

用于可再生能源发电的改进的平方型Boost变换器

首先将传统Boost变换器的输出电容与直流电源叠加，研究了一种改进的平方型Boost变换器（Modified Quadratic Boost, MQ-Boost），该变换器适用于可再生能源发电。该变换器的输出电容与直流电源叠加，直接向负载提供能量，既提高了电压增益，又有利于改善变换器的效率。其次，通过理论分析，在MQ-Boost变换器的输入端增加一个较小的辅助电感，建立了低输入电流纹波MQ-Boost变换器，理论上可以实现零输入电流纹波的效果。最后，详细分析了该变换器在CCM模式下的工作原理和工作性能，并搭建了原理样机，进行了实验验证。

王倩倩 胡雪峰 李永超 黄媛媛/安徽工业大学电气与信息工程学院

0 引言

近年来，随着全球能源资源逐渐枯竭及环境污染问题日益加剧，人们将目光投向新能源的开发与利用，清洁可再生能源发电已经成为主流趋势。研究新能源并网发电技术^[1-5]对缓解能源危机、保护生态环境和保证经济的可持续发展具有深远而重大的意义。但是，无论是光伏发电、燃料电池发电还是风力发电，它们的输出电压都很低。如果将燃料电池串联，这样会得到较高的电压，但是，当串联电池中的一个或几个出现问题时，将会导致整个电源不能正常运行。因此，需要高升压比DC/DC变换器将较低的电压升为较高的直流电压，再经过逆变器并网或者直接给负载供电（如图1所示）。另外，对于输入电源来说，较大的输入电流纹波会缩短其使用寿命并且会影响其供电效率。因此，研究高电压增益、低输入电流纹波的DC/DC变换器具有现实意义。



王倩倩/硕士研究生

关键词/Keywords

改进平方型·
Boost变换器·
高电压增益·
低输入电流纹波·

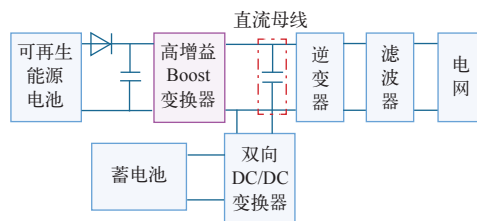


图1 新能源发电并网基本框图

传统Boost变换器控制简单，实现方便，效率较高，但不适用于高增益电压场合，其主要原因如下。传统Boost变换器提高电压增益的方法主要是增加占空比，但是占空比增大的同时，会导致开关管和输出二极管的电流峰值较大，从而增加变换器的导通损耗及输入、输出电容的冲击，使变换器效率降低。为了提高电压增益，文献[6-7]分别提出了具有开关电感单元和电压乘法单元的高升压增益变换器，但升压增益越高，需要采用的级联单元越多，增加了电路的成本和电路复杂度，并且影响了其转换效率^[8]。

针对上述问题，将传统Boost变换器进行改进，构造出输入电源可直接供电的平方型Boost变换器（MQ-Boost）。在此基础上，又在输入端增加一个较小的辅助电感，研究了零输入电流纹波MQ-Boost变换器，分析了该变换器工作原理及各功率器件的电压、电流应力，并进行了试验验证。

1 变换器工作原理分析

1.1 电路拓扑分析

图2为MQ-Boost变换器的拓扑，该

电路由一个开关管、两个电感、两个电容和三个二极管组成。图2中,电源 U_{in} 、电容 C_1 和 C_2 串联连接,为后级负载或功率变换供电。

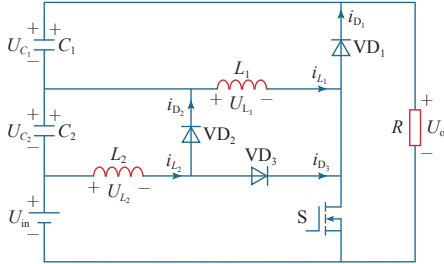


图2 MQ-Boost变换器拓扑

1.2 工作原理分析

主要分析了电感 L_1 、 L_2 工作在连续状态时的工作模式。图3为该变换器的主要工作波形,在一个开关周期内,变换器存在如图4所示的两种工作模式。

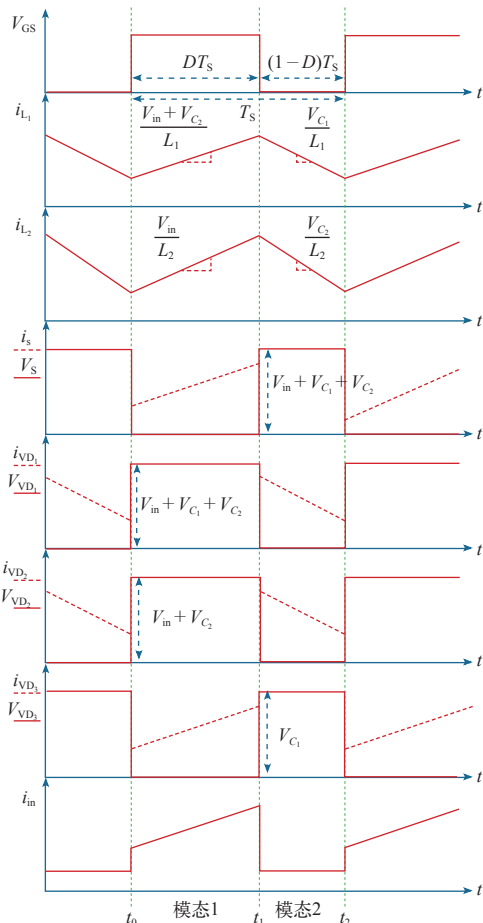


图3 工作波形

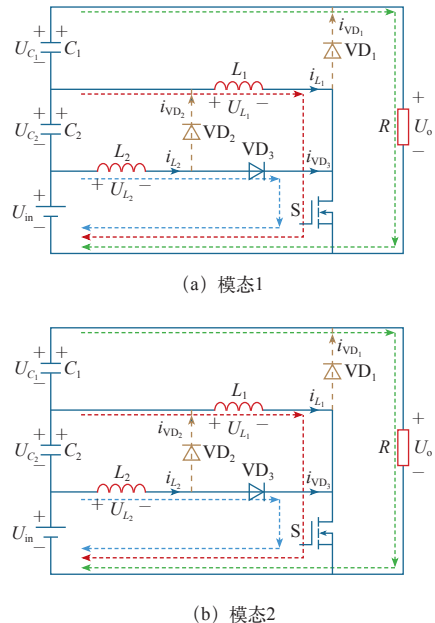


图4 MQ-Boost变换器的两种工作模式

模式1 $[t_0 \sim t_1]$: t_0 时刻,开关管S导通,二极管 VD_1 、 VD_2 截止, VD_3 导通;该变换等效电路图如图4a所示。此时,电感 L_1 、 L_2 处于充电状态,同时电容 C_1 、 C_2 和电源串联,向负载端提供能量。电感 L_1 、 L_2 上的电压分别为

$$\begin{cases} V_{L_1} = -V_{C_2} - V_{in} \\ V_{L_2} = -V_{in} \end{cases} \quad (1)$$

模式2 $[t_1 \sim t_2]$: t_1 时刻,开关管S关断,二极管 VD_1 、 VD_2 导通,二极管 VD_3 关断;该变换器等效电路图如图4b所示。此时,电感 L_1 经过二极管 VD_1 向电容 C_1 提供能量,电感 L_2 经过二极管 VD_2 向电容 C_2 提供能量。电感 L_1 、 L_2 上的电压分别为

$$\begin{cases} V_{L_1} = V_{C_1} \\ V_{L_2} = V_{C_2} \end{cases} \quad (2)$$

对于电感 L_1 、 L_2 ,结合式(1)、式(2),在一个开关周期内,根据伏秒平衡原理可得

$$\begin{cases} D(-V_{C_2} - V_{in}) + (1-D)V_{C_1} = 0 \\ D(-V_{in}) + (1-D)V_{C_2} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$V_R = V_{C_1} + V_{C_2} + V_{in} \quad (4)$$

结合式(3)、式(4),得到输出电压为

$$V_o = \frac{1}{(1-D)^2} V_{in} \quad (5)$$

电容 C_1 两端电压为

$$V_{C_1} = \frac{D}{(1-D)^2} V_{in} \quad (6)$$

为输入电压 V_{in} 的 $D/(1-D)^2$ 倍。

电容 C_2 两端电压为

$$V_{C_2} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (7)$$

为输入电压 V_{in} 的 $D/(1-D)$ 倍。经过上述分析，电容 C_1 、 C_2 的电压应力不相等。

由式 (5) 可知，输出电流为

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} \quad (8)$$

由功率守恒原理 $V_o I_o = V_{in} I_{in}$ 可得输入电流为

$$I_{in} = \frac{1}{(1-D)^2} I_o \quad (9)$$

1.3 电感电流纹波计算

假设电感电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} 的平均值分别为 I_{L_1} 、 I_{L_2} ，以开关S导通时刻为计时起点，此后一个开关周期 T_s 内电感电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} 的波形如图5所示。

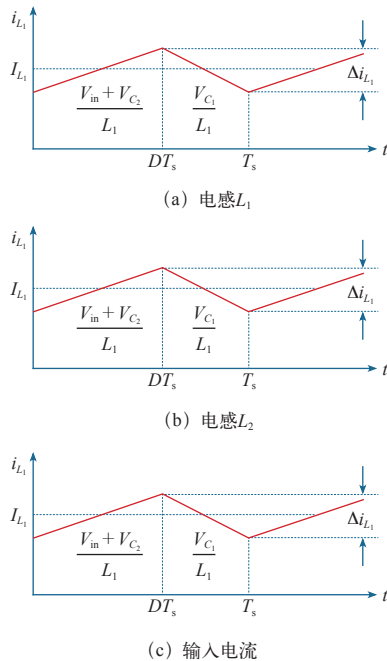


图5 电感电流及输入电流波形

由图5计算可得，电感 L_1 、 L_2 的电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} 及输入电流 i_{in} 的表达式为

$$\begin{cases} I_{L_1} + \frac{V_{in}}{(1-D)L_1}t - \frac{V_{in}}{2(1-D)L_1}DT_s \\ I_{L_2} + \frac{V_{in}}{L_2}t - \frac{V_{in}}{2L_2}DT_s \\ I_{in} + \left(\frac{1}{(1-D)L_1} + \frac{1}{L_2}\right)t - \frac{DT_s}{2}V_{in} \end{cases}$$

$$i_{L_1} = \begin{cases} (0 \leq t \leq DT_s) \\ I_{L_1} - \frac{DV_{in}}{(1-D)^2 L_1}t + \frac{DV_{in}}{2(1-D)^2 L_1}(T_s + DT_s) \\ (DT_s \leq t \leq T_s) \end{cases} \quad (10)$$

$$i_{L_2} = \begin{cases} I_{L_2} + \frac{V_{in}}{L_2}t - \frac{V_{in}}{2L_2}DT_s \\ (0 \leq t \leq DT_s) \\ I_{L_2} - \frac{DV_{in}}{(1-D)L_2}t - \frac{DV_{in}}{2(1-D)L_2}(T_s + DT_s) \\ (DT_s \leq t \leq T_s) \end{cases} \quad (11)$$

$$i_{in} = \begin{cases} I_{L_1} + I_{L_2} + \left(\frac{V_{in}}{(1-D)L_1} + \frac{V_{in}}{L_2}\right)\left(t - \frac{DT_s}{2}\right) + \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} \\ (0 \leq t \leq DT_s) \\ \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} \\ (DT_s \leq t \leq T_s) \end{cases} \quad (12)$$

根据电感 L_1 、 L_2 的电流表达式，可进一步计算出电感 L_1 的纹波电流为

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{in}}{(1-D)L_1} DT_s \quad (13)$$

电感 L_2 的纹波电流为

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{in}}{L_2} DT_s \quad (14)$$

根据输入电流的表达式进一步计算出输入电流纹波为

$$\Delta i_{in} = \left[\frac{1}{(1-D)L_1} + \frac{1}{L_2} \right] DT_s V_{in} \quad (15)$$

1.4 低输入电流纹波分析

分析式 (15) 可知，输入电流纹波是电感 L_1 、 L_2 的电流纹波之和，尽可能地减小电感 L_1 、 L_2 的电流纹波可以减小输入电流纹波。同时，在MQ-Boost变换器的输入端串联一个较小的辅助电感，进一步减小输入电流纹波，理论上建立零输入电流纹波MQ-Boost变换器，如图6所示。

MQ-Boost变换器的输入电流纹波 $\Delta i_{L_{in}}$ 与输入电感、电压的关系如图7所示， $\Delta i_{L_{in}}$ 可以表示为

$$\Delta i_{L_{in}} = \frac{V_{in}}{L_{in}} \Delta T \quad (16)$$

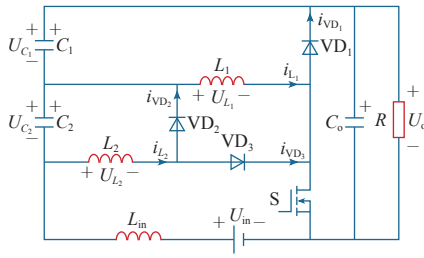


图6 含滤波电感的MQ-Boost变换器

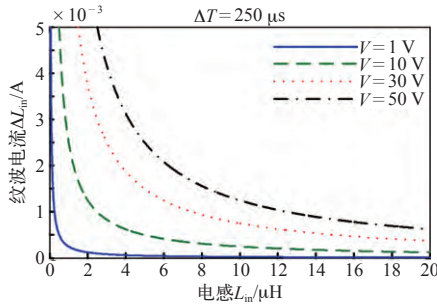


图7 输入电流纹波与电感、电压的关系

图7中, ΔT 表示开关周期, 由图7可知, 减小输入电流纹波主要有以下方法: ①增大电感; ②减小电感两端的电压; ③提高开关频率。实际应用中, 如果采用增大电感的方法来减小电流纹波, 则会增加变换器的体积和成本, 又不利于功率密度的提高。对于硬开关, 提高开关频率, 会带来更大的开关损耗, 影响变换器的效率。由1.2小节分析可知, 所研究的MQ-Boost变换器在CCM工作模式时, 辅助电感 L_{in} 两端的电压 $V_{L_{in}}$ 为

$$V_{L_{in}} = V_o - V_{C_1} - V_{C_2} - V_{in} \quad (17)$$

综合式(16)、式(17)可知, 稳态时 L_{in} 两端的电压近似为零。因此, 所提变换器只需采用较小的辅助电感即可自动实现近似零输入电流纹波的功能。

1.5 电容电压纹波

分析拓扑可知, 电容 C_1 、 C_2 的纹波电压不相同。电容 C_1 的纹波电压为

$$\Delta V_{C_1} = \frac{DV_{in}T_s^2}{2L_1C_1} \quad (18)$$

电容 C_2 的纹波电压为

$$\Delta V_{C_2} = \frac{D(1-D)^2 R - L_2}{2(1-D)L_2C_2R} V_{in}T_s \quad (19)$$

1.6 开关器件电压和电流应力

开关管S和二极管理VD₁、VD₂和VD₃所承受的电压应力如下。

开关管S所承受的电压应力与二极管VD₁所承受的电压应力相等, 即

$$V_{vpS} = V_{vpVD_1} = \frac{1}{(1-D)^2} V_{in} \quad (20)$$

二极管VD₂所承受的电压应力为输出电压的 $1 \sim D$ 倍, 即

$$V_{vpVD_2} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (21)$$

二极管VD₃所承受的电压应力为输出电压的 D 倍, 即

$$V_{vpVD_3} = \frac{1}{(1-D)^2} V_{in} \quad (22)$$

开关管S和二极管理VD₁、VD₂和VD₃的尖峰电流即为之所承受的电流应力。

开关管S所承受的电流应力为

$$i_{cpS} = I_{L_1} + I_{L_2} + \frac{V_{in}}{(1-D)L_1} DT_s + \frac{V_{in}}{L_2} DT_s \quad (23)$$

二极管VD₁所承受的电流应力为

$$i_{cpVD_1} = I_{L_1} + \frac{V_{in}}{(1-D)L_1} DT_s \quad (24)$$

二极管VD₂所承受的电流应力与二极管VD₃所承受的电流应力相等, 即

$$i_{cpVD_2} = i_{cpVD_3} = I_{L_2} + \frac{V_{in}}{L_2} DT_s \quad (25)$$

2 实验分析

为了验证这种平方型Boost变换器的工作原理, 以高速处理器DSP320LF2812作为核心控制器件, 对该变换器进行了实验研究, 变换器主要参数如下表所示。

图8~图13为满载工作时, 该变换器的实验波形。图8为变换器的输入电流 i_{in} 和流过电感 L_1 、 L_2 的电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} 的实验波形。可以看出, 两电感工作状态相同, 但是电流变化不同, 实验结果与理论分析基本一致。图9为开关管S的电压和电流应力

表 变换器主要参数

变量	数值
输入电压 V_m/V	25~35
输出电压 V_o/V	200
额定功率 P_o/W	200
输入电感 $L_1/\mu H$	400
输入电感 $L_2/\mu H$	100
辅助电感 $L_m/\mu H$	20
储能电容 C_1	100 $\mu F/250 V$
储能电容 C_2	100 $\mu F/250 V$
输出滤波电容 C_3	100 $\mu F/400 V$
功率开关管S	FQA90N15
二极管 VD_1, VD_2, VD_3	SEI60-06A
开关频率 f_s/kHz	40

实验波形，其电压应力等于输出电压。图10为二极管 VD_1 的电压和电流应力实验波形。图11为二极管 VD_2 的电压和电流应力实验波形，电压为输出电压的0.4倍。图12为二极管 VD_3 的电压和电流应

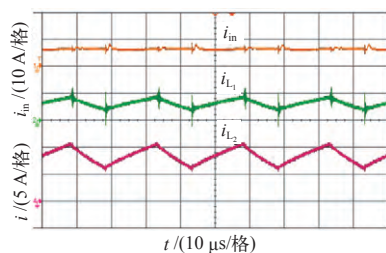


图8 输入电流和电感电流的实验波形

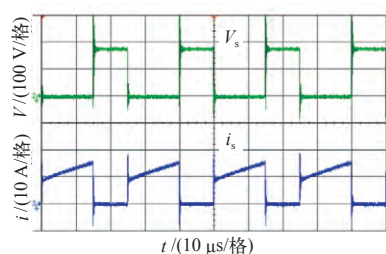


图9 开关管的电压和电流应力实验波形

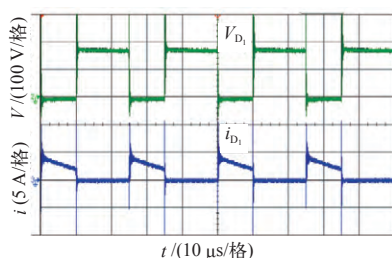


图10 二极管 VD_1 电压和电流应力实验波形

力实验波形，电压为输出电压的0.6倍。图13给出了负载扰动时的动态实验波形，当负载从半载变到满载时，输出电压具有较快的动态响应及稳定性，实验结果与理论分析基本一致。

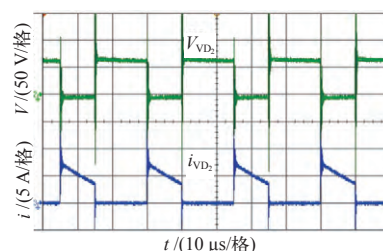


图11 二极管 VD_2 电压和电流应力实验波形

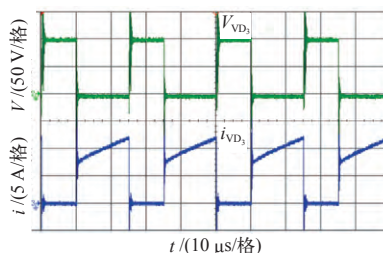


图12 二极管 VD_3 电压和电流应力实验波形

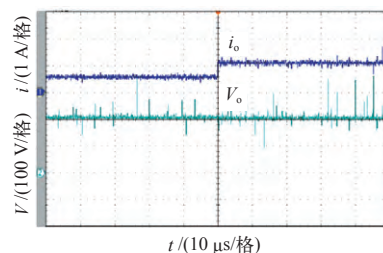


图13 负载扰动时的动态实验波形

3 结束语

研究了一种改进的平方型Boost变换器，并详细分析了该变换器的工作原理，各功率器件的电压、电流应力，最后进行了实验验证。该变换器主要有以下优点。

- 1) 输出电容与直流电源叠加，直接向负载提供能量，有利于改善变换器的效率。
- 2) 通过在MQ-Boost变换器的输入端增加一个较小的辅助电感，理论上实现了零输入电流纹波，提高了电源的供电效率，增强了变换器的性能。

(下转第53页)

- turbines and series compensated AC transmission lines [C]. IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2011: 1-6.
- [18] 卢云. 双馈风电场经串补线路并网引起的次同步振荡研究 [D]. 北京: 华北电力大学, 2014.
- [19] 栗然, 卢云, 刘会兰, 等. 双馈风电场经串补并网引起次同步振荡机理分析 [J]. 电网技术, 2013, 39 (11): 3073-3079.
- [20] Irwin G D. Sub-synchronous interactions with wind turbines [C]. Technical Conference-CREZ System Design and Operation, Taylor, Texas, USA, 2010.
- [21] Ostadi A, Yazdani A, Varma R K. Modeling and stability analysis of a DFIG-based wind-power generator interfaced with a series-compensated line [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24 (3): 1504-1514.
- [22] 王波. 含双馈机组风电场次同步振荡分析与抑制 [D]. 重庆: 重庆大学, 2013.
- [23] Suriyaarachchi D H R, Annakkage U D, Karawita C, et al. A procedure to study sub-synchronous interactions in wind integrated power systems [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2012, 28 (1): 377-384.
- [24] Wang L, Xie X R, Jiang Q R, et al. Investigation of SSR in practical DFIG-based wind farms connected to a series-compensated power system [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30 (5): 2772-2779.
- [25] 王波, 卢继平, 龚建原, 等. 含双馈机组转子侧附加控制的风电场次同步振荡抑制方法 [J]. 电网技术, 2013, 39 (9): 2580-2584.
- [26] 高本锋, 刘晋, 李忍, 等. 风电机组的次同步控制相互作用研究综述 [J]. 电工技术学报, 2015, 30 (16): 154-161.

(收稿日期: 2016-01-06) **EA**

(上接第46页)

参考文献

- [1] 颜伟鹏, 田书欣, 张永鑫, 等. 小型光伏发电系统中的高增益DC-DC变换器综述 [J]. 通信电源技术, 2010, 27 (6): 1-5.
- [2] Lai C M, Pan C T, Cheng M C. High-efficiency modular high step-up interleaved boost converter for DC-microgrid applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48 (1): 161-171.
- [3] Chen S M, Liang T J, Yang L S, et al. A safety enhanced, high step-up DC-DC converter for AC photovoltaic module application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (4): 1809-1817.
- [4] Choi S M, Agelidis V G, Yang J, et al. Analysis, design and experimental results a floating output interleaved-input boost-derived DC-DC high-gain transformer less converter [J]. IEEE IET Power Electronics, 2011, 4 (1): 168-180.
- [5] 王琳, 胡雪峰, 戴国瑞, 等. 一种适于燃料电池用高增益Boost变换器 [J]. 电源学报, 2014, 5 (5): 60-66.
- [6] Hwu K I, Yau Y T. High step-up converter based on charge pump and boost converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (5): 2484-2494.
- [7] Kuo-Ching Tseng, Chi-Chih Huang, Wei-Yuan Shih. A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (6): 3047-3057.
- [8] 候世英, 陈剑飞, 孙韬, 等. 基于Switch-Capacitor网络的单开关升压变换器 [J]. 电工技术学报, 2013, 28 (10): 206-216.

(收稿日期: 2016-04-13) **EA**