

# 双频率控制开关变换器低频波动现象抑制方法

吴松荣<sup>1</sup>, 许建平<sup>1</sup>, 龚华彬<sup>1</sup>, 周国华<sup>1</sup>, 王金平<sup>2</sup>

(1. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031;

2. 合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

**摘要:** 针对传统双频率控制技术应用于电感电流连续导电模式开关变换器时存在的电感电流和输出电压低频波动问题, 在介绍该技术控制原理的基础上, 建立了输出电容储能迭代模型, 利用该模型揭示了一个开关周期内电感储能变化量不为零是产生低频波动现象的根本原因。为解决此问题, 通过将电感电流信息引入反馈控制环路, 提出并研究了峰值电流型固定关断时间双频率控制技术, 分析了该技术的工作原理和低频波动现象抑制机理。通过与传统双频率控制技术进行仿真和实验对比研究, 结果表明峰值电流型固定关断时间双频率控制方法能够有效抑制低频波动现象的发生。

**关键词:** 变换器; 双频率控制; 低频波动; 峰值电流型; 固定关断时间

**中图分类号:** TM 46

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.01.011

## 0 引言

开关变换器本质上属于强非线性系统<sup>[1-3]</sup>, 基于传统线性反馈控制理论的电压型和电流型 PWM 控制策略已越来越难以满足一些特殊应用场合的要求<sup>[4]</sup>, 如在宽输入电压或宽输出功率应用场合时, 很难优化设计控制器补偿网络参数, 以在获得较好的系统稳定性的同时, 保证较快的瞬态响应速度<sup>[5-6]</sup>。目前, 非线性控制策略已被引入到开关变换器控制系统中, 如滑模控制<sup>[7-9]</sup>、模糊控制<sup>[10-11]</sup>、神经网络控制<sup>[12]</sup>等, 但这些方法存在控制策略复杂和难以实现等问题。

开关变换器双频率控制<sup>[13-16]</sup>是近年来提出的一种非线性控制策略, 它具有实现简单、稳定性好、瞬态响应速度快、电磁干扰噪声小以及轻载效率高等突出优点。目前, 双频率控制开关变换器的研究主要集中于电感电流断续导电模式 DCM (Discontinuous Conduction Mode) 开关变换器。然而, 当开关变换器工作于电感电流连续导电模式 CCM (Continuous Conduction Mode) 时, 由于双频率控制开关变换器的电感储能在一个开关周期内的变化量不为零, 双频率控制 CCM 开关变换器将发生低频波动现象<sup>[17]</sup>, 即输出电压及电感电流出现较大的波动, 变换器稳态性能变差。为此, 本文详细分析了双频率控制 CCM 开关变换器发生低频波动现象的机理及其抑制方案。

为了解决传统双频率控制 CCM 开关变换器存在的低频波动现象, 本文提出并研究了峰值电流型固定关断时间双频率控制技术, 使开关周期开始和结

束时刻的电感电流相等, 即在一个开关周期内电感储能变化量为零, 从而从根源上抑制了低频波动现象的发生。仿真及实验结果验证了本文所提控制方法的可行性及低频波动现象抑制能力。

## 1 传统双频率控制 CCM Buck 变换器

图 1 所示为传统双频率控制 CCM Buck 变换器, 其控制原理为: 在每一个开关周期开始时刻, 采样/保持电路采样输出电压瞬时值  $u_o$ , 当  $u_o$  低于参考电压  $U_{ref}$  时, 控制器选用高频率脉冲  $P_H$  驱动功率

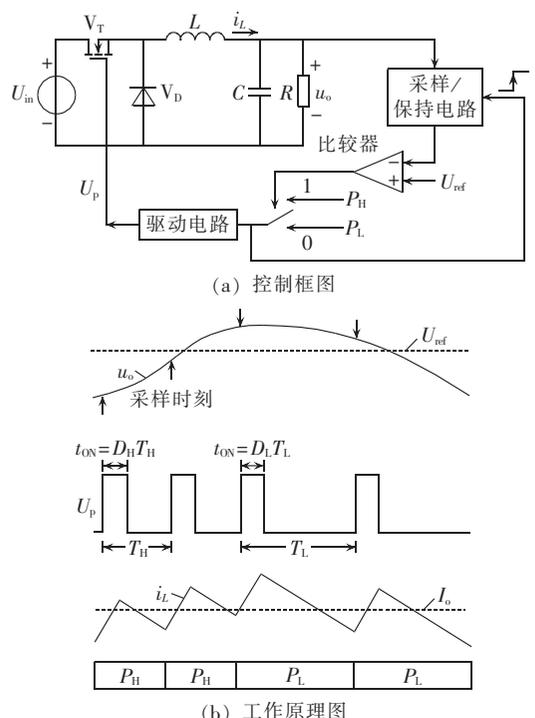


图 1 传统双频率控制 CCM Buck 变换器  
Fig.1 CCM Buck converter with traditional bi-frequency control

收稿日期: 2013-07-31; 修回日期: 2013-11-13  
基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51177140); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 (SWJTU11CX032)  
Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51177140) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (SWJTU11CX032)

开关  $V_T$ , 向负载传递更多能量, 以提升输出电压; 反之, 控制器选用低频率脉冲  $P_L$  驱动功率开关  $V_T$ , 向负载传递较少能量, 以降低输出电压。为实现输出电压的调节, 控制脉冲将在  $P_H$  和  $P_L$  脉冲之间不断切换, 若干个  $P_H$ 、 $P_L$  脉冲形成一个循环周期, 控制器通过改变循环周期内  $P_H$  和  $P_L$  脉冲的组合, 实现输入功率和输出功率的动态平衡。文献[13-16]研究的双频率控制中,  $P_H$  和  $P_L$  脉冲具有相同的导通时间  $t_{on}$ , 不同的开关周期  $T_H$  和  $T_L$ , 其中  $T_H < T_L$ 。

为实现输出电压调节,  $P_H$  和  $P_L$  脉冲的占空比  $D_H$  和  $D_L$  需要满足  $D_L \leq U_o/U_{in} \leq D_H$ ,  $U_o$  为输出电压期望值; 而对于 DCM Buck 变换器, 为保证变换器工作在 DCM, 占空比  $D_H$  和  $D_L$  需要满足  $D_L < D_H < U_o/U_{in}$ 。此外, 与双频率控制 DCM 开关变换器以及传统 PWM 控制开关变换器不同的是, 传统双频率控制 CCM 开关变换器的电感电流在一个开关周期的开始和结束时刻不相等, 因而在每一个开关周期内电感储能的变化量不为零。

稳态工作时, 在一个开关周期内, 传统双频率控制 CCM Buck 变换器的功率开关管  $V_T$  导通和关断阶段电感电流  $i_L$  的变化量  $\Delta i_{L,on}$  和  $\Delta i_{L,off}$  为:

$$\begin{cases} \Delta i_{L,on} = \frac{U_{in} - U_o}{L} DT \\ \Delta i_{L,off} = \frac{U_o}{L} (1-D)T \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $D$  为占空比,  $T$  为开关周期。由式(1)可得在一个开关周期内电感电流的变化量  $\Delta i_L$  为:

$$\Delta i_L = \Delta i_{L,on} - \Delta i_{L,off} = \frac{U_{in}D - U_o}{L} T \quad (2)$$

相应地, 在  $P_H$  和  $P_L$  周期内, 电感电流  $i_L$  的变化量  $\Delta i_{L,H}$  和  $\Delta i_{L,L}$  可表示为:

$$\begin{cases} \Delta i_{L,H} = \frac{U_{in}D_H - U_o}{L} T_H \\ \Delta i_{L,L} = \frac{U_{in}D_L - U_o}{L} T_L \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可知, 当选用  $P_H$  脉冲时,  $\Delta i_{L,H} \geq 0$ , 即电感电流上升, 电感储存能量; 而选用  $P_L$  脉冲时,  $\Delta i_{L,L} \leq 0$ , 电感电流下降, 电感释放能量。

稳态工作时, 假定  $\mu_H$  个  $P_H$  脉冲和  $\mu_L$  个  $P_L$  脉冲构成一个循环周期, 在该循环周期内, 电感电流初始值等于结束值, 因此有:

$$\mu_H \Delta i_{L,H} + \mu_L \Delta i_{L,L} = 0 \quad (4)$$

将式(3)代入式(4)可得传统双频率控制 CCM Buck 变换器的等效占空比  $D_{eq}$ :

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{\mu_H D_H T_H + \mu_L D_L T_L}{\mu_H T_H + \mu_L T_L} = D_{eq} \quad (5)$$

式(5)给出了传统双频率控制 CCM Buck 变换

器输入/输出电压传输比的表达式, 其等效值为  $D_{eq}$ 。由该式可以看出,  $D_{eq}$  为  $D_H$  和  $D_L$  在一个循环周期内的加权平均。事实上,  $D_{eq}$  与 PWM 控制 CCM Buck 变换器的稳态占空比相同。

## 2 低频波动现象分析

### 2.1 产生机理

在任意开关周期内, 忽略电路寄生参数, 根据能量守恒原理有:

$$E_{in} = \Delta E_L + \Delta E_C + E_R \quad (6)$$

其中,  $E_{in}$  为开关周期内变换器输入端传递的能量,  $\Delta E_L$  和  $\Delta E_C$  分别为开关周期内电感和输出电容储能的变化量,  $E_R$  为开关周期内负载消耗的能量。

对于如图 1 所示传统双频率控制 CCM Buck 变换器, 假定电感电流初始值为  $i_{L0}$ , 可得一个开关周期内输入电流的平均值  $I_m$  为:

$$I_m = i_{L0}D + \frac{U_{in} - U_o}{2L} D^2 T \quad (7)$$

进一步可得一个开关周期内变换器的输入能量  $E_{in}$  为:

$$E_{in} = U_{in} I_m T = \frac{1}{2} U_{in} \left( 2i_{L0} + \frac{U_{in} - U_o}{L} DT \right) DT \quad (8)$$

当采用  $P_H$  脉冲时, 式(8)中  $D = D_H$ ,  $T = T_H$ ; 而采用  $P_L$  脉冲时, 式(8)中  $D = D_L$ ,  $T = T_L$ 。

电感储能变化量  $\Delta E_L$  由开关周期开始和结束时刻的电感电流共同决定:

$$\Delta E_L = \frac{1}{2} L \Delta i_L (2i_{L0} + \Delta i_L) \quad (9)$$

开关周期内输出电容储能变化量  $\Delta E_C$  可由下式确定:

$$\Delta E_C = E_{C,(n+1)T} - E_{C,nT} \quad (10)$$

其中,  $E_{C,(n+1)T}$  和  $E_{C,nT}$  分别为开关周期结束和开始时刻电容储存的能量。

负载在开关周期内消耗的能量  $E_R$  为:

$$E_R = \int_{nT}^{(n+1)T} \frac{u_o^2}{R} dt \quad (11)$$

由于开关频率远大于开关变换器特征频率, 故可认为开关周期内函数  $u_o^2/R$  呈线性变化。因此, 式(11)可近似为:

$$E_R = \frac{T}{2R} (u_{o,(n+1)T}^2 + u_{o,nT}^2) = \frac{T}{RC} (E_{C,(n+1)T} + E_{C,nT}) \quad (12)$$

将式(8)、(9)、(10)、(12)代入式(6)可得:

$$E_{C,(n+1)T} = \frac{1 - T/(RC)}{1 + T/(RC)} E_{C,nT} + \frac{1}{1 + T/(RC)} \bar{i}_{L,nT} U_o T \quad (13)$$

其中,  $\bar{i}_{L,nT} = i_{L0} + \frac{T}{2L} [(U_{in}D - U_o) + U_oD(1-D)]$ 。可知,  $\bar{i}_{L,nT}T$  为当前开关周期内电感电流波形与时间横轴围成的四边形的面积<sup>[17]</sup>。因此,  $\bar{i}_{L,nT}$  表征当前开关周

期内电感电流的平均值。对于双频率控制,由图 1 可知,一个开关周期内的电感电流平均值可能大于输出电流  $I_o$ ,也可能小于  $I_o$ ,具体大小关系视开关周期开始时刻电感电流大小和控制脉冲类型(高或低频率控制脉冲)而定。

在式(13)中,由于系数  $\frac{1-T/(RC)}{1+T/(RC)}$  和  $\frac{1}{1+T/(RC)}$  均大于 0 而小于 1,因而系统是稳定的。由式(10)和式(13)可进一步得到:

$$\Delta E_C = \frac{1}{1+T/(RC)} (\bar{i}_{L,nT} - I_o) U_o T \quad (14)$$

由式(14)知,开关周期内电容储能变化量  $\Delta E_C$  与电感电流平均值  $\bar{i}_{L,nT}$  和输出电流  $I_o$  有关。当  $\bar{i}_{L,nT} > I_o$  时,  $\Delta E_C > 0$ ,即经过一个开关周期后,电容储存能量;反之,当  $\bar{i}_{L,nT} < I_o$  时,  $\Delta E_C < 0$ ,即经过一个开关周期后,电容释放能量。

对于传统双频率控制 CCM Buck 变换器,当开关周期开始时刻输出电压低于参考电压时,控制器选用  $P_H$  控制脉冲,以期提升输出电压,但若该开关周期内  $\bar{i}_{L,nT}$  小于  $I_o$ ,尽管控制器选用  $P_H$  控制脉冲,但由式(14)可知,输出电容仍释放能量,输出电压下降,从而使得输出电压更加偏离期望值,直到电感电流上升使得  $\bar{i}_{L,nT}$  大于  $I_o$  时,输出电压才开始上升;另一方面,当开关周期开始时刻输出电压大于参考电压时,控制器选用  $P_L$  控制脉冲,以期降低输出电压,但若该开关周期内  $\bar{i}_{L,nT}$  大于  $I_o$ ,尽管控制器选用  $P_L$  控制脉冲,但输出电容仍储存能量,输出电压上升,同样使得输出电压更加偏离期望值,直到电感电流下降使得  $\bar{i}_{L,nT}$  小于  $I_o$  时,输出电压才开始下降。因此,传统双频率控制 CCM Buck 变换器在调节输出电压过程中将出现持续地选用  $P_H$  控制脉冲,然后再持续地选用  $P_L$  控制脉冲的情形,如图 2 所示。

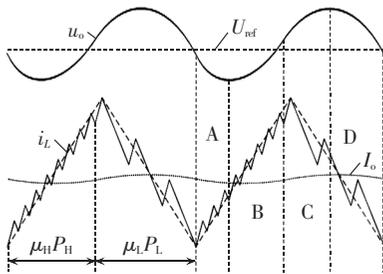


图 2 低频波动现象产生机理

Fig.2 Generating mechanism of low-frequency oscillation

在图 2 中,对于 A 和 C 区域,控制器分别选用  $P_H$  和  $P_L$  控制脉冲,期望使输出电压朝参考电压方向调节,但结果却更加偏离输出电压;而只有在 B 和 D 区域,才能正确调节输出电压。尽管此时系统是稳定的(输出电压能够调节到参考电压),但会造成电感电流和输出电压出现较大的波动,呈现出低频波

动现象,这与 DCM 情形截然不同。对于传统双频率控制 DCM Buck 变换器<sup>[15]</sup>,输出电容储能与否仅与控制脉冲类型相关,当控制器选用  $P_H$  控制脉冲时,输出电压上升,而选用  $P_L$  控制脉冲时,输出电压下降,因而可以及时调节输出电压,不存在类似于图 2 所示的低频率波动现象。

综上所述,传统双频率控制 CCM Buck 变换器是通过电感电流间接调节输出电压,在某些区域的滞后调节是造成低频波动现象的根本原因。

## 2.2 抑制方案

根据 2.1 节分析可知,稳态工作时,传统双频率控制 CCM Buck 变换器在一个开关周期内电感电流平均值与负载电流的差值决定了输出电压的升降,从而导致持续选用  $P_H$  或  $P_L$  控制脉冲的情形,而电流差值产生的原因在于开关周期内电感储能变化不等于零。因此,在开关周期内使电感储能变化量为零,将是抑制传统双频率控制 CCM 开关变换器低频波动现象的一条重要途径。

当开关周期内电感储能变化量为零时,式(6)中  $\Delta E_L = 0$ ,此时有  $E_{in} = \Delta E_C + E_R$ 。这与 DCM 情形一样,在采用  $P_H$  控制脉冲时,可以使得  $E_{in} > E_R$ ,即  $\Delta E_C > 0$ ,输出电容储存能量,输出电压上升;反之,在采用  $P_L$  控制脉冲时,可以使得  $E_{in} < E_R$ ,即  $\Delta E_C < 0$ ,输出电容释放能量,输出电压下降。这样可以快速调节输出电压,从而从根源上避免低频波动现象的发生。

为了使电感储能在开关周期内的变化量为零,即开关周期开始和结束时刻的电感电流值相等,可以考虑在控制环路中引入电感电流信息。按照电感电流信息不同,一般可分为峰值电流型和谷值电流型 2 种<sup>[18-19]</sup>。由于峰值电流型起动更简单,且具有电流限定功能,因而本文提出并研究了峰值电流型固定关断时间双频率控制技术,抑制传统双频率控制 CCM Buck 变换器中存在的低频波动现象。

## 3 峰值电流型固定关断时间双频率控制

图 3 所示为峰值电流型固定关断时间双频率控制 CCM Buck 变换器的工作原理。

图 3 中,在每一个开关周期开始时刻,采样/保持电路采样输出电压,并与参考电压进行比较,当采样值小于参考电压时,控制器选用固定关断时间为  $T_{HOFF}$  的高频率脉冲  $P_H$  工作,反之,选用固定关断时间为  $T_{LOFF}$  的低频率脉冲  $P_L$  工作,其中  $T_{HOFF} < T_{LOFF}$ 。在固定关断时间结束后,开关管导通,电感电流上升,当电感电流上升至电流限定值  $I_p$  ( $I_p$  为输出电压与参考电压的差值经过误差放大器补偿后得到的电流参考信号,  $I_p$  值可以上下变动)时,控制脉冲的导通时间结束,开关管关断,采样/保持电路再次采样输出

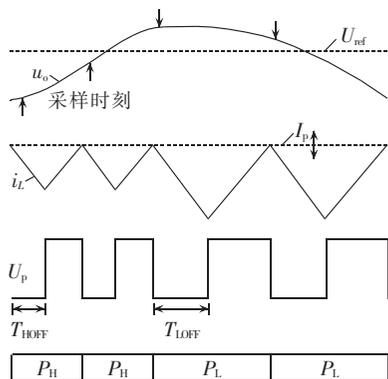


图 3 峰值电流型固定关断时间双频率控制工作原理

Fig.3 Operating principle of constant off-time bi-frequency control in peak current mode

电压,变换器进入下一开关周期,并依此循环。随着  $I_p$  值的降低,电感电流可能下降至零,因而该控制方法可适用于 DCM 变换器。

对于 CCM,由图 3 可知,在任意开关周期内,电感电流下降量等于上升量,由此可得  $P_H$  和  $P_L$  控制脉冲的开关周期  $T_H$  和  $T_L$  分别为:

$$T_H = \frac{U_{in} T_{HOFF}}{U_{in} - U_o}, \quad T_L = \frac{U_{in} T_{LOFF}}{U_{in} - U_o} \quad (15)$$

如图 3 所示,对于某一特定电感电流限定值  $I_p$ ,可得  $P_H$  和  $P_L$  控制脉冲周期内输入功率  $P_{in,H}$  和  $P_{in,L}$  分别为:

$$P_{in,H} = \frac{1}{2} U_o \left( 2I_p - \frac{U_o}{L} T_{HOFF} \right) \quad (16)$$

$$P_{in,L} = \frac{1}{2} U_o \left( 2I_p - \frac{U_o}{L} T_{LOFF} \right)$$

式(16)给出了当电感电流限定值为  $I_p$  时的输入功率范围。此时,变换器输出功率  $P_o$  需满足:

$$P_{in,L} < P_o < P_{in,H} \quad (17)$$

当负载变化使得输出功率不满足式(17)时,输出电压将会发生变化,从而引起  $I_p$  值发生相应变化,最终使得输出功率再次处于由式(16)所确定的输出功率范围内。

对于峰值电流型固定关断时间双频率控制 CCM Buck 变换器,同样有式(6)成立。稳态工作时,有  $\Delta E_L = 0$ 。因而,由式(6)可得:

$$\Delta E_C = E_{in} - E_R \quad (18)$$

由于输出功率满足式(17),因而控制器在采用  $P_H$  控制脉冲时,  $E_{in} > E_R$  成立,即  $\Delta E_C > 0$ ,输出电压上升;而采用  $P_L$  控制脉冲时,  $E_{in} < E_R$ ,  $\Delta E_C < 0$ ,输出电压下降。这与双频率控制 DCM Buck 变换器具有相同的输出电压调节特性,因而可以从根源上消除传统双频率控制 CCM Buck 变换器的低频波动现象。

## 4 仿真研究

为了验证理论分析的正确性以及所提出的控制

方法的可行性,采用的电路参数如下:输入电压  $U_{in} = 14 \text{ V}$ ,输出电压  $U_o = 6 \text{ V}$ ,电感  $L = 100 \mu\text{H}$ ,电容  $C = 470 \mu\text{F}$ ,负载  $R = 1 \Omega$ ,  $T_{HOFF} = 8 \mu\text{s}$ ,  $T_{LOFF} = 16 \mu\text{s}$ 。利用 PSIM 仿真软件搭建了相应的仿真模型,并进行仿真验证。

对于所给电路参数,由式(15)可得峰值电流型固定关断时间双频率控制采用的高低频率脉冲开关周期  $T_H$  和  $T_L$  分别为  $14 \mu\text{s}$  和  $28 \mu\text{s}$ 。为具有可比性,传统双频率控制开关变换器的高、低频率控制脉冲的开关周期  $T_H$  和  $T_L$  分别选定为  $14 \mu\text{s}$  和  $28 \mu\text{s}$ ,固定导通时间选定为  $8 \mu\text{s}$ 。

图 4 和图 5 分别给出了传统双频率控制和峰值电流型固定关断时间双频率控制 CCM Buck 变换器的稳态输出电压和电感电流仿真波形。由图 4 可知,传统双频率控制时 CCM Buck 变换器的  $P_H$  和  $P_L$  控制脉冲成团出现,电感电流先持续上升,再持续下降,输出电压和电感电流出现低频振荡,振荡幅值较大(输出电压和电感电流的振荡幅值分别约为  $800 \text{ mV}$  和  $6 \text{ A}$ )且振荡周期较长(约为  $500 \mu\text{s}$ )。由图 5 可知,峰值电流型固定关断时间双频率控制 CCM Buck 变换器的  $P_H$  和  $P_L$  控制脉冲交替工作,输出电压和电感电流的纹波峰峰值分别约为  $12 \text{ mV}$  和  $1 \text{ A}$ ,无低频波动现象发生,变换器稳态性能显著改善。由此可见,本文所提出的控制技术有效地抑制了传统双

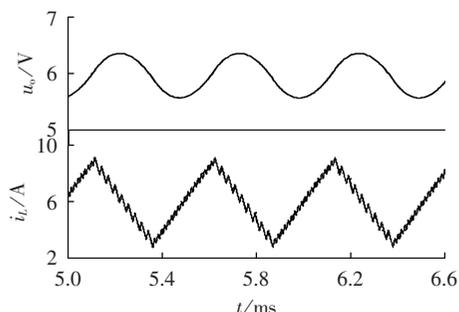


图 4 传统双频率控制 CCM Buck 变换器稳态仿真波形

Fig.4 Steady-state simulative waveform of CCM Buck converter under traditional bi-frequency control

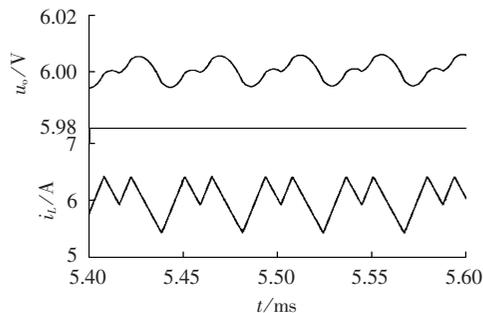


图 5 峰值电流型固定关断时间双频率控制 CCM Buck 变换器稳态仿真波形

Fig.5 Steady-state simulative waveform of CCM Buck converter under constant off-time bi-frequency control in peak current mode

频率控制 CCM Buck 变换器的低频波动现象。

## 5 实验验证

为了验证理论分析以及仿真结果的正确性,采用第 4 节的电路参数搭建了相应的实验平台。实验中,2 种控制技术均采用基于 FPGA 的数字控制实现方式(其中 A/D 转换器采用具有 12 位精度、3 Msps 采样速率的串行模数转换器 LTC2366),而峰值电流型固定关断时间双频率控制增加了电感电流峰值点模拟检测反馈环路。实验电路中主功率开关管和续流二极管分别采用 IRF540 和 MBR1560,主功率开关管驱动芯片采用 IR2125。

图 6 和图 7 所示为传统双频率控制和峰值电流型固定关断时间双频率控制 CCM Buck 变换器的稳态输出电压  $u_o$  交流分量和电感电流  $i_L$  实验波形。对比图 6 和图 7 可以看出,当采用传统双频率控制时,输出电压和电感电流出现较大的低频振荡(输出电压和电感电流的振荡幅值分别约为 900 mV 和 6 A,振荡周期约为 430  $\mu$ s),严重影响了变换器的稳态性能;而采用峰值电流型固定关断时间双频率控制时,输出电压和电感电流的纹波峰峰值分别约为 18 mV 和 1.2 A,较双频率控制明显降低,变换器稳态性能显著改善。图 6、7 的实验结果与图 4、5 的仿真结果基本一致,存在的较小差异是由电路的寄生参数以及元器件的容差造成的。图 6 和图 7 所示的实验结果验证了理论分析和仿真结果的正确性。

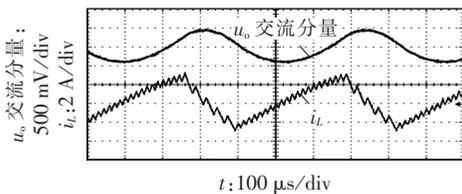


图 6 传统双频率控制 CCM Buck 变换器稳态实验波形

Fig.6 Steady-state experimental waveform of CCM Buck converter under traditional bi-frequency control

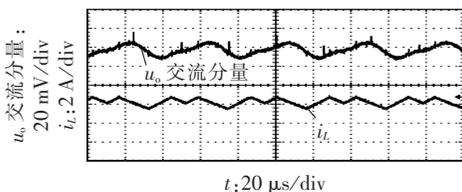


图 7 峰值电流型固定关断时间双频率控制 CCM Buck 变换器稳态实验波形

Fig.7 Steady-state experimental waveform of CCM Buck converter under constant off-time bi-frequency control in peak current mode

## 6 结论

本文分析了传统双频率控制 CCM 开关变换器低频波动现象的产生机理,通过研究得知,出现这种

现象的根本原因是电感储能变化量在一个开关周期内不为零。为解决这一问题,提出并研究了峰值电流型固定关断时间双频率控制技术,有效地抑制了双频率控制 CCM 开关变换器低频波动现象的发生,显著改善了 CCM 开关变换器的稳态特性。仿真及实验结果验证了理论分析的正确性。

## 参考文献:

- [1] 许峰,徐殿国,柳玉秀. 具有最优动态响应的 PWM 型 DC-DC 变换器非线性控制新策略[J]. 中国电机工程学报,2003,23(12):133-139.  
XU Feng,XU Dianguo,LIU Yuxiu. A novel nonlinear control method for PWM DC-DC converter with optimizing transient response[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(12):133-139.
- [2] 张波. 电力电子变换器非线性混沌现象及其应用研究[J]. 电工技术学报,2005,20(12):1-6.  
ZHANG Bo. Study of nonlinear chaotic phenomena of power converters and their applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(12):1-6.
- [3] 钟建伟,杨永超. Boost 变换器的非线性最优控制系统[J]. 电力自动化设备,2011,31(9):75-77.  
ZHONG Jianwei,YANG Yongchao. Nonlinear optimal control system for Boost converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(9):75-77.
- [4] MEYER E,ZHANG Z,LIU Y F. An optimal control method for Buck converters using a practical capacitor charge balance technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(4):1802-1812.
- [5] KI W H. Signal flow graph in loop gain analysis of DC-DC PWM CCM switching converters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I:Fundamental Theory and Applications,1998,45(6):644-655.
- [6] 毕凯,周维维,卢伟国,等. 纹波电流调制准最优控制 Buck 变换器[J]. 电力自动化设备,2013,33(10):112-117.  
BI Kai,ZHOU Luwei,LU Weiguo,et al. Quasi-optimal control based on ripple current modulation for Buck converter [J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(10):112-117.
- [7] TAN S C,LAI Y M,TSE C K. General design issues of sliding mode controllers in DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2008,55(3):1160-1174.
- [8] 郑连清,申滔,池俊锋. 断续导通模式下 Buck 变换器的混沌分析及其滑模控制[J]. 电力自动化设备,2012,32(7):30-35.  
ZHENG Lianqing,SHEN Tao,CHI Junfeng. Chaos analysis and sliding mode control of Buck converter operating in discontinuous conduction mode [J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(7):30-35.
- [9] OETTMEIER F M,NEELY J,PEKAREK S,et al. MPC of switching in a Boost converter using a hybrid state model with a sliding mode observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(9):3453-3466.
- [10] VISWANATHAN K,ORUGANTI R,SRINIVASAN D. Nonlinear function controller;a simple alternative to fuzzy logic controller for a power electronic converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2005,52(5):1439-1448.
- [11] HE D,NELMS R M. Fuzzy logic average current-mode control

- for DC-DC converters using an inexpensive 8-bit microcontroller [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(6): 1531-1538.
- [12] LEYVA R, MARTINEZ-SALAMERO L, JAMMES B, et al. Identification and control of power converters by means of neural networks[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 1997, 44(8): 735-742.
- [13] 王金平, 许建平, 兰燕妮. 开关变换器双频率控制技术[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(12): 9-14.  
WANG Jinping, XU Jianping, LAN Yanni. Bi-frequency control technique for switching converters[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(12): 9-14.
- [14] 王金平, 许建平, 秦明, 等. 开关 DC-DC 变换器双频率脉冲序列调制技术[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 1-8.  
WANG Jinping, XU Jianping, QIN Ming, et al. Bi-frequency pulse train modulation technique for switching DC-DC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33): 1-8.
- [15] XU J, WANG J. Bifrequency pulse-train control technique for switching DC-DC converters operating in DCM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3658-3667.
- [16] WANG J, XU J. Peak current mode bifrequency control technique for switching DC-DC converters in DCM with fast transient response and low EMI[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1876-1884.
- [17] 王金平, 许建平, 周国华, 等. 脉冲序列控制 CCM Buck 变换器低频波动现象分析[J]. 物理学报, 2011, 60(4): 048402-1-10.  
WANG Jinping, XU Jianping, ZHOU Guohua, et al. Analysis of low-frequency oscillation phenomenon in the pulse train controlled Buck converter[J]. Acta Physica Sinica, 2011, 60(4): 048402-1-10.
- [18] 衡耀付, 陈富军. 一种基于 UC3842 的新型开关稳压电源设计[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(9): 133-136.  
HENG Yaofu, CHEN Fujun. Switching power supply based on UC3842[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(9): 133-136.
- [19] 周国华, 许建平, 包伯成. 峰值/谷值电流型控制开关 DC-DC 变换器的对称动力学现象分析[J]. 物理学报, 2010, 59(4): 2272-2280.  
ZHOU Guohua, XU Jianping, BAO Bochong. Analysis of symmetrical dynamic phenomenon of peak and valley current-mode controlled switching DC-DC converters [J]. Acta Physica Sinica, 2010, 59(4): 2272-2280.

#### 作者简介:



吴松荣

吴松荣(1977-), 男, 四川南充人, 副教授, 博士研究生, 研究方向为开关变换器拓扑及控制方法等(E-mail: srwu88@163.com);

许建平(1963-), 男, 贵州遵义人, 教授, 博士研究生导师, 博士, 研究方向为开关变换器的控制方法、低电压大电流电路拓扑及控制策略、电源管理技术等;

龚华彬(1988-), 男, 河南信阳人, 硕士研究生, 研究方向为开关变换器拓扑及控制技术。

## Low-frequency oscillation suppression of bi-frequency controlled switching converter

WU Songrong<sup>1</sup>, XU Jianping<sup>1</sup>, GONG Huabin<sup>1</sup>, ZHOU Guohua<sup>1</sup>, WANG Jinping<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** Aiming at the low-frequency oscillation of inductor current and output voltage existing in traditional bi-frequency controlled switching converter operating in continuous conduction mode, the principle of bi-frequency technology is introduced and the energy iterative model of output capacitor is established, which reveals that, it is the non-zero total energy stored in inductor covering a complete switching period that causes the low-frequency oscillation. To solve the problem, the inductor current is fed into the control loop and the constant off-time bi-frequency control in peak-current mode is proposed, which is investigated in the operating principle and oscillation suppression. Simulative and experimental results show that, compared with the traditional bi-frequency control, the proposed method suppresses the low-frequency oscillation more effectively.

**Key words:** electric converters; bi-frequency control; low-frequency oscillation; peak current mode; constant off-time