

谷值电流型脉冲序列控制开关变换器及其能量建模研究*

沙金 许建平[†] 刘姝晗 钟曙

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

(2013年9月22日收到; 2014年1月7日收到修改稿)

脉冲序列控制是针对工作于电感电流断续导电模式的开关变换器提出的一种非线性、离散控制技术. 当开关变换器工作在电感电流连续导电模式时, 脉冲序列控制开关变换器存在低频振荡现象, 严重影响了脉冲序列控制开关变换器的稳态及瞬态性能. 针对这一问题, 本文提出一种谷值电流型脉冲序列控制方法, 将脉冲序列控制的应用范围从电感电流断续导电模式扩展到电感电流连续导电模式. 建立了谷值电流型脉冲序列控制开关变换器的能量迭代模型, 并传统脉冲序列控制开关变换器的能量模型进行对比. 结果表明谷值电流型脉冲序列控制电感电流连续导电模式开关变换器具有与传统脉冲序列控制电感电流断续导电模式开关变换器相同的能量传递模式, 从而在根本上消除了传统脉冲序列控制电感电流连续导电模式变换器存在的低频振荡现象.

关键词: 开关变换器, 脉冲序列控制, 电感电流连续模式, 能量模型

PACS: 84.30.Jc

DOI: 10.7498/aps.63.098401

1 引言

针对以线性控制理论为基础的脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 开关变换器存在瞬态响应速度慢的固有缺陷, 人们提出了脉冲序列 (pulse train, PT) 控制开关变换器^[1-5]. PT 控制是一种新型的非线性离散控制方法, 它在预设的高、低功率脉冲中选择合适的脉冲作为有效控制脉冲, 并通过调整高、低功率脉冲的组合方式实现对变换器输出电压的调节^[3-8]. PT 控制技术具有传统 PWM 控制技术无法比拟的瞬态响应能力. 此外, 由于无需补偿网络、控制电路实现简单, PT 控制技术非常适用于对可靠性要求较高的开关电源控制系统^[3-5].

PT 控制技术本质上是对变换器输入能量的控制^[7-12], 当变换器工作于电感电流断续导电模式

(discontinuous conduction mode, 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, 当电路参数以及高、低功率控制脉冲的频率和占空比固定后, 在一个开关周期内, 高、低功率脉冲输入的能量也随之固定, 当控制器选择高功率脉冲 P_H 为有效控制脉冲时, 输出电压上升; 当控制器选择低功率脉冲 P_L 为有效控制脉冲时, 输出电压下降, 因此 PT 控制技术能够实现 DCM 开关变换器的快速控制. 与传统 PWM 开关变换器不同, PT 控制开关变换器是通过控制一个脉冲循环周期内高、低功率脉冲的组合方式实现对开关变换器的控制, PT 控制开关变换器工作于多周期态, 而不是 PWM 开关变换器的周期 1 态^[13]. 当变换器工作于电感电流连续导电模式 (continuous conduction mode, CCM) 时, 在一个开关周期内, 电感储能的变化量不为

* 国家自然科学基金 (批准号: 51177140)、中央高校基本科研业务费专项资金 (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

零. PT控制开关变换器的高、低功率脉冲对应的输入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,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:当控制器选择高功率脉冲 P_H 为有效控制脉冲时,输出电压有可能上升,也可能下降;当控制器选择低功率脉冲 P_L 为有效控制脉冲时,输出电压有可能下降,也可能上升^[9],这导致了PT控制CCM变换器低频波动现象的发生.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^[9],但增大ESR的同时,也增大了输出电压的开关纹波.针对PT控制CCM变换器存在的低频波动现象问题,本文提出了一种谷值电流型脉冲序列控制(Valley Current Mode Pulse Train, VCM-PT)方法,以VCM-PT控制CCM Buck变换器为例,分析了VCM-PT控制CCM Buck变换器的基本原理、控制特性,建立了其能量离散迭代模型,并与传统PT控制的能量迭代模型进行对比.从能量角度揭示了传统PT控制CCM Buck变换器产生低频振动现象的原因;揭示了VCM-PT控制开关变换器能够从根本上消除传统PT控制CCM变换器的低频波动现象的原理.实验结果证明了VCM-PT控制方法的可行性和理论分析的正确性.

2 谷值电流型脉冲序列控制开关变换器

图1所示为VCM-PT控制Buck变换器的控制框图.图2所示为VCM-PT控制CCM Buck变换器的典型时域波形. VCM-PT控制Buck变换器的工作原理如下:在一个开关周期起始时刻,采样输出电压 v_O 与参考电压 V_{ref} 比较,当 $v_O \leq V_{ref}$ 时, VCM-PT控制器选择高功率脉冲 P_H 作为有效控制脉冲:开关管S导通,电感电流从预设的谷值电流 I_v 开始线性增大,经过预设的固定导通时间 $\tau_{on,H}$ 后,开关管S关断.开关管S关断后,电感电流线性减小,当电感电流减小到预设的谷值电流 I_v 时,开关管S再次导通,变换器进入下一个开关周期.与此类似,当 $v_O > V_{ref}$ 时, VCM-PT控制器选择低功率脉冲 P_L 作为有效控制脉冲:开关管S导通,电感电流从预设的谷值电流 I_v 开始线性增大,经过预设的固定导通时间 $\tau_{on,L}$ 后,开关管S关断.

开关管S关断后,电感电流线性减小,当电感电流下降到预设的谷值电流 I_v 时,开关管S再次导通.此处不妨将预设的固定导通时间统一表示为

$$\tau_{on} = \begin{cases} \tau_{on,H}, & v_O \leq V_{ref}, \\ \tau_{on,L}, & v_O > V_{ref}. \end{cases} \quad (1)$$

由VCM-PT控制Buck变换器的工作原理可知,与传统PT控制开关变换器不同,由于电感电流谷值被限定在 I_v ,在每一个开关周期内, VCM-PT控制CCM Buck变换器的电感储能变化量为零.因此, VCM-PT控制CCM Buck变换器具有与PT控制DCM Buck变换器相似的控制规律.

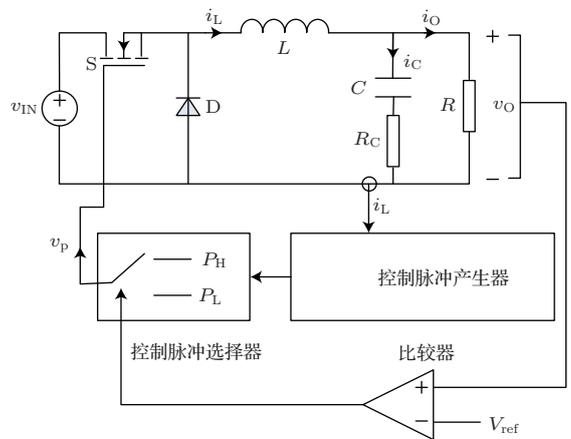


图1 VCM-PT控制Buck变换器控制框图

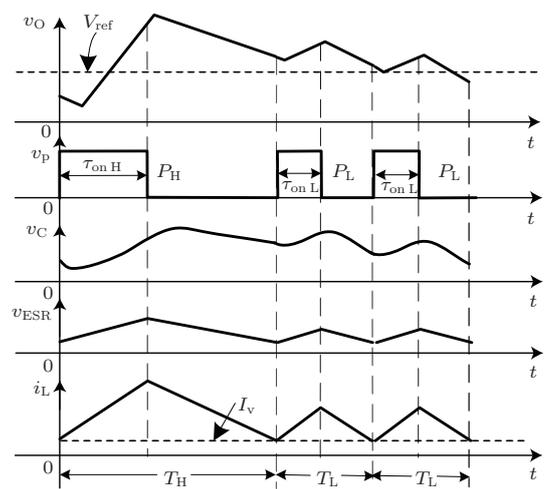


图2 VCM-PT控制CCM Buck变换器典型波形

假设开关变换器的输出电压纹波可以忽略,即输出电压保持恒定,由于电感电流在每一个开关周期开始时刻和结束时刻的值都等于预设的谷值电流 I_v ,开关管导通阶段的电感电流变化量

$\Delta i_{L\text{on}} = \frac{v_{\text{IN}} - v_{\text{O}}}{L} \tau_{\text{on}}$ 等于开关管关断阶段的电感电流变化量 $\Delta i_{L\text{off}} = \frac{v_{\text{O}}}{L} \tau_{\text{off}}$, 即

$$\frac{v_{\text{IN}} - v_{\text{O}}}{L} \tau_{\text{on}} = \frac{v_{\text{O}}}{L} \tau_{\text{off}}.$$

由上式可得一个开关周期内开关管的关断时间 τ_{off} 为

$$\tau_{\text{off}} = \begin{cases} \tau_{\text{off,H}} = \frac{v_{\text{IN}} - v_{\text{O}}}{v_{\text{O}}} \tau_{\text{on,H}}, & v_{\text{O}} \leq V_{\text{ref}}, \\ \tau_{\text{off,L}} = \frac{v_{\text{IN}} - v_{\text{O}}}{v_{\text{O}}} \tau_{\text{on,L}}, & v_{\text{O}} > V_{\text{ref}}. \end{cases} \quad (2)$$

由(1)式和(2)式可得高、低功率脉冲的开关周期为

$$\begin{aligned} T_{\text{H}} &= \frac{v_{\text{IN}}}{v_{\text{O}}} \tau_{\text{on,H}}, & v_{\text{O}} \leq V_{\text{ref}}, \\ T_{\text{L}} &= \frac{v_{\text{IN}}}{v_{\text{O}}} \tau_{\text{on,L}}, & v_{\text{O}} > V_{\text{ref}}. \end{aligned} \quad (3)$$

由(3)式可知, 输入电压 v_{IN} 、输出电压 v_{O} 以及高、低功率脉冲的固定导通时间 τ_{on} 共同决定了VCM-PT控制Buck变换器的开关周期. 与传统PT控制采用占空比不同、频率相同的高、低功率脉冲不同, VCM-PT控制采用的高、低功率脉冲的占空比和频率均不同, VCM-PT是一种离散的变频控制方法.

对于CCM Buck变换器, 当开关管导通时, 流过开关管S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, 流过开关管S的电流平均值可以表示为

$$I_{\text{SA}} = \frac{1}{T} \int_{nT}^{nT+\tau_{\text{on}}} i_{\text{L}}(t) dt.$$

根据开关管导通阶段VCM-PT控制CCM Buck变换器的电感电流 $i_{\text{L}}(t) = I_{\text{v}} + \frac{v_{\text{IN}} - v_{\text{O}}}{L} t$, 可以把流过开关管的电流平均值改写为

$$I_{\text{SA}} = \left(I_{\text{v}} + \frac{v_{\text{IN}} - v_{\text{O}}}{2L} \tau_{\text{on}} \right) \frac{v_{\text{O}}}{v_{\text{IN}}}, \quad (4)$$

其中, 对于高功率脉冲周期, $I_{\text{SA}} = I_{\text{SA,H}}$, $\tau_{\text{on}} = \tau_{\text{on,H}}$; 对于低功率脉冲周期, $I_{\text{SA}} = I_{\text{SA,L}}$, $\tau_{\text{on}} = \tau_{\text{on,L}}$. 不考虑电路损耗时, 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

$$P_{\text{O}} = v_{\text{IN}} I_{\text{SA}} = \left(I_{\text{v}} + \frac{v_{\text{IN}} - v_{\text{O}}}{2L} \tau_{\text{on}} \right) v_{\text{O}}. \quad (5)$$

由(5)式可知, 输入电压 v_{IN} 、输出电压 v_{O} 、预设的谷值电流 I_{v} 以及高、低功率脉冲的预设固定导通时间 τ_{on} 共同决定了负载的功率范围.

3 谷值电流型脉冲序列控制Buck变换器的能量迭代模型

3.1 谷值电流型脉冲序列控制Buck变换器的能量迭代模型

对于Buck变换器, 滤波电路中包含电容 C 和电感 L 两个储能元件. 因此在一个开关周期内, 根据能量守恒, 可得

$$E_{\text{IN}} = E_{\text{O}} + E_{\text{ESR}} + \Delta E_{\text{C}} + \Delta E_{\text{L}}, \quad (6)$$

其中, E_{IN} 为一个开关周期内变换器的输入能量, E_{O} 为变换器负载消耗的能量, ΔE_{C} 和 ΔE_{L} 分别为开关周期内电容储能和电感储能的变化量; E_{ESR} 为输出电容等效串联电阻损耗的能量.

由于Buck变换器只在开关管导通时输入能量; 又因当开关管导通时, 输入电流等于电感电流, 因此一个开关周期内的输入能量可以表示为

$$\begin{aligned} E_{\text{IN}} &= \int_{nT}^{(n+1)T} v_{\text{IN}}(t) i_{\text{L}}(t) dt \\ &= v_{\text{IN}} \int_{nT}^{nT+\tau_{\text{on}}} i_{\text{L}}(t) dt. \end{aligned}$$

即

$$E_{\text{IN}} = \left(I_{\text{v}} + \frac{v_{\text{IN}} - v_{\text{O}}}{2L} \tau_{\text{on}} \right) \tau_{\text{on}} v_{\text{IN}}. \quad (7)$$

一个开关周期内电感能量的变化量可表示为

$$\Delta E_{\text{L}} = E_{\text{L},(n+1)T} - E_{\text{L},nT}, \quad (8a)$$

其中 $E_{\text{L},nT}$ 和 $E_{\text{L},(n+1)T}$ 可以分别表示为

$$E_{\text{L},nT} = \frac{1}{2} L i_{\text{L},nT}^2$$

和

$$E_{\text{L},(n+1)T} = \frac{1}{2} L i_{\text{L},(n+1)T}^2. \quad (8b)$$

在每一个开关周期开始时刻和结束时刻, VCM-PT控制Buck变换器的电感电流都等于预设的谷值电流 I_{v} , 因此(8b)式中 $E_{\text{L},nT}$ 和 $E_{\text{L},(n+1)T}$ 满足 $E_{\text{L},nT} = E_{\text{L},(n+1)T} = LI_{\text{v}}^2/2$, 在一个开关周期内, 电感的储能变化量为零, 即(8a)式可改写为 $\Delta E_{\text{L}} = 0$.

在一个开关周期内, 输出电容能量的变化量可表示为

$$\Delta E_{\text{C}} = E_{\text{C},(n+1)T} - E_{\text{C},nT}, \quad (9a)$$

其中 $E_{\text{C},nT}$ 和 $E_{\text{C},(n+1)T}$ 可以分别表示为

$$E_{\text{C},nT} = \frac{1}{2} C v_{\text{C},nT}^2$$

和

$$E_{C,(n+1)T} = \frac{1}{2} C v_{C,(n+1)T}^2 \quad (9b)$$

在一个开关周期内, 输出电容 ESR 消耗的能量为

$$E_{\text{ESR}} = \int_{nT}^{(n+1)T} i_C(t) v_{\text{ESR}}(t) dt \quad (10a)$$

由 Buck 变换器的电压电流关系, (10a) 式可用电感电流 i_L 和输出电容电压 v_C 表示为

$$E_{\text{ESR}} = \frac{R_C}{(R + R_C)^2} \times \int_{nT}^{(n+1)T} [R i_L(t) - v_C(t)]^2 dt \quad (10b)$$

对 (10b) 式做近似计算, 并将 (8b) 式和 (9b) 式代入, 可得

$$E_{\text{ESR}} \approx \frac{R^2 R_C T}{(R + R_C)^2 L} (E_{L,(n+1)T} + E_{L,nT}) + \frac{R_C T}{(R + R_C)^2 C} (E_{C,(n+1)T} + E_{C,nT}) - \frac{2 R R_C}{(R + R_C)^2} \times \int_{nT}^{(n+1)T} i_L(t) v_C(t) dt \quad (11)$$

一个开关周期内负载消耗的能量可以表示为

$$E_O = \int_{nT}^{(n+1)T} \frac{v_O^2(t)}{R} dt = \frac{R}{(R + R_C)^2} \times \int_{nT}^{(n+1)T} [R_C i_L(t) + v_C(t)]^2 dt \quad (12)$$

对 (12) 式做近似计算, 并将 (8b) 式和 (9b) 式代入, 可得

$$E_O \approx \frac{R R_C^2 T}{(R + R_C)^2 L} (E_{L,(n+1)T} + E_{L,nT}) + \frac{R T}{(R + R_C)^2 C} (E_{C,(n+1)T} + E_{C,nT}) + \frac{2 R R_C}{(R + R_C)^2} \int_{nT}^{(n+1)T} i_L(t) v_C(t) dt \quad (13)$$

将 (3) 式、(8a) 式、(9a) 式、(11) 式和 (13) 式代入 (6) 式可得 VCM-PT 控制 Buck 变换器的输出电容储能的迭代关系式为

$$E_{C,(n+1)T} = \frac{(R + R_C) C v_O - v_{\text{IN}} \tau_{\text{on}}}{(R + R_C) C v_O + v_{\text{IN}} \tau_{\text{on}}} E_{C,nT} + \frac{(R + R_C) C v_O}{(R + R_C) C v_O + v_{\text{IN}} \tau_{\text{on}}} E_{\text{IN}} - \frac{R R_C C v_{\text{IN}} \tau_{\text{on}}}{(R + R_C) C v_O + v_{\text{IN}} \tau_{\text{on}}} I_v^2 \quad (14)$$

其中 τ_{on} 的值由 (1) 式决定。

将 (14) 式简化记作

$$E_{C,(n+1)T} = \begin{cases} \alpha_H E_{C,nT} + \beta_H E_{\text{IN}} + \gamma_H I_v^2, & E_{C,nT} \leq E_{\text{ref}}, \\ \alpha_L E_{C,nT} + \beta_L E_{\text{IN}} + \gamma_L I_v^2, & E_{C,nT} > E_{\text{ref}}. \end{cases} \quad (15)$$

其中

$$E_{\text{ref}} = \frac{C}{2} \left(\frac{R + R_C}{R} V_{\text{ref}} - R_C I_v \right)^2, \quad \alpha = \begin{cases} \alpha_H = \frac{(R + R_C) C v_O - v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,H}}}{(R + R_C) C v_O + v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,H}}}, & E_{C,nT} \leq E_{\text{ref}}, \\ \alpha_L = \frac{(R + R_C) C v_O - v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,L}}}{(R + R_C) C v_O + v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,L}}}, & E_{C,nT} > E_{\text{ref}}. \end{cases} \quad \beta = \begin{cases} \beta_H = \frac{(R + R_C) C v_O}{(R + R_C) C v_O + v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,H}}}, & E_{C,nT} \leq E_{\text{ref}}, \\ \beta_L = \frac{(R + R_C) C v_O}{(R + R_C) C v_O + v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,L}}}, & E_{C,nT} > E_{\text{ref}}. \end{cases} \quad \gamma = \begin{cases} \gamma_H = -\frac{R R_C C v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,H}}}{(R + R_C) C v_O + v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,H}}}, & E_{C,nT} \leq E_{\text{ref}}, \\ \gamma_L = -\frac{R R_C C v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,L}}}{(R + R_C) C v_O + v_{\text{IN}} \tau_{\text{on,L}}}, & E_{C,nT} > E_{\text{ref}}. \end{cases}$$

3.2 谷值电流型脉冲序列控制 Buck 变换器与传统脉冲序列控制 Buck 变换器比较

3.2.1 传统 PT 控制 CCM Buck 变换器

与 3.1 节建立 VCM-PT 控制 Buck 变换器能量迭代模型的方法类似, 可以建立传统 PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电容能量迭代模型为

$$E_{C,(n+1)T} = \frac{(R + R_C) C - T}{(R + R_C) C + T} E_{C,nT} + \frac{(R + R_C) C}{(R + R_C) C + T} E_{\text{IN}} - \frac{C[(R + R_C)L + R R_C T]}{L[(R + R_C)C + T]} E_{L,(n+1)T} + \frac{C[(R + R_C)L - R R_C T]}{L[(R + R_C)C + T]} E_{L,nT} \quad (16)$$

其中 $E_{IN} = \frac{v_{IN}(v_{IN} - v_O)(DT)^2}{2L}$, $E_{C,nT}$, $E_{L,nT}$ 和 $E_{L,(n+1)T}$ 分别如 (8b) 式和 (9b) 式所示.

忽略输出电容 ESR 的影响, 即考虑 $R_C = 0$ 时的情况, (16) 式可改写为

$$\begin{aligned} E_{C,(n+1)T} &= \frac{RC - T}{RC + T} E_{C,nT} + \frac{RC}{R + T} E_{IN} \\ &\quad - \frac{RC}{RC + T} (E_{L,(n+1)T} - E_{L,nT}). \end{aligned} \quad (17)$$

可见, 电容储能的变化量不仅与输入能量有关, 还与电感储能的变化量有关. 当输出电压低于参考电压时, PT 控制器选择高功率脉冲作为有效控制脉冲, 若此时电感的储能增加, 则有可能使电容储能不增反降; 与此类似, 当输出电压高于参考电压时, PT 控制器选择低功率脉冲作为有效控制脉冲, 若此时电感的储能减少, 则有可能使电容储能不降反增, 这便是传统 PT 控制 CCM 变换器会产生低频振荡现象的原因.

当输出电容 ESR 较大, 即 $(R + R_C)L \ll RR_C T$ 时, (16) 式可改写为

$$\begin{aligned} E_{C,(n+1)T} &= \frac{(R + R_C)C - T}{(R + R_C)C + T} E_{C,nT} \\ &\quad + \frac{(R + R_C)C}{(R + R_C)C + T} E_{IN} \\ &\quad - \frac{RR_C CT}{L[(R + R_C)C + T]} \\ &\quad \times (E_{L,(n+1)T} + E_{L,nT}), \end{aligned} \quad (18)$$

此时, 电感储能变化量不再影响输出电容储能变化量, 而只是使输出电容迭代关系发生变化. 可见输出电容 ESR 较大时, 高、低功率脉冲作用的开关周期不存在上述输出电容 ESR 较小时存在的电容储能变化的不确定性, 因此不会产生低频振荡现象. 这便是增大输出电容 ESR 能够有效抑制传统 PT 控制低频振荡现象的原因.

3.2.2 传统 PT 控制 DCM Buck 变换器

传统 PT 控制 DCM Buck 变换器的输出电容能量迭代模型为 [10]

$$\begin{aligned} E_{C,(n+1)T} &= \frac{(R + R_C)C - T}{(R + R_C)C + T} E_{C,nT} \\ &\quad + \frac{(R + R_C)C}{(R + R_C)C + T} E_{IN}, \end{aligned} \quad (19)$$

其中 $E_{IN} = \frac{v_{IN}(v_{IN} - v_O)(DT)^2}{2L}$, $E_{C,nT}$, $E_{L,nT}$ 和 $E_{L,(n+1)T}$ 分别如 (8b) 式和 (9b) 式所示. 此时, 电容储能变化量仅与输入能量有关.

当输出电压低于参考电压时, 控制器选择高功率脉冲 P_H 作为有效控制脉冲, 变换器输入较多的能量, 使输出电容储能增加; 当输出电压高于参考电压时, 控制器选择低功率脉冲 P_L 作为有效控制脉冲, 变换器输入较少的能量, 使输出电容储能降低. 假设稳态时控制脉冲循环周期由 μ_H 个高功率脉冲和 μ_L 个低功率脉冲组成, 一个高功率脉冲开关周期和一个低功率脉冲开关周期内输入能量分别为 E_H 和 E_L , 不考虑损耗, 则变换器输出功率 P_O 满足 $P_O = (\mu_H \cdot E_H + \mu_L \cdot E_L) / (\mu_H + \mu_L) \cdot T$, 其中 T 为一个开关周期.

3.2.3 VCM-PT 控制 Buck 变换器与传统 PT 控制 Buck 变换器的比较

忽略输出电容 ESR 的影响, 即 $R_C = 0$, (15) 式可改写为

$$\begin{aligned} E_{C,(n+1)T} &= \frac{RCv_O - v_{IN}\tau_{on}}{RCv_O + v_{IN}\tau_{on}} E_{C,nT} \\ &\quad + \frac{RCv_O}{RCv_O + v_{IN}\tau_{on}} E_{IN}. \end{aligned} \quad (20)$$

由 (3) 式, 可将 (20) 式改写为

$$E_{C,(n+1)T} = \frac{RC - T}{RC + T} E_{C,nT} + \frac{RC}{RC + T} E_{IN}.$$

可见, VCM-PT 控制 CCM Buck 变换器与传统 PT 控制 DCM Buck 变换器的能量迭代关系式相同, 即电容储能变化量仅与输入能量有关. 可见, 当输出电容 ESR 较小时, VCM-PT 控制 CCM Buck 变换器具有与传统 PT 控制 DCM Buck 变换器相同的能量转换模式.

当输出电容 ESR 较大时, VCM-PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电容能量迭代模型如 (15) 式所示, 电容储能变化量与输入能量和预设的电感电流谷值 I_V 有关, 而与电感储能变化量无关. 由于预设的电感电流谷值 I_V 为固定值, 在 ESR 较大时, 与 (16) 式所示传统 PT 控制 CCM Buck 变换器相似, VCM-PT 控制 CCM Buck 变换器的电感储能只是使输出电容迭代关系发生变化, 而不再影响输出电容储能变化量. 因此, 在一个开关周期内, 不存在输出电容 ESR 较小时 (17) 式所示传统 PT 控制 CCM Buck 变换器存在的电容储能变化的不确定性. 因

此, VCM-PT 控制 CCM 开关变换器不会产生低频振荡现象.

综上所述, 由于在一个开关周期内, VCM-PT 控制 Buck 变换器电感储能的变化量为零, 从根本上消除了传统 PT 控制 CCM 变换器存在的低频振荡现象.

4 谷值电流型脉冲序列控制 Buck 变换器的能量轨迹

设计 VCM-PT 控制 CCM Buck 变换器参数为 $v_{IN} = 12 \text{ V}$, $V_{ref} = 5 \text{ V}$, $I_V = 0.5 \text{ A}$, $L = 20 \mu\text{H}$, $C = 100 \mu\text{F}$, $\tau_{on,H} = 12 \mu\text{s}$, $\tau_{on,L} = 4 \mu\text{s}$, $R_C = 60 \text{ m}\Omega$. 由根据 (15) 式所示能量迭代模型, 借助 Matlab 软件仿真可得如图 3 所示输出

电容的能量轨迹. 图 3 中直线 a 和 b 分别由 (15) 式中 $E_{C,(n+1)T} = \alpha_H E_{C,nT} + \beta_H E_{IN} + \gamma_H I_V^2$ 和 $E_{C,(n+1)T} = \alpha_L E_{C,nT} + \beta_L E_{IN} + \gamma_L I_V^2$ 得到, 分别表示一个高、低功率脉冲作用的开关周期内输出电容能量的迭代关系; 直线 c 表示 $E_{C,(n+1)T} = E_{C,nT}$, 用于将第 n 个开关周期结束时刻的电容能量赋值给第 $(n+1)$ 个开关周期起始时刻; 直线 $E_{C,nT} = E_{C,ref}$ 表示输出电容能量的基准值. 当 $E_{C,nT} \leq E_{C,ref}$ 时, VCM-PT 控制器选择高功率脉冲作为有效控制脉冲, 电容能量轨迹将沿纵轴向上运动达到直线 a, 表示输出电容在该开关周期内的储能增加; 当 $E_{C,nT} > E_{C,ref}$ 时, VCM-PT 控制器选择低功率脉冲作为有效控制脉冲, 电容能量轨迹将沿纵轴向下运动达到直线 b, 表示输出电容在该开关周期内的储能减少.

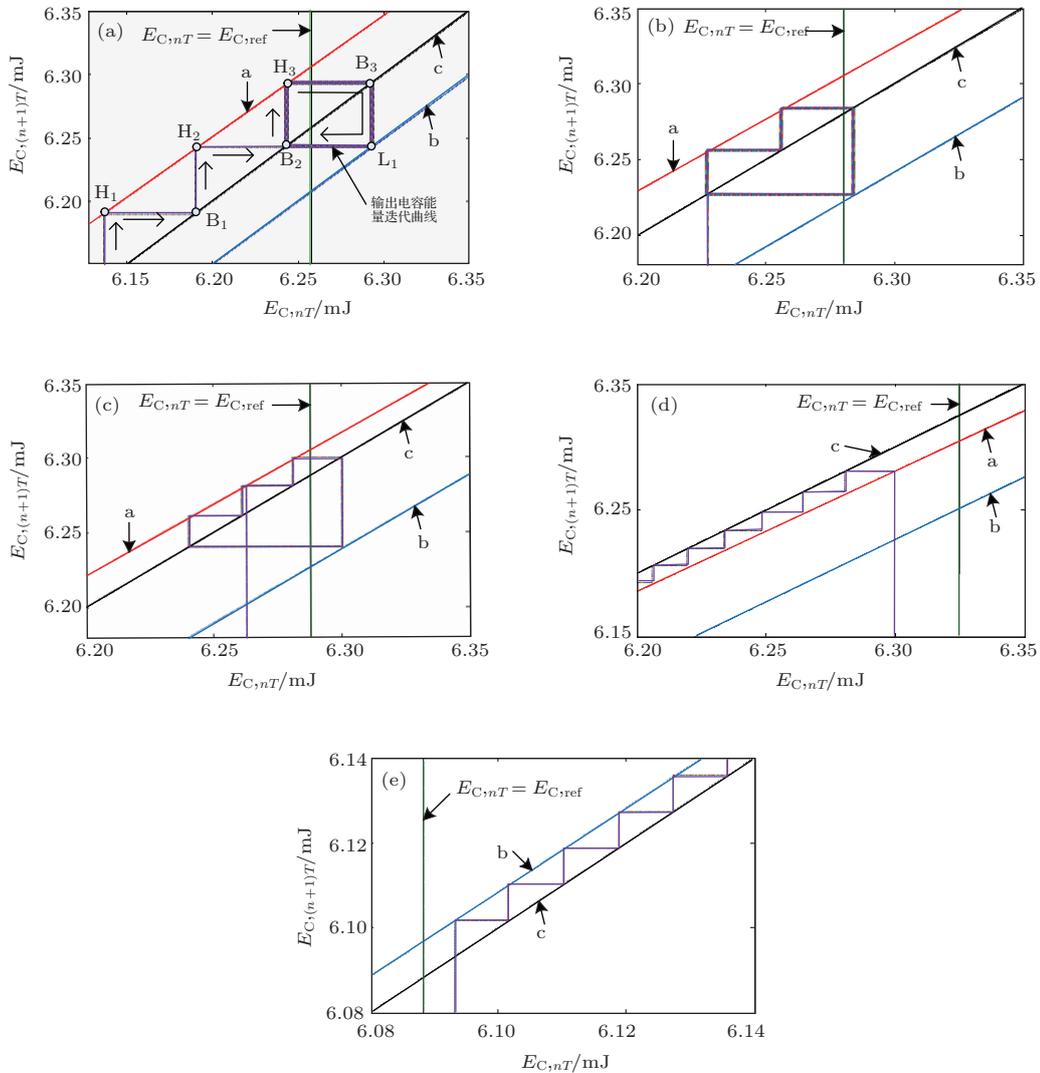


图 3 VCM-PT 控制 CCM Buck 变换器能量轨迹 (a) $R = 2.3 \Omega$, 变换器工作在脉冲序列组合为 $1P_H-1P_L$ 的周期 2; (b) $R = 2.15 \Omega$, 变换器工作在脉冲序列组合为 $2P_H-1P_L$ 的周期 3; (c) $R = 2.1 \Omega$, 变换器工作在脉冲序列组合为 $3P_H-1P_L$ 的周期 4; (d) $R = 1.5 \Omega$, 变换器工作在脉冲序列组合为 $1P_H$ 的周期 1; (e) $R = 5 \Omega$, 变换器工作在脉冲序列组合为 $1P_L$ 的周期 1

如图3(a)所示为 $R = 2.3 \Omega$ 时的输出电容能量迭代曲线,此时,基准能量 $E_{C,ref} = 6.258 \text{ mJ}$. 设在第 n 个开关周期起始时刻,电容能量 $E_{C,nT} < E_{C,ref}$,VCM-PT控制器选择高功率脉冲作为有效控制脉冲,电容能量轨迹沿纵轴向上运动到直线a,并与直线a交于点 H_1 ,表示输出电容储能增加.之后,电容能量轨迹沿横轴向右运动并与直线c交于 B_1 点,表示将第 n 周期结束时刻的电容能量赋值给第 $(n+1)$ 周期起始时刻.再次经过两个高功率脉冲周期后,电容储能持续增加,电容能量轨迹到达 H_3 点,此时电容能量大于基准能量 $E_{C,ref}$.因此VCM-PT控制器在第 $(n+4)$ 周期选择低功率脉冲作为有效控制脉冲,电容能量轨迹开始沿纵轴向下运动到直线b,并与直线b交于点 L_1 ,表示输出电容储能减少.在之后的开关周期中,电容能量轨迹经过 $L_1-B_2-H_3-B_3$ 形成闭合曲线,表示VCM-PT控制Buck变换器进入稳态.此时,VCM-PT控制Buck变换器工作在一个高功率脉冲和一个低功率脉冲组成的周期2,将脉冲序列组合记作 $1P_H-1P_L$.

图3(b)和(c)分别表示了不同负载条件时输出电容的能量轨迹.当 $R = 2.15 \Omega$ 时,如图3(b)所示,输出电容的能量轨迹与直线a有2个交点,表示此时VCM-PT控制CCM Buck变换器的脉冲序列组合中包含2个高功率脉冲;输出电容的能量轨迹与直线b有1个交点,表示脉冲序列组合中包含1个低功率脉冲,即此时变换器工作在脉冲序列组合为 $2P_H-1P_L$ 的周期3.随着负载加重,高功率脉冲在控制脉冲序列中所占的比例增大,当 $R = 2.1 \Omega$ 时,如图3(c)所示,输出电容的能量轨迹与直线a有3个交点,表示此时VCM-PT控制CCM Buck变换器的脉冲序列组合中包含3个高功率脉冲;输出电容的能量轨迹与直线b有1个交点,表示脉冲序列组合中包含1个低功率脉冲,即此时变换器工作在脉冲序列组合为 $3P_H-1P_L$ 的周期4.

图3(d)和(e)分别表示了超过额定负载范围时输出电容的能量轨迹.由(5)式计算可得上文参数条件时的负载范围为 $[6 \text{ W}, 13 \text{ W}]$,即负载电阻范围为 $[1.92 \Omega, 4.17 \Omega]$.当负载小于额定负载下限时,直线a在直线c的下方,如图3(d)所示,当 $R = 1.5 \Omega$ 时,即便VCM-PT控制器连续选择高功率脉冲作为有效控制信号,输出电容的能量轨迹依然向左下方移动,即输出电容储能不增反降而无

法达到控制目的.与此类似,当负载大于额定负载上限时,直线b在直线c的上方,如图3(e)所示,当 $R = 5 \Omega$ 时,即便VCM-PT控制器连续选择低功率脉冲作为有效控制信号,输出电容的能量轨迹依然向右上方移动,即输出电容储能不降反增而无法达到控制目的.

5 谷值电流型脉冲序列控制Buck变换器的实验验证

如图4所示为传统PT控制CCM Buck变换器的实验波形,其主电路参数与VCM-PT控制Buck变换器的主电路参数相同,PT控制器参数为:频率 $f = 100 \text{ kHz}$,高、低功率脉冲占空比分别为 $D_H = 0.6$ 和 $D_L = 0.4$.由图4可知,此时控制脉冲序列组合方式为 $3P_H-2P_L$,其中,在第 n 个开关周期,PT控制器选择高功率脉冲作为有效控制脉冲,但输出电压没有升高而是持续降低;类似的,在第 $n+3$ 个开关周期,PT控制器选择低功率脉冲作为有效控制脉冲,但输出电压没有降低而是继续升高.可见传统PT控制DCM Buck变换器存在低频振荡现象.

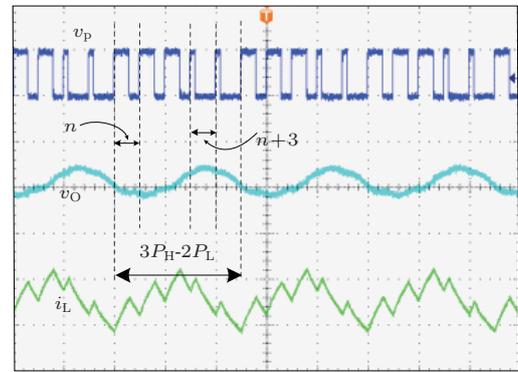


图4 传统PT控制CCM Buck变换器实验波形

图5所示为VCM-PT控制CCM Buck变换器实验波形.如图5(a)所示为VCM-PT控制Buck变换器的稳态输入电压和输出电压波形,可见VCM-PT可以将变换器的输出电压稳定调节到 $v_o = 5 \text{ V}$.

图5(b)—(d)分别示出了不同负载条件时控制脉冲电压 v_p 、输出电压 v_o 和电感电流 i_L 的实验波形.当负载电阻 $R = 2.3 \Omega$ 时,VCM-PT控制CCM Buck变换器的控制脉冲序列组合为 $1P_H-1P_L$,如

图5(b)所示;随着负载加重,高功率脉冲在控制脉冲序列中所占的比例增大,当负载电阻 $R = 2.15 \Omega$ 时, VCM-PT控制CCM Buck变换器的控制脉冲

序列组合为 $2P_H-1P_L$, 如图5(c)所示;当负载电阻 $R = 2.1 \Omega$ 时, VCM-PT控制CCM Buck变换器的控制脉冲序列组合为 $3P_H-1P_L$, 如图5(d)所示.

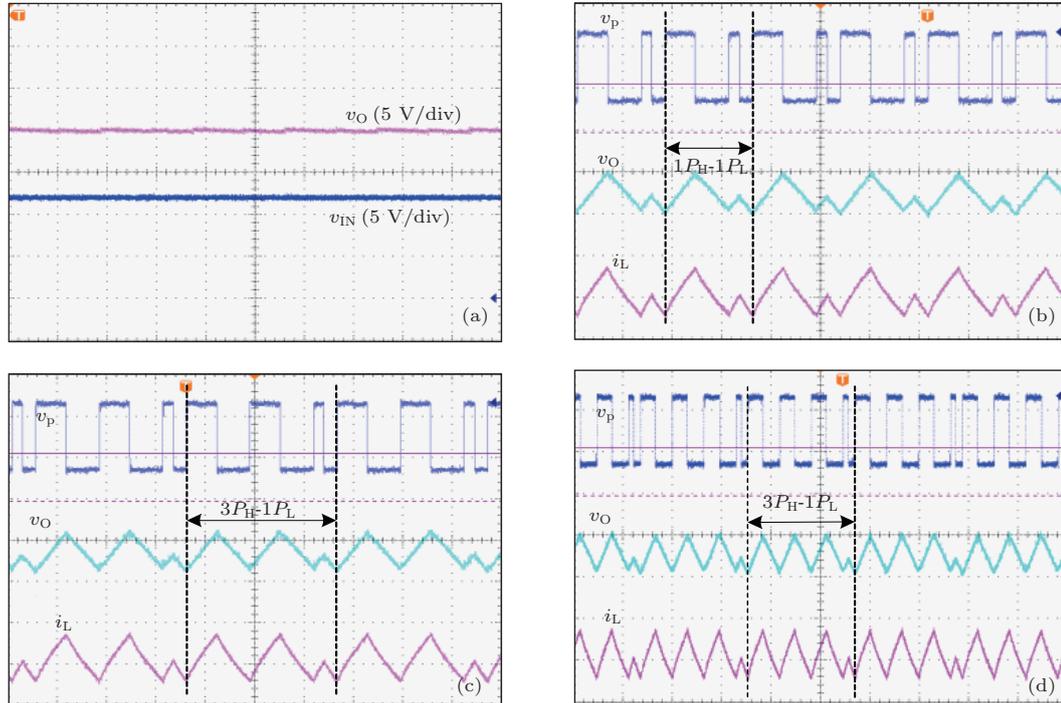


图5 VCM-PT控制CCM Buck变换器实验波形 (a)输入电压和输出电压波形; (b) $R = 2.3 \Omega$, 变换器工作在脉冲序列组合为 $1P_H-1P_L$ 的周期2; (c) $R = 2.15 \Omega$, 变换器工作在脉冲序列组合为 $2P_H-1P_L$ 的周期3; (d) $R = 2.1 \Omega$, 变换器工作在脉冲序列组合为 $3P_H-1P_L$ 的周期4

由以上实验结果可见, 由于在一个开关周期内, VCM-PT控制CCM Buck变换器的电感储能变化量为零, 从根本上消除了传统PT控制CCM变换器所存在的低频振荡现象. 此外, 该实验结果与采用输出电容能量轨迹分析的理论结果一致, 证明了理论分析的正确性.

实验结果验证了控制方法的有效性和理论分析的正确性.

6 结 论

参考文献

针对PT控制CCM变换器存在的问题, 本文提出了一种改进的开关变换器控制方法, VCM-PT控制方法. 本文分析了VCM-PT控制Buck变换器的控制原理, 建立了VCM-PT控制Buck变换器的输出电容能量迭代模型, 通过比较VCM-PT控制CCM Buck变换器的能量模型与传统PT控制DCM和CCM Buck变换器的能量模型, 揭示了VCM-PT控制变换器的能量传递模式. 结果表明, 在一个开关周期内, 由于电感储能变化量为零, VCM-PT控制CCM变换器能够从根本上消除传统PT控制CCM变换器所存在的低频振荡现象.

- [1] Wang F Q, Ma X K 2013 *Chin. Phys. B* **22** 030506
- [2] Zhou G H, Bao B C, Xu J P, Jin Y Y 2010 *Chin. Phys. B* **19** 050509
- [3] Telefus M, Shteynberg A, Ferdowsi M, Emadi A 2004 *IEEE Trans. Power Electron.* **19** 757
- [4] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, Shteynberg A 2005 *IEEE Trans. Aerosp. Electron.* **41** 181
- [5] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, Shteynberg A 2005 *IEEE Trans. Power Electron.* **20** 798
- [6] 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]
- [7] Qin M, Xu J P, Gao Y, Wang J P 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 030204 (in Chinese)[秦明, 许建平, 高玉, 王金平 2012 物理学报 **61** 030204]
- [8] 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]
- [9] 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]

- [10] Luo P, Zhen S W, Li Z J, Zhang B 2009 *Transactions of China Electrotechnical Society*. **24** 67 (in Chinese)[罗萍, 甄少伟, 李肇基, 张波 2009 电工技术学报 **24** 67]
- [11] Qin M, Xu J P 2010 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **57** 3497
- [12] Qin M, Xu J P 2013 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **60** 1819
- [13] Lei B, Xiao G C, Wu X L 2013 *Chin. Phys. B* **22** 060509

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

Sha Jin Xu Jian-Ping[†] Liu Shu-Han 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 22 September 2013; revised manuscript received 7 January 2014)

Abstract

Pulse train (PT) control technique is a novel discrete control technique for switching converter operating in discontinuous conduction mode (DCM). When the inductive energy storage is not zero, the low-frequency oscillation phenomenon may occur in PT controlled switching converters operating in continuous conduction mode (CCM). The low-frequency oscillation phenomenon will seriously affect the steady and transient performances of switching converters. In order to solve this problem, valley current mode pulse train (VCM-PT) control technique, which extends the application range from DCM to CCM, is proposed in this paper. The energy model of VCM-PT controlled switching converter is derived and compared with the energy model of PT controlled switching converter. Result indicates that the VCM-PT controlled CCM switching converter has the same energy transfer mode as the traditional PT controlled DCM switching converter and can eliminate fundamentally the low-frequency oscillation phenomenon.

Keywords: switching converter, pulse train, continuous conduction mode, energy model

PACS: 84.30.Jc

DOI: 10.7498/aps.63.098401

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

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