

基于 CDM 升压单元的高增益 Boost 变换器

苏东奇, 周维维, 罗全明, 郝珍鑫

(重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044)

摘要: 提出了一种具有 $n(n \geq 2)$ 倍传统 Boost 变换器电压增益的高升压 Boost 变换器, 该变换器由 2 个基本的 Boost 单元和 $n-1$ 个由电容、二极管组成的 CDM 升压单元构成, 2 个有源开关采用交错控制。该变换器可实现 n 倍增益变换, 避免了在高升压应用场合出现极大占空比; 由于采用交错控制, 输入电流纹波频率是开关频率的 2 倍, 纹波峰值得到降低, 因此可减小输入滤波器的体积; 有源开关及二极管的电流应力低, 因此可选择低耐压的器件以进一步提高变换效率; 2 个 Boost 单元能实现自动均流, 不需任何有源均流控制。首先对变换器的拓扑推演过程进行了详细阐述, 然后以 4 倍增益高升压 Boost 变换器为例分析了该类变换器的工作原理及性能特点, 最后搭建了一台额定输出功率为 300 W 的实验样机, 实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词: Boost; 变换器; 交错控制; CDM 单元; 拓扑

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.07.003

0 引言

在能源危机、大气污染和温室效应等多重全球性问题的挑战下, 开发新型洁净可再生能源已成为一个重要的问题。太阳能发电技术由于其本身无污染、可再生以及资源丰富等优点, 被认为是最具发展潜力的新型发电技术之一^[1-4]。

光伏电池模块内部是由多个小的光伏电池单元串并联组成的, 若这些电池单元所受光照强度不一致而又串联工作时, 会导致整个电池模块的性能下降, 并可能产生局部热点, 影响整个光伏电池模块的使用寿命^[3-4]。因此, 光伏电池模块内部的电池单元不宜串联过多, 其端电压通常在 50 V 以下。然而, 并网逆变器所需直流电压通常为 380 V(全桥)或 760 V(半桥)以上, 因此光伏电池模块和逆变器之间需要一个升压变换器进行匹配, 传统的 Boost 变换器存在电压电流应力大、电磁干扰严重、效率低等不足^[5], 如何实现高效率、高升压 DC/DC 变换已成为光伏并网发电系统的研究热点。

隔离型变换器由于自身带有变压器, 可以实现高升压变换。然而, 目前多数隔离型变换器是电压型变换器^[6-7], 输入电流纹波较大, 需要较大体积的输入滤波电路以满足光伏电池的要求^[8-10]。基于耦合电感的高升压变换器由于漏感的存在, 导致开关器件电压应力大、损耗增加。通过有源或无源的方法可以解决漏感导致的上述问题^[11-15], 但又增加了主电路及控制的复杂度, 一些方案同样存在输入电流纹波较大的不足。基于开关电容网络的高升压变换器存

在开关器件多、电流应力高等不足^[16-19]。文献[20]利用二极管和电容构建了高升压网络, 极大地减少了开关管的数量, 但存在电流尖峰大、电磁干扰严重等问题, 因此其功率等级一般最高只能达到数十瓦^[20]。文献[21]研究了一种多路输入高升压 Boost 变换器, 包括 n 个由开关、二极管和电感构成的 Boost 变换单元, 如各 Boost 变换单元输入相同, 可实现 n 倍增益变换, 解决了开关电容网络中存在的高电流尖峰问题, 同时也降低了开关管和二极管的电压应力, 但在增加电压增益的同时需增加相同数量的 Boost 变换单元, 导致电路相对复杂、成本偏高。为此, 本文提出一种基于 CDM (Capacitor-Diode Multiplier) 单元的高升压 Boost 变换器, 电路中只包括 2 个采用交错控制的开关和 2 个电感, 增加电压增益只需增加由电容和二极管构成的 CDM 单元, 大幅降低了电路的复杂度, 同时具备了开关及二极管电压应力低、自动均流等优点。

1 拓扑推演

基本 Boost 变换器如图 1 所示, 工作于电感电流连续模式 (CCM) 时, 电压增益 M 为:

$$M = \frac{u_o}{u_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

其中, D 为开关占空比。

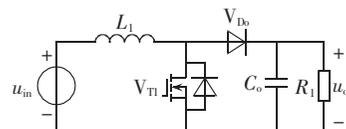


图 1 基本 Boost 变换器

Fig.1 Basic Boost converter

为了提高变换器的电压增益, 可以在 Boost 三端网络中引入一个受控电压源, 如图 2(a) 所示, 根据电

收稿日期: 2013-05-31; 修回日期: 2014-03-27

基金项目: 国家高技术研究发展计划 (863 计划) 资助项目 (2011-AA05A110)

Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2011AA05A110)

感 L_1 的伏秒平衡可得:

$$u_{in}D = (u_o - u_{v1} - u_{in})(1-D) \quad (2)$$

进一步可得此时电压增益 M 为:

$$M = \frac{u_o}{u_{in}} = \frac{1}{1-D} + \frac{u_{v1}}{u_{in}} \quad (3)$$

由式(3)可以看出只要受控电压源电压 u_{v1} 大于零,即可提高电压增益 M 。当电容电压纹波相对于其平均值很小时,电容可以等效为电压源,电压源电压即为电容电压,因此考虑把受控电压源 u_{v1} 用电容 C_1 替代,但由于二极管 V_{D0} 的单向导电性,无法保证 C_1 安秒平衡,电路不能进入稳态工作,因此必须为 C_1 提供一条充电支路,如图 2(b)所示。当开关 V_{T1} 导通时,电容电压 u_{v1} 可作为另一个 Boost 变换单元的输出,如图 2(c)所示。在高电压应用场合,开关占空比 D 通常大于 0.5,因此开关 V_{T1} 、 V_{T2} 采用交错控制(V_{T1} 、 V_{T2} 的开关占空比 D 相等,驱动相位相差 180°)即可保证 V_{T2} 关断时 V_{T1} 导通,流过电感 L_2 的电流通过二极管 V_{D1} 向电容 C_1 充电;在开关 V_{T1} 关断、 V_{T2} 导通时,流过电感 L_1 的电流给电容 C_1 放电,同时向负载供电,因此图 2(c)所示电路中的电容 C_1 可实现安秒平衡,可以进入稳态工作。当工作于 CCM 时,电容 C_1 两端的电压 u_{C1} (即等效受控源电压 u_{v1})为:

$$u_{C1} = u_{v1} = \frac{u_{in}}{1-D} \quad (4)$$

由式(3)、(4)可得,图 2(c)所示变换器的电压增益 M 为:

$$M = \frac{2}{1-D} \quad (5)$$

其值是传统 Boost 变换器电压增益的 2 倍,对应图中包含一个由电容 C_1 、二极管 V_{D1} 构成的 CDM 单元。从上述分析可见,受控电压源电压 u_{v1} 的大小决定了变换器实现高增益的能力。

为进一步提高电压增益,考虑在引入的 Boost 三端网络中引入受控电压源 u_{v2} ,如图 2(d)所示,此时受控电压源电压 u_{v1} 为:

$$u_{v1} = \frac{u_{in}}{1-D} + u_{v2} \quad (6)$$

只要受控电压源电压 u_{v2} 大于零,即可提高受控电压源电压 u_{v1} 的值,达到进一步提高电压增益 M 的目的。如图 2(e)所示,把受控电压源 u_{v2} 用电容 C_2 替代,在开关管 V_{T1} 关断时 V_{T2} 保持导通,通过引入二极管 V_{D2} ,流过电感 L_1 的电流一部分通过二极管 V_{D2} 向电容 C_2 充电,另一部分给电容 C_1 放电,同时向负载供电;在开关 V_{T2} 关断、 V_{T1} 导通时,流过电感 L_2 的电流给电容 C_2 放电,同时给电容 C_1 充电,因此图 2(e)所示电路中的电容 C_1 、 C_2 可实现安秒平衡,变换器可进入稳态工作。当工作于 CCM 时,电容 C_1 、 C_2 两端电压 u_{C1} 、 u_{C2} (即等效受控源电压 u_{v1} 、 u_{v2})分别为:

$$u_{C1} = u_{v1} = \frac{2u_{in}}{1-D} \quad (7)$$

$$u_{C2} = u_{v2} = \frac{u_{in}}{1-D} \quad (8)$$

由式(3)、(7)可得,图 2(e)所示变换器的电压增益 M 为:

$$M = \frac{3}{1-D} \quad (9)$$

其值是传统 Boost 变换器电压增益的 3 倍,对应图中包含 2 个 CDM 升压单元。依此类推,要实现 n 倍传统 Boost 变换器的电压增益,只需引入 $n-1$ 个 CDM 单元即可,如图 2(f)所示。下面以基于 CDM 升压单

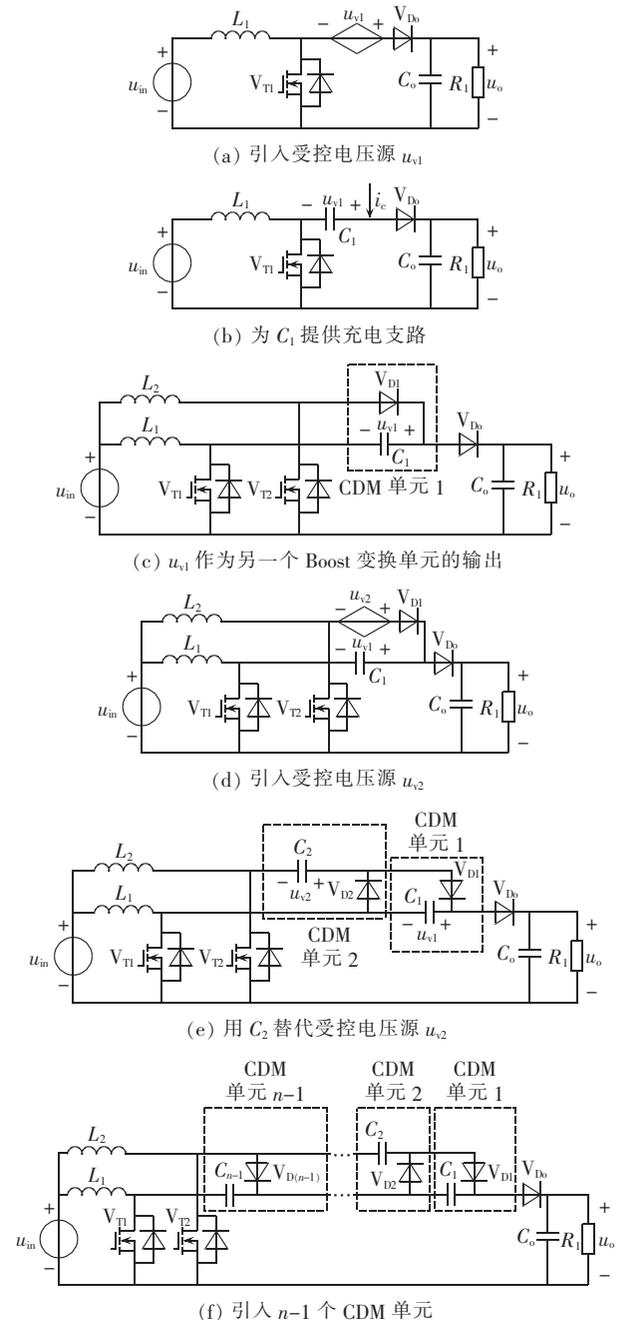


图 2 拓扑推导

Fig.2 Topology derivation

元的 4 倍增益 Boost 变换器为例来阐述该变换器的工作原理和性能特点。

2 工作原理

通过第 1 节的拓扑推演可知,基于 CDM 升压单元的 4 倍增益 Boost 变换器包含 3 个 CDM 升压单元,如图 3 所示。为简化分析过程,下面所有分析过程均做如下假设:电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 连续;电容 C_0 、 C_1 、 C_2 、 C_3 足够大,其上电压保持不变;所有器件都是理想器件,不考虑寄生参数等的影响;有源开关 V_{T1} 、 V_{T2} 采用交错控制且开关占空比 $D > 0.5$ 。

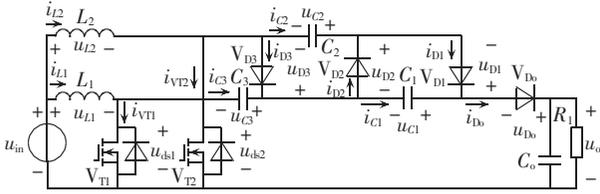


图 3 4 倍增益 Boost 变换器

Fig.3 Boost converter with quadrupler voltage gain

在一个开关周期 T_s 内,变换器的主要工作波形(图中 $D=0.6$)如图 4 所示,共有 4 个开关模式。

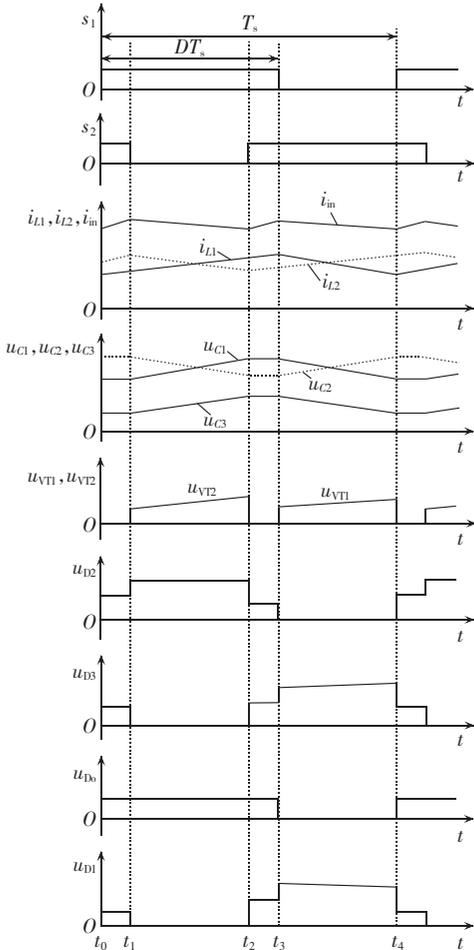


图 4 一个开关周期内的主要波形

Fig.4 Main operating waveforms in a switching cycle

a. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ 。在此开关模式,开关 V_{T1} 、 V_{T2} 导通,二极管 V_{D0} 、 V_{D1} 、 V_{D2} 、 V_{D3} 关断,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 均线性上升,电容电流 i_{C1} 、 i_{C2} 、 i_{C3} 等于零,电容电压 u_{C1} 、 u_{C2} 、 u_{C3} 保持不变,输出电压 u_o 下降。在 t_1 时刻,开关 V_{T2} 关断,此开关模式结束。

b. 开关模式 2 $(t_1, t_2]$ 。在此开关模式,开关 V_{T1} 导通, V_{T2} 关断,二极管 V_{D1} 、 V_{D3} 导通, V_{D0} 、 V_{D2} 关断,电感电流 i_{L1} 线性上升, i_{L2} 线性下降,电流 i_{L2} 的一部分通过二极管 V_{D3} 、开关 V_{T1} 给电容 C_3 充电,另一部分通过电容 C_2 、二极管 V_{D1} 、开关 V_{T1} 给电容 C_1 和 C_3 充电,给电容 C_2 放电,电容电压 u_{C1} 、 u_{C3} 上升, u_{C2} 下降,输出电压 u_o 下降。到 t_2 时刻,开关 V_{T2} 导通,此开关模式结束。

c. 开关模式 3 $(t_2, t_3]$ 。此开关模式工作同开关模式 1。

d. 开关模式 4 $(t_3, t_4]$ 。在此开关模式,开关 V_{T2} 导通, V_{T1} 关断,二极管 V_{D0} 、 V_{D2} 导通, V_{D1} 、 V_{D3} 关断,电感电流 i_{L2} 线性上升, i_{L1} 线性下降,电流 i_{L1} 一部分通过二极管 V_{D2} 、开关 V_{T2} 给电容 C_2 充电、 C_3 放电,另一部分通过二极管 V_{D0} 给电容 C_1 、 C_3 放电,同时向输出滤波电容 C_0 和负载供电,电容电压 u_{C1} 、 u_{C3} 下降, u_{C2} 上升。到 t_4 时刻,开关 V_{T1} 导通,此开关模式结束,开始下一个开关周期的工作。

3 性能分析

根据上述 4 倍增益 Boost 变换器的工作原理,下面对其进行性能分析,并将分析结果推广到含有 $n-1$ 个 CDM 升压单元的 n 倍增益 Boost 变换器,以便根据输入输出参数进行设计。

3.1 电压增益 M

根据电感 L_1 的伏秒平衡可得:

$$u_{in}D = (u_{C2} - u_{C3} - u_{in})(1 - D) \quad (10)$$

$$u_{in}D = (u_o - u_{C1} - u_{C3} - u_{in})(1 - D) \quad (11)$$

根据电感 L_2 的伏秒平衡可得:

$$u_{in}D = (u_{C3} - u_{in})(1 - D) \quad (12)$$

$$u_{in}D = (u_{C1} + u_{C3} - u_{C2} - u_{in})(1 - D) \quad (13)$$

由式(10)——(13)可以得到:

$$u_{C1} = u_{C2} = \frac{2u_{in}}{1 - D} \quad (14)$$

$$u_{C3} = \frac{u_{in}}{1 - D} \quad (15)$$

$$u_o = \frac{4u_{in}}{1 - D} \quad (16)$$

因此电压增益 M 为:

$$M = \frac{u_o}{u_{in}} = \frac{4}{1 - D} \quad (17)$$

同理可以得到图 2(f)所示的 n 倍增益 Boost 变换器的电压增益 M 为:

$$M = \frac{u_o}{u_{in}} = \frac{n}{1-D} \quad (18)$$

3.2 开关管及二极管的电压

根据变换器的工作原理,有源开关 V_{T1} 、 V_{T2} 的电压应力 u_{vpVT1} 和 u_{vpVT2} 为:

$$u_{vpVT1} = u_{vpVT2} = \frac{u_o}{4} \quad (19)$$

二极管 V_{D0} 的电压应力 u_{vpD0} 为:

$$u_{vpD0} = \frac{u_o}{4} \quad (20)$$

二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 、 V_{D3} 的电压应力 u_{vpD1} 、 u_{vpD2} 、 u_{vpD3} 为:

$$u_{vpD1} = u_{vpD2} = u_{vpD3} = \frac{u_o}{2} \quad (21)$$

同理可以得到 n 倍增益 Boost 变换器中开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 的电压应力为:

$$U_{vpVT1} = u_{vpVT2} = \frac{u_o}{n} \quad (22)$$

二极管 V_{D0} 的电压应力 u_{vpD0} 为:

$$u_{vpD0} = \frac{u_o}{n} \quad (23)$$

二极管 V_{D1} 、 \dots 、 $V_{D(n-1)}$ 的电压应力为:

$$u_{vpD1} = u_{vpD2} = \dots = u_{vpD(n-1)} = \frac{2u_o}{n} \quad (24)$$

由上述分析可知,有源开关 V_{T1} 、 V_{T2} 及二极管 V_{D0} 的电压应力为输出电压 u_o 的 $1/n$,其余二极管 V_{D1} 、 \dots 、 $V_{D(n-1)}$ 的电压应力为输出电压 u_o 的 $2/n$,与传统 Boost 变换器相比,无论是开关管还是二极管的电压应力都得到了很大的降低,因此可以选择低耐压开关器件和二极管,有助于进一步提高效率。

3.3 开关管及二极管的电流

由于电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 连续,忽略电感电流纹波,设它们的值分别为 I_{L1} 和 I_{L2} 。同样忽略输入电流 i_{in} 的纹波,设其值为 I_{in} 。根据电容 C_3 的安秒平衡可得:

$$I_{L1}(1-D)T_s = I_{L2}(1-D)T_s \quad (25)$$

即:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{in}/2 \quad (26)$$

由式(26)可知,在开关 V_{T1} 、 V_{T2} 的占空比相等的情况下,电感电流可以实现自动均流,无需采用任何有源均流控制。

设开关管电流 i_{VT1} 、 i_{VT2} 的平均值分别为 I_{VT1} 和 I_{VT2} ,二极管电流 i_{D0} 、 i_{D1} 、 i_{D2} 、 i_{D3} 的平均值分别为 I_{D0} 、 I_{D1} 、 I_{D2} 、 I_{D3} 。根据变换器工作原理,流过开关管的电流平均值分别为:

$$I_{VT1} = DI_{L1} + (1-D)I_{L2} = \frac{I_{in}}{2} \quad (27)$$

$$I_{VT2} = DI_{L2} + \frac{(1-D)I_{L1}}{2} = \frac{(1+D)I_{in}}{4} \quad (28)$$

由于稳态工作时电容电流平均值为零,于是可得:

$$I_{D0} = I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} \quad (29)$$

又由于:

$$I_{D2} + I_{D0} = (1-D)I_{L1} \quad (30)$$

$$I_{D1} + I_{D3} = (1-D)I_{L2} \quad (31)$$

因此:

$$I_{D0} = I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = \frac{(1-D)I_{in}}{4} \quad (32)$$

通过类似推导,对于 n 倍增益 Boost 变换器,当 n 是偶数时,电感电流及流过开关管和二极管的电流平均值分别为:

$$I_{L1} = I_{L2} = \frac{I_{in}}{2} \quad (33)$$

$$I_{VT1} = DI_{L1} + (1-D)I_{L2} = \frac{I_{in}}{2} \quad (34)$$

$$I_{VT2} = DI_{L2} + \frac{(n-2)(1-D)I_{L1}}{n} = \frac{(n-2+2D)I_{in}}{2n} \quad (35)$$

$$I_{D0} = I_{D1} = \dots = I_{D(n-1)} = \frac{(1-D)I_{in}}{n} \quad (36)$$

当 n 是奇数时,电感电流及流过开关管和二极管的电流平均值分别为:

$$I_{L1} = \frac{(n+1)I_{in}}{2n} \quad (37)$$

$$I_{L2} = \frac{(n-1)I_{in}}{2n} \quad (38)$$

$$I_{VT1} = DI_{L1} + (1-D)I_{L2} = \frac{(n-1+2D)I_{in}}{2n} \quad (39)$$

$$I_{VT2} = DI_{L2} + \frac{n-1}{n+1}(1-D)I_{L1} = \frac{(n-1)I_{in}}{2n} \quad (40)$$

$$I_{D0} = I_{D1} = \dots = I_{D(n-1)} = \frac{(1-D)I_{in}}{n} \quad (41)$$

通过上述分析可知,相比于其他借助于开关电容实现输入输出高升压变换的拓扑,该电路在工作过程中不存在电容与电容直接并联的情况^[21],电路工作中不存在电流尖峰流过各个元器件。

4 实验研究

为了验证前述理论分析的正确性,搭建了 4 倍增益 Boost 变换器实验样机,主要输入输出参数为:额定输入电压 30 V,额定输出电压 400 V,额定输出功率 300 W,开关频率 $f_s = 50$ kHz,开关驱动由 DSP28335 编程输出 2 路 PWM 信号经过 74HC573 放大和光耦隔离以后获得。主要功率器件选择如下:开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 的型号为 CMF20120D,二极管 V_{D0} 、 V_{D1} 、 V_{D2} 、 V_{D3} 的型号为 IDT12S60C,电感 $L_1 = L_2 = 300 \mu\text{H}$,电容 $C_1 = C_2 = C_3 = 12 \mu\text{F}$,输出滤波电容 $C_o = 50 \mu\text{F}$ 。

实验波形如图 5 所示,其中图 5(a)为开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 的驱动信号 s_1 、 s_2 ,输入电压 u_{in} 及输出电压 u_o 的波形,占空比约为 0.7,实现高升压变换的同时避免了极大占空比,与理论分析一致。图 5(b)所示为输入电流 i_{in} 及电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 的波形,可以看出 i_{L1} 和

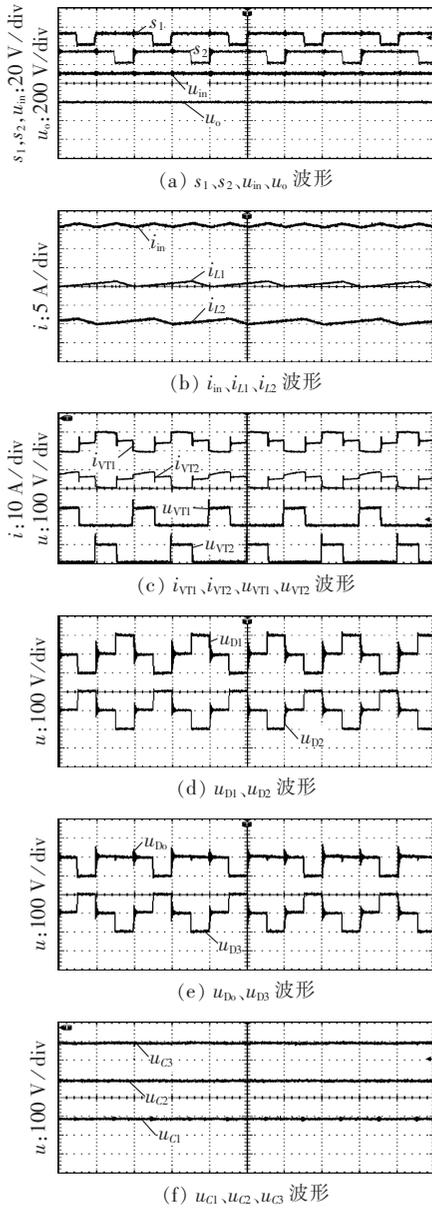


图 5 实验波形

Fig.5 Experimental waveforms

i_{L2} 的平均值近似相等,实现了电感电流无源均流,输入电流纹波频率为开关频率的 2 倍,纹波峰峰值得以降低,因此可减小输入滤波器的体积。图 5(c)为开关管 V_{T1}, V_{T2} 两端电压 u_{VT1}, u_{VT2} 的波形以及流过开关管 V_{T1}, V_{T2} 的电流 i_{VT1}, i_{VT2} 的波形,可以看出,它们两端的电压应力均为 100 V 左右,即为输出电压的 1/4。图 5(d)所示为二极管 V_{D1}, V_{D2} 两端电压 u_{D1}, u_{D2} 的波形,电压均为 200 V 左右,与理论分析一致。图 5(e)所示为二极管 V_{D0}, V_{D3} 两端电压 u_{D0}, u_{D3} 的波形,其中 V_{D0} 两端的电压约为 100 V, V_{D3} 两端的电压为 200 V 左右,与理论分析一致。图 5(f)所示为电容电压 u_{C1}, u_{C2}, u_{C3} 的波形,其中 u_{C1}, u_{C2} 约为输出电压的 1/2, u_{C3} 约为输出电压的 1/4,与理论分析一致。

实测效率 η 曲线如图 6 所示,在输出功率 P_o 为

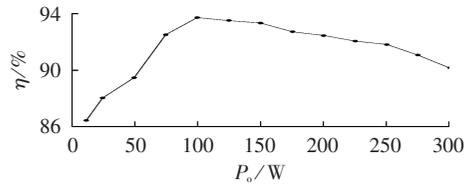


图 6 效率曲线

Fig.6 Efficiency curve

100 W 时效率最大,达到 93.8%。

5 结论

本文提出了一种基于 CDM 升压单元的高升压 Boost 变换器,对其拓扑推演进行了详细的阐述,在此基础上对其工作原理、性能特点进行了详细的分析,最后进行了实验验证,结果表明其具有如下特点:

- 通过选择的合适增益单元个数,可以实现高升压变换的同时避免出现极大占空比;
- 输入电流纹波频率是开关频率的 2 倍,纹波峰峰值得以降低,可减小输入滤波器的体积;
- 开关管的电压应力仅为传统 Boost 变换器的 $1/n$,二极管的电压应力同样得到了大幅下降,可以采用低耐压器件以提高效率;
- 电感电流可以实现自动均流,无需任何有源均流控制;
- 与采用开关电容实现高升压的变换器相比,所采用开关管数量少,不存在电流尖峰,从而提高了变换器效率。

参考文献:

- [1] 周林,廖波,龙峻平,等. 基于幅值积分的光伏并网功率调节系统研究[J]. 电力自动化设备,2013,33(1):104-109.
ZHOU Lin, LIAO Bo, LONG Yanping, et al. Grid-connected photovoltaic power conditioner system based on amplitude integral [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(1):104-109.
- [2] LI Wuhua, HE Xiangning. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 58(4):1239-1250.
- [3] 田琦,赵争鸣,韩晓艳,等. 光伏电池模型的参数灵敏度分析和参数提取方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(5):119-124.
TIAN Qi, ZHAO Zhengming, HAN Xiaoyan, et al. Sensitivity analysis and parameter extraction of photovoltaic cell model [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(5):119-124.
- [4] 鲍志云,朱洪雨,王明彦. 基于 S-3R 架构低输出阻抗太阳能阵列分流器[J]. 中国电机工程学报,2010,30(增刊):192-198.
BAO Zhiyun, ZHU Hongyu, WANG Mingyan. Low output impedance solar array shunt regulators based on S-3R topology [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(Supplement):192-198.
- [5] ERIKSON R W, MAKSIMOVIC D. Fundamentals of power electronics [M]. 2nd ed. Reading, MA, USA: Kluwer Academic, 2001: 22-29.
- [6] KIM H, YOON C, CHOI S. An improved current-fed ZVS isolated Boost converter for fuel cell applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9):2357-2364.

- [7] ZHAO Yi, XIANG Xin, LI Wuhua, et al. Advanced symmetrical voltage quadrupler rectifiers for high step-up and high output-voltage converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4):1622-1631.
- [8] 尤黎, 郑建勇. 基于模糊 PI 调节 Boost 电路的光伏系统最大功率点跟踪控制[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(6):94-98.
YOU Jun, ZHENG Jianyong. MPPT of photovoltaic system with Boost circuit based on fuzzy PI control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(6):94-98.
- [9] ESRAM T, CHAPMAN L P. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(2):439-449.
- [10] LOPEZ-LAPENA O, PENELLA M T. A new MPPT method for low-power solar energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(9):3129-3138.
- [11] ZHAO Qun, LEE F C. High-efficiency, high step-up DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1):35-73.
- [12] TSENG K C, LIANG T J. Novel high-efficiency step-up converter[J]. Electric Power Applications, 2004, 151(2):182-190.
- [13] LIANG T J, TSENG K C. Analysis of integrated Boost-flyback step-up converter[J]. Electric Power Applications, 2005, 152(2):217-225.
- [14] LI W, HE X. A family of interleaved DC/DC converters deduced from a basic cell with Winding-Cross-Coupled Inductors (WCCIs) for high step-up or step-down conversions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4):1791-1801.
- [15] LI W, HE X. ZVT interleaved Boost converters for high efficiency, high step-up DC-DC conversion[J]. Electric Power Applications, IET, 2007, 1(2):284-290.
- [16] NGO K D T, WEBSTER R. Steady-state analysis and design of a switched-capacitor DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1994, 30(1):92-101.
- [17] MAK O C, WONG Y C, IOINOVICI A. Step-up DC power supply based on a switched-capacitor circuit[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(1):90-97.
- [18] GHERLITZ A, BERKOVICH Y, IOINOVICI A. Step-up switching-mode converter with high voltage gain using a switched-capacitor circuit[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2003, 50(8):1098-1102.
- [19] BERKOVICH Y, AXELROD B. Novel AC-DC and DC-DC converters with a diode-capacitor multiplier[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(4):1286-1293.
- [20] YEUNG Y P B, CHENG K W E, HO S L, et al. Unified analysis of switched-capacitor resonant converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(4):864-873.
- [21] 罗全明, 郝玢鑫, 周雒维. 一种多路输入高压 Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3):9-14.
LUO Quanming, ZHU Binxin, ZHOU Luowei. High step-up Boost converter with multiple-input[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3):9-14.

作者简介:



苏东奇

苏东奇(1987-),男,河南新乡人,硕士研究生,研究方向为功率变换器控制、电动汽车充电机技术(**E-mail**:sdq406@163.com);

周雒维(1954-),男,重庆人,教授,博士研究生导师,研究方向为电力电子技术、电路理论及应用;

罗全明(1976-),男,重庆人,副教授,博士,主要研究方向为半导体照明驱动电源系统、通信电源系统电力谐波治理、电动汽车与电网互动技术等(**E-mail**:lqm394@126.com);

郝玢鑫(1986-),男,安徽芜湖人,博士研究生,研究方向为电力电子变换器主电路拓扑及控制(**E-mail**:zhubinxin40@163.com)。

Big voltage-gain Boost converter based on capacitor-diode multiplier

SU Dongqi, ZHOU Luowei, LUO Quanming, ZHU Binxin

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: A kind of Boost converter with $n(n \geq 2)$ times the voltage-gain of traditional one is proposed, which is composed of two basic Boost cells and $n-1$ CDMs (Capacitor-Diode Multipliers). It realizes big voltage gain while avoids large duty ratio. Since its two active switches are driven by interleaved signals, the ripple frequency of its input current is two times the switching frequency and the ripple peak is lower, resulting in the reduced volume of its input filter. Since the active switches and diodes operate with low current stresses, low voltage components are applied to further enhance the conversion efficiency. Since the current distributes automatically and evenly between two Boost cells, no active current sharing control is necessary. The derivation of converter topology is described in detail. The operating principle and performances of a quadrupler Boost converter are analyzed and the experimental results of a 300 W prototype verify the correctness of theoretical analysis.

Key words: Boost; electric converters; interleaved control; capacitor-diode multiplier; topology