

# 开关变换器多频率控制方法研究

吴松荣<sup>1</sup>, 许建平<sup>1</sup>, 何圣仲<sup>1</sup>, 王金平<sup>2</sup>, 周国华<sup>1</sup>

(1. 西南交通大学电气工程学院 成都 610031; 2. 合肥工业大学电气与自动化工程学院 合肥 230009)

**【摘要】**提出并研究了一种新颖的开关变换器控制方法——多频率(multifrequency)控制方法。该方法在每一个开关周期结束时刻采样输出电压, 对其所处的电压区间进行判断, 并由此采用相应频率的不同控制脉冲对开关变换器进行控制, 以调整变换器输出电压。多频率控制方法具有控制算法简单、开关变换器稳定性好、瞬态响应速度快、电磁干扰噪声小、轻载效率高等优点。相比于双频率控制, 多频率控制不仅可以拓宽开关变换器输出功率范围, 还可以降低开关变换器输出电压纹波。实验结果验证了理论分析的正确性。

**关键词** 多频率控制; 输出电压纹波; 开关变换器; 瞬态响应

中图分类号 TM461

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2014.06.011

## Investigation of Multifrequency Control Method for Switching Converters

WU Song-rong<sup>1</sup>, XU Jian-ping<sup>1</sup>, HE Sheng-zhong<sup>1</sup>, WANG Jin-ping<sup>2</sup>, and ZHOU Guo-hua<sup>1</sup>

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

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

**Abstract** Multifrequency control method, a novel control method for switching converters, is proposed and investigated in this paper. The control pulse with different frequency which is determined according to the voltage intervals of the sampled output voltage at the end of previous switching period is applied to regulate the output voltage. In contrast to bifrequency control, the multifrequency control not only extends the output power range, but also reduces the output voltage ripple; it has merit of simple control algorithm, strong stability, fast dynamic response, low electromagnetic interference (EMI) noise, and high efficiency at light load. Experimental results demonstrate the correctness of the theoretical analyses.

**Key words** multifrequency control; output voltage ripple; switching converter; transient response

为了简化开关变换器的控制器设计, 提升开关变换器瞬态响应速度, 滞环控制<sup>[1-2]</sup>、固定导通/关断时间控制<sup>[3-4]</sup>、脉冲序列控制<sup>[5-8]</sup>已被广泛应用于开关变换器控制。与传统电压型和电流型控制技术相比, 这些控制方法的相似之处是输出电压反馈环节仅由比较器构成, 消除了误差放大器及其相应的补偿网络, 使其控制环路具有更宽的环路增益带宽, 这也是这些控制方法具有快速瞬态响应速度的一个根本原因。但是, 滞环控制和固定导通/关断时间控制开关变换器在输入电压或负载变化时, 会造成开关频率的变化, 不利于滤波电路、反馈控制环路以及电磁干扰滤波器设计。脉冲序列控制是近年来提出的一种新颖的开关变换器控制方法, 它采用两组频率相同、占空比不同的控制脉冲对开关变换器输出

电压进行调整。脉冲序列控制是一种恒频控制方式, 两组控制脉冲的选择无法兼顾输出电压纹波和输出功率范围, 它存在输出电压纹波大、轻载效率低、无法工作于极轻负载或空载模式的缺点。多级脉冲序列控制<sup>[9-11]</sup>是脉冲序列控制的一种拓展, 它在一定程度上缓和了输出电压纹波和输出功率范围之间的矛盾, 但其电路设计较为繁琐, 且无法工作于空载模式。

文献[12-16]提出了开关变换器双频率控制技术, 它采用两组具有固定导通时间、频率不同的控制脉冲对开关变换器输出电压进行控制, 有效解决了脉冲序列控制轻载效率低、电磁干扰噪声相对较大的问题, 但它还是存在输出电压纹波较大、无法工作于极轻负载或空载模式的缺点。

收稿日期: 2013-09-24; 修回日期: 2013-12-17

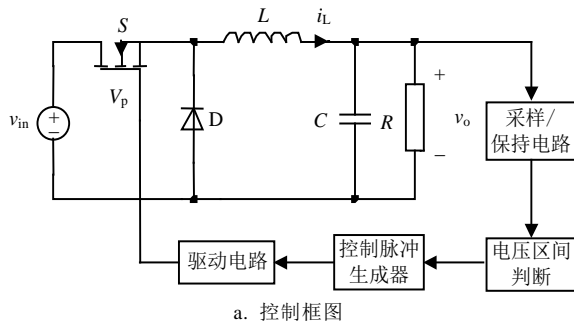
基金项目: 国家自然科学基金(51177140, 51177138, 51407054)

作者简介: 吴松荣(1977-), 男, 博士, 副教授, 主要从事电力电子与电力传动方面的研究..

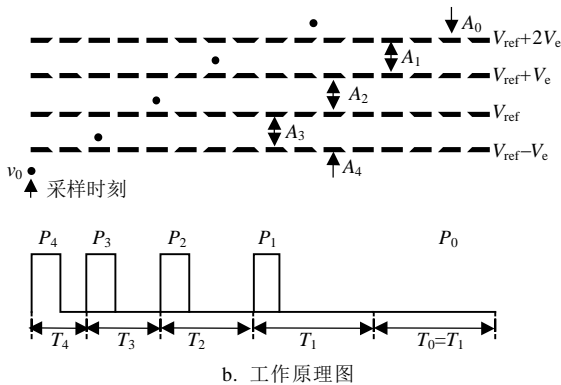
针对双频率控制技术存在的问题,本文提出了一种新颖的开关变换器控制方法——多频率控制方法。本文以电感电流断续导电模式(discontinuous conduction mode, DCM) Buck变换器为例,对多频率控制技术进行探讨与研究。分析了多频率控制技术的基本思想和工作原理,对其稳态特性进行了研究。此外,还对多频率控制DCM Buck变换器稳定性进行了分析。研究表明,相比于双频率控制,多频率控制不仅可以降低开关变换器稳态输出电压纹波,还可以拓宽输出功率范围,使其能够工作于极轻负载或空载模式。仿真及实验结果验证了理论分析的正确性。

## 1 多频率控制方法

图1所示为多频率控制Buck变换器控制框图及其工作原理图。由图1可知,在每一个开关周期结束时刻(也即下一个开关周期开始时刻),采样/保持电路采样输出电压 $v_o$ ,当输出电压采样值处于电压区间 $A_4(0, V_{ref}-V_e)$ 、 $A_3(V_{ref}-V_e, V_{ref})$ 、 $A_2(V_{ref}, V_{ref}+V_e)$ 、 $A_1(V_{ref}+V_e, V_{ref}+2V_e)$ 和 $A_0(V_{ref}+2V_e, +\infty)$ 时,控制器分别采用 $P_4$ 、 $P_3$ 、 $P_2$ 、 $P_1$ 和 $P_0$ 脉冲工作,从而对输出电压进行调节,其中 $V_e$ 为输出电压的误差界限电压( $V_e \ll V_{ref}$ ),如图1b所示。



a. 控制框图



b. 工作原理图

图1 多频率控制Buck变换器

如图1所示, $P_4$ 、 $P_3$ 、 $P_2$ 、 $P_1$ 和 $P_0$ 脉冲对应的开关周期分别为 $T_4$ 、 $T_3$ 、 $T_2$ 、 $T_1$ 和 $T_0(T_4 < T_3 < T_2 < T_1 = T_0)$ 。本文为了简化分析,假定 $P_1 \sim P_4$ 脉冲具有相同的导

通时间 $t_{ON}$ 。因而控制器选用 $P_4$ 、 $P_3$ 、 $P_2$ 、 $P_1$ 和 $P_0$ 脉冲工作时,变换器传递的输入功率依次递减(由2.1节中的式(2)可知)。与仅采用 $P_4$ 和 $P_1$ 脉冲工作的双频率控制相比,加入 $P_3$ 和 $P_2$ 脉冲可以减缓输出电压逼近参考电压的速度,提升输出电压逼近精度,从而降低变换器输出电压纹波。而 $P_0$ 空白脉冲的加入,将使开关管一直关断,避免输入侧向变换器传递能量,从而可以使变换器工作于极轻负载或空载情形,且能有效提升变换器轻载效率<sup>[17-18]</sup>。

相比于双频率控制,多频率控制通过增加控制脉冲级数实现变换器控制,在增大变换器输出功率范围的同时,可以减小离散频率控制脉冲之间的输入能量差异,从而减小输出电压纹波。事实上,为了进一步降低输出电压纹波,还可以增加控制脉冲级数,最终在输出电压纹波与控制复杂度之间进行折中。此外,值得说明的是,与频率连续可调的传统变频控制方案相比,多频率控制开关变换器滤波电路和反馈环路设计简单、可靠,且系统不存在稳定性问题。在本文中,为了简化分析,仅选用 $P_1 \sim P_4$ 四级脉冲和 $P_0$ 空白脉冲进行示例。在稳态时,与双频率控制类似,控制脉冲为不同频率控制脉冲的组合,因而同样可以将控制脉冲频谱能量进行扩散,以此降低谐波峰值,使得变换器具有更小的电磁干扰噪声<sup>[12-15]</sup>。

由以上描述过程可知,本文提出的多频率控制方法在保持双频率控制技术优势<sup>[12-16]</sup>的基础上,可以拓宽开关变换器负载工作范围,降低输出电压纹波。因此,多频率控制是双频率控制技术的一种有益改进,更具应用价值。

## 2 多频率控制DCM Buck变换器

### 2.1 稳态分析

对于DCM Buck变换器,当开关管导通时,变换器输入电流等于电感电流;而开关管关断时,输入电流为零。由此可得稳态时一个控制脉冲周期内变换器平均输入电流为:

$$I_{in,i} = \frac{V_{in} - V_o}{2L} D_i^2 T_i \quad (1)$$

因而平均输入功率为:

$$P_{in,i} = \frac{V_{in}(V_{in} - V_o)}{2L} D_i^2 T_i \quad (2)$$

式中, $V_{in}$ 和 $V_o$ 为输入和输出电压稳态值; $D_i$ 和 $T_i(i=0,1,2,3,4)$ 为相应的控制脉冲占空比和开关周期; $L$ 为电感量。

式(2)表明, 采用 $P_4$ 、 $P_3$ 、 $P_2$ 、 $P_1$ 和 $P_0$ 脉冲工作时, 变换器平均输入功率依次递减。因此,  $P_4$ 和 $P_0$ 脉冲分别决定了变换器输出功率的上下限。由于 $D_0=0$ , 因此输出功率下限为零, 即变换器能够工作于空载情形。为了使变换器工作于DCM,  $D_4$ 需满足 $D_4 < V_o/V_{in}$ , 由此可确定变换器输出功率的最大值。由于 $P_4$ 和 $P_0$ 脉冲决定了变换器输出功率的上下限, 因而无论输出功率如何变化, 控制器总能选用相应控制脉冲进行快速调节, 即变换器具有快速的瞬态响应速度。

当变换器工作于稳态时, 若干个控制脉冲将构成一个循环周期, 控制脉冲以该循环周期进行重复。假定一个循环周期内 $P_4$ 、 $P_3$ 、 $P_2$ 、 $P_1$ 和 $P_0$ 脉冲的数量分别为 $\mu_4$ 、 $\mu_3$ 、 $\mu_2$ 、 $\mu_1$ 和 $\mu_0$ , 变换器转换效率为 $\eta$ , 则根据功率平衡, 有:

$$P_o / \eta = \sum_{i=0}^4 \mu_i T_i P_{in,i} / \sum_{i=0}^4 \mu_i T_i \quad (3)$$

式中,  $P_o$ 为输出功率。

由式(3)知, 输出功率为各级脉冲平均输入功率在循环周期内的加权平均, 其中权重系数为 $\mu_i T_i / \sum_{i=0}^4 \mu_i T_i$ 。因而, 随着输出功率的增加, 循环周期内输入功率较高的控制脉冲(其 $T_i$ 较小、 $P_{in,i}$ 较大)数量所占的比重也将随之增加, 向输出侧传递更多的能量。

### 2.2 控制脉冲周期内输出电压变化量

在DCM模式下, 电感电流在开关周期起始和结束时均为零, 因而输出电容等效串联电阻不会对控制脉冲周期内输出电压变化量造成影响。

对于DCM Buck变换器, 在一个控制脉冲周期内, 输入侧传递的能量完全转移至输出侧, 当输入能量大于负载所消耗的能量时, 多余能量通过输出电容储存, 从而引起输出电压上升; 反之, 输出电容释放能量引起输出电压下降。稳态时, 假定一个控制脉冲周期始末时刻电容电压值分别为 $V_{C,nT_i}$ 和 $V_{C,(n+1)T_i}$  ( $V_{C,nT_i}$ 和 $V_{C,(n+1)T_i}$ 非常接近于 $V_o$ ), 因而有:

$$\frac{1}{2} C (V_{C,(n+1)T_i}^2 - V_{C,nT_i}^2) = P_{in,i} T_i - P_o T_i \quad (4)$$

由式(4)可得输出电压在一个控制脉冲周期内的变化量 $\Delta v_{o,i}$  (即电容电压变化量,  $\Delta v_{o,i} = V_{C,(n+1)T_i} - V_{C,nT_i}$ )为:

$$\Delta v_{o,i} \approx \frac{P_{in,i} T_i - P_o T_i}{CV_o} \quad (5)$$

当各级脉冲( $P_0$ 脉冲除外)具有相同导通时间, 即 $D_i T_i$ 为固定值时, 一个控制脉冲周期内变换器的输入能量为定值, 即 $P_{in,i} T_i$ 乘积为定值, 因而对于特定输出功率 $P_o$ , 式(5)中输出电压变化量 $\Delta v_{o,i}$ 仅与开关周期 $T_i$ 相关。当 $P_o$ 固定且 $T_i$ 较小时,  $\Delta v_{o,i} > 0$ , 表明经过该控制脉冲后, 输出电压上升; 随着 $T_i$ 的增大, 输出电压变化量变小; 当 $T_i$ 进一步增大, 使得 $\Delta v_{o,i} < 0$ 时, 输出电压开始下降; 随着 $T_i$ 的进一步增大, 输出电压下降得越多。另一方面, 当各级脉冲周期 $T_i$ 确定后, 式(5)中输出电压变化量仅与输出功率 $P_o$ 相关。对于 $P_0$ 脉冲, 由于 $P_{in,0}$ 为零, 因而输出电压变化量 $\Delta v_{o,0}$ 总是小于零, 即采用 $P_0$ 脉冲工作时输出电压总是下降; 而对于 $P_4$ 脉冲, 由于 $P_{in,4}$ 为输出功率最大值, 因而 $\Delta v_{o,4}$ 总是大于零, 即采用 $P_4$ 脉冲工作时输出电压总是上升; 而对于其他控制脉冲, 输出电压上升与否要视 $P_{in,i}$ 与 $P_o$ 之间的大小关系而定。

表1 电路参数

| 变量              | 取值  | 变量                     | 取值 |
|-----------------|-----|------------------------|----|
| 输入电压 $V_{in}/V$ | 14  | $P_4$ 脉冲周期 $T_4/\mu s$ | 18 |
| 输出电压 $V_o/V$    | 6   | $P_3$ 脉冲周期 $T_3/\mu s$ | 36 |
| 误差界限电压 $V_e/mV$ | 50  | $P_2$ 脉冲周期 $T_2/\mu s$ | 54 |
| 电感 $L/\mu H$    | 5.6 | $P_1$ 脉冲周期 $T_1/\mu s$ | 72 |
| 电容 $C/\mu F$    | 500 | 恒定导通时间 $t_{ON}/\mu s$  | 6  |

当采用表1所示电路参数时, 可以得到相应控制脉冲周期内输出电压变化量与输出功率之间的关系如图2所示。

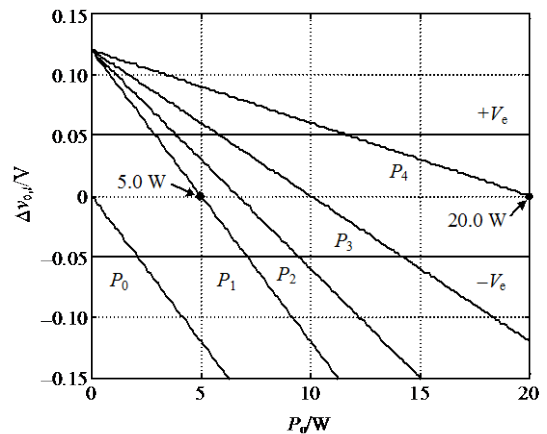


图2 各级控制脉冲周期内输出电压变化量与输出功率之间的关系

如图2所示, 当输出功率为零时, 输入能量全部通过输出电容储存, 因而 $P_1 \sim P_4$ 脉冲具有相同的输出电压变化量; 随着输出功率的增加, 输出电压变化量逐渐变小, 并由正变负。对各级脉冲而言, 当输出功率大于20 W时, 输出电压变化量均为负值。

这表明无论采用哪一级脉冲工作,输出电压均下降,因而无法将输出电压调节到期望值,即输出电压失控。因此,采用表1所示电路参数的变换器的最大输出功率为20 W。若不存在 $P_0$ 脉冲,则当输出功率小于5 W时,输出电压变化量均为正值,同样无法对输出电压进行调整。正是由于 $P_0$ 脉冲的加入,使得变换器能够工作于极轻载或空载模式,从而拓宽变换器工作范围。此外,相比于恒频控制方案,该方式能够通过降低轻载或空载时的开关损耗而提升变换器转换效率<sup>[17-18]</sup>。

从图2还可以看出,相比于仅采用 $P_4$ 和 $P_1$ 脉冲工作的双频率控制,随着多频率控制 $P_3$ 和 $P_2$ 脉冲的加入,在各级控制脉冲平均输入功率 $P_{in,i}$ 的差异缩小的同时,输出电压变化量 $\Delta v_{o,i}$ 之间的差异也在减小,这是多频率控制开关变换器输出电压纹波得以减小的根本原因。

对于多频率控制DCM Buck变换器,控制脉冲选取规律和输出电压变化规律可由下式确定:

$$V_{o,(n+1)T_i} = \begin{cases} V_{o,nT_i} + \Delta v_{o,4} & V_{o,nT_i} \in A_4 \\ V_{o,nT_i} + \Delta v_{o,3} & V_{o,nT_i} \in A_3 \\ V_{o,nT_i} + \Delta v_{o,2} & V_{o,nT_i} \in A_2 \\ V_{o,nT_i} + \Delta v_{o,1} & V_{o,nT_i} \in A_1 \\ V_{o,nT_i} + \Delta v_{o,0} & V_{o,nT_i} \in A_0 \end{cases} \quad (6)$$

式中, $V_{o,(n+1)T_i}$ 和 $V_{o,nT_i}$ 分别为第 $n$ 个开关周期结束和开始时刻的输出电压值。

在稳态时,循环周期内输出电压总的变化量为零,因而有:

$$\sum_{i=0}^4 \mu_i \Delta v_{o,i} = 0 \quad (7)$$

对于多频率控制开关变换器, $V_c$ 的选取应综合考虑输出电压允许的工作范围和控制脉冲周期内输出电压变化量。 $V_c$ 取值过大,输出电压容易超出允许的工作范围,过小则会使得循环周期内控制脉冲组合紊乱,不利于输出电压纹波减小。

### 3 稳定性分析

在任意开关周期内,根据能量守恒原理有下式成立:

$$E_{in} = \Delta E_L + \Delta E_C + E_R \quad (8)$$

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

对于DCM Buck变换器,在稳态时,控制脉冲周

期内变换器输入端传递的能量为:

$$E_{in} = P_{in,i} T_i = \frac{V_{in}(V_{in} - V_o)}{2L} D_i^2 T_i^2 \quad (9)$$

而对于电感储能的变化量 $\Delta E_L$ ,由于控制脉冲周期开始和结束时刻的电感电流值均为零,因而有 $\Delta E_L=0$ 成立。

控制脉冲周期内输出电容储能变化量为:

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

式中, $E_{C,(n+1)T_i}$ 和 $E_{C,nT_i}$ 分别为控制脉冲周期结束和开始时刻的电容储存的能量。

负载在控制脉冲周期内消耗的能量为:

$$E_R = \int_{nT_i}^{(n+1)T_i} \frac{v_o^2}{R} dt \quad (11)$$

由梯形等效原理,式(11)可近似为:

$$E_R = \frac{T_i}{2R} (v_{o,(n+1)T_i}^2 + v_{o,nT_i}^2) \quad (12)$$

对于电容而言,其储存的能量为其容值与端电压平方乘积的二分之一。忽略输出电容等效串联电阻,其端电压即为输出电容电压,因此,式(12)可改写为:

$$E_R = \frac{T_i}{RC} (E_{C,(n+1)T_i} + E_{C,nT_i}) \quad (13)$$

将式(10)、式(13)代入式(8)可得输出电容能量迭代模型为:

$$E_{C,(n+1)T_i} = K(T_i)E_{C,nT_i} + A(T_i)E_{in} \quad (14)$$

式中, $K(T_i)=(1-T_i/RC)/(1+T_i/RC)$ ;  $A(T_i)=1/(1+T_i/RC)$ 。

在实际应用中, $T_i$ 总是小于负载和输出电容时间常数 $RC$ ,因而式(14)中 $K(T_i)$ 和 $A(T_i)$ 均大于0而小于1。因此,多频率控制DCM Buck变换器输出电容能量迭代模型是收敛的,即说明该控制系统是稳定的。事实上,只要输出功率小于 $P_{in,4}$ ,多频率控制开关变换器总可以选用适当的控制脉冲工作,使得输出电压稳定在期望值,即系统总是稳定的。

### 4 实验结果

为了验证理论分析的正确性,采用表1所示电路参数,基于FPGA搭建了相应的数字控制实验电路,其中,A/D转换器采用具有12位精度、3 Ms/s采样速率的串行模数转换器LTC2366。

图3给出了Buck变换器分别采用多频率和双频率控制方法,在不同输出功率时的稳态输出电压纹波实验结果,其中,双频率控制采用的控制脉冲为 $P_4$ 和 $P_1$ 。

从图3可以看出,对于不同输出功率,采用多频

率控制时变换器输出电压纹波明显小于采用双频率控制时的情形(当 $P_o=8\text{ W}$ 时, Buck变换器采用双频率和多频率控制时的输出电压纹波分别约为320 mV和200 mV; 当 $P_o=15\text{ W}$ 时, Buck变换器采用双频率和多频率控制时的输出电压纹波分别约为480 mV和210 mV), 且随着输出功率的增加, 这一优势变得更加明显。由此看出, 多频率控制相比于双频率控制, 在抑制输出电压纹波方面的优势明显。此外, 由图3所示输出电压纹波波形可知, 控制脉冲组合情形与式(3)和式(7)不一致, 这是由于实验电路变换器效率不为100%造成的。

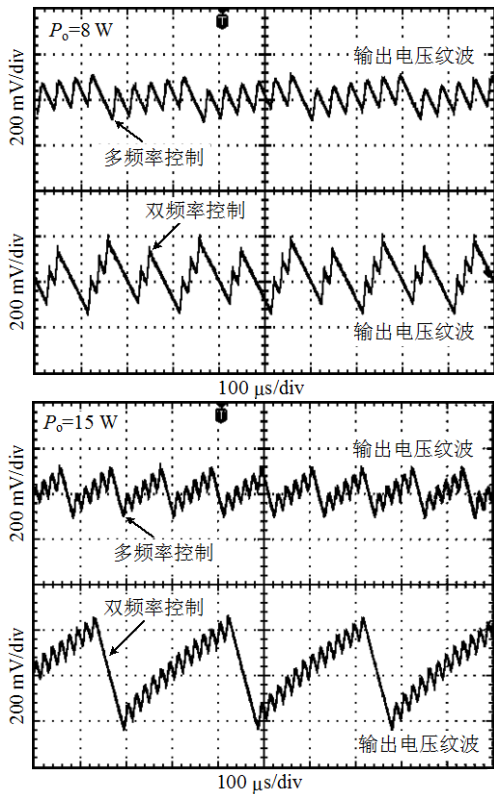


图3 输出功率不同时的稳态输出电压纹波实验结果

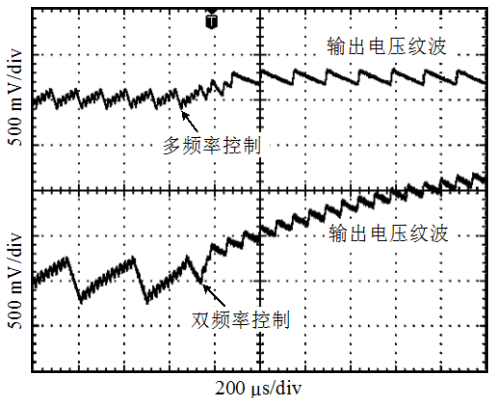


图4 负载突变实验结果

图4所示为Buck变换器分别采用多频率和双频率控制方法, 输出功率由15 W突减至2 W时的实验结果。由图4可知, 当输出功率突减时, 变换器采用

多频率控制方法时可以快速进入新的稳态, 调节时间约为100  $\mu\text{s}$ , 但是输出电压存在一定的稳态偏差(+0.1 V), 这是多频率控制策略所致; 而采用双频率控制时, 由于输出功率已低于 $P_1$ 脉冲对应的输出功率下限5 W, 因而控制器无法将输出电压稳定在期望值, 如图4所示, 输出电压出现飘升。由此可见, 相比于双频率控制, 本文的多频率控制能够使变换器工作于轻负载条件下, 从而拓宽了变换器输出功率范围, 由此验证理论分析的正确性。

图5所示为多频率控制Buck变换输出功率由8 W突增至15 W时的实验结果, 其中 $\Delta v_o$ 、 $V_D$ 和 $i_L$ 分别代表输出电压纹波、主功率回路续流二极管两端电压和电感电流。由图5可以看出, 当输出功率突增时, 变换器具有快速的瞬态响应速度, 几乎没有调节时间, 输出电压快速进入新的稳态, 仅表现为输出电压纹波的变化以及平均值的微小跌落(控制策略所致)。由此可见多频率控制在瞬态响应速度方面的优越性。此外, 从图5还可以看出, 输出功率突增后, 频率较高控制脉冲的比重明显增加, 从而验证式(3)的正确性。

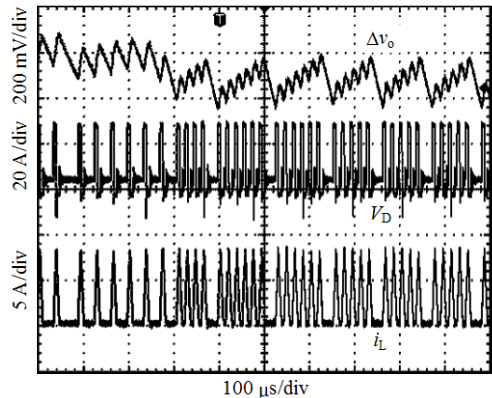


图5 多频率控制负载突增实验结果

本文实验结果较好地验证了多频率控制方法相比于双频率控制, 在减小输出电压纹波和拓宽变换器输出功率范围方面的有效性。此外, 研究表明多级频率控制具有快速的瞬态响应速度。

### 5 结论

本文对双频率控制进行改进, 提出了多频率控制方法。多频率控制不仅继承了双频率控制的稳定性好、瞬态响应速度快、电磁干扰噪声低等突出优点, 同时还克服了双频率控制输出电压纹波大、无法工作于轻载或空载情形的缺点。然而多频率控制也存在一定问题, 在某些负载下, 变换器输出电压存在稳态偏差。但是, 只要误差界限电压选取恰当,

就可以使输出电压偏差在可接受的范围内。

本文虽然仅讨论了多频率控制方法在DCM模式开关变换器中的应用,但其同样可应用于电感电流连续导电模式(continuous conduction mode, CCM)开关变换器中。相比于双频率控制,在CCM开关变换器中应用时,多频率控制可以兼顾开关变换器稳态和瞬态性能,使得开关变换器具有更为优异的控制性能。对于多频率控制方法在CCM开关变换器中的应用,将在后续工作中进行深入研究。

### 参 考 文 献

- [1] CASTILLA M, VICUNA L G de, GUERRERO J M, et al. Designing VRM hysteretic controllers for optimal transient response[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1726-1738.
- [2] LEE K, LEE F C, XU M. A hysteretic control method for multiphase voltage regulator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2726-2734.
- [3] SAHU B, RINCÓN-MORA G A. An accurate, low-voltage, CMOS switching power supply with adaptive on-time pulse-frequency modulation (PFM) control[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, 2007, 54(2): 312-321.
- [4] XU X, WU X, YAN X. A quasi fixed frequency constant on time controlled boost converter[C]//IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Seattle: IEEE, 2008: 2206-2209.
- [5] FERDOWSI M, EMADI A, TELEFUS M, et al. Pulse regulation control technique for flyback converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 798-805.
- [6] KHALIGH A, RAHIMI A M, EMADI A. Negative impedance stabilizing pulse adjustment control technique for DC/DC converters operating in discontinuous conduction mode and driving constant power loads[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(4): 2005-2016.
- [7] KHALIGH A, RAHIMI A, EMADI A. Modified pulse-adjustment technique to control DC/DC converters driving variable constant-power loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1133-1146.
- [8] 许建平, 牟清波, 王金平, 等. 脉冲序列控制DCM Buck变换器输出电压纹波研究[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(5): 1-6.  
XU Jian-ping, MU Qing-bo, WANG Jin-ping, et al. Output voltage ripple of pulse train controlled DCM buck converter[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(5): 1-6.
- [9] 秦明, 许建平. 开关变换器多级脉冲序列控制研究[J]. 物理学报, 2009, 58(11): 7603-7612.  
QIN Ming, XU Jian-ping. Study of multilevel pulse train control technique for switching converters[J]. Acta Physica Sinica, 2009, 58(11): 7603-7612.
- [10] XU Jian-ping, QIN Ming. Multi-pulse train control technique for buck converter in discontinuous conduction mode[J]. IET Power Electronics, 2010, 3(3): 391-399.
- [11] QIN Ming, XU Jian-ping. Multiduty ratio modulation technique for switching DC-DC converters operating in discontinuous conduction mode[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3497-3507.
- [12] XU Jian-ping, WANG Jin-ping. Bifrequency pulse-train control technique for switching DC-DC converters operating in DCM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3658-3667.
- [13] WANG Jin-ping, XU Jian-ping. 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.
- [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 Jin-ping, XU Jian-ping, 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] 王金平, 许建平, 兰燕妮. 恒定导通时间双频率控制开关变换器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(11): 1-7.  
WANG Jin-ping, XU Jian-ping, LAN Yan-ni. Study of constant on-time bi-frequency control technique for switching converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(11): 1-7.
- [16] 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 Jin-ping, XU Jian-ping, LAN Yan-ni. Bi-frequency control technique for switching converters[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(12): 9-14.
- [17] LUO P, LUO L, LI Z, et al. Skip cycle modulation in switching DC-DC converter[C]//IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions. Chengdu: IEEE, 2002: 1716-1719.
- [18] 牛全民, 张波, 李肇基. 断续导电模式Buck变换器跨周期调制离散解析模型[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(12): 32-37.  
NIU Quan-min, ZHANG Bo, LI Zhao-ji. A discrete-time analytic model of PSM in DCM Buck converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(12): 32-37.

编辑 漆蓉