

# 谷值 $V^2$ 控制 Boost 变换器原理及稳定性分析

何圣仲,许建平,周国华,吴松荣,张 希

(西南交通大学 电气工程学院 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室,四川 成都 610031)

**摘要:** 分析了 Boost 变换器的输出电压纹波,将谷值  $V^2$  控制技术应用于 Boost 变换器。详细分析了谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器的工作原理,讨论了系统的稳定性,研究了斜坡补偿对其稳定性的影响。搭建了基于 PSIM 软件的仿真模型和实验平台,仿真及实验结果表明:工作于连续导电模式的谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器稳定工作范围为占空比大于 0.5;在占空比小于 0.5 时会发生次谐波振荡,该次谐波振荡可以通过加入适当的斜坡补偿有效地消除。

**关键词:** Boost 变换器; 谷值  $V^2$  控制; 次谐波振荡; 斜坡补偿; 稳定性

**中图分类号:** TM 46

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.07.004

## 0 引言

随着电子技术的发展,各种新型的电子产品对电源及其管理模块的负载瞬态响应速度要求越来越高<sup>[1-4]</sup>。 $V^2$  控制 DC-DC 变换器具有快速的负载动态响应速度,在微处理器及便携式电子产品及其电源管理模块中有着广泛的应用前景<sup>[5-7]</sup>。已有文献对  $V^2$  控制 DC-DC 变换器的研究主要集中于 Buck 变换器<sup>[8-10]</sup>,主要原因在于传统的  $V^2$  控制技术(即峰值  $V^2$  控制)是利用开关管导通期间输出电压上升到峰值电压,实现开关管由导通状态到关断状态的切换。对于 Boost 变换器,由于开关管导通期间,Boost 变换器电感电流没有输出到滤波电容和负载上,即 Boost 变换器的输出电压不会因为电感电流上升而增加。相反,在开关管导通期间,由于滤波电容为负载提供能量,输出电压反而减小,不能满足峰值  $V^2$  控制的要求,从而使峰值  $V^2$  控制方法不能应用于 Boost 变换器电路,文献[11]因此得出了  $V^2$  控制技术不能用于 Boost 变换器的结论。

文献[12]结合谷值电流控制的思想,将谷值控制与  $V^2$  控制技术相结合,提出了谷值  $V^2$  控制技术,并将其应用于 Buck 变换器,对其稳定性和瞬态特性进行了研究。结果表明,对于 Buck 变换器,谷值  $V^2$  控制具有比谷值电流控制更快的瞬态特性,且两者具有相同的稳定性。

收稿日期:2013-11-13;修回日期:2014-05-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177140,61371033);高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(201301-84120011);四川省青年科技基金资助项目(2013JQ0033);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(SWJTU11BR33,2682013ZT20)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177140,61371033),the Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education(20130184-120011),the Sichuan Provincial Youth Science and Technology Fund(2013JQ0033) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(SWJTU11BR33,2682013ZT20)

本文在详细分析 Boost 变换器输出电压纹波的基础上,结合谷值  $V^2$  控制技术的优势,首次将谷值  $V^2$  控制技术应用于 Boost 变换器,从而解决了传统的  $V^2$  控制不能应用于 Boost 变换器的问题。

## 1 Boost 变换器输出电压纹波

$V^2$  控制方法本质上是基于输出电压纹波的控制方法。欲将谷值  $V^2$  控制方法应用于 Boost 变换器,首先需要分析 Boost 变换器的输出电压纹波。在开关管  $V_T$  导通期间,Boost 变换器的直流输入电源仅为电感充电储能,电容对负载进行供电,能量传输模式比较简单。而开关管  $V_T$  关断期间,能量传输情况比较复杂,文献[13-14]根据开关管  $V_T$  关断期间的能量传输模式,将开关管  $V_T$  关断期间的工作模式分为电感完全供能模式 CISM(Complete Inductor Supply Mode)和电感不完全供能模式 IISM(Incomplete Inductor Supply Mode)。再结合电感电流连续导电模式 CCM(Continuous Conduction Mode)和电感电流不连续导电模式 DCM(Discontinuous Conduction Mode),将开关管  $V_T$  关断期间的工作模式分为 3 种:电感电流连续导电且电感完全供能模式(CCM-CISM);电感电流连续导电且电感不完全供能模式(CCM-IISM);电感电流不连续导电且电感不完全供能模式(DCM-IISM)。文献[13-14]以此划分方式详细讨论了不含输出电容等效串联电阻 ESR(Equivalent Series Resistance)影响的输出电压纹波。由于 ESR 对输出电压纹波有着重要的影响,本节首先从能量传输的角度讨论含有输出电容 ESR 的 Boost 变换器输出电压纹波,据此分析谷值  $V^2$  控制方法应用于 Boost 变换器的可行性。

图 1 为考虑输出电容 ESR 时的 Boost 变换器拓扑。为了便于分析,本文仅考虑大 ESR 和大电容的情况,即在 CCM 时,ESR 上的电压变化远大于电容电压变化。

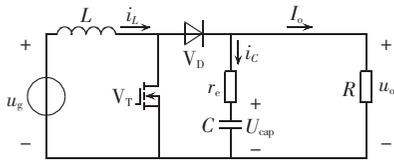


图 1 考虑 ESR 的 Boost 变换器  
Fig.1 Boost converter with ESR

### 1.1 $T_{off}$ 阶段 ( $0 < t < T_{off}$ )

开关管  $V_T$  关断时的等效电路如图 2 所示。在开关管  $V_T$  关断期间,当 Boost 变换器工作于 CCM 时,既可以是电感完全供能,也可以是电感不完全供能;当 Boost 变换器工作于 DCM 时,只能是电感不完全供能。

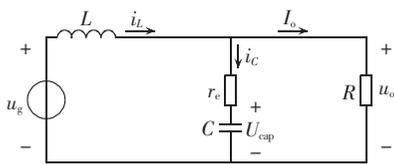


图 2  $T_{off}$  阶段的等效电路  
Fig.2 Equivalent circuit at  $T_{off}$  stage

根据能量传输形式,在  $T_{off}$  阶段,Boost 变换器存在 3 种工作模式。

**a. CCM-CISM。** 图 3 所示为开关管  $V_T$  关断期间,工作于 CCM-CISM 的 Boost 变换器的主要工作波形。

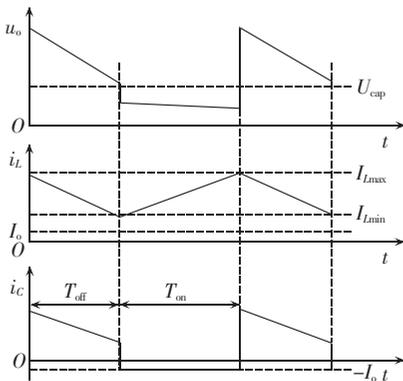


图 3 CCM-CISM 下的工作波形  
Fig.3 Operating waveforms under CCM-CISM

从图 3 可以看出,在开关管  $V_T$  关断期间,电感电流最小值  $I_{Lmin}$  大于负载电流  $I_o$ ,电容电流  $i_C = i_L - I_o$  始终大于 0,即电感电流既为负载提供能量,同时还为电容充电。

**b. CCM-IISM。** 图 4 所示为开关管  $V_T$  关断期间,工作于 CCM-IISM 的 Boost 变换器的主要工作波形。

从图 4 可以看出,电感电流最小值  $I_{Lmin}$  小于负载电流  $I_o$ 。在  $0 < t < t_1$  区间,电感电流  $i_L > I_o$ ,电容电流  $i_C > 0$ ,电感既为负载提供能量,又为电容充电;在  $t_1 < t < T_{off}$  区间,电感电流  $0 < i_L < I_o$ ,电容电流  $i_C < 0$ ,此时电感和电容同时为负载提供能量。

**c. DCM-IISM。** 图 5 所示为开关管  $V_T$  关断期间,

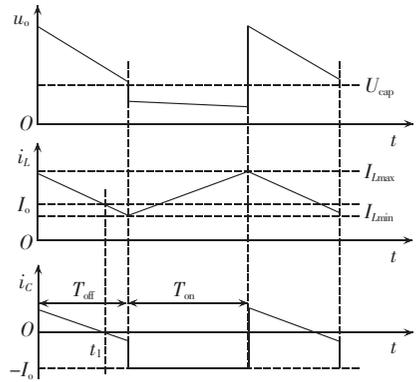


图 4 CCM-IISM 下的工作波形  
Fig.4 Operating waveforms under CCM-IISM

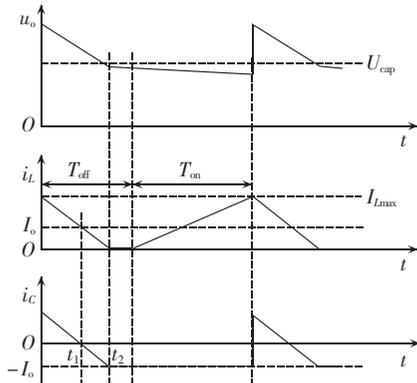


图 5 DCM-IISM 下的工作波形  
Fig.5 Operating waveforms under DCM-IISM

工作于 DCM-IISM 的 Boost 变换器的主要工作波形。

从图 5 可以看出,在  $0 < t < t_1$  区间,电感电流  $i_L > I_o$ ,电容电流  $i_C > 0$ ,电感既为负载提供能量,又为电容充电;在  $t_1 < t < t_2$  区间,电感电流  $0 < i_L < I_o$ ,电容电流  $i_C < 0$ ,此时电感和电容同时为负载提供能量; $t_2 < t < T_{off}$  区间,电感电流  $i_L = 0$ ,电容电流  $i_C = -I_o$ ,进入 DCM,只有电容为负载提供能量。

从图 3—5 可以看出,无论 Boost 变换器工作在哪一种模式,在开关管  $V_T$  关断瞬间,即  $t=0$  时刻,电感电流达到最大值  $I_{Lmax}$ 。在  $t=0$  时刻,最大电感电流  $I_{Lmax}$  直接加到输出电容支路,而电容电压不能突变,所以输出电压在  $V_T$  关断瞬间发生跳变。输出电压跳变量为:  $\Delta u = I_{Lmax} r_e$ 。

图 3、图 4 表明,当 Boost 变换器工作于 CCM 时,在开关管  $V_T$  关断期间,电感电流近似线性下降,其斜率为  $di_L/dt = (u_g - u_o)/L$ ,电感电流为:

$$i_L(t) = I_{Lmax} + \frac{u_g - u_o}{L} t \quad 0 < t < T_{off} \quad (1)$$

假定负载电流不变,电感电流纹波完全流过输出电容支路,输出电压为:

$$u_o(t) = U_{cap} + (i_L(t) - I_o) r_e \quad (2)$$

由于输出电容很大,且开关频率远大于变换器的自然频率,在开关管  $V_T$  关断期间,可认为电容电压

$U_{cap}$  基本不变。由式(2)可以看出,Boost 变换器工作于 CCM 时,输出电压  $u_o$  随着电感电流的下降而线性下降。

从图 5 可以看出,当 Boost 变换器工作于 DCM 时,电感电流为:

$$i_L(t) = \begin{cases} I_{Lmax} + \frac{u_g - u_o}{L}t & 0 < t < t_2 \\ 0 & t_2 \leq t < T_{off} \end{cases} \quad (3)$$

由于电容电压基本保持不变,当电感电流为 0 时,输出电压也近似保持不变。实际上,因为电容放电,电压会有略微下降。此时,对应输出电压为:

$$u_o(t) = \begin{cases} U_{cap} + (i_L(t) - I_o)r_e & 0 < t < t_2 \\ \frac{R}{R+r_e}U_{cap} & t_2 \leq t < T_{off} \end{cases} \quad (4)$$

### 1.2 $T_{on}$ 阶段 ( $T_{off} \leq t < T_s$ )

图 6 所示为开关管  $V_T$  导通时 Boost 变换器的等效电路。

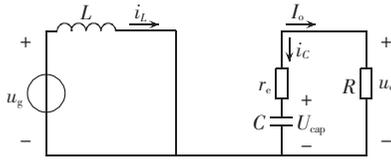


图 6  $T_{on}$  阶段的等效电路

Fig.6 Equivalent circuit at  $T_{on}$  stage

当开关管  $V_T$  导通时,电源对电感进行充电,电感电流线性上升,其斜率为  $di_L/dt = u_g/L > 0$ 。此时,负载完全由电容提供能量,电容电流  $i_C = -I_o$ ,输出电压与此时的电感电流无关,输出电压为:

$$u_o(t) = \frac{R}{R+r_e}U_{cap} \quad T_{off} \leq t < T_s \quad (5)$$

在此阶段,电感电流为:

$$i_L(t) = I_{Lmin} + \frac{u_g}{L}(t - T_{off}) \quad T_{off} \leq t < T_s \quad (6)$$

当 Boost 变换器工作于 DCM 时,  $I_{Lmin} = 0$ 。

值得注意的是,当 Boost 变换器工作于 CCM 时,在开关管  $V_T$  由关断到导通切换的瞬间,即  $t = T_{off}$  时刻,由于电感电流不为 0,使得电容电流发生跳变,引起输出电压发生跳变。输出电压跳变量为:  $\Delta u = I_{Lmin}r_e$ 。对于 DCM,在  $t = T_{off}$  时刻,电感电流已经下降为 0,使得输出电压不会发生跳变。输出电压纹波如图 3—5 所示。

通过对 Boost 变换器输出电压纹波的分析可知,在  $T_{on}$  阶段,尽管电感电流线性增加,但是输出电压是减小而不是增加,输出电压纹波不包含电感电流上升的信息,不能满足峰值 V<sup>2</sup> 控制的要求,因此峰值 V<sup>2</sup> 控制方法不能应用于 Boost 变换器<sup>[7]</sup>。谷值 V<sup>2</sup> 控制方法是在开关管  $V_T$  关断期间,输出电压下降到谷值电压时,使开关管  $V_T$  导通,从而完成开关状态的切换。通过前面的分析可以发现,对于 Boost 变换

器,在  $T_{off}$  阶段,不管工作于哪种模式,输出电压随着电感电流的下降而近似线性下降。如果以  $T_{off}$  阶段输出电压下降到相应的电压值作为开关管  $V_T$  由关断向导通转换的谷值阈值电压,就可以实现对开关管状态切换的控制。因此,谷值 V<sup>2</sup> 控制方法可以应用于 Boost 变换器。与谷值电流控制不能工作于 DCM 不同,由于谷值 V<sup>2</sup> 控制是以输出电压为控制对象,在开关管关断期间,当电感电流下降到 0 时,由输出电容为负载提供能量,输出电压会继续下降。因此,谷值 V<sup>2</sup> 控制方法仍然可适用于 DCM 的 Boost 变换器。本文仅讨论工作于 CCM 的 Boost 变换器。

## 2 谷值 V<sup>2</sup> 控制 Boost 变换器工作原理

图 7 所示为谷值 V<sup>2</sup> 控制 Boost 变换器电路,其中控制器主要由误差放大器、比较器和锁存器构成,  $R_1$ 、 $R_2$  构成内环电压采样电路,  $U_{ref}$  为参考电压,  $u_{ramp}$  为补偿斜坡电压, CP 为时钟信号。

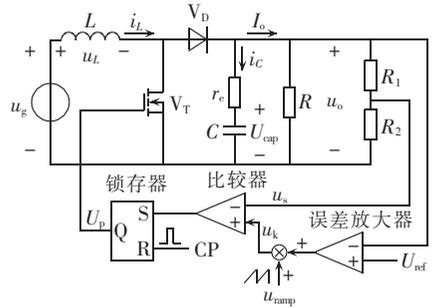


图 7 谷值 V<sup>2</sup> 控制 Boost 变换器

Fig.7 Valley V<sup>2</sup> controlled Boost converter

在每一个开关周期开始时刻,时钟信号使锁存器复位,通过驱动电路控制开关管  $V_T$  关断,二极管  $V_D$  导通,电感电压  $u_L = u_g - u_o < 0$ ,电感电流近似线性下降,电感电流满足式(1)。此时,输出电压满足式(2)。开关管  $V_T$  关断期间,由于电容较大,开关频率很高,电容电压  $U_{cap}$  可认为保持不变,输出电压变化与电感电流变化近似满足  $\Delta u = r_e \Delta i_L$ 。开关管  $V_T$  关断期间电感电流线性下降,使得输出电压也近似线性下降,下降斜率为  $-m_1 = \frac{u_g - u_o}{L} r_e$ 。内环检测电压为  $u_s = K_u u_o$ ,其中,  $K_u = R_2 / (R_1 + R_2)$  为内环输出电压采样系数。当内环检测电压  $u_s$  下降到补偿后的谷值控制电压  $u_k$  时,比较器输出高电平,使锁存器置位,开关管  $V_T$  导通,电感电压  $u_L = u_g > 0$ ,电感电流线性上升且满足式(6)。此时,二极管承受反压关断,输出电容为负载供电,输出电压满足式(5)。电容电压  $U_{cap}$  因为电容放电而略微减小,内环检测电压  $u_s$  也有所下降,如果忽略  $U_{cap}$  的变化,输出电压也保持不变,直到下一个开关周期到来。

根据控制环路,在每一次开关管  $V_T$  导通前瞬间,

斜坡补偿谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器的内环采样电压  $u_s$  等于补偿后的控制电压, 因此有:

$$u_k = K(U_{\text{ref}} - u_o) + u_{\text{ramp}}$$

其中,  $K$  为误差放大器的比例系数。

将  $u_s = K_u u_o$  代入, 有:

$$u_o = \frac{K}{K_u + K} U_{\text{ref}} + \frac{1}{K_u + K} u_{\text{ramp}}$$

即:

$$u_o = U_k + u'_{\text{ramp}} \quad (7)$$

其中,  $U_k = \frac{K}{K_u + K} U_{\text{ref}}$ ;  $u'_{\text{ramp}} = \frac{1}{K_u + K} u_{\text{ramp}}$  为等效的补偿斜坡电压。

由式(7)可以看出, 开关管  $V_T$  由关断向导通切换瞬间的输出电压阈值, 可以等效为在未补偿的谷值阈值  $U_k$  的基础上叠加一个等效的补偿斜坡电压  $u'_{\text{ramp}}$ 。因此, 在 CCM 下, 斜坡补偿谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器的主要工作波形如图 8 所示, 其中  $T_s$  为开关周期,  $m_c$  为等效的补偿斜坡电压的斜率,  $U_a$  为输出电压的谷值。

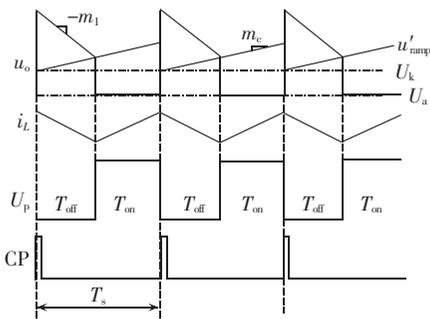


图 8 谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器工作波形  
Fig.8 Operating waveforms of valley  $V^2$  controlled Boost converter

### 3 稳定性分析

由前面的分析可知, 在开关管  $V_T$  切换时, 谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器的输出电压跳变量始终为此时的电感电流与 ESR 的乘积。稳态时, 电路参数保持不变,  $U_k$  和  $U_a$  均为常数, 开关管  $V_T$  由关断向导通切换时, 输出电压跳变量  $\Delta u = U_k - U_a = i_{L\text{min}} r_e$  为常数, 稳态时的电感电流最小值  $i_{L\text{min}}$  也为常数。

当补偿斜坡电压斜率  $m_c = 0$  时, 加入干扰后, 谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器的时域波形如图 9 所示, 其中实线为稳态波形, 虚线为扰动出现后的过渡波形。

由图 9, 有:

$$\frac{\Delta u_2}{\Delta u_1} = \frac{\Delta u_1}{\Delta u} = \frac{\Delta i_1}{\Delta i} = \frac{1-D}{D} \quad (8)$$

由式(8)可知, 对于谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器, 当占空比  $D < 0.5$  时, 如果电感电流  $i_L$  有一个扰动  $\Delta i$ , 这个扰动会被逐渐放大, 即  $\Delta i_2 > \Delta i_1 > \Delta i$ 。输出电压扰

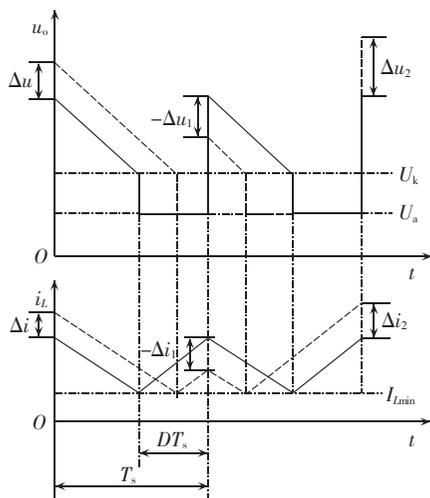


图 9 加入干扰后的输出电压和电感电流波形  
Fig.9 Waveforms of output voltage and inductor current with disturbance

动量  $\Delta u = \Delta i r_e$ , 故有  $\Delta u_2 > \Delta u_1 > \Delta u$ , 即输出电压扰动也会被逐渐放大。因此, 在  $D < 0.5$  时, 谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器会产生次谐波振荡。

引入适当的斜坡补偿可以消除次谐波振荡<sup>[15-16]</sup>。谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器引入斜坡补偿后的电感电流和输出电压波形如图 10 所示。

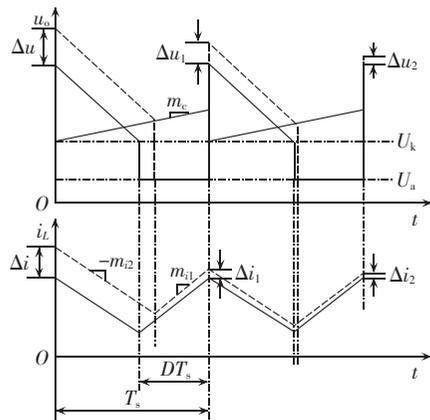


图 10 斜坡补偿后的输出电压和电感电流波形  
Fig.10 Waveforms of output voltage and inductor current with slope compensation

由图 10, 有:

$$\frac{\Delta u_2}{\Delta u_1} = \frac{\Delta u_1}{\Delta u} = \frac{\Delta i_1}{\Delta i} = \frac{m_{i1} r_e - m_c}{m_{i2} r_e + m_c} \quad (9)$$

其中,  $m_{i1} = u_g / L$ ,  $m_{i2} = (u_o - u_g) / L$ , 分别为电感电流上升和下降阶段的斜率。

为消除次谐波振荡, 必须满足  $\Delta u_2 / \Delta u_1 < 1$ , 故有:

$$m_c > \frac{m_{i1} - m_{i2} r_e}{2} \quad (10)$$

由此可知, 当占空比  $D < 0.5$  时, 只要等效的补偿斜坡电压的斜率  $m_c$  满足式(10), 即可消除次谐波振荡。因此, 在谷值  $V^2$  控制 Boost 变换器中引入斜坡补偿, 可以拓展变换器稳定运行参数范围。

### 4 仿真研究

为验证理论分析的正确性,选取如下电路参数:输入电压  $u_g=4\text{ V}$ ,滤波电感  $L=150\text{ }\mu\text{H}$ ,输出滤波电容  $C=2000\text{ }\mu\text{F}$ ,输出滤波电容 ESR  $r_e=100\text{ m}\Omega$ ,负载电阻  $R=20\text{ }\Omega$ ,参考电压  $U_{ref}=10.05\text{ V}$ ,开关周期  $T=50\text{ }\mu\text{s}$ ,比例系数  $K=20$ ,内环电压采样比例系数  $K_v=0.1$ 。利用 PSIM 仿真软件搭建了谷值 V<sup>2</sup>控制 Boost 变换器的仿真模型,并进行相应的仿真研究。图 11 给出了不同输入电压时谷值 V<sup>2</sup>控制 Boost 变换器的输出电压  $u_o$ 、电感电流  $i_L$ 、控制脉冲信号  $U_p$  波形。

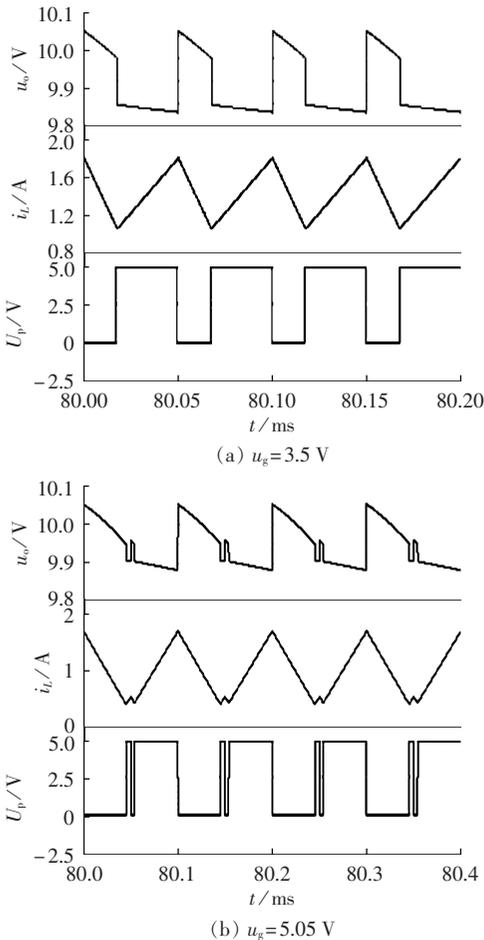


图 11 不同输入电压时的仿真波形

Fig.11 Simulative waveforms for different input voltages

当  $u_g=3.5\text{ V}$  时,即占空比  $D=0.65$ ,时域波形如图 11(a)所示,此时变换器处于稳定的周期 1 运行状态。当  $u_g=5.05\text{ V}$  时,即占空比  $D=0.495$ ,时域波形如图 11(b)所示,此时变换器处于次谐波振荡状态,与理论分析一致。

为了分析斜坡补偿对谷值 V<sup>2</sup>控制 Boost 变换器运行状态的影响,保持输入电压  $u_g=5.05\text{ V}$ ,选取补偿斜坡电压的斜率为  $4000\text{ V/s}$ ,得到如图 12 所示输出电压、电感电流、控制脉冲信号的时域波形。从图 12 可以看出,谷值 V<sup>2</sup>控制 Boost 变换器工作在稳定

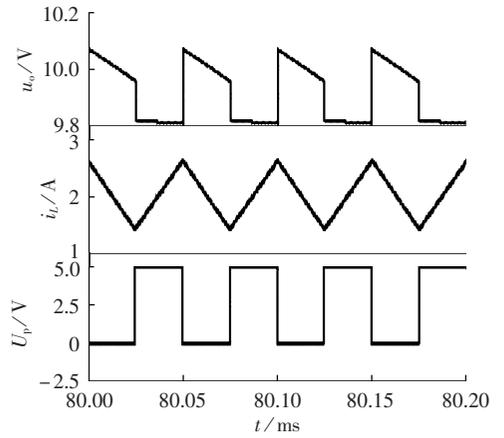


图 12 加入斜坡补偿后的仿真波形

Fig.12 Simulative waveforms with slope compensation

的周期 1 状态。对比图 11(b)可以看出,随着补偿斜坡电压斜率的加入,变换器的工作状态由次谐波振荡状态进入了稳定的周期 1 工作状态。斜坡补偿使得谷值 V<sup>2</sup>控制 Boost 变换器的稳定工作范围得到了扩展。加入斜率满足式(10)的斜坡补偿电压,谷值 V<sup>2</sup>控制 Boost 变换器在占空比小于 0.5 时仍可稳定工作,与理论分析一致。

### 5 实验验证

为了验证理论及仿真分析的正确性,采用第 4 节的电路参数搭建了相应的实验平台。实验电路中主功率开关管采用 IRF540,驱动芯片采用 IR2125,续流二极管采用 MBR1560,误差放大器采用 LT1357,比较器采用 KA319,触发器采用 74LS02 或门电路实现。图 13 分别给出了输入电压  $u_g=3.5\text{ V}$  和  $u_g=5.05\text{ V}$  时的输出电压、电感电流及开关信号的实验波形。从图 13 中可以发现,当输入电压为  $3.5\text{ V}$  时,变换器工作于稳定的周期 1 状态,当输入电压为  $5.05\text{ V}$  时,变换

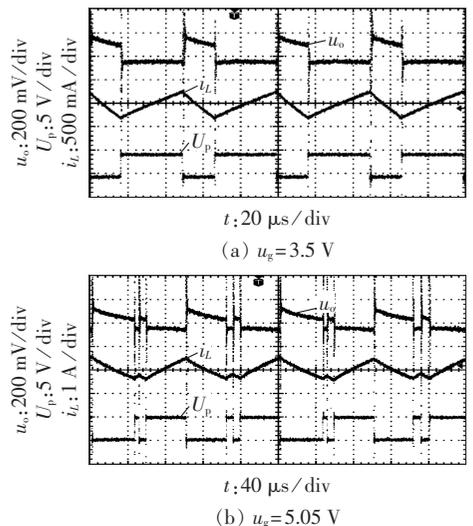


图 13 不同输入电压实验波形

Fig.13 Experimental waveforms for different input voltages

器工作于次谐波振荡状态,与仿真结果一致。

图14给出了输入电压为5.05 V、补偿斜坡电压斜率为4000 V/s时的输出电压、电感电流及开关信号的实验波形。对比图13(b)和图14可以看出,加入斜坡补偿后,消除了次谐波振荡。实验结果与理论和仿真分析一致。

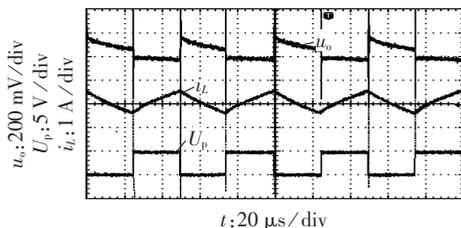


图14 加入斜坡补偿后的实验波形

Fig.14 Experimental waveforms with slope compensation

## 6 结论

本文通过对含ESR的Boost变换器的输出电压纹波进行分析,结合谷值V<sup>2</sup>控制技术的特点,首次将谷值V<sup>2</sup>控制技术应用于Boost变换器。通过对谷值V<sup>2</sup>控制Boost变换器的工作原理进行分析,得出其在CCM下的稳定工作条件为占空比 $D > 0.5$ 。当占空比 $D < 0.5$ 时系统会发生次谐波振荡,利用斜坡补偿可以消除该次谐波振荡,并给出了补偿斜坡电压斜率条件。仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。本文的研究工作可以进一步拓展,可将谷值V<sup>2</sup>控制技术应用到其他类型的变换器。

## 参考文献:

- [1] LAW Y, KONG J H, LIU J C P, et al. Comparison of three topologies for VRM fast transient application[C]//17th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Dallas, TX, USA:IEEE, 2002:210-215.
- [2] SENANAYAKE T, KUSUMOTO M, NINOMIYA T, et al. VRM transient analysis at fast load change and fast-transient response with LILC[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Rio de Janeiro, Brazil:IEEE, 2003:826-830.
- [3] 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.
- [4] 王翀,蒋鸿.基于LDO电荷泵的快速瞬态响应的DC-DC电源[J].电力自动化设备,2013,33(6):99-103.  
WANG Chong, JIANG Hong. DC-DC source with fast transient response based on LDO current pump[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(6):99-103.
- [5] GODER D, PELLETIER W R. V<sup>2</sup> architecture provides ultra-fast transient response in switch power supplies[C]//Proceedings of High Frequency Power Conversion. Las Vegas, Nevada, USA: [s.n.], 1996:19-23.
- [6] SUN J. Characterization and performance comparison of ripple-based control for voltage regulator modules[J]. IEEE Transactions

on Power Electronics, 2006, 21(2):346-353.

- [7] QU S. Modeling and design consideration of V<sup>2</sup> controlled Buck regulator[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, California, USA:IEEE, 2001:507-513.
- [8] 王凤岩,许建平,许峻峰. V<sup>2</sup>控制Buck变换器分析[J].中国电机工程学报,2005,25(12):67-72.  
WANG Fengyan, XU Jianping, XU Junfeng. Modeling and analysis of V<sup>2</sup> controlled Buck converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(12):67-72.
- [9] LI J, LEE F C. Modeling of V<sup>2</sup> current-mode control[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, Part I, 2009, 57(9):2552-2563.
- [10] 周国华,许建平,金艳艳.非对称三角后缘调制数字V<sup>2</sup>控制Buck变换器分析[J].中国电机工程学报,2009,29(33):15-21.  
ZHOU Guohua, XU Jianping, JIN Yanyan. Analysis of digital V<sup>2</sup> controlled Buck converter with asymmetrical trailing-triangle modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(33):15-21.
- [11] 王凤岩.快速瞬态响应电压调节器控制方法的研究[D].成都:西南交通大学,2005.  
WANG Fengyan. Study on the control technique of voltage regulator with fast transient response[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2005.
- [12] ZHOU Guohua, XU Jianping, SHA Jin, et al. Valley V<sup>2</sup> control technique for switching converters with fast transient response [C]//2011 IEEE International Conference on Power Electronics and ECCE Asia(ICPE & ECCE). Jeju, Korea:IEEE, 2011:2788-2791.
- [13] 刘树林,刘健,杨银玲,等.Boost变换器的能量传输模式及输出纹波电压分析[J].中国电机工程学报,2006,26(5):119-124.  
LIU Shulin, LIU Jian, YANG Yinling, et al. Energy transmission modes and output ripple voltage of Boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5):119-124.
- [14] 刘树林,刘健,陈勇兵.Boost变换器的输出纹波电压分析与最小电感设计[J].西安交通大学学报,2007,41(6):707-711.  
LIU Shulin, LIU Jian, CHEN Yongbing. Output ripple voltage of Boost converter and design of its minimal inductance[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2007, 41(6):707-711.
- [15] 杨平,包伯成,沙金,等.开关变换器斜坡补偿动力学机理研究[J].物理学报,2013,62(1):010504.  
YANG Ping, BAO Bocheng, SHA Jin, et al. Dynamical mechanism of ramp compensation for switching converters[J]. Acta Physica Sinica, 2013, 62(1):010504.
- [16] 郑连清,鲁思男.Boost PFC变换器快时标分岔的控制方法[J].电力自动化设备,2013,33(10):68-73.  
ZHENG Lianqing, LU Sinan. Control of fast-scale bifurcation in Boost PFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(10):68-73.

## 作者简介:



何圣仲

何圣仲(1975-),男,重庆人,讲师,博士研究生,研究方向为开关电源控制方法及其动力学等(E-mail:szhe\_0@swjtu.cn);

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;

周国华(1983-),男,贵州遵义人,副教授,博士,研究方向为开关变换器调制与控制技术、动力学行为等。

# 模块化多电平换流器的电容电压平衡方法

薛 畅, 申 科, 纪延超, 江滨浩

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:** 为解决模块化多电平换流器(MMC)在采用载波移相调制时的电容电压平衡问题,提出一种基于载波交换的平衡方法。该方法位于调制层,不改变子模块的调制波,既不影响输出电压波形,也不会产生额外的开关损耗。首先详述了 MMC 的拓扑结构、工作原理以及调制方式;分析了开关状态交换时可能会出现的情况,分别是存在上升沿时桥臂电流大于 0 或小于 0 和存在下降沿时桥臂电流大于 0 或小于 0;给出了具体的电容电压平衡方法及流程图。实验结果表明,所提方法可快速有效地将桥臂的电容电压集中在参考值附近,且各路电压之间无大幅波动,具有很好的平衡效果。

**关键词:** 模块化多电平换流器; 载波移相调制; 电容电压平衡; 调制层; 载波交换; 电压控制; 换流器

**中图分类号:** TM 46

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.07.005

## 0 引言

近年来,多电平技术已逐步取代多重化技术和串联开关技术,成为柔性输电工程的首选<sup>[1-2]</sup>。由 Marquardt R 于 2001 年提出的模块化多电平换流器 MMC (Modular Multilevel Converter) 是多电平技术的一大飞跃<sup>[3-11]</sup>,由于其子模块为半桥式斩波电路,故亦被称为半桥式级联换流器。MMC 独特的模块化结构和可扩展性使其可有效实现高电压等级下的电能变换。与链式逆变器不同,MMC 不仅适用于无功补偿领域,由于具有公共直流侧,更加适用于背靠背和轻型直流输电系统<sup>[8-11]</sup>。自从 MMC 被提出后,子模块电容电压的平衡问题一直是研究热点。

目前多电平逆变器的调制方法主要有阶梯波调制、空间矢量调制、载波层叠调制和载波移相调制 CPSPWM (Carrier Phase Shifted PWM) 等。其中

CPSPWM 由于具有谐波特性好、可控性强、易于实现、适用于模块化结构等优点,在多电平逆变器中得到了广泛应用<sup>[12]</sup>。当 MMC 采用上述前 3 种调制方法时,往往通过排序法或脉冲轮换法来平衡子模块的电容电压。排序法是根据电容电压对子模块进行排序,再由桥臂电流的方向决定各子模块的开关状态(需保证总的合成电压不变)<sup>[8-9]</sup>。排序法会造成额外的开关动作,导致开关损耗增大。脉冲轮换法是一种开环控制方法,其通过触发脉冲的轮换使同一桥臂中各子模块的投入时间基本相同,从而消除由调制方式引起的电压不平衡<sup>[13]</sup>。但在实际应用中,每个子模块的运行参数并不相同,所以脉冲轮换法不能从根本上解决问题。当 MMC 采用 CPSPWM 时,目前国内外文献所提出的平衡方法都是调制波增量法<sup>[14-16]</sup>,即在每个子模块的调制波上叠加若干增量,以实现有功功率的合理分配,使各子模块的电容电压稳定在参考值附近。调制波增量法位于控制层,是宏观的,通常需要一个总控制环和若干针对各子模块的分控制环。当子模块的数目增大时,该方法的

收稿日期:2013-08-13;修回日期:2014-05-06

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177020)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177020)

## Principle and stability analysis of valley $V^2$ controlled Boost converter

HE Shengzhong, XU Jianping, ZHOU Guohua, WU Songrong, ZHANG Xi

(Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education,

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

**Abstract:** The output voltage ripple of Boost converter is analyzed and the valley  $V^2$  control technique is applied to it. The operational principle of valley  $V^2$  controlled Boost converter is analyzed and its system stability is investigated. The influence of slope compensation on its system stability is studied. A simulation model and an experimental platform are constructed based on PSIM software and the simulative and experimental results indicate that, the valley  $V^2$  controlled Boost converter operates stably in the continuous conduction mode when its duty ratio is bigger than 0.5, otherwise, subharmonic oscillation may occur, which can be effectively eliminated by proper slope compensation.

**Key words:** Boost converters; valley  $V^2$  control; subharmonic oscillation; slope compensation; stability