献

- [1] Qin M, Xu J P, Zhou G H, Mu Q B 2009 *Proc. IEEE 4th ICIEA Xi'an, China*, May 25–27, 2009 p2924
- [2] Sha J, Bao B C, Xu J P, Gao Y 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 120501 (in Chinese) [沙金, 包伯成, 许建平, 高玉 2012 物理学报 **61** 120501]
- [3] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, Shteynberq A 2005 *IEEE Trans. Power Electron.* **20** 798
- [4] Sha J, Xu J P, Bao B C, Yan T S 2014 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **61** 1562
- [5] Telefus M, Shteynberg A, Ferdowsi M, Emadi A 2004 *IEEE Trans. Power Electron.* **19** 757
- [6] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, Shteynberq A 2005 *IEEE Trans. Aerosp. Electron.* **41** 181
- [7] Sha J, Xu J P 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 218402 (in Chinese) [沙金, 许建平 2013 物理学报 **62** 218402]
- [8] Bao B C, Xu J P, Liu Z 2009 *Chin. Phys. B* **18** 4742
- [9] Yang N N, Liu C X, Wu C J 2012 *Chin. Phys. B* **21** 080503
- [10] Wang F Q, Ma X K 2012 *Chin. Phys. B* **21** 030506
- [11] Wang J P, Xu J P, Zhou G H, Mi C B, Qin M 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 048402 (in Chinese) [王金平, 许建平, 周国华, 米长宝, 秦明 2011 物理学报 **60** 048402]
- [12] Wang J P, Xu J P, Zhou G H, Bao B C 2013 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **60** 5875

Multi-period analysis of current-mode pulse-train controlled continuous conduction mode converter*

Sha Jin Xu Jian-Ping[†] Xu Li-Jun Zhong Shu

(Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education, School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

(Received 6 July 2014; revised manuscript received 20 August 2014)

Abstract

Pulse train (PT) control technique is a discrete, nonlinear control technique for switching converter which benefits from simple design and ultra fast transient response. As an output-power-control-based control technique, a low-frequency oscillation phenomenon occurs in voltage-mode PT controlled switching converter operating in continuous conduction mode. This phenomenon will seriously affect the steady and transient performances of switching converter. In this paper, a current-mode PT (CM-PT) controlled switching converter is studied. The normally working region is studied and the parameter conditions are estimated. Targeting the problem of CM-PT control technique, a modified control technique is proposed.

Keywords: current-mode, pulse train, continuous conduction mode

PACS: 84.30.Jc

DOI: [10.7498/aps.63.248401](https://doi.org/10.7498/aps.63.248401)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51177140), the Fundamental Research Fund for the Central Universities, China (Grant No. 2682013ZT20), and the 2013 Cultivation Program for the Excellent Doctoral Dissertation of Southwest Jiaotong University, China.

[†] Corresponding author. E-mail: jpxu-swjtu@163.com