

具有电压倍增单元的准交错并联高增益DC/DC变换器

利用耦合电感和准交错并联BOOST变换器相结合,提出了一种高增益直流变换器拓扑。由于输入采用准交错并联结构,减小了开关器件的电压应力,实现了电流扩容和纹波抑制。同时引入由耦合电感的二次侧与开关电容一起构成电压倍增单元,进一步提高了变换器电压增益。详细分析了变换器的工作过程和稳态性能,并且通过一台实验样机验证了理论分析的正确性。

吴彩林/马鞍山职业技术学院 代国瑞 胡雪峰 高 龙 章家岩/安徽工业大学电力电子与运动控制省重点实验室



吴彩林/副教授

随着化石能源逐渐枯竭及其利用过程中引起的环境污染等问题,利用绿色、环保且清洁的太阳能、燃料电池等进行并网发电已引起了世界各国的广泛重视^[1-3]。由于光伏阵列或燃料电池堆的输出直流电压一般为18~56 V,要满足用电设备或并网发电的要求,就必须将较低的电池电压转换成较高的直流母线电压。因此研究具有高电压增益、高效率的直流变换器具有重要的理论意义和实用价值^[4]。

理论上,通过增大占空比,传统的非隔离升压型变换器(如Boost、Buck-Boost等)可实现任意高增益变换,但其实际增益会受到开关器件、电感和电容寄生参数的限制。另外,在高增益的应用场合,随着功率晶体管的导通,增大占空比将会导致严重的二极管反向恢复问题和电磁干扰问题(EMI);由于在常规Boost变换器中,功率晶体管的电压应力等于较高的输出电压,因此也不利于选用

低导通电阻高性能的功率器件。

可以通过采用耦合电感来提高Boost变换器的电压增益,从而解决极限占空比的问题。文献[5]提出了一种带有耦合电感和无源钳位的高增益变换器,其不足在于耦合电感的漏感和输出二极管的寄生电容之间会发生谐振,需要添加额外合适的吸收电路。还有学者提出将传统的Boost变换器和反激变换器集成在一起,但输出串联的结构需要采用均流控制才能使输出电容上的电压达到平衡,从而使控制电路变得复杂。通过将耦合电感和电压倍增单元相结合组成高增益变换器,提高了电压增益,减小了功率晶体管的电压应力,且缓解了输出二极管的反向恢复问题。以上提到的高增益变换器都属于单相变换器,因此工作于大功率、大电流的场合时,输入电流纹波非常大,不太适用于对电流纹波非常敏感的光伏发电、燃料电池等新能源发电系统中。

本文在传统交错并联Boost变换器的基础上提出了一种具有电压倍增单元的准交错并联高增益变换器。由于输入电流为两相电流之和,实现了电流扩容和纹波抑制。同时,引入了传统交错并联Boost变换器的改进结构(准交错并联结构)和电压倍增单元,更有效地提高了变换器的电压增益。

拓扑结构及其工作原理

1. 拓扑结构

本文研究的新型变换器的拓扑结构如图1所示。图中,VT₁、VT₂为功率

关键词/Keywords

准交错并联 ·
高增益 ·
耦合电感 ·
电压倍增单元 ·
DC/DC变换器 ·

国家自然科学基金资助项目(61201109),安徽省教育厅自然科学重点研究资助项目(KJ2012A048),安徽省马鞍山市科技计划资助项目(JN-2011-06)。

晶体管； VD_1 、 VD_2 为钳位二极管； C_1 、 C_2 为钳位电容； N_{p1} 、 N_{p2} 、 N_{s1} 及 N_{s2} 分别为耦合电感的一次侧、二次侧匝数，其中 $N_{p1}=N_{p2}=N_p$ 、 $N_{s1}=N_{s2}=N_s$ 、 $n=N_s/N_p$ 。由耦合电感的一次侧、功率晶体管（ VT_1 、 VT_2 ）、钳位二极管（ VD_1 、 VD_2 ）和钳位电容（ C_1 、 C_2 ）构成准交错并联Boost；由耦合电感的二次侧、开关电容（ C_3 、 C_4 ）和二极管（ VD_3 、 VD_4 ）构成电压倍增单元，分别用“*”、“.”标记耦合电感的同名端。

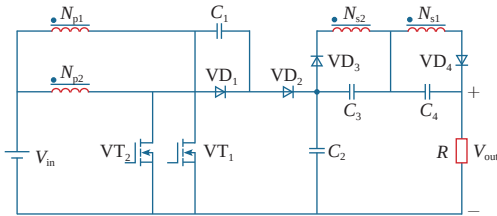


图1 新型变换器的拓扑结构

耦合电感可以用励磁电感、理想变压器漏感来等效，本文所提拓扑的等效电路如图2所示，图2中， L_{m1} 、 L_{m2} 为励磁电感； L_{k1} 、 L_{k2} 为漏感。

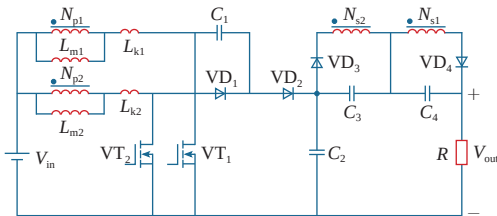


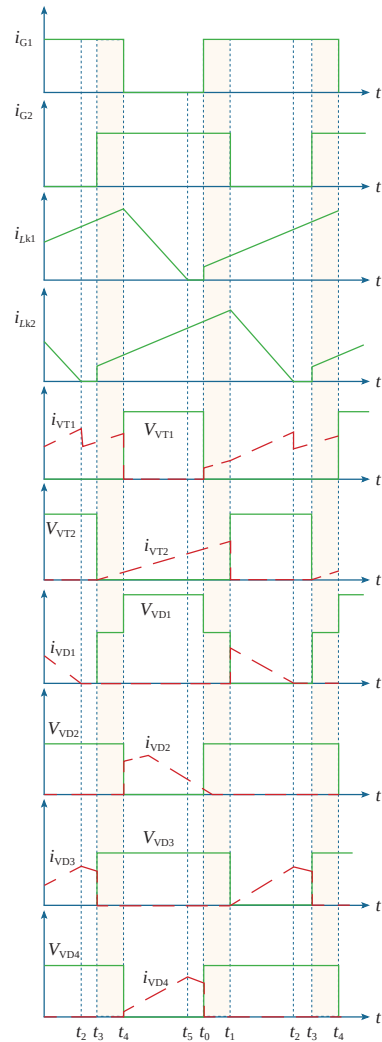
图2 新型变换器的等效电路

2. 新型变换器的工作原理及模式分析

变换器工作于连续导通模式（CCM）下，两个功率晶体管的控制信号交错 180° ，且占空比大于0.5，在此条件下，一个工作周期内，电路共有6种工作模式。变换器的静态主要波形如图3所示，各模式下的等效电路如图4所示。

1) 开关模式1 $[t_0, t_1]$ 。如图4a所示，在 $t=t_0$ 时刻，功率晶体管 VT_1 和 VT_2 同时导通，所有的二极管都处于反向截止状态。输入电源对励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 和漏感 L_{k1} 、 L_{k2} 进行充电，流经的电流线性上升，上升率为

$$i_{Lk1}(t) = i_{VT1}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m1} + L_{k1}} t \quad (1)$$

图3 新型变换器主要工作波形 ($D \geq 0.5$)

$$i_{Lk2}(t) = i_{VT2}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m2} + L_{k2}} t \quad (2)$$

2) 开关模式2 $[t_1, t_2]$ 。如图4b所示，在 $t=t_1$ 时刻，功率晶体管 VT_1 导通， VT_2 关断，二极管 VD_1 和 VD_3 导通， VD_2 和 VD_4 反向截止。输入电源对励磁电感 L_{m1} 和漏感 L_{k1} 充电，存储在励磁电感 L_{m2} 和漏感 L_{k2} 中的能量一方面通过耦合电感二次侧对开关电容 C_3 充电；另一方面和输入电源一起通过二极管 VD_1 对钳位电容 C_1 充电，即

$$i_{VD3}(t) = \frac{n(V_{in} - V_{C1}) + V_{C3}}{n^2 L_{Lk2}} t \quad (3)$$

$$i_{Lk2}(t) = i_{Lm2}(t) + n i_{VD3}(t) = i_{Lm2}(t) + \frac{n(V_{in} - V_{C1}) + V_{C3}}{n L_{Lk2}} t \quad (4)$$

$$i_{VT1} = i_{Lk1} + i_{Lk2} \quad (5)$$

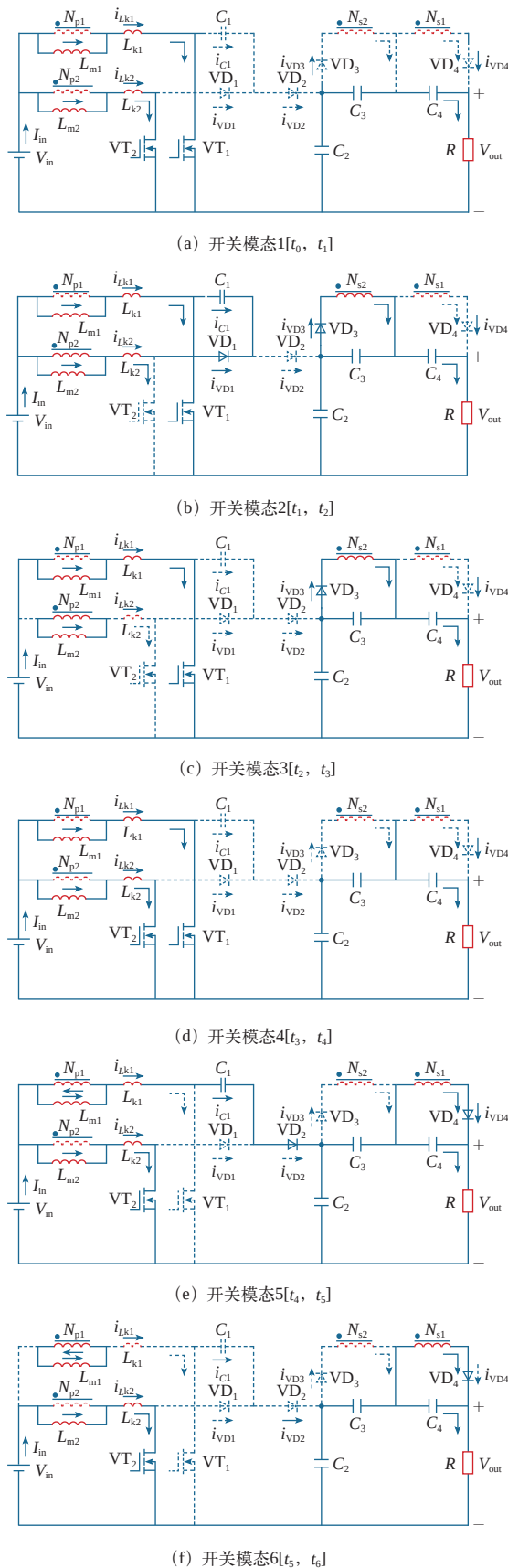


图4 各开关模式的等效电路

3) 开关模式3[t_2, t_3]. 如图4c所示, 在 $t=t_2$ 时刻, 由于漏感 L_{k2} 中能量全部释放到钳位电容 C_1 中, 二极管 VD_1 自动关断, 励磁电感 L_{m2} 通过耦合电感二次侧对开关电容 C_3 充电, 直到 t_3 时刻, 进入下一工作模式。

4) 开关模式4[t_3, t_4]. 如图4d所示, 在 $t=t_3$ 时刻, 功率晶体管 VT_1 和 VT_2 同时导通, 所有的二极管同时关断。与开关模式1工作过程相同。

5) 开关模式5[t_4, t_5]. 如图4e所示, 在 $t=t_4$ 时刻, 功率晶体管 VT_2 导通, VT_1 关断, 二极管 VD_2 和 VD_4 导通, VD_1 和 VD_3 关断。输入电源对励磁电感 L_{m2} 和漏感 L_{k2} 充电, 存储在励磁电感 L_{m1} 和漏感 L_{k1} 中的能量通过耦合电感二次侧对开关电容 C_4 充电, 输入电源、励磁电感 L_{m1} 、漏感 L_{k1} 和钳位电容 C_1 通过二极管 VD_2 对钳位电容 C_2 供电, 即

$$i_{VD4}(t) = \frac{n(V_{in} + V_{C1} - V_{C2}) + V_{C3}}{n^2 L_{Lk1}} t \quad (6)$$

$$\begin{aligned} i_{Lk1}(t) &= i_{Lm1}(t) + n i_{VD4}(t) \\ &= i_{Lm1}(t) + \frac{n(V_{in} + V_{C1} - V_{C2}) + V_{C3}}{n L_{Lk2}} t \end{aligned} \quad (7)$$

6) 开关模式6[t_5, t_6]. 如图4f所示, 在 $t=t_5$ 时刻, 由于漏感 L_{k1} 中能量全部释放到钳位电容 C_2 中, 二极管 VD_2 自动关断, 励磁电感 L_{m1} 通过耦合电感二次侧对开关电容 C_4 充电。直到 t_6 时刻, 进入下一工作周期。

稳态工作性能分析

1. 稳态电压增益

由稳态时励磁电感的伏秒平衡原理可得

$$\begin{cases} DV_{in} + (1-D)(V_{in} + V_{C1} - V_{C2}) = 0 \\ DV_{in} + (1-D)(V_{in} - V_{C1}) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

由式(1)可以推导出

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (9)$$

$$V_{C2} = \frac{2}{1-D} V_{in} \quad (10)$$

当晶体管 VT_1 导通、 VT_2 关断时, 电容 C_3 两端电压的平均值等于第二耦合电感二次侧 N_{S2} 两端的电压值; 当晶体管 VT_2 导通、 VT_1 关断时, 电容 C_4

两端电压的平均值等于第一耦合电感二次侧 N_{S1} 两端的电压值。因此,电容 C_3 和 C_4 的电压平均值为

$$V_{C3} = \frac{nD}{1-D} V_{in} \quad (11)$$

$$V_{C4} = \frac{nD}{1-D} V_{in} \quad (12)$$

则输出电压值为

$$V_{out} = V_{C2} + V_{C3} + V_{C4} = \frac{2+2nD}{1-D} V_{in} \quad (13)$$

电压增益为

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2+2nD}{1-D} \quad (14)$$

电压增益 M 关于耦合电感电压比 n 和开关管占空比 D 的关系如图5所示。由图5可知,在电压比 $n=1$ 时,占空比 $D=0.6$,电压增益 M 就可达到8;若 $n=3$,占空比不变,电压增益 M 能达到14。可见该变换器能够实现高的电压增益,并使占空比在一个比较适当的范围内。

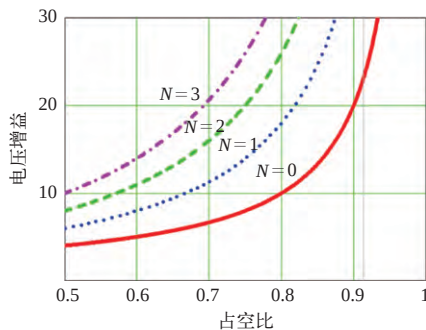


图5 电压增益关于耦合电感电压比和开关管占空比之间的关系

2. 开关器件的电压应力

因为钳位电容的作用,所以功率晶体管 VT_1 、 VT_2 上的关断电压纹波忽略不计。由前面工作原理可推断出功率晶体管 S_1 、 S_2 的电压应力为

$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{1}{1-D} V_{in} = V_{out} - \frac{2nD+1}{1-D} V_{in} \quad (15)$$

钳位二极管 VD_1 、 VD_2 的电压应力分别为

$$V_{VD1} = V_{C2} = \frac{2}{1-D} V_{in} = V_{out} - \frac{2nD}{1-D} V_{in} \quad (16)$$

$$V_{VD2} = V_{C2} - V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} = V_{out} - \frac{2nD+1}{1-D} V_{in} \quad (17)$$

二极管 VD_3 、 VD_4 的电压应力为

$$V_{VD3} = V_{VD4} = \frac{n}{1-D} V_{in} = V_{out} - \frac{2+2nD-n}{1-D} V_{in} \quad (18)$$

在占空比为0.6的条件下,应力与输出比 V_s/V_{out} 、 V_{VD}/V_{out} 和电压比 n 之间的关系如图6所示。根据图6可知,随着电压比 n 的增大,功率晶体管和钳位二极管的电压应力逐渐减小,可见本文研究的变换器可以在高电压增益的应用场合选择一些低导通电阻高性能的功率器件。

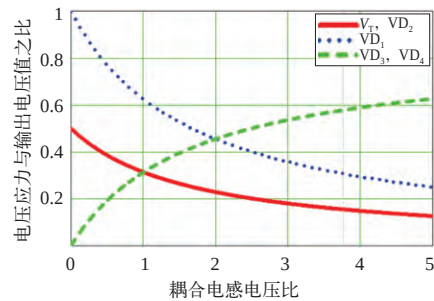


图6 功率器件上的电压应力与耦合电感电压比之间的关系

3. 损耗分析

在分析变换器的损耗之前,首先进行如下假设。

- 1) 忽略二极管的反向恢复损耗、功率晶体管的开关损耗和电容的等效电阻。
- 2) 忽略功率晶体管的体电容,导通时等效为一电阻,关断时相当于电阻无穷大。
- 3) 二极管开通时,等效一个反接电源和一电阻;关断时,相当于电阻无穷大。
- 4) 漏感能量被回收,故可忽略漏感的影响。
- 5) 应用小纹波估算准则,所以通过元器件的电流用其平均值估算。

考虑损耗的变换器等效电路如图7所示。图中, R_{L11} 和 R_{L21} 为耦合电感的一次绕线电阻; R_{L12} 和 R_{L22} 为耦合电感的二次绕线电阻; R_{VT1} 和 R_{VT2} 为功率晶体管的导通电阻; V_{VD1} 、 V_{VD2} 、 V_{VD3} 和 V_{VD4} 为二极

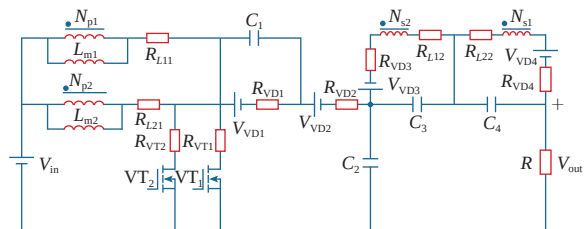


图7 考虑损耗的变换器等效电路

管的正向压降； R_{VD1} 、 R_{VD2} 、 R_{VD3} 和 R_{VD4} 为二极管的等效电阻。

参考图4a、b、d和e可得公式。

对应模式1、4有

$$\begin{cases} V_{Lm1} = V_{in} - I_{Lm1}(R_{L11} + R_{VT1}) \\ V_{Lm2} = V_{in} - I_{Lm2}(R_{L21} + R_{VT2}) \end{cases} \quad (19)$$

对应模式2有

$$\begin{cases} V_{Lm2} = V_{in} - V_{C1} - (I_{Lm2} - nI_{VD3})(R_{L21} + R_{VD1}) - \\ (I_{Lm1} + I_{Lm2} - nI_{VD3})R_{VT1} - V_{VD1} \\ V_{Lm1} = V_{in} - I_{Lm1}R_{L11} - (I_{Lm1} + I_{Lm2} - nI_{VD3})R_{VT1} \\ V_{C3} = -nV_{Lm2} - I_{VD3}(R_{VD3} + R_{L12}) - V_{VD3} \end{cases} \quad (20)$$

对应模式5有

$$\begin{cases} V_{Lm1} = V_{in} + V_{C1} - V_{C2} - \\ (I_{Lm1} - nI_{VD4})(R_{L11} + R_{VD2}) - V_{VD2} \\ V_{Lm2} = V_{in} - I_{Lm2}(R_{L21} + R_{VT2}) \\ V_{C4} = -nV_{Lm1} - I_{VD4}(R_{VD4} + R_{L22}) - V_{VD4} \end{cases} \quad (21)$$

式中， I_{VD1} 、 I_{VD3} 分别为二极管 VD_1 、 VD_3 在模式2时的平均电流； I_{VD2} 、 I_{VD4} 分别为二极管 VD_2 、 VD_4 在模式5时的平均电流； I_{Lm1} 、 I_{Lm2} 分别为流经励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 上的平均电流。

在一个开关周期内电容上的平均电流为零，于是有

$$I_{VD1} = I_{VD2} = I_{VD3} = I_{VD4} = I_{VD} \quad (22)$$

$$(1-D)I_{VD} = \frac{V_{out}}{R} \quad (23)$$

可推导出

$$I_{VD1} = I_{VD2} = I_{VD3} = I_{VD4} = \frac{V_{out}}{(1-D)R} \quad (24)$$

对应模式5

$$I_{Lm1} = nI_{VD4} + I_{VD2} = \frac{(1+n)V_{out}}{(1-D)R_{out}} \quad (25)$$

对应模式2

$$I_{Lm2} = nI_{VD3} + I_{VD1} = \frac{(1+n)V_{out}}{(1-D)R_{out}} \quad (26)$$

由式(19)~式(26)可推出

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{2nD+2}{1-D} - \frac{1}{V_{in}}(V_{VD1} + V_{VD2} + V_{VD3} + V_{VD4})}{1 + \frac{R_x}{(1-D)^2 R} + \frac{R_y}{(1-D)R}} \quad (27)$$

其中

$$R_x = (1+nD)(1+n)(R_{L11} + R_{L21}) + (3+n-2D)(1+n)R_{VT1} + (1+n)^2 R_{VT2}$$

$$R_y = -nR_{L11} + R_{L12} - n^2 R_{L21} + R_{L22} + n(n+2)R_{VT1} + R_{VD1} + R_{VD2} + R_{VD3} + R_{VD4}$$

变换器的效率可以表示为

$$\eta = \frac{1 - \frac{1-D}{V_{in}(2nD+2)}(V_{VD1} + V_{VD2} + V_{VD3} + V_{VD4})}{1 + \frac{R_x}{R(1-D)^2} + \frac{R_y}{R(1-D)}} \quad (28)$$

实验结果

为验证本文研究的新型高增益变换器的工作原理，以高速处理器凌阳SPMC75F2413A作为核心控制器件，研制了一台数字式原理样机，实验数据为：额定功率为200 W；直流输入电压 $V_{in} = 24$ V；输出电压 $V_{out} = 200$ V；耦合电感1为一次电感 $L_p = 149$ μ H、漏感 $L_{lk} = 2.75$ μ H、二次电感 $L_s = 137$ μ H；耦合电感2为一次电感 $L_p = 155$ μ H、漏感 $L_{lk} = 2.17$ μ H、二次电感 $L_s = 139$ μ H；电容为 $C_1 = C_3 = C_4 = 100$ μ F /100 V、 $C_2 = 100$ μ F/250 V；晶体管 Q_1 、 Q_2 选择IRF640（18 A/200 V）；二极管 VD_1 选择AOTF20N40L（20 A/400 V）， VD_2 、 VD_3 和 VD_4 选择MUR2610P（16 A/200 V）；开关频率 $f_s = 20$ kHz。

实验波形如图8所示，其中图8a为流经励磁电感电流 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 和输入电流 i_{in} 以及晶体管 VT_1 的驱动 Q_1 的波形，可以看出输入电流为两励磁电感电流之和，电流纹波相对较小，频率为开关频率的两倍。图8b为晶体管 VT_1 、 VT_2 的驱动波形 Q_1 、 Q_2 以及输入电压 V_{in} 和输出电压 V_{out} 的波形，可以看出，在占空比 D 为64%时就可实现由输入电压24 V到输出电压200 V的高增益变换，避免了极限占空比的出现；图8c为电容 C_2 、 C_3 和 C_4 的电压 V_{C2} 、 V_{C3} 、 V_{C4} 和输出电压 V_{out} 的波形；图8d为晶体管 VT_1 、 VT_2 漏源极电压 V_{DS1} 、 V_{DS2} 和钳位二极管 VD_1 、 VD_2 的电压 V_{VD1} 、 V_{VD2} 的波形；图8e为钳位二极管 VD_1 、 VD_2 和二极管 VD_3 、 VD_4 的波形，由此可以看出电压应力与理论分析一致。图9为变换器效

率随输出功率 P_{out} (V_{out} 不变) 变化曲线, 最大值为89.4% ($P_{out}=160\text{ W}$), 最大输出功率时, 变换器

的效率为88.9% ($P_{out}=300\text{ W}$)。

结束语

本文提出了一种新型升压变换器, 即具有电压倍增单元的准交错并联高增益变换器, 通过理论分析和实验验证可知, 该变换器具有以下特点:

1) 可以通过调整耦合电感的匝数比, 使变换器实现高增益变换, 在高增益的应用场合避免极限占空比的出现。

2) 输入电流为两相电流之和, 纹波频率变成了开关频率的2倍, 减小了纹波峰峰值。

3) 主晶体管的电压应力远小于输出电压, 有助于选用一些低导通电阻高性能的晶体管, 这可以降低变换器成本, 并提高其效率。

4) 晶体管的驱动共地, 因此驱动、控制非常简单。

参考文献

- [1] Huang X, Wang X, Nergaard T, et al. Parasitic ringing and design issues of digitally controlled high power interleaved boost converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 (5) : 1341-1352.
- [2] Veerachary M, Senjyu T, Uezato K. Feedforward maximum power point tracking of PV systems using fuzzy controller [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38 (3) : 969-981.
- [3] Chen S M, Liang T J, Yang L S, et al. A cascaded high step-up DC-DC converter with single switch for microsource applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (4) : 1146-1153.
- [4] 吴红飞, 古俊银, 张君君, 等. 高效率高增益 Boost-Flyback 直流变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31 (24) : 40-45.
- [5] Zhao Q, Lee F C. High-efficiency high step-up DC-DC converters [J]. IEEE Transactions Power Electron, 2003, 18 (1) : 65-73.

(收稿日期: 2014-07-01) EA

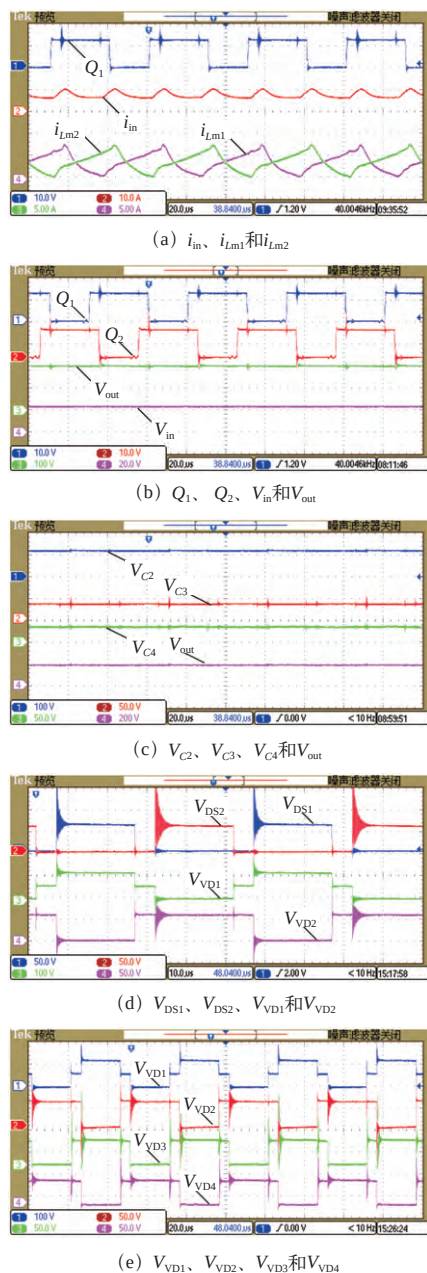


图8 实验波形

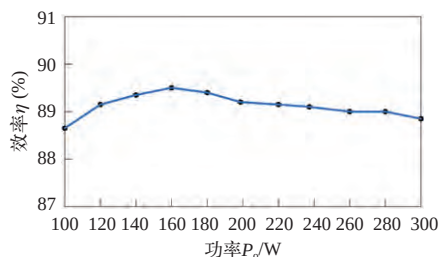


图9 变换器的效率曲线