

# 脉冲序列控制 CCM Buck 变换器 低频波动现象分析\*

王金平 许建平<sup>†</sup> 周国华 米长宝 秦明

(西南交通大学电气工程学院, 成都 610031)

(2009年12月6日收到; 2010年7月6日收到修改稿)

报道了脉冲序列(pulse train, PT)控制电感电流连续导电模式(continuous conduction mode, CCM) Buck 变换器中存在的低频波动现象, 研究了其产生机理和抑制方法. 时域仿真结果和输出电压与电感电流的相空间轨迹图表明, 输出滤波电容等效串联电阻(equivalent series resistance, ESR)是影响 PT 控制 CCM Buck 变换器控制性能的重要因素. 当 ESR 值为零或很小时, PT 控制 CCM Buck 变换器将出现由于输出电压调整不及时而呈现的低频波动现象; 随着 ESR 的增大, PT 控制 CCM Buck 变换器工作在混沌状态, 控制器能够及时调整输出电压, 低频波动现象得到有效抑制. 实验结果验证了理论分析和仿真结果的正确性.

**关键词:** 低频波动, 脉冲序列控制, Buck 变换器, 连续导电模式

**PACS:** 84.30.Jc, 05.45.-a

## 1. 引言

开关变换器是一类强非线性系统, 存在丰富的非线性现象<sup>[1-7]</sup>, 基于线性反馈控制的 PWM 控制开关变换器难于获得满意的动态响应速度和鲁棒性等控制效果<sup>[8-11]</sup>. 为了提高开关变换器的动态响应速度和鲁棒性, 人们研究了开关变换器的滑模变结构控制<sup>[12]</sup>、模糊控制<sup>[13,14]</sup>、单周控制<sup>[15-17]</sup>等非线性控制方法, 但这些非线性控制方法存在控制策略复杂和难于实现等问题.

文献[19-25]提出并研究了开关变换器的脉冲序列(pulse train, PT)控制技术. 与通过连续调整控制脉冲占空比而实现开关变换器输出电压调节的 PWM 控制技术不同, 开关变换器的 PT 控制是通过调整高功率控制脉冲和低功率控制脉冲的组合而实现开关变换器输出电压的调节, 其控制脉冲宽度是离散分布, 而不是连续可调的.

PT 控制是针对电感电流断续导电模式(discontinuous conduction mode, DCM)开关变换器而提出的一种新颖的开关变换器控制方式, 它本质上是开关变换器的输入能量控制. 在一个开关周期

内, DCM 开关变换器的电感储能为零, 输入能量全部传递到负载和输出滤波电容. PT 控制选择高功率控制脉冲  $P_H$  以向开关变换器输入更多的能量, 使输出电压上升; 选择低功率控制脉冲  $P_L$  以减少向开关变换器输入的能量, 使输出电压下降. 开关变换器稳态工作时, 高功率控制脉冲  $P_H$  和低功率控制脉冲  $P_L$  的组合形成一个脉冲序列循环周期, 在该脉冲序列循环周期内输入能量和输出能量达到动态平衡, 从而维持输出电压的恒定. 开关变换器的 PT 控制不需要误差放大器和外部补偿电路<sup>[21-23]</sup>, 具有控制实现简单、动态响应速度快、鲁棒性好等明显优点而引起了学术界和工业界的关注. iWatt 公司已开发出多款基于 PT 控制技术的芯片, 如 iW2202, iW2210, Power Integration 公司推出的 TinySwitch, 包括 LinkSwitch 和 DPA-Switch 系列产品和安森美半导体公司推出的 NCP1200 系列产品, 采用了一种特殊的 PT 控制技术, ON/OFF 控制技术. 这些产品因具有极低的待机能耗、低 EMI 和快速动态响应速度而得到了广泛的应用.

目前国际学术界和工业界对 PT 控制开关变换器的研究和应用, 还仅局限于 DCM 开关变换器, 未见文献报道工作于电感电流连续导电模式

\* 国家自然科学基金(批准号:50677056)资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯联系人. E-mail: jpxu-swjtu@163.com

(continuous conduction mode, CCM) 的 PT 控制开关变换器的研究和应用成果. 因此, 研究 PT 控制 CCM 开关变换器, 具有重要的理论和工程应用价值.

当 PT 控制 Buck 变换器工作于 CCM 模式时, 在一个开关周期内, Buck 变换器的电感储能不再为零, 输出电压的变化量不再直接与控制脉冲相关, 而是直接与电感电流和负载电流的差值有关. 当电感电流大于负载电流时, 输出电压上升; 当电感电流小于负载电流时, 输出电压下降. 因此, 影响 CCM Buck 变换器与 DCM Buck 变换器输出电压变化的因素是不一样的. 对于 PT 控制 CCM Buck 变换器, 高功率脉冲工作时, 电感电流上升, 但不能保证输出电压立即上升; 类似地, 低功率脉冲工作时, 电感电流下降, 但不能保证输出电压立即下降. 因此, PT 控制 CCM Buck 变换器中出现了 PT 控制 DCM Buck 变换器中不存在的输出电压调节的滞后性和由此引起的输出电压的低频波动现象.

本文报道了 PT 控制 CCM Buck 变换器中存在的低频波动现象的研究成果, 研究了 PT 控制 CCM Buck 变换器低频波动现象产生的机理和抑制方法, 并进行了仿真及实验验证. 本文的研究结果表明, Buck 变换器输出滤波电容的等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR) 对 PT 控制 CCM Buck 变换器的控制过程和控制特性有重要的影响: 当 ESR 值为零或很小时, PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电压不能得到及时调整而产生低频波动现象; 随着 ESR 的增大, PT 控制 CCM Buck 变换器工作在混沌状态, 控制器能够及时调整输出电压, 低频波动现象得到有效抑制, 具有与 PT 控制 DCM Buck 变换器类似的控制过程和控制特性. 本文的研究结果揭示了 PT 控制 CCM Buck 低频波动现象产生的机理, 对 PT 控制 CCM 开关变换器的研究具有重要的理论意义和工程应用价值.

## 2. 开关变换器脉冲序列控制原理

图 1 和图 2 分别为 PT 控制 Buck 变换器电路和控制原理图. 高功率控制脉冲  $P_H$  和低功率控制脉冲  $P_L$  的占空比分别为  $D_H$  和  $D_L$  ( $D_H > D_L$ ), 它们具有相同的开关周期  $T$ . 在每一个开关周期开始时刻, 当输出电压  $V_o$  高于参考电压  $V_{ref}$  时, PT 控制器选择低功率控制脉冲  $P_L$ ; 反之, 当输出电压低于参考电压时, PT 控制器选择高功率控制脉冲  $P_H$  [19-24]. PT

控制开关变换器工作于稳态时, 高功率控制脉冲  $P_H$  和低功率控制脉冲  $P_L$  构成一个脉冲序列, 这个脉冲序列持续的时间称为脉冲序列循环周期, 在一个脉冲序列循环周期内输入能量与输出能量达到动态平衡. 控制器通过调整一个脉冲序列循环周期内高功率控制脉冲  $P_H$  和低功率控制脉冲  $P_L$  的组合, 实现 PT 控制开关变换器输出电压的调整.

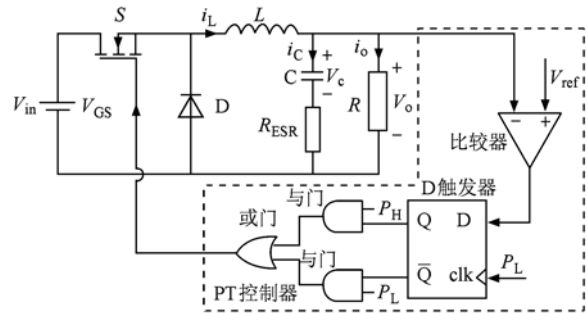


图 1 PT 控制 Buck 变换器电路

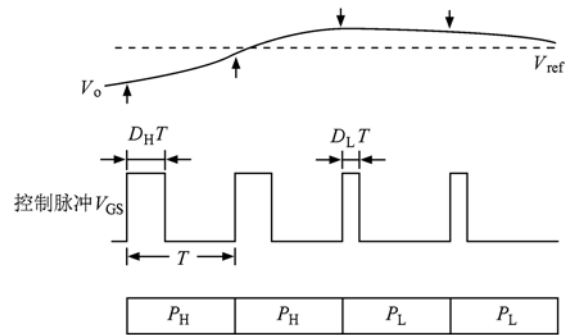


图 2 PT 控制 Buck 变换器控制原理图

### 2.1. PT 控制 DCM Buck 变换器控制特性

DCM Buck 变换器在开关周期开始和结束时刻的电感电流均为零, 即在一个开关周期内, DCM Buck 变换器中电感储能的变化量为零. 高功率控制脉冲  $P_H$  工作时, DCM Buck 变换器的输入功率大于负载所消耗的功率, 多余的输入功率给输出电容充电, 储存在电容中, 从而使输出电压上升; 反之, 低功率控制脉冲  $P_L$  工作时, 输入功率小于负载所消耗的功率, 负载所需功率不足部分由输出电容储能提供, 输出电容放电, 从而使输出电压下降. 由 PT 控制规律可知, 当输出电压低于参考电压时, 控制器选用高功率控制脉冲  $P_H$ , 使 PT 控制 DCM Buck 变换器输出电压上升; 反之控制器选用低功率控制脉

冲  $P_L$ , 使 PT 控制 DCM Buck 变换器输出电压下降. 因此, PT 控制 DCM Buck 变换器能够根据输出电压状态进行及时调整.

如图 3 所示为 PT 控制 DCM Buck 变换器稳态工作波形示意图. 在图 3 中, 脉冲序列循环周期由一个高功率控制脉冲和一个低功率控制脉冲的组合  $P_H-P_L$  构成, 电路工作在最小稳态周期, 即周期 2 状态. 我们知道, PWM 控制开关变换器稳态工作时, 控制脉冲的占空比恒定, 开关周期开始和结束时刻的输出电压相等, 电路工作在周期 1 状态; 而 PT 控制开关变换器稳态工作时, 电路工作的周期状态与脉冲序列循环周期相关, 存在周期 2, 周期 3, …… , 周期  $n$  状态. 因此, PT 与 PWM 控制是两种完全不同的控制方法, 具有完全不同的控制规律和控制特性.

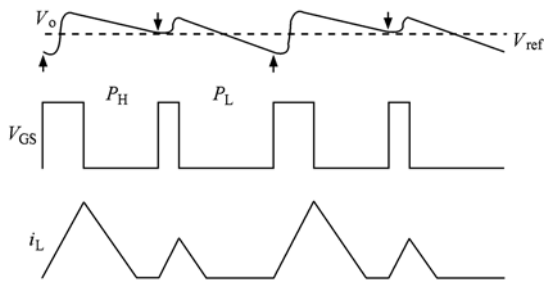


图 3 PT 控制 DCM Buck 变换器的稳态工作波形示意图

2. 2. PT 控制 CCM Buck 变换器控制特性

PT 控制 CCM Buck 变换器在开关周期开始时刻和结束时刻的电感电流通常不相等, 即一个开关周期内电感储能的变化量不为零. 开关管导通时, Buck 变换器的输入电源给电感充电, 电感储能. 当电感电流大于负载电流时, 电感储存的能量在给负载供电的同时对输出电容充电, 从而使输出电压上升; 当电感电流小于负载电流时, 负载所需能量不足部分由电容储能提供, 输出电容放电, 从而使输出电压下降. 因此, 在一个开关周期内, PT 控制 CCM Buck 变换器输出电压的变化量由电感电流与负载电流的大小决定. 当电感电流大于负载电流时, 输出电压上升; 当电感电流小于负载电流时, 输出电压下降. PT 控制 CCM Buck 变换器高功率控制脉冲  $P_H$  和低功率控制脉冲  $P_L$  的作用是直接调节电感电流在一个开关周期内的升降, 高功率控制脉冲工作时, 电感电流上升; 低功率控制脉冲工作时, 电感电流下降. PT 控制 CCM Buck 变换器通过对电感电流变化量的调节间接实现输出电压的调节, 而

不像 PT 控制 DCM Buck 变换器那样直接实现输出电压的调节. 因此, PT 控制 DCM Buck 变换器和 PT 控制 CCM Buck 变换器具有不同的控制特性.

3. PT 控制 CCM Buck 变换器低频波动现象产生机理及其抑制

如图 4 所示为 PT 控制 CCM Buck 变换器在一个开关周期内的电感电流及输出电压示意图. 开关管导通期间, 电感电流以  $(V_{in} - V_o)/L$  的斜率线性上升; 开关管关断期间, 电感电流以  $V_o/L$  的斜率线性下降. 当电感电流  $i_L$  大于负载电流  $I_o$  时, 电感电流  $i_L$  在给负载供电的同时, 多余的电感电流  $(i_L - I_o)$  给电容充电, 输出电压上升; 反之, 当电感电流  $i_L$  小于负载电流  $I_o$  时, 电感电流  $i_L$  全部提供给负载, 负载所需电流的不足部分  $(I_o - i_L)$  由电容放电电流  $-i_c$  补充, 输出电压下降.

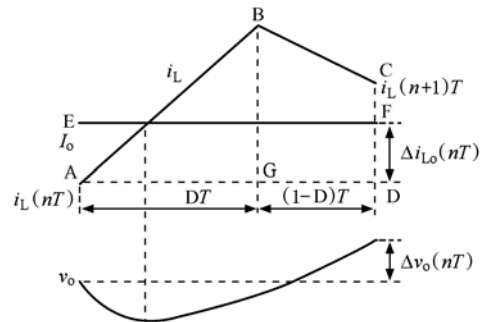


图 4 控制脉冲周期内电感电流及输出电压波形示意图

在一个开关周期内, 电感电流变化量为

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}D - V_oT}{L} = \begin{cases} \frac{V_{in}D_H - V_oT}{L}, & P = P_H, \\ \frac{V_{in}D_L - V_oT}{L}, & P = P_L, \end{cases} \quad (1)$$

其中  $D_H$  和  $D_L$  分别是高功率控制脉冲  $P_H$  和低功率控制脉冲  $P_L$  对应的占空比, 它们满足

$$D_H > \frac{V_o}{V_{in}} > D_L. \quad (2)$$

由(1)和(2)式可得高功率控制脉冲  $P_H$  和低功率控制脉冲  $P_L$  工作时, PT 控制 CCM Buck 变换器的电感电流变化量  $\Delta i_L^H$  和  $\Delta i_L^L$  分别满足

$$\Delta i_L^H > 0, \Delta i_L^L < 0. \quad (3)$$

### 3. 1. 低频波动现象产生机理

Buck 变换器电感电流  $i_L$  与负载电流  $I_o$  之间满足

$$i_L = i_c + I_o = C \frac{du_c}{dt} + I_o, \quad (4)$$

其中  $u_c$  为输出滤波电容电压瞬态值.

当输出滤波电容的 ESR 值  $R_{ESR} = 0$  时,由(4)式可得一个开关周期内输出电压(电容电压)的变化量为

$$\Delta v_o(nT) = \frac{1}{C} \int_{nT}^{(n+1)T} (i_L - I_o) dt. \quad (5)$$

根据图 4, (5) 式右侧积分项的值等于四边形 ABCD 的面积减去矩形 ADFE 的面积.

四边形 ABCD 面积为

$$\begin{aligned} S_{ABCD} &= S_{ABG} + S_{BCDG} = \frac{1}{2}DT \frac{V_{in} - V_o}{L}DT \\ &+ \frac{1}{2} \left( \frac{V_{in} - V_o}{L}DT + \frac{V_{in}D - V_o}{L}T \right) (1 - D)T \\ &= \frac{T^2}{2L} [ (V_{in}D - V_o) + V_{in}D(1 - D) ], \end{aligned}$$

矩形 ADFE 面积为

$$S_{ADFE} = | \Delta i_{L_o}(nT) | \cdot T = - \Delta i_{L_o}(nT) \cdot T,$$

由此可得

$$\begin{aligned} \Delta v_o(nT) &= \frac{T^2}{2LC} [ (V_{in}D - V_o) + V_{in}D(1 - D) ] \\ &+ \frac{\Delta i_{L_o}(nT) \cdot T}{C} \\ &= A + \frac{\Delta i_{L_o}(nT) \cdot T}{C}. \end{aligned} \quad (6)$$

其中  $A = \frac{T^2}{2LC} [ (V_{in}D - V_o) + V_{in}D(1 - D) ]$ ,  $\Delta i_{L_o}(nT) = i_L(nT) - I_o$ ,  $i_L(nT)$  为第  $n$  个开关周期开始时刻的电感电流值. 尽管图 4 只示出了电感电流与负载电流位置关系的一种情形,但对于其他情形,分析方法类似,且最终均可得出(6)式,为避免重复,本文不再给出推导过程.

从(6)式可以看出,在任意一个开关周期,输出电压变化量不仅与控制脉冲占空比  $D$  有关,还与当前开关周期开始时刻的电感电流  $i_L(nT)$  与负载电流  $I_o$  的差值  $\Delta i_{L_o}(nT)$  密切相关.

由于开关变换器的开关频率远大于开关变换器的特征频率,即  $T^2 \ll LC$ ,对于 PT 控制 CCM Buck 变换器,由(6)式,可得输出电压的变化量近似为

$$\Delta v_o(nT) \cong \frac{\Delta i_{L_o}(nT) \cdot T}{C}. \quad (7)$$

从(7)式可以看出,在一个开关周期内输出电压的变化量主要由  $\Delta i_{L_o}(nT)$  决定,  $\Delta i_{L_o}(nT) > 0$  时输出电压上升,反之输出电压下降.

在开关周期开始时刻,如果输出电压低于参考电压,PT 控制器将选择高功率控制脉冲,  $\Delta i_L^H > 0$ , 电感电流将上升,如果此时  $\Delta i_{L_o}(nT)$  小于零,则  $\Delta v_o(nT) < 0$ , 输出电压下降,而不是上升,将更加偏离其期望值;在下一个开关周期开始时刻,PT 控制器将继续选择高功率控制脉冲,电感电流继续上升,如果此时  $\Delta i_{L_o}(nT)$  仍小于零,则  $\Delta v_o(nT) < 0$ , 输出电压将继续下降,PT 控制器将一直选择高功率控制脉冲,输出电压越来越偏离其期望值,电感电流持续上升;直到电感电流上升到满足  $\Delta i_{L_o}(nT) > 0$ , 输出电压才开始上升;当输出电压上升到高于参考电压时,PT 控制器才开始选择低功率控制脉冲.

类似地,在开关周期开始时刻,如果输出电压高于参考电压,PT 控制器将选择低功率控制脉冲,  $\Delta i_L^L < 0$ , 电感电流将下降,但如果此时  $\Delta i_{L_o}(nT) > 0$ , 则  $\Delta v_o(nT) > 0$ , 输出电压上升,而不是下降,将更加偏离其期望值;在下一个开关周期开始时刻,PT 控制器将继续选择低功率控制脉冲,电感电流继续下降,如果此时  $\Delta i_{L_o}(nT)$  仍大于零,则  $\Delta v_o(nT) > 0$ , 输出电压将继续上升,PT 控制器将一直选择低功率控制脉冲,输出电压越来越偏离其期望值,电感电流持续下降;直到电感电流降到满足  $\Delta i_{L_o}(nT) < 0$ , 输出电压才开始下降;当输出电压下降到低于参考电压时,PT 控制器才开始选择高功率控制脉冲,依此循环.

由以上分析可知,尽管 PT 控制 CCM Buck 变换器与 PT 控制 DCM Buck 变换器具有相同的控制规律,即当输出电压大于参考电压时,控制器选用低功率控制脉冲工作,反之选用高功率控制脉冲工作,但 PT 控制 DCM Buck 变换器与 PT 控制 CCM Buck 变换器具有完全不同的控制效果. PT 控制 CCM Buck 变换器间接通过电感电流调节输出电压,当输出电压大于参考电压,PT 控制器选择高功率控制脉冲时,输出电压可能上升,也可能下降;类似地,当输出电压低于参考电压,PT 控制器选择低功率控制脉冲时,输出电压可能下降,也可能上升. 这种输出电压调节的滞后性将导致 PT 控制 CCM Buck 变换器出现低频波动现象. 而对于 PT 控制 DCM Buck 变换器,输出电压上升与下降仅与控制

脉冲类型有关,与电感电流无关<sup>[19-22]</sup>,当高功率控制脉冲工作时,输出电压上升,反之输出电压下降,输出电压能够得到及时调整,因而不存在由于调整不及时造成的低频波动现象.

如图 5 所示为  $R_{ESR} = 0$  时,PT 控制 CCM Buck 变换器稳态输出电压及电感电流波形示意图. 在一个脉冲序列循环周期内,PT 控制器连续采用  $\mu_H$  个高功率控制脉冲和  $\mu_L$  个低功率控制脉冲工作,PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电压出现波动频率为  $f_N = 1/T_N$  的降频现象,其中  $T_N = (\mu_H + \mu_L)T$  为脉冲序列循环周期.

稳态工作时,PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电压在一个脉冲序列循环周期内的变化量为零,即

$$\sum_{i=1}^{\mu_H} \Delta v_{o,H}(iT) + \sum_{j=1}^{\mu_L} \Delta v_{o,L}(jT) = 0, \quad (8)$$

其中  $\Delta v_{o,H}(iT)$ ,  $\Delta v_{o,L}(jT)$  分别为 PT 控制 CCM Buck 变换器第  $i$  个高功率控制脉冲和第  $j$  个低功率控制脉冲对应的输出电压变化量.

如图 5 所示,在一个脉冲序列循环周期内,电感电流大于负载电流时,输出滤波电容储存电荷,所以储存电荷的变化量为电感电流大于负载电流部分与负载电流围成的面积,由此可得输出电压的低频波动幅值  $V_{p-p}$  为

$$V_{p-p} \cong \frac{|\Delta i_{L_o}(T)| \cdot T_N}{4C}. \quad (9)$$

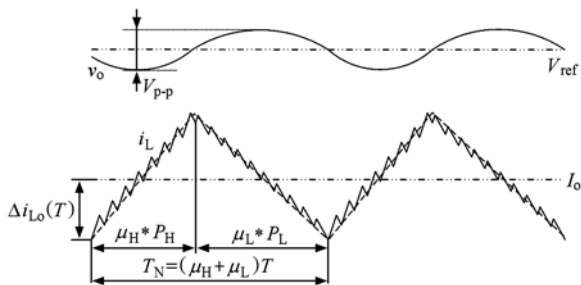


图 5 输出电压及电感电流波形示意图

### 3.2. 低频波动现象抑制

由以上分析可知,PT 控制 CCM Buck 变换器低频波动现象是由于输出电压得不到及时调整而造成的. 所以,与 PT 控制 DCM Buck 变换器一样,只要保证控制器在选用  $P_H$  时输出电压上升,而选用  $P_L$  时输出电压下降,就能抑制这种低频波动现象. 从 (3) 式可知,当采用  $P_H$  工作时,电感电流上升;而采用  $P_L$  工作时,电感电流下降. 由于电感电流纹波全

部流入输出滤波电容,电感电流纹波的这种升降特性能够通过输出滤波电容 ESR 体现. 此外,从 (7) 式可以看出,输出滤波电容值仅影响输出电压的变化量,而不影响输出电压的升降与否;输出滤波电感值间接通过电感电流的变化量影响输出电压的变化量,同样不影响输出电压的升降与否. 由此可知,由输出滤波电感、电容参数的变化所引起的输出电压的变化量,将影响低频波动的振荡幅度以及振荡频率,但不能从根本上消除 PT 控制 CCM Buck 变换器的低频波动现象.

当存在输出滤波电容等效串联电阻时,一个开关周期内输出电压变化量由输出滤波电容及其 ESR 上的电压变化量决定,输出电压变化量为

$$\begin{aligned} \Delta v_o(nT) &= \frac{1}{C} \int_{nT}^{(n+1)T} (i_L - I_o) dt + R_{ESR} \Delta i_L \\ &= A + \frac{\Delta i_{L_o}(nT) \cdot T}{C} + \Delta i_L R_{ESR}. \end{aligned} \quad (10)$$

在上式中,当输出滤波电容等效串联电阻  $R_{ESR}$  足够大,输出电压的变化量主要由 ESR 上的电压变化量决定时,输出电压在一个控制脉冲周期内的变化量可简化为

$$\Delta v_o(nT) \cong \Delta i_L R_{ESR}. \quad (11)$$

由 (3) 式可知,此时有

$$\Delta v_{o,H}(nT) > 0, \quad \Delta v_{o,L}(nT) < 0. \quad (12)$$

上式表明,当输出滤波电容等效串联电阻  $R_{ESR}$  足够大时,PT 控制 CCM Buck 变换器的高功率控制脉冲对应的  $\Delta v_{o,H}(nT) > 0$ ,输出电压上升;低功率控制脉冲对应的  $\Delta v_{o,L}(nT) < 0$ ,输出电压下降. 此时,PT 控制 CCM Buck 变换器具有与 PT 控制 DCM Buck 变换器一样的控制效果,即输出电压上升或下降仅与控制脉冲的类型有关,而与  $\Delta i_{L_o}(nT)$  的正负无关,消除了输出电压上升或下降对电感电流和负载电流大小关系的依赖,PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电压能够得到及时调整,抑制了低频波动现象的产生.

事实上,(11) 式是抑制 PT 控制 CCM Buck 变换器低频波动现象的充分条件,而不是必要条件. 只需要选择适当的  $R_{ESR}$ ,使式 (12) 成立,即可抑制 PT 控制 CCM Buck 变换器低频波动. 尽管较大的  $R_{ESR}$  可以抑制 PT 控制 CCM Buck 变换器低频波动,但  $R_{ESR}$  增大的同时也增大了输出电压纹波. 因此,在设计 PT 控制 CCM Buck 变换器时,需要选择适当的输出电容等效串联电阻  $R_{ESR}$ ,在抑制低频波动的同时,获得尽量小的输出电压纹波.

### 4. 仿真及实验验证

#### 4.1. 仿真结果分析

为了验证理论分析的正确性,下面采用表 1 所示 PT 控制 CCM Buck 变换器电路参数,进行计算机仿真分析.

表 1 PT 控制 CCM Buck 变换器电路参数

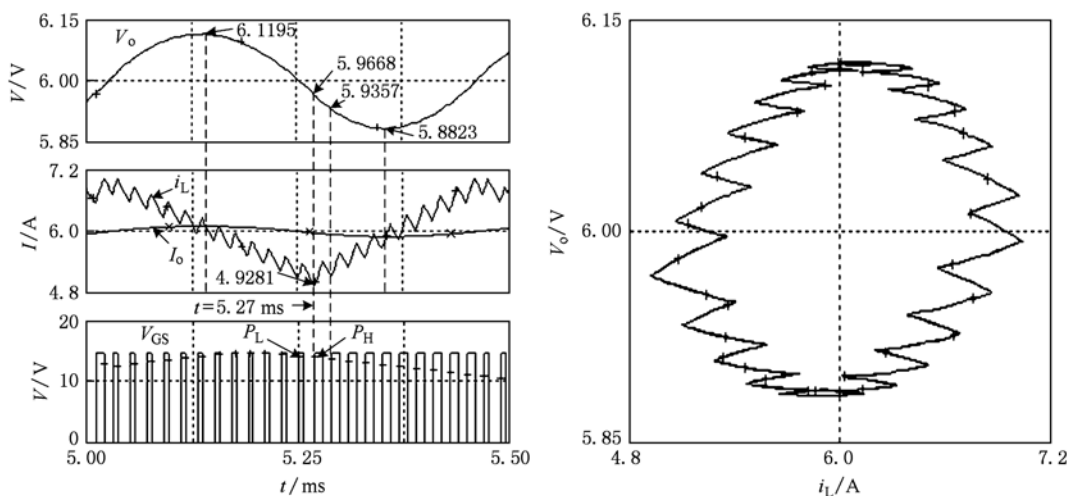
变量	数值
$V_{in}/V$	16
$V_o/V$	6
$V_{ref}/V$	6
$L/\mu H$	206
$C/\mu F$	490
$R/\Omega$	1
$T/\mu s$	20
$D_H$	0.5
$D_L$	0.3

图 6(a) — (d) 分别为  $R_{ESR} = 0, 5\text{ m}\Omega, 44\text{ m}\Omega$  和  $74\text{ m}\Omega$  时, PT 控制 CCM Buck 变换器输出电压  $V_o$ , 电感电流  $i_L$ , 负载电流  $I_o$  和控制脉冲  $V_{GS}$  的时域仿真波形及输出电压  $V_o$  与电感电流  $i_L$  的相空间轨迹图.

从图 6(a) 和 (b) 所示时域仿真波形可以看出, 当  $R_{ESR} = 0$  和  $R_{ESR} = 5\text{ m}\Omega$  时, PT 控制器均连续选用高功率控制脉冲和低功率控制脉冲, PT 控制 CCM Buck 变换器出现低频波动现象. 从图 6(a) 可知,  $t = 5.27\text{ ms}$  时, 输出电压小于参考电压, PT 控制器选

择高功率控制脉冲, (6) 式中  $A = 0.0119\text{ V}$ ,  $\Delta i_{Lo}(T) = 4.9281\text{ A} - 6\text{ A} = -1.0719\text{ A}$ , 从而可得  $\Delta v_{o,H}(nT) = -0.0318\text{ V} < 0$ , (12) 式不成立; 同样, 从图 6(b) 可知,  $t = 5.18\text{ ms}$  时, 输出电压小于参考电压, PT 控制器选择高功率控制脉冲, (10) 式中  $A = 0.0119\text{ V}$ ,  $\Delta i_{Lo}(T) = 5.1152\text{ A} - 6\text{ A} = -0.8848\text{ A}$ ,  $\Delta i_{L,R_{ESR}} = 0.0010\text{ V}$ , 从而可得  $\Delta v_{o,H}(nT) = -0.0232\text{ V} < 0$ , (12) 式不成立. 因此, 图 6(a) 和 (b) 所示的 PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电压得不到及时调整, 产生了低频波动现象.

图 6(a) 所示时域仿真波形中, 10 个高功率控制脉冲和 12 个低功率控制脉冲 ( $10P_H - 12P_L$ ) 构成一个脉冲序列循环周期, 电感电流呈现周期 22 状态, 此时, (9) 式中  $\Delta i_{Lo}(T) = 4.9281\text{ A} - 6\text{ A} = 1.0719\text{ A}$ ,  $T_N = 22 \times 20\text{ }\mu s = 440\text{ }\mu s$ , 由此可得一个脉冲序列循环周期内输出电压的低频波动幅值  $V_{p-p} = 0.2406\text{ V}$ , 与仿真得到的输出电压低频波动幅值  $6.1195\text{ V} - 5.8823\text{ V} = 0.2372\text{ V}$  非常相近. 在  $t = 5.25\text{ ms}$  时, 输出电压大于参考电压, PT 控制器选择低功率控制脉冲  $P_L$ ; 在  $t = 5.27\text{ ms}$  时, 输出电压低于参考电压, 控制器选择高功率控制脉冲  $P_H$ , 但由于此时电感电流小于负载电流, 输出电压仍然继续下降. 由 (6) 式可得此时一个开关周期内的输出电压变化量为  $\Delta v_o(nT) = -0.0318\text{ V}$ , 与图 6(a) 所示输出电压仿真结果  $\Delta v_o(nT) = 5.9357\text{ V} - 5.9668\text{ V} = -0.0311\text{ V}$  非常接近. 从图 6(a) 右侧输出电压与电感电流的相空间轨迹图同样可知, PT 控制 Buck 变换器输出电压呈现周期性低频波动, 波动周期较长, 波动幅值大.



(a)

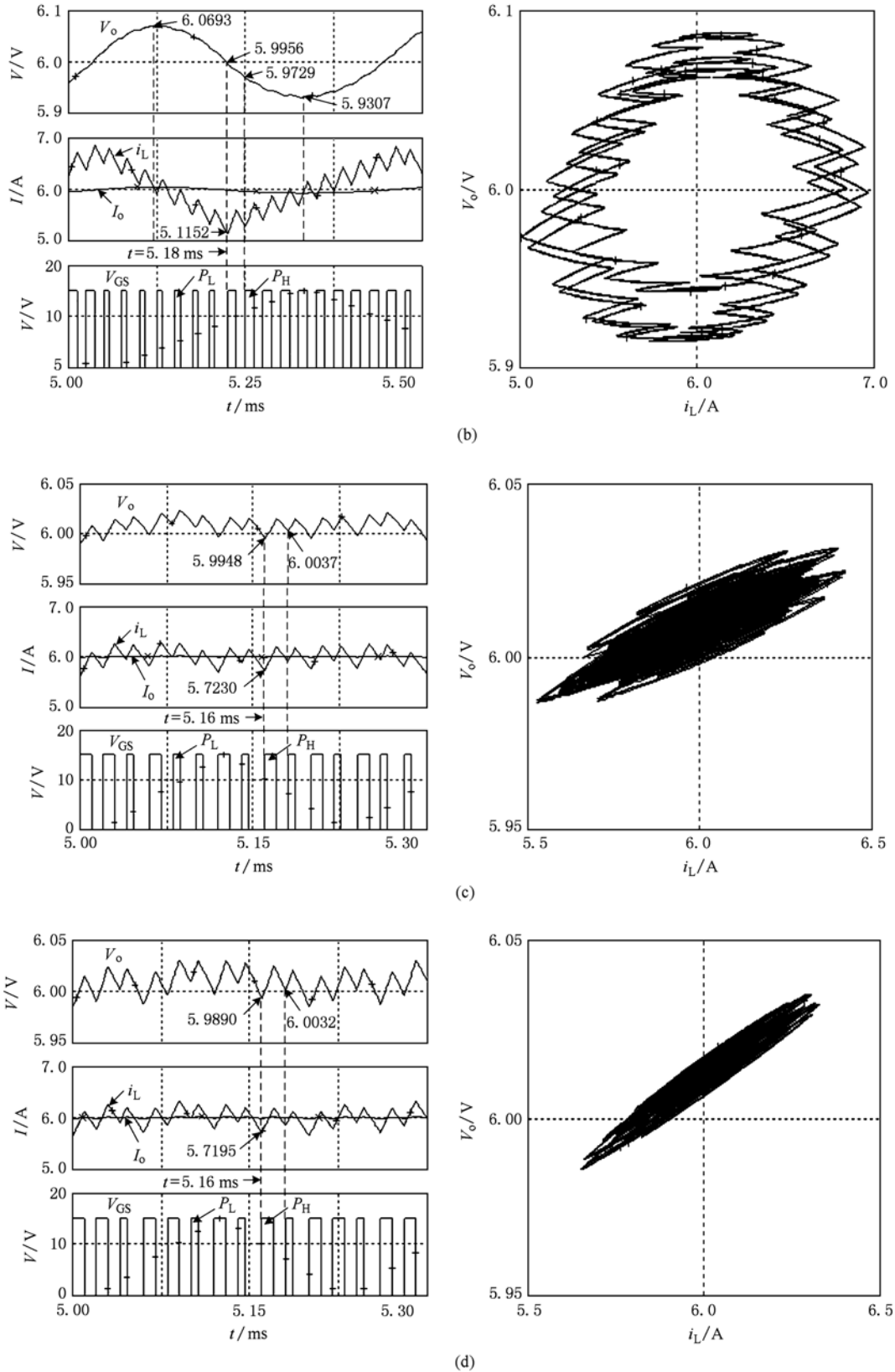


图6 PT控制 Buck 变换器时域仿真波形及输出电压与电感电流相图 (a)  $R_{ESR} = 0$ ; (b)  $R_{ESR} = 5 \text{ m}\Omega$ ; (c)  $R_{ESR} = 44 \text{ m}\Omega$ ; (d)  $R_{ESR} = 74 \text{ m}\Omega$

当  $R_{ESR} = 5 \text{ m}\Omega$  时, (9) 式中的  $|\Delta i_{L_o}(T)| = |5.1152 \text{ A} - 6 \text{ A}| = 0.8848 \text{ A}$ ,  $T_N = 17 \times 20 \mu\text{s} = 340 \mu\text{s}$ , 可得输出电压的低频波动幅值  $V_{p-p} = 0.1535 \text{ V}$ , 而由图 6(b) 所示仿真结果可得输出电压低频波动幅值为  $6.0693 \text{ V} - 5.9307 \text{ V} = 0.1386 \text{ V}$ , 两者之间的差异是由于 (9) 式假定了  $R_{ESR} = 0$ , 而仿真时  $R_{ESR} = 5 \text{ m}\Omega$ . 如图 6(b) 所示, 当  $t = 5.18 \text{ ms}$  时, 输出电压小于参考电压, 控制器选择高功率控制脉冲  $P_H$ , 由 (10) 式可得输出电压的变化量为  $-0.0232 \text{ V}$ , 与仿真得到的输出电压变化量  $(5.9729 - 5.9956) = -0.0227 \text{ V}$  非常接近. 由图 6(b) 右侧输出电压与电感电流的相空间轨迹图同样可知, 输出电压仍呈现周期性低频波动 (脉冲序列组合为  $11P_L-9P_H-7P_L-10P_H-11P_L-9P_H$ ), 波动周期更长, 电路工作在周期 57 状态. 但此时输出电压波动幅值变小, 并不再像  $R_{ESR} = 0$  时一样为等幅波动.

当  $t = 5.16 \text{ ms}$  时, 图 6(c) 和 (d) 所示时域仿真波形中的输出电压均小于参考电压, PT 控制器选用高功率控制脉冲, 由图 6(c) 可得  $\Delta i_{L_o}(T) = 5.7230 \text{ A} - 6 \text{ A} = -0.2270 \text{ A}$ , (10) 式中  $A = 0.0119 \text{ V}$ ,  $\Delta i_L R_{ESR} = 0.0085 \text{ V}$ , 从而可得  $\Delta v_{o,H}(nT) = 0.0091 \text{ V}$ , 这与仿真得到的输出电压变化量  $\Delta v_o(nT) = 6.0037 \text{ V} - 5.9948 \text{ V} = 0.0089 \text{ V}$  较好符合, (12) 式中  $\Delta v_{o,H}(nT) > 0$  成立; 同样, 由图 6(d) 可得  $\Delta i_{L_o}(T) = 5.7195 \text{ A} - 6 \text{ A} = -0.2805 \text{ A}$ , (10) 式中  $A = 0.0119 \text{ V}$ ,  $\Delta i_L R_{ESR} = 0.0144 \text{ V}$ , 从而可得  $\Delta v_{o,H}(nT) = 0.0148 \text{ V}$ , 这与仿真得到的输出电压变化量  $\Delta v_o(nT) = 6.0032 \text{ V} - 5.9890 \text{ V} = 0.0142 \text{ V}$  接近, (12) 式中  $\Delta v_{o,H}(nT) > 0$  成立. 此外, 由图 6(c) 和 (d) 所示时域仿真波形也可以看出, 当  $R_{ESR} = 44 \text{ m}\Omega$  和  $R_{ESR} = 74 \text{ m}\Omega$  时, PT 控制 CCM Buck 变换器输出电压上升和下降由控制脉冲的类型确定: 高功率控制脉冲工作时, 输出电压上升; 反之输出电压下降. (12) 式成立, 因此, PT 控制器可以及时调整输出电压, 抑制了低频波动现象的产生. 另外, 从图 6(c) 和 (d) 所示的输出电压与电感电流的相空间轨迹图也可以看出, 类似于图 6(a), (b) 的低频波动现象消失, 输出电压纹波减小, PT 控制 Buck 变换器工作于混沌状态.

由图 6(a) — (d) 可知, PT 控制变换器在  $R_{ESR} = 0$  时将出现低频波动现象, 输出电压波动幅值最大; 随着  $R_{ESR}$  值的增大, 波动幅值减小, 低频波动现象逐渐得到抑制; 随着  $R_{ESR}$  值的继续增大, 输出电压纹波

随  $R_{ESR}$  值的增大而增大.

### 4. 2. 同步开关映射模型分析

在开关周期开始时刻采样开关变换器状态变量  $(u_c, i_L)$ , 然后将  $(u_c, i_L)$  作为初始条件, 利用状态方程求解下一个开关周期的状态变量, 由此建立 PT 控制 CCM Buck 变换器同步开关映射模型, 以分析  $R_{ESR}$  对 PT 控制 CCM Buck 变换器控制过程和控制效果的影响. 如图 7 为  $R_{ESR}$  连续变化时 PT 控制 CCM Buck 变换器输出电压的变化规律. 从图 7 可以看出, 当  $R_{ESR} = 0$  或很小时, 输出电压的变化幅度很大; 随着  $R_{ESR}$  的增大, 输出电压的波动幅度逐渐减小, 输出电压纹波减小; 当  $R_{ESR} = 44 \text{ m}\Omega$  时, PT 控制 CCM Buck 变换器具有最佳的控制效果; 随着  $R_{ESR}$  的进一步增大, 输出电压纹波逐渐增大.

对于传统 PWM 控制,  $R_{ESR} = 0$  时输出电压纹波最小; 而对于 PT 控制,  $R_{ESR} = 0$  时输出电压波动幅值最大, 出现特有的低频波动现象. 随着  $R_{ESR}$  值的增大, 输出电压波动幅值减小, 但随着  $R_{ESR}$  值进一步增大, 输出电压波动幅值增加, 这与时域仿真结果相符. 出现这种现象的原因是由于随着  $R_{ESR}$  值的增大, PT 控制 CCM Buck 变换器低频波动现象得到抑制, 输出电压波动幅值变小, 但随着  $R_{ESR}$  值的继续增大, 输出电压纹波随之增加. 所以设计 PT 控制 CCM Buck 变换器时需选择  $R_{ESR}$  值, 在抑制低频波动现象的同时具有较小的输出电压纹波.

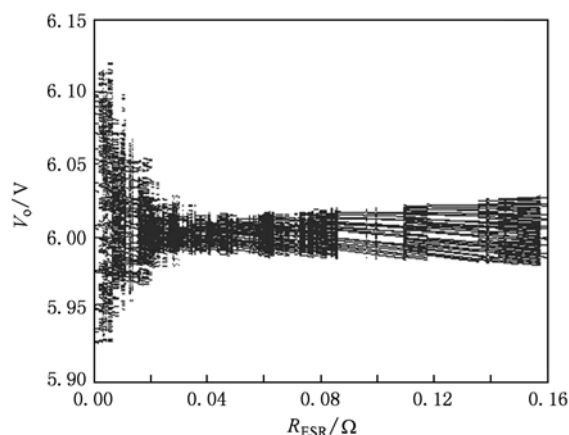


图 7 PT 控制 CCM Buck 变换器输出电压与  $R_{ESR}$  的关系

### 4. 3. 实验结果

实验电路如图 1 所示, 其中开关管和二极管型号分别为 IRF540 和 MBR1540, 比较器采用 LM319,

D 触发器为 74LS74, 与门为 74LS08, 或门为 74LS32, 高、低功率控制脉冲  $P_H$  和  $P_L$  由函数发生器产生.

图 8 所示为  $R_{ESR} = 5 \text{ m}\Omega$  和  $R_{ESR} = 74 \text{ m}\Omega$  时, PT 控制 CCM Buck 变换器的输出电压及电感电流实验波形. 从图 8 可以看出, 当  $R_{ESR} = 5 \text{ m}\Omega$  时, PT

控制 Buck 变换器出现低频波动现象; 而当  $R_{ESR} = 74 \text{ m}\Omega$  时, 抑制了低频波动现象的产生. 图 8 和图 6 的微小差别是由于实验电路的功率变换效率影响了高、低功率控制脉冲的组合形式而造成的. 图 6 和图 8 所示仿真和实验结果验证了理论分析的正确性.

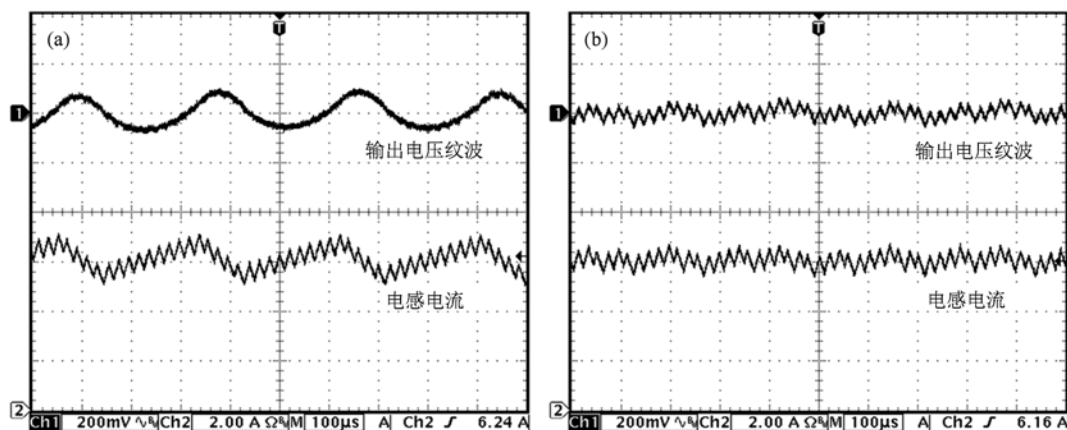


图 8 PT 控制 Buck 变换器输出电压及电感电流实验波形 (a)  $R_{ESR} = 5 \text{ m}\Omega$ ; (b)  $R_{ESR} = 74 \text{ m}\Omega$

## 5. 结 论

PT 控制开关变换器不需要误差放大器及其补偿网络, 具有动态响应速度快、鲁棒性好、实现方式简单、可靠等突出优点而得到了学术界和工业界的关注. PT 控制开关变换器稳态工作时, 电路工作的周期状态与脉冲序列循环周期相关, 其最小稳态周期为周期 2 状态. 本文分析了 PT 控制 Buck 变换器

的控制特性, 首次发现了 PT 控制 CCM Buck 变换器中存在的低频波动现象, 并研究了其产生机理和抑制方法. 研究表明, 当输出滤波电容等效串联电阻值为零或很小时, PT 控制 CCM Buck 变换器将出现低频波动现象, 而随着 ESR 值的增大, 输出电压能够及时调整, 低频波动现象消失, 仿真及实验研究结果验证了理论分析的正确性. 本文对 PT 控制拓展到 CCM 开关变换器的应用具有理论意义和工程价值.

- [1] Luo X S, Wang B H, Chen G R, Quan H J, Fang J Q, Zou Y L, Jiang P Q 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 12 (in Chinese) [罗晓曙、汪秉宏、陈关荣、全宏俊、方锦清、邹艳丽、蒋品群 2003 物理学报 **52** 12]
- [2] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5648 (in Chinese) [卢伟国、周维维、罗全明 2007 物理学报 **56** 5648]
- [3] Zhou Y F, Chen J N, Tse C K, Ke D M, Shi L X, Sun W F 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 3676 (in Chinese) [周宇飞、陈军宁、谢智刚、柯导明、时龙兴、孙伟锋 2004 物理学报 **53** 3676]
- [4] 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]
- [5] Bao B C, Liu Z, Xu J P 2009 *Chin. Phys. B* **18** 4742
- [6] Zhuo G H, Xu J P, Bao B C 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2272 (in Chinese) [周国华、许建平、包伯成 2010 物理学报 **59** 2272]
- [7] Bao B C, Liu Z, Xu J P, Zhou G H 2010 *Chin. Phys. B* **19** 03769
- [8] Yang R, Zhang B 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 5567 (in Chinese) [杨汝、张波 2006 物理学报 **55** 5567]
- [9] Zhao Y B, Zhang D Y, Zhang C J 2007 *Chin. Phys. B* **16** 933
- [10] Zhao Y B, Luo X S, Fang J Q, Wang B H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 5022 (in Chinese) [赵益波、罗晓曙、方锦清、汪秉宏 2005 物理学报 **54** 5022]
- [11] Xu F, Xu D G, Liu Y X 2003 *Proceeding of the CSEE* **23** 133 (in Chinese) [许峰、徐殿国、柳玉秀 2003 中国电机工程学报 **23** 133]
- [12] Tan S C, Lai Y M, Tse C K, Cheung K H 2006 *IEEE Trans. on Power Electronics* **21** 182

- [13] So W C, Tse C K, Lee Y S 1996 *IEEE Trans. on Power Electronics* **11** 24
- [14] Ofoli A R, Rubaai A 2006 *IEEE Trans. on Industry Applications* **42** 1367
- [15] Smedley K M, Cuk S 1996 *IEEE Trans. on Power Electronics* **11** 99
- [16] 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]
- [17] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 2842 (in Chinese) [王发强、张浩、马西奎 2008 物理学报 **57** 2842]
- [18] Meyer E, Zhang Z L, Liu Y F 2008 *IEEE Trans. on Power Electronics* **23** 1802
- [19] Telefus M, Shteynberg A, Ferdowsi M, Emadi A 2004 *IEEE Trans. on Power Electronics* **19** 757
- [20] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, Shteynberg A 2005 *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems* **41** 181
- [21] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, Davis C 2005 *IEEE Trans. on Power Electronics* **20** 798
- [22] Khaligh A, Rahimi A M, Emadi A 2007 *IEEE Trans. on Vehicular Technology* **56** 2005
- [23] Khaligh A, Emadi A 2008 *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems* **44** 766
- [24] Ferdowsi M, Emadi A 2005 *IEEE Trans. on Industrial Electronics* **52** 116
- [25] 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]

## Analysis of low-frequency oscillation phenomenon in the pulse train controlled buck converter\*

Wang Jin-Ping Xu Jian-Ping<sup>†</sup> Zhou Guo-Hua Mi Chang-Bao Qin Ming

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

(Received 6 December 2009; revised manuscript received 6 July 2010)

### Abstract

In this paper, the low-frequency oscillation phenomenon in a pulse train (PT) controlled buck converter operating in continuous conduction mode (CCM) is found and studied. The mechanism of this low-frequency oscillation phenomenon and the way to suppress it are studied. The time-domain simulation results and their corresponding phase portraits indicate that the equivalent series resistance (ESR) of the output filter capacitor has a critical effect on this low-frequency oscillation phenomenon. When the ESR is zero or small enough, such a low-frequency oscillation phenomenon appears in the PT controlled CCM buck converter because the output voltage can not be regulated timely. With the increase of ESR, the PT controlled CCM buck converter operates chaotically. The output voltage can be regulated timely and such a low-frequency oscillation phenomenon can be suppressed effectively. Experimental results are provided to verify the theoretical analyses and the simulations.

**Keywords:** low-frequency oscillation, pulse train control, buck converter, continuous conduction mode

**PACS:** 84.30.Jc, 05.45.-a

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

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: jpxu-swjtu@163.com