

# 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\*

钟曙 沙金 许建平<sup>†</sup> 许丽君 周国华

(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)

(2014年4月29日收到; 2014年5月22日收到修改稿)

揭示了脉冲跨周期调制 (pulse skipped modulation, PSM) 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, 分析了 PSM 调制 CCM Buck 变换器的能量转换过程, 阐述了低频波动的产生机理, 给出了低频波动的判断条件. 建立了 PSM 调制 CCM Buck 变换器的同步开关映射模型, 基于该模型给出了电感电流与输出电压随输出电容等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR) 变化的分岔图, 分析了 ESR 对低频波动的影响. 为消除 PSM 调制 CCM Buck 中存在的低频波动, 提出了电容电流脉冲跨周期调制 (capacitor current pulse skipped modulation, CC-PSM) 方法. 研究表明: 在 ESR 较小时, CC-PSM 调制 CCM Buck 变换器消除了 PSM 调制 CCM Buck 变换器存在的低频波动. 仿真与实验结果验证了理论分析的正确性.

**关键词:** 开关变换器, 脉冲跨周期调制, 低频波动, 边界碰撞分岔

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

**DOI:** 10.7498/aps.63.198401

## 1 引言

开关变换器因其具有高变换效率和高功率密度而得到了广泛的应用. 研究表明, 开关变换器中存在倍周期分岔<sup>[1]</sup>、间歇和混沌<sup>[2,3]</sup>、边界碰撞分岔<sup>[4,5]</sup>、Hopf 分岔<sup>[6]</sup>、次谐波振荡<sup>[7]</sup>、低频波动<sup>[8-12]</sup>等丰富的非线性现象<sup>[1-12]</sup>. 深入分析和研究开关变换器的非线性行为, 揭示开关变换器的运行机理和内在特性, 对开关变换器的参数设计和工程应用具有重要意义.

低频波动是开关变换器中存在的一类典型的非线性现象, 近年来, 已有不少文献对开关变换器的低频波动现象进行了深入的研究和分析. 文献<sup>[8,9]</sup>对单周期控制开关变换器的动力学行为进行了研究, 揭示了 Buck 变换器和 Boost 变换器中存在的降频和低频波动现象, 指出降频现象主要是

由于复位电路积分输出电压无法达到参考电压造成的; 文献<sup>[10,11]</sup>对固定导通时间控制和固定关断时间控制开关变换器中的脉冲簇发现象以及多开关周期振荡现象进行了研究, 给出了变换器的稳定工作条件; 文献<sup>[12]</sup>报道了工作于电感电流连续导电模式 (continuous conduction mode, CCM) 的脉冲序列控制 Buck 变换器中存在的低频波动现象, 并研究了低频波动的产生机理和抑制方法.

脉冲跨周期调制 (pulse skipped modulation, PSM)<sup>[13,14]</sup> 技术是一种离散非线性开关变换器调制技术. 轻载工作时, PSM 通过减少开关变换器的开关动作次数, 提高开关变换器效率. 文献<sup>[15]</sup>提出的双脉冲-跨周期调制方法, 改善了 PSM 调制开关变换器的输出电压纹波; 文献<sup>[16]</sup>提出的基于输入电压前馈的 PSM 调制方法, 有效消除了输入电压变化对变换器频谱特性的影响; 文献<sup>[17,18]</sup>通过建立开关变换器状态空间平均模型,

\* 国家自然科学基金 (批准号: 51177140, 61371033)、四川省青年科技基金 (2013JQ0033) 和中央高校基本科研业务费专项资金 (批准号: 2682013ZT20) 资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯作者. E-mail: [jpxu-swjtu@163.com](mailto:jpxu-swjtu@163.com)

对PSM调制开关变换器进行了大信号与小信号分析;文献[19,20]建立了工作于电感电流断续导电模式(discontinuous conduction mode, DCM)的PSM调制开关变换器的同步开关离散映射模型;文献[21]建立了PSM调制Boost变换器的动力学模型,报道了PSM调制DCM Boost变换器的边界碰撞分岔行为,并研究了负载电阻与输入电压变化对变换器频谱特性的影响.以上研究,为PSM调制技术的理论研究和工程实践提供了有益指导.

目前,针对PSM开关变换器的研究主要集中于DCM工作模式,PSM调制CCM开关变换器的非线性现象还未见相关报道.本文首次报道了PSM调制CCM开关变换器存在的低频波动现象,研究了低频波动的产生机理,给出了低频波动的判断条件.建立了PSM调制CCM Buck变换器的同步开关离散映射模型,在此基础上分析了输出电容等效串联电阻(equivalent series resistance, ESR)对低频波动与输出电压纹波的影响.为了消除低频波动,提出了电容电流脉冲跨周期调制(capacitor current pulse skipped modulation, CC-PSM)方法,并对CC-PSM调制CCM Buck变换器进行了实验验证.

## 2 PSM调制Buck变换器

如图1(a)所示PSM调制Buck变换器主电路由开关管S,二极管D<sub>1</sub>,电感L,电容C和负载电阻R构成.PSM调制器主要包括比较器和D触发器,D触发器由时钟周期为T,占空比为D的时钟信号V<sub>clk</sub>同步触发.PSM调制工作过程为:在时钟起始时刻采样输出电压v<sub>o</sub>并与参考电压V<sub>ref</sub>比较,若v<sub>o</sub> ≤ V<sub>ref</sub>,则在该时钟周期内,开关管导通DT后

关断;反之,若v<sub>o</sub> > V<sub>ref</sub>,则在该时钟周期内开关管完全关断.设第n个时钟周期起始时刻输出电压为v<sub>o</sub>(n),则该时钟周期内开关管导通时间t<sub>on</sub>(n)可以表示为

$$t_{on}(n) = \begin{cases} DT, & v_o(n) \leq V_{ref}, \\ 0, & v_o(n) > V_{ref}, \end{cases} \quad (1)$$

其中,t<sub>on</sub>(n) = DT和t<sub>on</sub>(n) = 0的时钟周期分别称为有效时钟周期和跨越时钟周期,其驱动脉冲分别用P<sub>H</sub>和P<sub>0</sub>表示.如图1(b)所示为PSM调制Buck变换器稳态工作波形,开关管在P<sub>H</sub>脉冲起始时刻导通,因此,开关管完成一次开关动作的时间等于P<sub>H</sub>脉冲起始时刻到下一个P<sub>H</sub>脉冲起始时刻之间的时间间隔.用t<sub>S</sub>表示开关动作时间,用m表示t<sub>S</sub>时间内的P<sub>0</sub>脉冲数,则t<sub>S</sub> = (1 + m)T.稳态工作时,P<sub>H</sub>和P<sub>0</sub>脉冲组成一个脉冲循环周期T<sub>S</sub><sup>[17]</sup>,电感电流值在T<sub>S</sub>起始与结束时刻相等.分别用N<sub>on</sub>和N<sub>off</sub>表示脉冲循环周期T<sub>S</sub>内有效时钟周期与跨越时钟周期的个数,则T<sub>S</sub> = (N<sub>on</sub> + N<sub>off</sub>)T.

用Δi<sub>L</sub>表示电感电流变化量,则第n个时钟周期内有

$$\begin{aligned} \Delta i_L(T) &= \frac{(V_{in} - V_o)t_{on}(n)}{L} - \frac{V_o(T - t_{on}(n))}{L} \\ &= \frac{V_{in}t_{on}(n) - V_oT}{L}. \end{aligned} \quad (2)$$

结合(1)式与(2)式,根据能量守恒,在一个脉冲循环周期T<sub>S</sub>内有

$$N_{on} \frac{V_{in}DT - V_oT}{L} = N_{off} \frac{V_o}{L}T, \quad (3)$$

其中V<sub>o</sub>为输出电压稳态值.根据(3)式,可得变换器电压增益A<sub>V</sub>为

$$A_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{DT}{(1 + N_{off}/N_{on})T}. \quad (4)$$

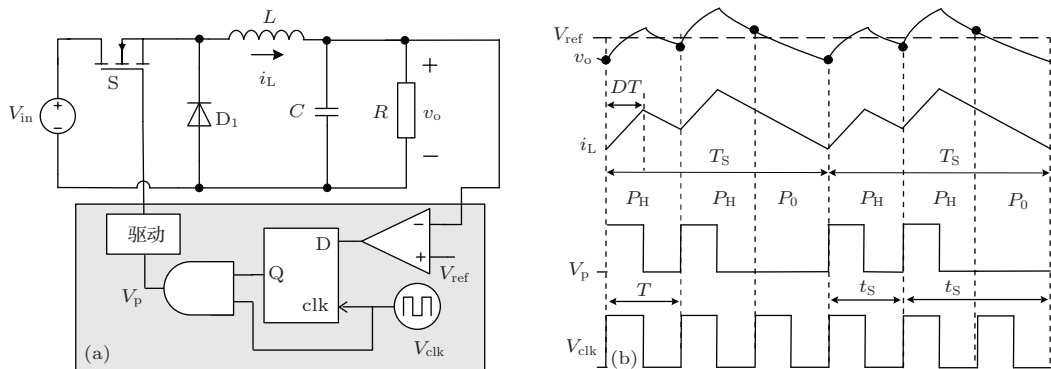


图1 PSM调制Buck变换器 (a) 电路原理; (b) 工作波形

传统PWM调制开关变换器的开关动作时间以时钟周期为基准,当开关变换器的开关动作时间为多个时钟周期时,表明开关变换器产生了降频,存在低频波动<sup>[8,22]</sup>.而PSM调制CCM Buck变换器可以等效为导通时间为 $DT$ ,等效开关周期为 $T_e = (1 + N_{off}/N_{on})T$ 的PWM调制CCM Buck变换器.因此,应以等效开关周期 $T_e = (1 + N_{off}/N_{on})T$ 为基准,判断PSM调制CCM Buck变换器是否存在低频波动.当等效开关周期 $(1 + N_{off}/N_{on})T$ 中的 $N_{off}/N_{on}$ 等于整数时, $t_s = T_e$ ,此时不存在低频波动.而当 $N_{off}/N_{on}$ 为非整数时,在脉冲循环周期 $T_s$ 内,存在 $t_s > T_e$ 和 $t_s < T_e$ 的两个开关动作时间.因为 $t_s = (1+m)T$ ,因此与 $T_e$ 差值最小的两个 $t_s$ 分

别为 $(\text{int}[N_{off}/N_{on}])T$ 和 $(1+\text{int}[N_{off}/N_{on}])T$ ,其中 $\text{int}$ 为取整函数.当 $|t_s - T_e| < T$ 时,开关动作时间 $t_s$ 与等效开关周期 $T_e$ 差值最小,此时不存在低频波动;而当 $|t_s - T_e| \geq T$ 时,存在低频波动.

考虑如图2(a)和(b)所示两种具有相同电压增益的电感电流波形,其等效开关周期 $T_e$ 均为 $1.5T$ , $N_{off}/N_{on}$ 为非整数0.5.在图2(a)中,有两个开关动作时间 $T$ 和 $2T$ , $t_s$ 与 $T_e$ 满足 $|t_s - T_e| < T$ ,此时变换器不存在低频波动,在脉冲循环周期 $T_s$ 时间内电感电流的变化量 $\Delta i_L(T_s)$ 较小.在图2(b)中,有两个开关动作时间 $T$ 和 $3T$ , $t_s = 3T$ 时, $|t_s - T_e| \geq T$ ,此时变换器存在低频波动,电感电流变化量 $\Delta i_L(T_s)$ 较大.

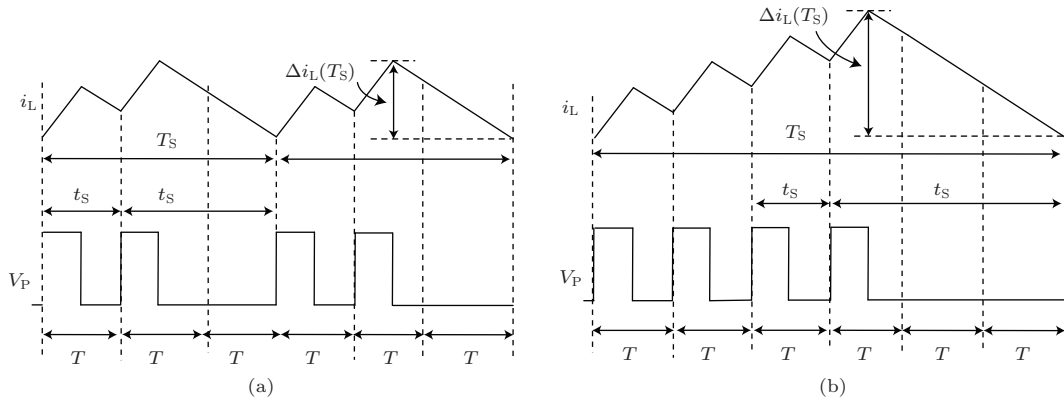


图2 不同组合形式电感电流波形 (a) 无低频波动; (b) 低频波动

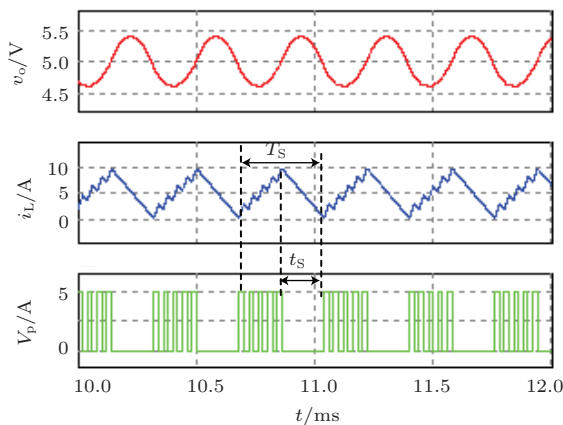


图3 PSM控制CCM Buck变换器工作波形

基于POWERSIM仿真平台,搭建PSM调制Buck变换器仿真电路,仿真电路参数为:输入电压 $V_{in} = 18\text{ V}$ ,参考电压 $V_{ref} = 5\text{ V}$ ,电感 $L = 100\text{ }\mu\text{H}$ ,输出电容 $C = 470\text{ }\mu\text{F}$ ,时钟周期 $T = 40\text{ }\mu\text{s}$ ,导通时间 $DT = 20\text{ }\mu\text{s}$ ,负载电阻 $R = 1\text{ }\Omega$ .PSM调制

CCM Buck变换器输出电压 $v_o$ 、电感电流 $i_L$ 、驱动脉冲 $V_p$ 的时域仿真波形如图3所示.由图3可知,脉冲循环周期 $T_s = 9T$ ,有效时钟周期数 $N_{on} = 5$ ,跨越时钟周期数 $N_{off} = 4$ ,由(3)式可求得等效开关周期 $T_e = 1.8T$ ,与 $T_e$ 相邻的两个开关周期分别为 $T$ 和 $2T$ ,而在仿真结果中,存在 $t_s = 5T$ 的开关动作时间,表明此时存在低频波动.电感电流和输出电压的波动范围较大,分别为10 A和800 mV.

### 3 低频波动机理分析

如图4(a), (b)所示分别为工作于DCM与CCM的PSM调制Buck变换器的电感电流 $i_L$ 及输出电压 $v_o$ 变化示意图,图中 $i_{LP}$ 表示有效时钟周期内电感电流值峰值, $i_L(n)$ 表示第 $n$ 个时钟周期结束时刻电感电流值, $\Delta v_o$ 表示输出电压变化量.开关管导通期间,电感电流线性上升;开关管关断期间,电感电流线性下降.当电感电流 $i_L$ 大于负

载电流  $I_o$  时,  $i_L$  给负载供电, 同时给电容充电, 输出电压上升; 反之, 当电感电流  $i_L$  小于负载电流  $I_o$  时, 负载所需电流的不足部分由电容放电补充, 输出电压下降.

当不考虑输出电容 ESR 时, Buck 变换器电感电流  $i_L$  与电容电流  $i_C$ 、负载电流  $I_o$  之间满足

$$i_L = i_C + I_o = C \frac{du_c}{dt} + I_o. \quad (5)$$

如图 4(a) 所示, 当变换器工作于 DCM 时, 有效时钟周期内电感电流峰值  $i_{LP}(n)$  等于恒定值  $DT(V_{in} - V_o)/(2L)$ , 电感电流从  $i_{LP}(n)$  下降到零的时间为  $i_{LP}(n)L/V_o$ , 有效时钟周期内平均输入电流

$$I_{in}(H) = D^2 T(V_{in} - V_o)/(2L).$$

结合 (5) 式可求得有效时钟周期内输出电压变化量为

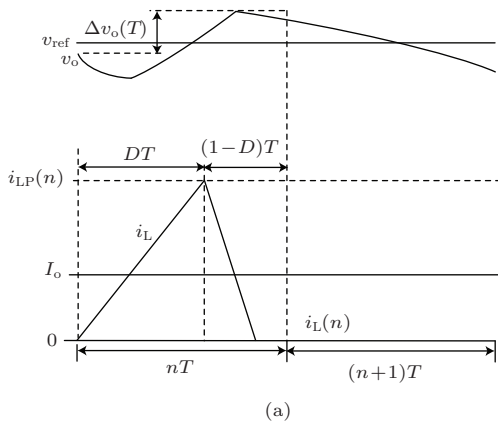
$$\begin{aligned} \Delta v_o(T) &= \frac{1}{C} \int_0^T (i_L - I_o) dt \\ &= \frac{1}{C} \int_0^{DT} \left[ i_{LP}(n) + \frac{V_{in} - V_o}{L}(t - DT) \right] dt \\ &\quad + \frac{1}{C} \int_{DT}^{DT+i_{LP}(n)L/V_o} \left[ i_{LP}(n) - \frac{V_o}{L}(t - DT) \right] dt \\ &\quad - \frac{I_o}{C} T. \end{aligned} \quad (6)$$

化简可得

$$\Delta v_o(nT) = \frac{V_{in}(V_{in} - V_o)}{2LCV_o} D^2 T^2 - \frac{I_o}{C} T. \quad (7)$$

PSM 调制 DCM Buck 变换器需满足  $V_{in} I_{in}(H) > V_o I_o$  [23], 即

$$V_{in}(V_{in} - V_o) D^2 T^2 / (2LV_o T) > I_o$$



恒成立, 代入 (7) 式可得  $\Delta v_o(T) > 0$ . 因此, 有效时钟周期内输出电压必定上升. 而在跨越时钟周期, 开关管关断, 电感电流为零, 输出电压变化量为  $-I_o T/C < 0$ , 输出电压必定下降.

如图 4(b) 所示, 当变换器工作于 CCM 时,  $i_{LP}(n)$  随着时钟周期的改变而变化, 在有效时钟周期内有

$$\begin{aligned} \Delta v_o(T) &= \frac{1}{C} \int_0^{DT} \left[ i_{LP}(n) + \frac{V_{in} - V_o}{L}(t - DT) \right] dt \\ &\quad + \frac{1}{C} \int_{DT}^T \left[ i_{LP}(n) + \frac{V_{in} - 2V_o}{L}(t - DT) \right] dt - \frac{I_o}{C} T \\ &= \frac{2V_o D T^2 - V_o T^2 - V_{in} D^2 T^2}{2LC} \\ &\quad + \frac{i_{LP}(n) - I_o}{C} T. \end{aligned} \quad (8)$$

在跨越时钟周期内, 输出电压变化量为

$$\Delta v_o(T) = \frac{V_o T}{2LC} + \frac{i_L(n) - I_o}{C} T. \quad (9)$$

由 (8) 式可知, 对于 PSM 调制 CCM Buck 变换器, 有效时钟周期内, 输出电压变化量不仅与预先设定的电路参数有关, 还与  $i_{LP}(n)$  与  $I_o$  的差值有关. 在第  $n$  个时钟周期起始时刻, 当  $v_o \leq V_{ref}$  时, 则第  $n$  个时钟周期为有效时钟周期, 此时若  $i_{LP}(n) < I_o$ , 则输出电压不是上升, 反而是下降, 从而导致输出电压进一步偏离参考电压, 如图 4(b) 所示. 由 (9) 式可知, 若跨越时钟周期结束时刻, 电感电流  $i_L(n) > I_o$ , 则输出电压不是下降, 反而是上升. 即当变换器工作于 CCM 时, 电感电流峰值不固定, 时钟周期内输出电压变化量不仅由驱动脉冲形式决定, 还与电感电流峰值与负载电流之间的差值有关.

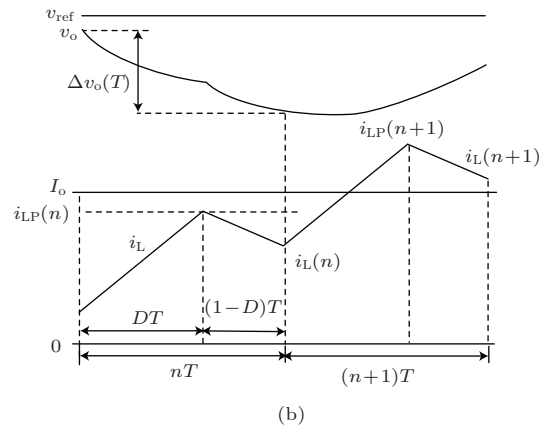


图 4 PSM 调制 Buck 变换器电感电流波形 (a) DCM; (b) CCM

综合以上分析可知, 当变换器工作于DCM时, 输出电压变化量由驱动脉冲形式惟一确定. 有效时钟周期内, 在  $P_H$  脉冲作用下, 输出电压必定上升; 在跨越时钟周期内, 在  $P_0$  脉冲作用下, 输出电压必定下降. 因此可以通过改变驱动脉冲调节输出电压. 而当变换器工作于CCM时, 无法直接通过改变驱动脉冲调节输出电压, 即无法保证在  $P_H$  脉冲作用下, 输出电压上升, 在  $P_0$  脉冲作用下, 输出电压下降, 这是导致PSM调制CCM Buck变换器产生低频波动现象的根本原因.

#### 4 ESR对低频波动的影响

当输出电容存在ESR时, 电容电流将在ESR上产生纹波. 由(2)式可知, 在有效时钟周期内电感电流增大, 在跨越时钟周期内电感电流减小. 当输出电容ESR为零时, 输出电压纹波由电容电压决定, 输出电压变化滞后于电感电流  $90^\circ$ . 增大ESR后, 输出电压与电感电流之间的相位差将发生改变, 从而影响开关变换器的控制特性. 用  $R_{ESR}$  表示输出电容ESR阻值, 则时钟周期内ESR上的电压变化量为  $R_{ESR}\Delta i_L(T)$ . 考虑ESR时, 时钟周期  $T$  内, PSM调制CCM Buck变换器输出电压变化量  $\Delta v_o(T)$  可以表示为

$$\Delta v_o(T) = \frac{1}{C} \int_0^T (i_L - I_o) dt + R_{ESR}\Delta i_L(T). \quad (10)$$

综合(8)式与(10)式, 可得第  $n$  个时钟周期内, 输出电压变化量可以表示为

$$\Delta v_o(nT) = \frac{2V_o T t_{on}(n) - V_o T^2 - V_{in} t_{on}^2(n)}{2LC} + \frac{i_{LP}(n) - I_o T}{C} + \frac{V_{in} t_{on}(n) - V_o T}{L} R_{ESR}. \quad (11)$$

用  $v_o(n)$  和  $i_L(n)$  分别表示第  $n$  个时钟周期结束时刻输出电压和电感电流, 结合(2)式与(11)式,  $v_o(n+1)$  和  $i_L(n+1)$  可以分别表示为

$$\begin{aligned} v_o(n+1) &= \left[ 1 - \frac{T^2}{2LC} + \frac{TR_{ESR}}{L} - \frac{T}{RC} \right] v_o(n) + \frac{T}{C} i_L(n) \\ &\quad + \frac{2t_{on}(n)T - t_{on}^2(n) + 2CR_{ESR}V_{in}t_{on}(n)}{2LC}, \\ i_L(n+1) &= -\frac{T}{L} v_o(n) + i_L(n) + \frac{V_{in}t_{on}(n)}{L}, \end{aligned} \quad (12)$$

式中,  $I_o = V_o/R$ , 结合(1)式与(12)式, 可得PSM调制CCM Buck变换器输出电压与电感电流的同步开关映射模型为

$$X_{n+1} = \begin{cases} \mathbf{A}X_n + \mathbf{B}, & v_o(n) \leq V_{ref}, \\ \mathbf{A}X_n, & v_o(n) > V_{ref}, \end{cases} \quad (13)$$

$$\text{其中, } X_{n+1} = \begin{bmatrix} v_o(n+1) \\ i_L(n+1) \end{bmatrix}, X_n = \begin{bmatrix} v_o(n) \\ i_L(n) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T^2}{2LC} + \frac{TR_{ESR}}{L} - \frac{T}{RC} & \frac{T}{C} \\ -\frac{T}{L} & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{D(2-D)T^2}{2LC} + \frac{R_{ESR}V_{in}DTC}{2L} \\ \frac{V_{in}DT}{L} \end{bmatrix}.$$

采用与图3仿真相同的电路参数, 以  $R_{ESR}$  为分岔参数, 给出了如图5(a), (b)所示  $R_{ESR}$  变化范围为0—160 mΩ时电感电流和输出电压分岔图. 从图5可以看出, PSM调制CCMBuck变换器存在复杂的非线性行为. 在  $R_{ESR}$  增大过程中, 输出电压与参考电压发生边界碰撞<sup>[24,25]</sup>,  $T_S$  的时钟周期数发生了多次突变. 当  $R_{ESR} < 18$  mΩ时,  $T_S = 9T$ , 电感电流在较大范围(0.2 A—8.8 A)内变化, 同时输出电压在较大范围(4.6 V—5.5 V)内波动, 出现了低频波动现象; 在  $R_{ESR} = 18$  mΩ时, 变换器发生第一次边界碰撞,  $T_S$  由  $9T$  变为  $18T$ . 随着  $R_{ESR}$  的增大,  $T_S$  的时钟周期数发生多次突变, 并在  $R_{ESR} > 98$  mΩ时保持为  $9T$ , 此时, 电感电流变化幅度最小(3 A—6.5 A), 输出电压在一个较小的范围(4.7 V—5.2 V)内变化, 低频波动现象消失. 在  $R_{ESR}$  的变化过程中, 变换器的工作轨道经历了低频波动多周期态到复杂多周期态再到稳定多周期态的分岔路径. 当  $R_{ESR}$  较小 ( $R_{ESR} < 18$  mΩ) 时, 电感电流在较大范围内变化, 同时输出电压在较大范围内波动, 且  $v_o$  变化幅度没有随着  $R_{ESR}$  的增大发生明显变化, 表明此阶段  $\Delta v_o$  由电容电压决定; 当  $R_{ESR}$  较大 ( $R_{ESR} > 98$  mΩ) 时, 电感电流变化范围较小,  $v_o$  变化幅度随着  $R_{ESR}$  的增大而线性增大, 表明在此阶段  $\Delta v_o$  由ESR决定.  $R_{ESR}$  增大, 减小了  $v_o$  与  $i_L$  之间的相位差, 减小了输出电压调节滞后性, 同时也影响了驱动脉冲的组合形式. 使得  $R_{ESR}$  在由0至160 mΩ的变化过程中,  $\Delta v_o$  先因低频波动受到抑制而减小, 后随  $R_{ESR}\Delta i_L$  幅值的增大而增大.

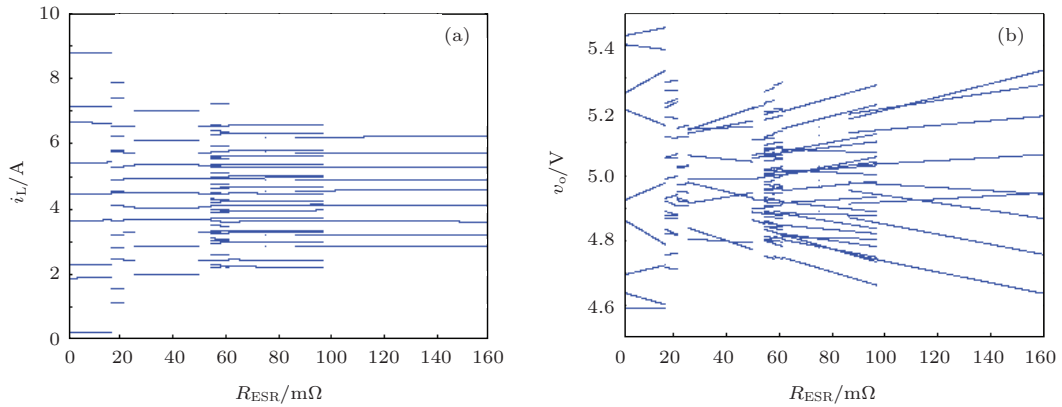


图5 以  $R_{ESR}$  为参数的分岔图 (a)  $i_L$  分岔图; (b)  $v_o$  分岔图

由以上分析可知, 增大  $R_{ESR}$  虽然能够有效抑制 PSM 调制 CCM Buck 变换器的低频波动, 但同时增大了输出电压纹波, 即 ESR 值同时影响了低频波动与输出电压纹波.

### 5 低频波动消除方法

针对传统 PSM 调制 CCM Buck 变换器 ESR 较小时存在的低频波动问题, 本文提出了一种改进型跨周期调制方法: 电容电流脉冲跨周期调制 (capacitor current pulse skipped modulation, CC-PSM). CC-PSM 调制 Buck 变换器原理如图 6(a) 所示, 与传统 PSM 调制方式相比, CC-PSM 调制增加了图中虚线框所示电容电流采样比较电路, 驱

动脉冲通过采样电容电流  $i_C$  与预设参考  $V_{ref}$  比较得到. CC-PSM 调制过程为: 在时钟起始时刻, 采样输出电压  $v_o$  并与参考电压  $V_{ref}$  比较, 若  $v_o$  小于  $V_{ref}$ , 则该时钟周期开始时刻, 开关管导通, 电容电流上升至参考值  $I_{ref}$  后, 开关管关断; 反之, 若  $v_o$  大于  $V_{ref}$ , 则该时钟周期内开关管完全关断. 其稳态工作波形如图 6(b) 所示, 电感电流  $i_L$  与负载电流  $I_o$ 、电容电流  $i_C$  之间的关系可以表示为  $i_L = I_o + i_C$ . 电容电流表征了电感电流纹波, 因此, 当电容电流  $i_C$  到达峰值参考  $I_{ref}$  时, 电感电流同时到达峰值 ( $I_o + I_{ref}$ ). 与 PSM 调制一样, 稳态工作时, CC-SPM 调制 Buck 变换器的导通与跨越时钟周期形成一个脉冲循环周期  $T_S$ .

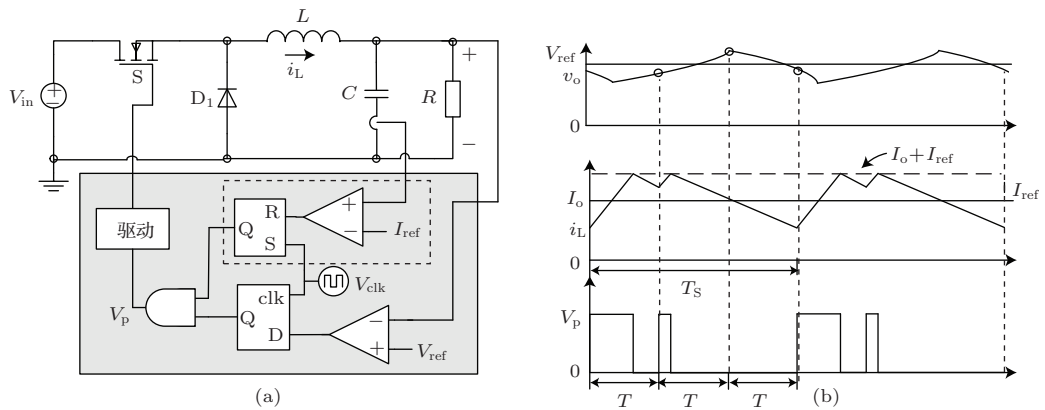


图6 CC-SPM 调制 CCM Buck 变换器 (a) 原理图; (b) 波形图

如图 7 中虚线与实线分别为 PSM 与 CC-PSM 调制 CCM Buck 变换器的工作波形示意图. 在  $t_1$  时刻,  $v_o < V_{ref}$ , 假设变换器在第 1 个时钟周期内, 导通  $t_{on}$  后关断, 且在  $t_2$  时刻,  $v_o$  仍然小于  $V_{ref}$ . 当采用 PSM 调制时, 在第 2 个时钟周期, 将产生一

个导通时间为  $t_{on}$  的驱动脉冲, 电感电流在达到 ( $I_o + I_{ref}$ ) 后将继续上升, 并大幅度偏移负载电流  $I_o$ , 导致输出电压  $v_o$  在增大至参考电压  $V_{ref}$  之后, 存在一个大的过冲; 反之, 当采用 CC-SPM 调制时, 由于设置了峰值参考  $I_{ref}$ , 在第 2 个时钟周期, 电

电感电流在上升至  $(I_o + I_{ref})$  时, 开关管关断, 电感电流随之立刻下降, 避免了出现 PSM 调制时的输出电压大幅度偏移参考电压的情况. 对比 PSM 与 CC-PSM 调制变换器工作波形可知, CC-PSM 调制在 PSM 调制基础上引入了电容电流峰值参考  $I_{ref}$ , 使得电感电流总是在固定峰值点关断, 限制了电感电流纹波的变化范围, 有效抑制了低频波动的发生.

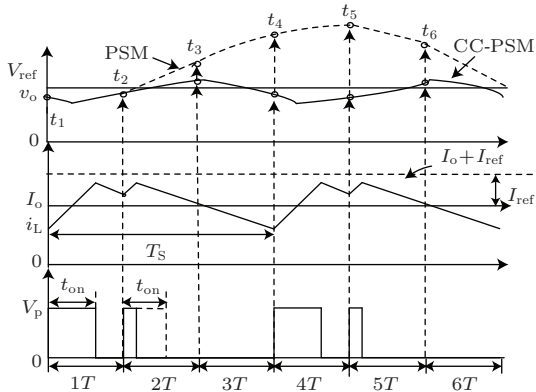


图7 PSM与CC-PSM调制CCM Buck变换器工作波形对比

## 6 实验结果

采用与前面仿真分析相同的电路参数搭建实验电路, 其中开关管和二极管分别为IRF540和M-BR1560, 比较器为LM319, D触发器为74HC74, 与门为74LS08, 时钟信号由信号发生器产生. 如图8所示为不同ESR取值时, PSM调制CCM Buck变换器的输出电压纹波  $\Delta v_o$ 、电感电流  $i_L$ 、驱动脉冲  $V_p$  实验波形. 由图8(a)可知, 当  $R_{ESR} = 5 \text{ m}\Omega$  时, 脉冲循环周期  $T_s = 8T$ , 有效时钟周期数  $N_{on} = 5$ , 跨越时钟周期数  $N_{off} = 3$ , 等效开关周期  $T_e = 1.6T$ , 而图中存在开关动作时间  $t_s = 4T$ , 此时  $|t_s - T_e| = 2.4T > T$ , 表明此时存在低频波动, 电感电流波动范围为  $0\text{--}10 \text{ A}$ , 输出电压波动幅值为  $1000 \text{ mV}$ . 由图8(b)可知, 当  $R_{ESR} = 105 \text{ m}\Omega$  时, 脉冲循环周期  $T_s = 8T$ , 有效时钟周期数  $N_{on} = 5$ , 跨越时钟周期数  $N_{off} = 3$ , 等效开关周期  $T_e = 1.6T$ , 有两个开关动作时间  $T$  和  $2T$ , 均满足  $|t_s - T_e| < T$ , 表明此时不存在低频波动, 电感电流波动范围为  $2 \text{ A--}8 \text{ A}$ , 输出电压纹波幅值为  $700 \text{ mV}$ . 实验结果与理论分析结论相一致.

采用精密电阻 ( $5 \text{ m}\Omega$ ) 采样电容电流与并用放大器LT1357进行放大,  $I_{ref}$  设置为  $1.5 \text{ A}$ ,  $R_{ESR} = 5$

$\text{m}\Omega$ , 其他电路参数与上面一致, 得到CC-PSM调制CCM Buck变换器实验波形如图9所示. 由图9可知, CC-PSM调制CCM Buck变换器电感电流变化范围为  $2 \text{ A--}6.5 \text{ A}$ , 输出电压纹波为  $300 \text{ mV}$ , 在消除了低频波动的同时, 减小了输出电压纹波, 实验结果与理论分析相符.

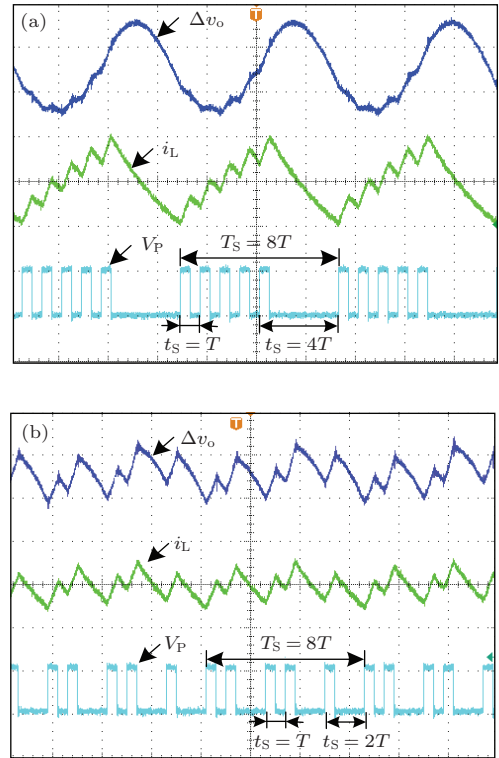


图8 PSM调制CCM Buck变换器实验波形 (a)  $R_{ESR} = 5 \text{ m}\Omega$ ; (b)  $R_{ESR} = 105 \text{ m}\Omega$

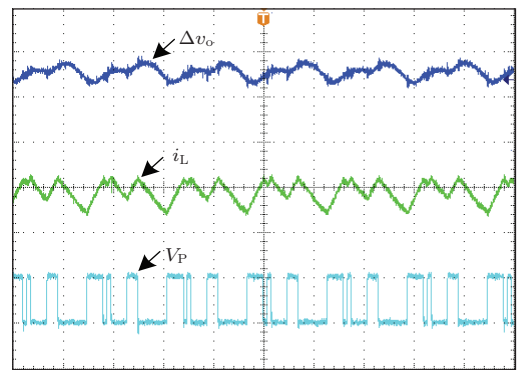


图9 CC-PSM调制CCM Buck变换器实验波形

## 7 结论

脉冲跨周期调制是一种离散变频脉冲调制技术, 通过调节跨越时钟周期数, 改变驱动脉冲组合形式, 实现对变换器输出电压的调节. PSM调制开

关变换器表现出很强的非线性, 本文揭示了PSM控制CCM开关变换器中的低频波动现象与边界碰撞分岔行为. 研究结果表明: PSM调制CCM Buck变换器的工作特性受输出电容ESR影响, 在ESR值为零或较小时, 电感电流与输出电压呈较大幅度波动; 当ESR值较大时, 低频波动得到抑制, 但同时增大了输出电压纹波. CC-PSM调制CCM Buck变换器在低ESR值时不存在低频波动, 有效减小了变换器输出电压纹波. 本文对PSM调制CCM开关变换做了有益探索, 研究结果对PSM调制开关变换器理论研究和参数设计具有参考价值. 所提CC-PSM调制方法, 在变换器负载范围较宽的场合具有较好的应用前景.

### 参考文献

- [1] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2012 *Chin. Phys. B* **21** 020505
- [2] Zhou Y F, Chen J N, Iu H H C, Tse C K 2008 *Int. J. Bifurc. Chaos* **18** 121
- [3] Yang N N, Liu C X, Wu C J 2012 *Chin. Phys. B* **21** 080503
- [4] Liu F 2008 *Chin. Phys. B* **17** 2394
- [5] Xie F, Yang R, Zhang B 2011 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **58** 2269
- [6] Kavitha A, Uma G 2008 *IEEE Trans. Power Electronics* **23** 2878
- [7] Zhou G H, Bao B C, Xu J P, Jin Y Y 2010 *Chin. Phys. B* **19** 050509
- [8] 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]
- [9] 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]
- [10] Wang J P, Xu J P, Bao B C 2011 *IEEE Trans. Industrial Electronics* **58** 5406
- [11] Zhang X, Bao B C, Wang J P, Ma Z H, Xu J P 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 160503 (in Chinese) [张希, 包伯成, 王金平, 马正华, 许建平 2012 物理学报 **61** 160503]
- [12] 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]
- [13] Milan P S, Marcallo con Casone M R B, Cigliano L R 1998 United States Patent 5745352
- [14] Luo P, Luo L Y, Li Z J, Chen G 2002 *IEEE 2002 International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions* **2** 1716
- [15] Ma Z H, Xia J F, Bao B C, Sha J 2013 *Proceeding of the CSEE* **33** 24 (in Chinese) [马正华, 夏建锋, 包伯成, 沙金 2013 中国电机工程学报 **33** 24]
- [16] Kapat S, Patra A, Banerjee S 2011 *IEEE Trans. on Circuits and Systems* **58** 1958
- [17] Luo P, Xiong F G, Li Z J 2004 *Chinese Journal of Electronics* **32** 1829 (in Chinese) [罗萍, 熊富贵, 李肇基 2004 电子学报 **32** 1829]
- [18] Luo P, Li Z J, Xiong F G 2004 *Journal of Electronics & Information Technology* **26** 984 (in Chinese) [罗萍, 李肇基, 熊富贵 2004 电子与信息学报 **26** 984]
- [19] Niu Q M, Zhang B, Luo P, Li Z J 2006 *Proceeding of the CSEE* **26** 62 (in Chinese) [牛全民, 张波, 罗萍, 李肇基 2006 中国电机工程学报 **26** 62]
- [20] Niu Q M, Zhang B, Li Z J 2008 *Proceeding of the CSEE* **28** 32 (in Chinese) [牛全民, 张波, 李肇基 2008 中国电机工程学报 **28** 32]
- [21] Kapat S, Banerjee S, Patra A 2010 *IEEE Trans. on Industrial Electronics* **57** 1793
- [22] Zhou G H, Xu J P, Bao B C, Wang J P, Jin Y Y 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 010503 (in Chinese) [周国华, 许建平, 包伯成, 王金平, 金艳艳 2013 物理学报 **62** 010503]
- [23] Ma Z H, Xia J F, Bao B C, Wang G Y 2013 *Power Electronics* **47** 86 (in Chinese) [马正华, 夏建锋, 包伯成, 王国云 2013 电力电子技术 **47** 86]
- [24] Banerjee S, Ranjan P, Grebogi C 2000 *IEEE Trans. on Circuits Syst. I* **47** 633
- [25] 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]



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

Zhong Shu Sha Jin Xu Jian-Ping<sup>†</sup> Xu Li-Jun Zhou Guo-Hua

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

( Received 29 April 2014; revised manuscript received 22 May 2014 )

## Abstract

Low-frequency oscillation phenomenon in pulse skipped modulation (PSM) buck converter operating in continuous conduction mode (CCM) is reported in this paper. Energy transfer difference between the PSM-controlled buck converter operating in discontinuous conduction mode (DCM) and that in CCM is studied. The mechanism of low-frequency phenomenon in PSM-controlled CCM buck converter is revealed, and a discrete-time model of PSM-controlled buck converter operating in CCM is established. Based on this model, the border collision bifurcation with variations of the ESR is studied; meanwhile, the inhibition effect of output capacitor equivalent series resistance (ESR) on low-frequency oscillation is presented. Based on the above analysis, a capacitor current pulse skipped modulation (CC-PSM) technology is proposed; the energy transfer principle of CC-PSM controlled buck converter is analyzed. The control pulse of CC-PSM is generated by the comparison between the sampled capacitor current and preset peak reference current, and thus the range of inductor current ripple is limited. Results show that CC-PSM effectively eliminates the low-frequency oscillation in CCM buck converter under classical PSM when the ESR is low. Finally, the experimental results validate the correctness of theory and simulation analysis

**Keywords:** DC-DC converter, pulse skipped modulation, low-frequency oscillation, border collision bifurcation

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

**DOI:** [10.7498/aps.63.198401](https://doi.org/10.7498/aps.63.198401)

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51177140, 61371033), the Sichuan Provincial Youth Science and Technology Fund, China(Grant No. 2013JQ0033), and the Fundamental Research Funds for the Central Universities, China(Grant 2682013ZT20).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: [jpxu-swjtu@163.com](mailto:jpxu-swjtu@163.com)