

High Step-Up DC/DC Converter with Three-State Switching Cell

Lin Wang¹, Xuefeng Hu²

¹Wentian College, Hohai University, Ma'anshan Anhui

²School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Technology, Ma'anshan Anhui

Email: 407285432@qq.com

Received: May 22nd, 2017; accepted: Jun. 11th, 2017; published: Jun. 14th, 2017

Abstract

A novel DC/DC converter was proposed based on the combination of coupled inductors and three-state switching cell. The primary windings of the two coupled inductors are respectively replaced by two separate inductors of traditional interleaved DC/DC converter; the two voltage multiplier modules are composed of the secondary line windings of coupled inductors and diodes and capacitance to achieve a considerably higher voltage gain. The two-phase interleaved configuration not only reduces the current stress through each power switch, but also constrains the input current ripple. The operation principle and property of the converter are analyzed in detail. The results show that the proposed converter has the characteristics of high conversion ratio, low voltage stress and low current ripple.

Keywords

High Step-Up, Interleaved Control, Coupled Inductor, Low Current Ripple

基于三态开关单元的高增益DC/DC变换器

王琳¹, 胡雪峰²

¹河海大学文天学院, 安徽 马鞍山

²安徽工业大学电气与信息工程学院, 安徽 马鞍山

Email: 407285432@qq.com

收稿日期: 2017年5月22日; 录用日期: 2017年6月11日; 发布日期: 2017年6月14日

摘要

本文提出一种基于耦合电感和三态开关单元有机结合思想的DC/DC变换器, 采用两个耦合电感的一次绕组分别替代传统交错并联DC/DC变换器的两个分立电感, 将耦合电感的二次绕组及其融合二极管和电容

构成两个独立的倍压单元, 实现了高电压增益, 同时输入端采用交错并联, 不仅减少开关管的电流应力, 而且减小输入电流纹波。对其工作原理和性能特点分别进行了分析, 结果表明该变换器具有输出电压高增益、低电压应力、低输入电流纹波。

关键词

高增益, 交错并联控制, 耦合电感, 低电流纹波

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

基于三态开关单元(Three-State Switching Cell)的传统两相交错并联 DC/DC 变换器可以增强功率等级, 减小输入电流纹波, 因此在不间断电源(UPS)、功率因数校正等不需较大升压变比的场合得到了广泛应用。已将其列入电力电子拓扑的一个重要基本架构, 国内外许多学者把这种基本架构作为主要组成部分, 提出和研究了多种特点各异、适用于不同场合、满足于不同性能要求和用途的高性能电路拓扑[1]-[22]。其中如何提高三态开关交错并联 DC/DC 变换器的电压增益, 已成为电力电子技术的重要研究内容之一。

与单相高增益 DC/DC 变换器相同, 若分别把开关电容或耦合电感引入到输入、输出端并联的 DC/DC 变换器中, 可以提高输出电压增益, 但这两种方法各有优缺点。单独使用开关电容的交错并联 DC/DC 变换器[6] [7] [8], 可以降低开关管和二极管的电压应力, 但其电压增益的进一步提高, 通常依靠增加开关电容的级数来实现。每增加一级开关电容都包含多个二极管和电容元器件(至少一个二极管, 一个电容), 如果要实现较高的电压增益则往往需要很多的器件数量, 而且电压增益是以整数倍增加, 其调节电压增益的灵活性受到限制。另外, 当开关管导通瞬间, 通常会出现一个电容通过开关管直接对另一个电容充电的现象, 此时电容相当于短路, 所以过冲电流现象比较严重, 实际使用时必须加以限制。如果将耦合电感应用到输入端交错并联的三态开关 DC/DC 变换器中[9] [10] [11] [12] [13], 不仅提高了变换器的输出电压增益, 而且还增加了控制电压增益的灵活性, 但耦合电感的漏感通常会引起开关电压尖峰, 增大功率器件的电压应力等。将开关电容与耦合电感结合在一起[1] [2] [3] [4] [5], 可以发挥各自优点和相互弥补不足之处, 有些文献也提出了一些电路拓扑[14]-[22], 但还需要进一步探索系统性构造方法及其规律。

本文从传统三态开关交错并联 DC/DC 变换器的基本结构出发, 将耦合电感和二极管电容同时融合到传统的交错并联 DC/DC 变换器中, 构造基于三态开关单元与双耦合电感的新型输入端交错并联高增益 DC/DC 变换器。当开关导通时, 电源直接作用的是耦合电感一次绕组, 将双耦合电感的一次绕组分别替代传统交错并联 DC/DC 变换器的两个分立电感, 将耦合电感的二次绕组与其融合二极管电容的衍生结构分别看作两个独立的倍压单元, 应用到双耦合电感输入端交错并联三态开关 DC/DC 变换器中, 进一步提出了一种新型高增益非隔离型 DC/DC 变换器拓扑, 对该变换器的工作原理及特性进行了分析, 该变换器具有输入输出电压变换比高, 开关器件的电压和电流应力低, 输入电流纹波低等特点。

2. 新型 DC/DC 变换器

2.1. 拓扑结构

基于三态开关单元的高增益 DC/DC 变换器拓扑结构如图 1 所示。耦合电感可以用励磁电感、理想变压器、漏感来等效, 等效电路如图 2 所示。其中 L_1 、 L_2 是两个耦合电感, L_{m1} 和 L_{m2} 是励磁电感, L_{k1} 和

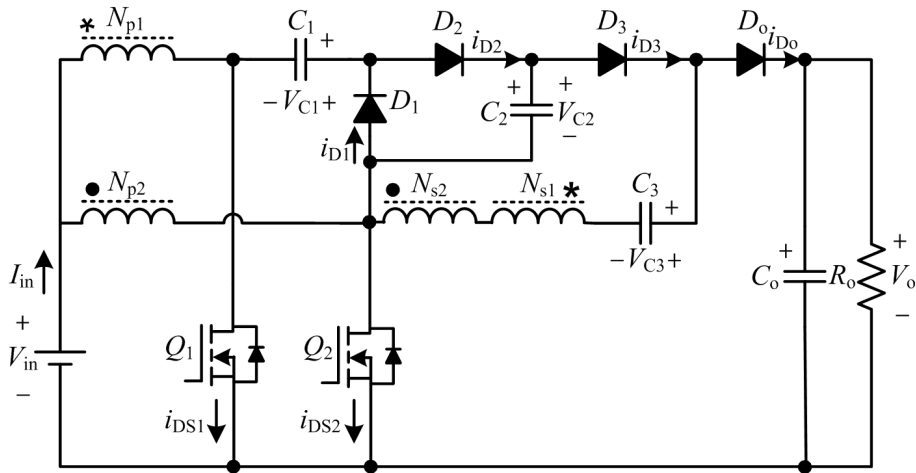


Figure 1. Circuit configuration of novel DC/DC converter

图 1. 新型 DC/DC 变换器拓扑结构

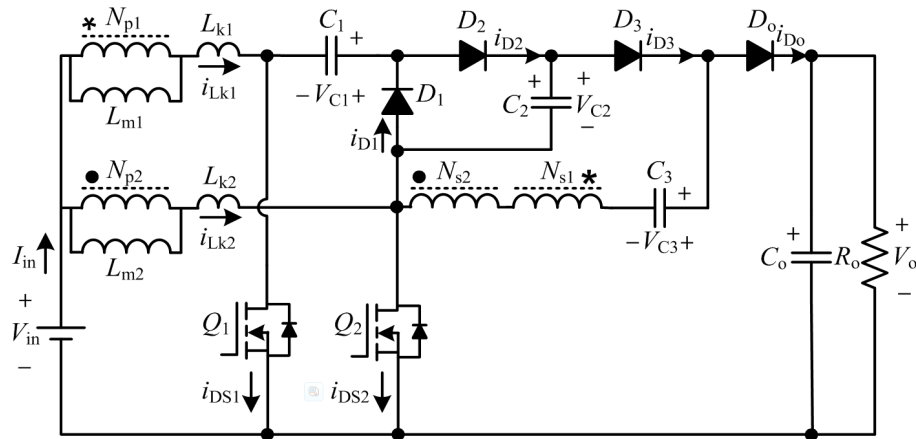


Figure 2. Equivalent circuit of novel DC/DC converter

图 2. 新型 DC/DC 变换器等效电路

L_{k2} 是漏感, D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_o 为续流二极管, C_1 为箝位电容, C_2 、 C_3 为储能电容, C_o 为输出滤波电容, Q_1 、 Q_2 是两只主开关管, 采用交错控制, 它们的驱动信号相差 180° 相角。

2.2. 工作原理分析

为了简化分析, 假设: (1) 所有半导体功率器件均为理想器件; (2) 两个耦合电感的所有参数完全一致, L_{m1} 、 L_{m2} 分别为原边激磁电感, 且 $L_{m1} = L_{m2} = L_m$; L_{k1} 、 L_{k2} 分别为折算到原边的漏电感, 且 $L_{k1} = L_{k2} = L_k$, 两个耦合电感原、副边绕组的匝比 $N_{p2} : N_{s1} = N_{p2} : N_{s2} = 1 : N$; (3) 激磁电感的感值足够大, 电路工作在连续状态。

一个工作周期内, 电路共有 8 个工作模式。电路的主要波形如图 3 所示。稳定工作时, 各模式下的等效电路如图 4 所示。

开关模式 1 [t_0 - t_1]: 如图 4(a)所示, 在 $t = t_0$ 时刻, 功率开关管 Q_1 和 Q_2 处于导通状态, 二极管 D_1 、 D_2 和 D_o 关断; 耦合电感副边绕组的漏感电流通过二极管 D_3 向电容 C_3 充电, 且 i_{D3} 近似线性减小。同时两个耦合电感的二次绕组反向串联连接所产生的等效漏感之和对流过 D_3 的拖尾电流具有限制作用, 可以实现该二极管的零电流关断, 进而有效减小二极管的反向恢复损耗。原边漏感电流 i_{Lk1} 快速增加, 漏

感电流 i_{Lk2} 以较快的速度线性减小。当漏感电流 i_{Lk1} 等于激磁电流 i_{Lm1} 时, 该模式结束, 此过程较短。

$$i_{D3}(t) \approx I_{D3}(t_0) - \frac{V_{C3} - V_{C2}}{N^2(L_{k1} + L_{k2})}(t) \quad (1)$$

开关模式 2 $[t_1-t_2]$: 如图 4(b)所示, 在 $t=t_1$ 时刻, 功率开关管 Q_1 、 Q_2 继续导通, 所有二极管均关断。励磁电感 L_{m1} 与 L_{m2} 、漏感 L_{k1} 与 L_{k2} 在输入电压 V_{in} 的作用下线性充电储能, 其电流线性增加。由输出滤波电容 C_o 向负载提供能量。

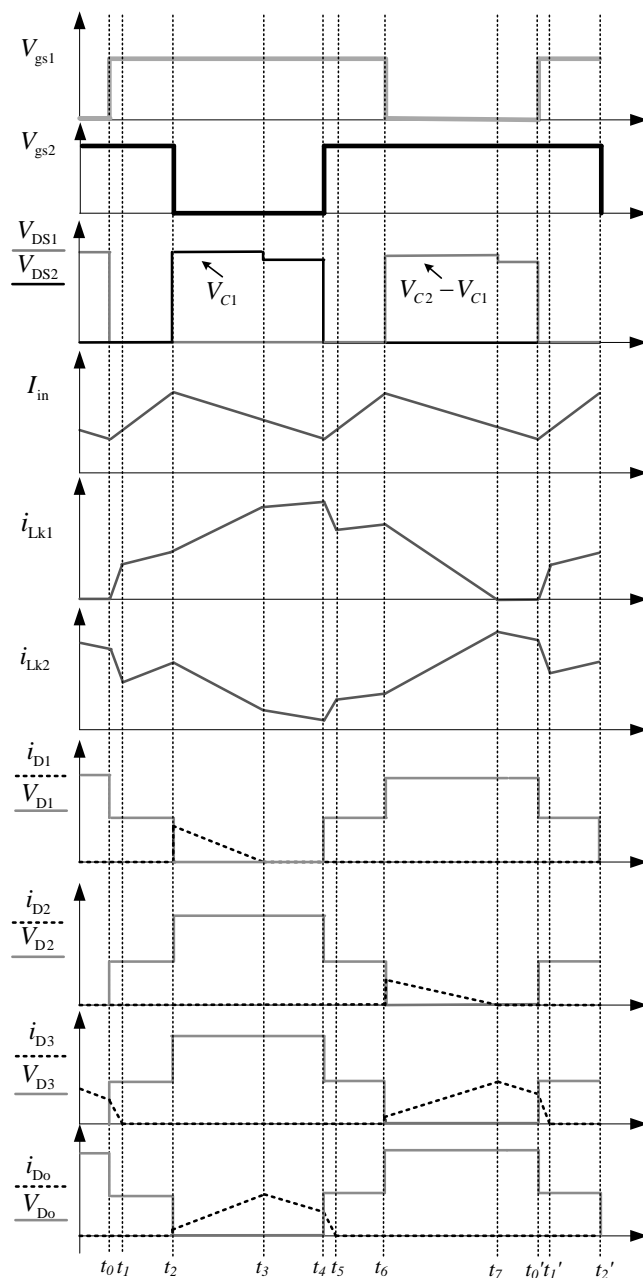


Figure 3. Typical waveforms of the proposed converter operated in CCM

图 3. 工作于 CCM 模式的变换器关键工作波形

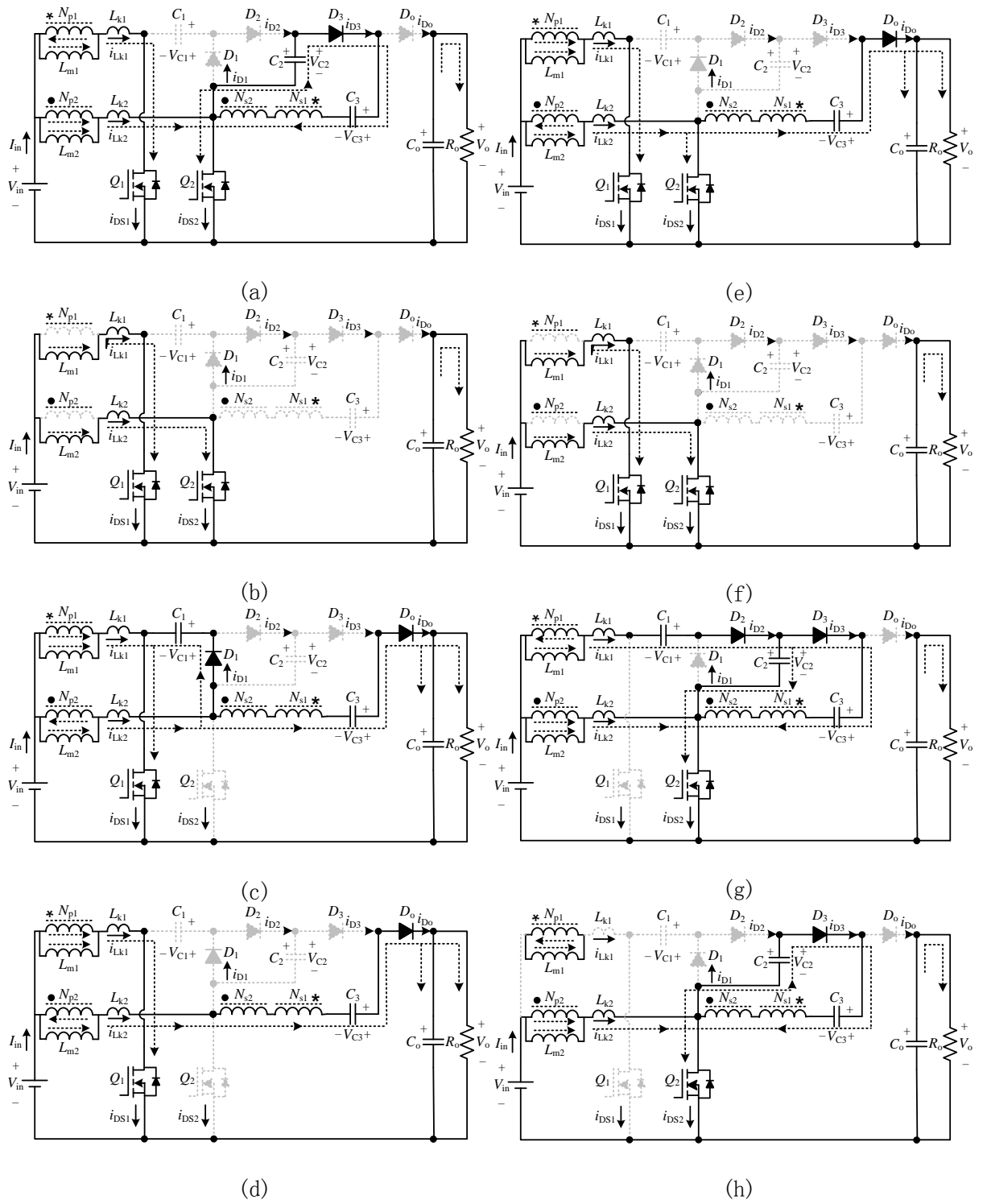


Figure 4. Equivalent circuit of the proposed converter in CCM operation mode
图 4. 工作在 CCM 模式下的工作模式等效电路

$$i_{Lk1}(t) = i_{Lm1}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m1} + L_{k1}}(t) \quad (2)$$

$$i_{Lk2}(t) = i_{Lm2}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m2} + L_{k2}}(t) \quad (3)$$

开关模式 3 $[t_2-t_3]$: 如图 4(c)所示, 在 $t = t_2$ 时刻, 关断功率开关管 Q_2 , Q_1 继续导通, 二极管 D_o 导通, D_1 、 D_2 和 D_3 关断。输入电源继续对激磁电感 L_{m1} 和漏感 L_{k1} 充电, 存储在磁化电感 L_{m2} 中的能量通过耦合电感副边和二极管 D_o 向负载提供能量, 电容 C_3 向负载放电, 同时存储于漏感 L_{k2} 中的能量通过二极管 D_1 和 Q_1 对电容 C_1 充电。功率开关管 Q_2 的漏源极电压被二极管 D_1 钳位在 V_{C1} , 有效抑制了开关管的关断电压尖峰。另外由于耦合感的作用, 限制了对电容 C_1 充电电流的过冲现象。

$$i_{D_o}(t) \approx \frac{(N+1)V_{C1} + V_{C3} - V_o}{N^2(L_{k1} + L_{k2})}(t) \quad (4)$$

$$i_{Lk1}(t) \approx i_{Lm1}(t) + \frac{(N+1)V_{C1} + V_{C3} - V_o}{N(L_{k1} + L_{k2})}(t) \quad (5)$$

$$i_{Lk2}(t) \approx i_{Lm2}(t) - \frac{(N+1)V_{C1} + V_{C3} - V_o}{N(L_{k1} + L_{k2})}(t) \quad (6)$$

$$V_{D_o}(t) = V_{C1} \quad (7)$$

开关模式 4 $[t_3-t_4]$: 如图 4(d)所示, 该模式中, 功率开关管 Q_1 持续导通, Q_2 持续关断。在 $t = t_3$ 时, 漏感 L_{k2} 的能量已释放完毕, 二极管 D_1 自然关断, 因此大大减小了该二极管反向恢复问题。励磁电感 L_{m2} 所存储的能量仍然通过耦合电感的副边绕组和二极管 D_o 向负载传递能量, 流过二极管 D_o 的电流近似线性下降。

$$i_{D_o}(t) = i_{C3}(t) = i_{Lk2}(t) = \frac{i_{Lm2}(t)}{N+1} \quad (8)$$

$$i_{Lk1}(t) = i_{Lm1}(t) + Ni_{D_o}(t) = i_{Lm1}(t) + \frac{N}{N+1}i_{Lm2}(t) \quad (9)$$

开关模式 5 $[t_4-t_5]$: 如图 4(e)所示, 在 $t = t_4$ 时刻, 开通功率开关管 Q_2 , 漏感电流 i_{Lk2} 快速上升, 由于两个耦合电感副边绕组的串联效应, 漏感电流 i_{Lk1} 近似线性下降。耦合电感的副边绕组仍然通过 D_o 向负载传输能量; 当漏感电流 i_{Lk2} 等于激磁电流 i_{Lm2} 时, 该模式结束, 此过程较短。

$$i_{D_o}(t) \approx I_{D_o}(t_0) - \frac{V_o - V_{C3}}{N^2(L_{k1} + L_{k2})}(t) \quad (10)$$

开关模式 6 $[t_5-t_6]$: 如图 4(f)所示, 该模式中, 两个功率开关管同时处于导通状态, 和开关模式 2 的工作状态相同。

开关模式 7 $[t_6-t_7]$: 如图 4(g)所示, 在 $t = t_6$ 时刻, 功率开关管 Q_1 关断, 储存在漏感 L_{k1} 中的能量通过开关管 Q_2 和二极管 D_2 向电容 C_2 充电, 同时通过耦合电感副边绕组和二极管 D_3 对电容 C_3 充电。漏感电流 i_{Lk1} 近似线性下降, 漏感电流 i_{Lk2} 在耦合电感副边绕组的串联效应下近似线性增加。功率开关管 Q_1 的漏源极电压被二极管 D_2 钳位在 $(V_{C2} - V_{C1})$ 。

$$i_{D3}(t) \approx \frac{(N+1)V_{C2} - NV_{C1} - V_{C3}}{N^2(L_{k1} + L_{k2})}(t) \quad (11)$$

$$i_{Lk1}(t) = i_{Lm1}(t) - \frac{(N+1)V_{C2} - NV_{C1} - V_{C3}}{N^2(L_{k1} + L_{k2})}(t) \quad (12)$$

$$i_{Lk2}(t) = i_{Lm2}(t) + \frac{(N+1)V_{C2} - NV_{C1} - V_{C3}}{N^2(L_{k1} + L_{k2})}(t) \quad (13)$$

$$V_{D1}(t) = V_{C2} \quad (14)$$

$$V_{D0}(t) = V_o - V_{C2} \quad (15)$$

开关模态 8 $[t_7-t_0]$: 如图 3(h)所示, 在 $t=t_7$ 时刻, 由于漏感电流 i_{Lk1} 逐渐减小到零, 二极管 D_2 自然关断。输入电压通过漏感 L_{k2} 与, 通过耦合电感副边绕组和二极管 D_3 对电容 C_3 充电。

$$i_{Lk1}(t) = 0 \quad (16)$$

$$i_{Lk2}(t) = i_{DS2}(t) = i_{Lm1}(t) + i_{Lm2}(t) \quad (17)$$

$$i_{D3}(t) = \frac{i_{Lm1}(t)}{N} \quad (18)$$

3. 稳态工作性能分析

3.1. 稳态电压增益

耦合电感的耦合系数 k 为 $L_m/(L_m + L_k)$ 。

根据图 4(b)和图 4(f)给出以下表达式:

$$V_{Lm1} = V_{Lm2} = kV_{in} \quad (19)$$

根据图 4(c)给出以下表达式:

$$V_{Lm1} = kV_{in} \quad (20)$$

$$V_{Lm2} = k(V_{in} - V_{C1}) \quad (21)$$

$$V_o = V_{C1} + NV_{Lm1} - NV_{Lm2} + V_{C3} \quad (22)$$

根据图 4(g)给出以下表达式:

$$V_{Lm2} = kV_{in} \quad (23)$$

$$V_{Lm1} = k(V_{in} + V_{C1} - V_{C2}) \quad (24)$$

$$V_{C3} = V_{C2} - NV_{Lm1} + NV_{Lm2} \quad (25)$$

根据耦合电感的励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 的伏秒平衡原理, 可得到以下等式:

$$\int_0^{DT_s} kV_{in} dt + \int_{DT_s}^{T_s} k(V_{in} + V_{C1} - V_{C2}) dt = 0 \quad (26)$$

$$\int_0^{DT_s} kV_{in} dt + \int_{DT_s}^{T_s} k(V_{in} - V_{C1}) dt = 0 \quad (27)$$

由式(25)、(26)、(27)得出:

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (28)$$

$$V_{C2} = \frac{2}{1-D} V_{in} \quad (29)$$

$$V_{C3} = \frac{2+Nk}{1-D} V_{in} \quad (30)$$

结合式(22)、(28)及(30), 推出变换器输出电压表达式为:

$$V_o = \frac{1+Nk}{1-D}V_{in} + \frac{2+Nk}{1-D}V_{in} = \frac{3+2Nk}{1-D}V_{in} \quad (31)$$

变换器电压增益表达式为:

$$G_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{3+2Nk}{1-D} \quad (32)$$

当 $k=1$ 时, 该变换器电压增益表达式为:

$$G_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{3+2N}{1-D} \quad (33)$$

图 5 给出新型变换器与文献[1] [2]中变换器的电压增益与占空比之间的关系。从图 5 中可以看出, 新型变换器与文献[1] [2]中变换器的电压增益随占空比增加而增加, 但在相同占空比下, 文中新型变换器的电压增益明显高于文献[1] [2]中变换器的电压增益。

图 6 给出输出电压增益与不同参数之间的关系。图 6(a)给出在耦合电感的变比 $N=2$ 下, 输出电压增益与占空比及耦合系数 k 之间的关系。从图 6(a)中可以看出, 在占空比相同时, 耦合系数对电压增益的影响不大。图 6(b)给出在耦合系数 $k=1$ 下, 输出电压增益与占空比及耦合电感的变比 N 之间的关系。从图 6(b)中可以看出, 在占空比相同时, 输出电压增益随耦合电感变比增大而大幅度增大。

3.2. 电压应力

如果忽略电容电压的纹波以及耦合电感的漏感, 结合模态分析可以计算出功率开关管 Q_1 、 Q_2 及二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_0 的最大电压应力分别为:

$$V_{DS1} = V_{DS2} = \frac{1}{1-D}V_{in} = \frac{1}{3+2N}V_o \quad (34)$$

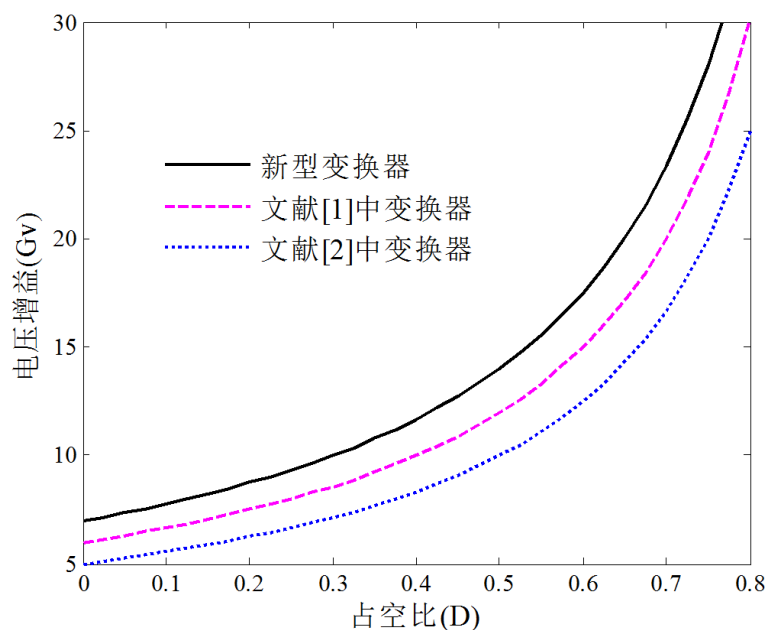


Figure 5. Voltage gain versus duty ratio of the proposed converter, the converters in [1] [2]

图 5. 新型变换器及文献[1] [2]中变换器电压增益与占空比之间的关系

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{2}{1-D} V_{in} = \frac{2}{3+2N} V_o \quad (35)$$

$$V_{D3} = \frac{2N}{1-D} V_{in} = \frac{2N}{3+2N} V_o \quad (36)$$

$$V_{Do} = V_o - V_{C2} = \frac{1+2N}{1-D} V_{in} = \frac{1+2N}{3+2N} V_o \quad (37)$$

图7是功率器件的电压应力与耦合电感变比的关系, 可以看出主开关管和二极管 D_1 、 D_2 的电压应力

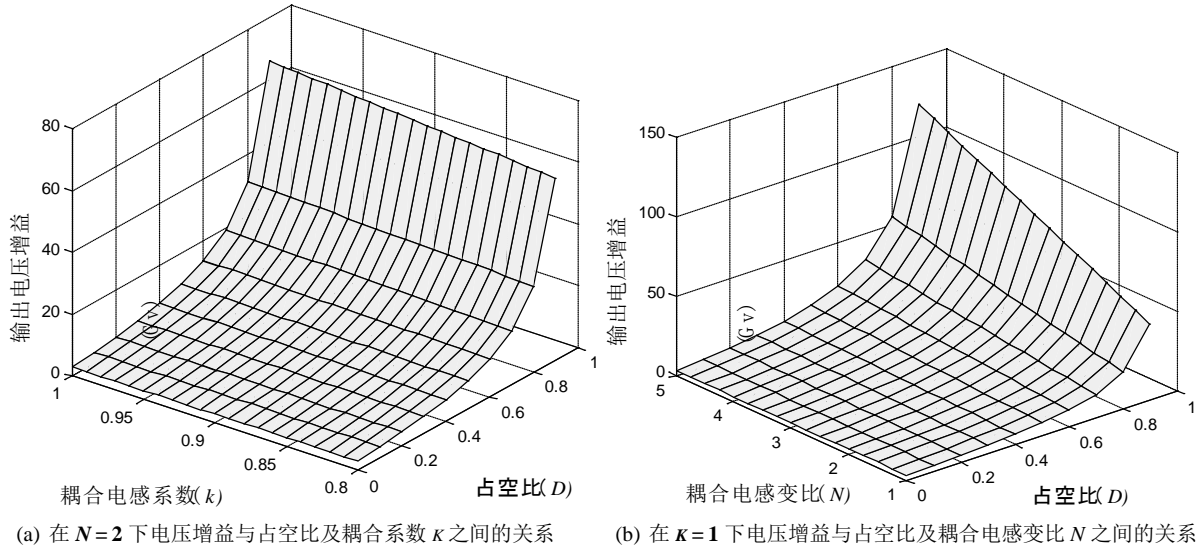


Figure 6. Voltage gain versus different parameters
图6. 电压增益与不同参数之间的关系

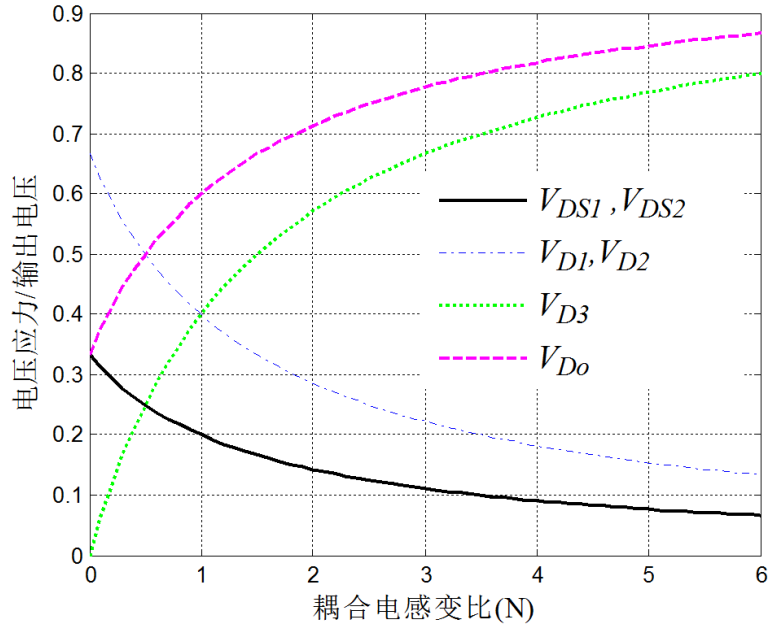


Figure 7. Voltage stresses on semiconductor components versus turns ratio N
图7. 变换器功率器件的电压应力

随着匝比的增加快速减小, 当匝比为 1 时主开关的电压应力仅为输出电压的 1/5, D_1 、 D_2 、 D_3 的电压应力低于输出电压的 2/5。尽管二极管 D_3 和 D_0 的电压应力随着匝比的增加呈上升趋势, 但不会超过输出电压。

4. 仿真分析

为了验证理论分析的正确性, 应用 Matlab 软件对新型变换器进行仿真。仿真参数如下: 输入电压 $V_{in} = 10\text{ V}$; 输出电压 $V_o = 100\text{ V}$; 输出功率 $P_o = 500\text{ W}$; 开关频率 f_s 为 20 kHz , 占空比 $D = 0.6$; 耦合电感耦合系数 $k = 0.98$; 耦合电感的自感 $L_1 = L_2 = 60\text{ }\mu\text{H}$, 因此耦合电感的互感 $L_m = 58.9\text{ }\mu\text{H}$ 。

图 8 给出了新型变换器的仿真波形, 图 8(a)中分别为总输入电流、两个耦合电感原边电流的仿真波形。可以看出, 尽管每条输入支路的电流纹波较大, 但通过交错并联控制, 变换器的总输入电流纹波得到了大大减小, 提高了变换器的性能; 图 8(b)中分别为开关管 Q 的驱动波形及其对应的电压仿真波形, 可以看出, 当匝比为 1 时, 开关管的电压应力近似等于输出电压 V_o 的 1/5; 图 8(c)中分别为二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_0 的电压仿真波形, 当匝比为 1 时, 二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 上的电压应力近似等于输出电压 V_o 的

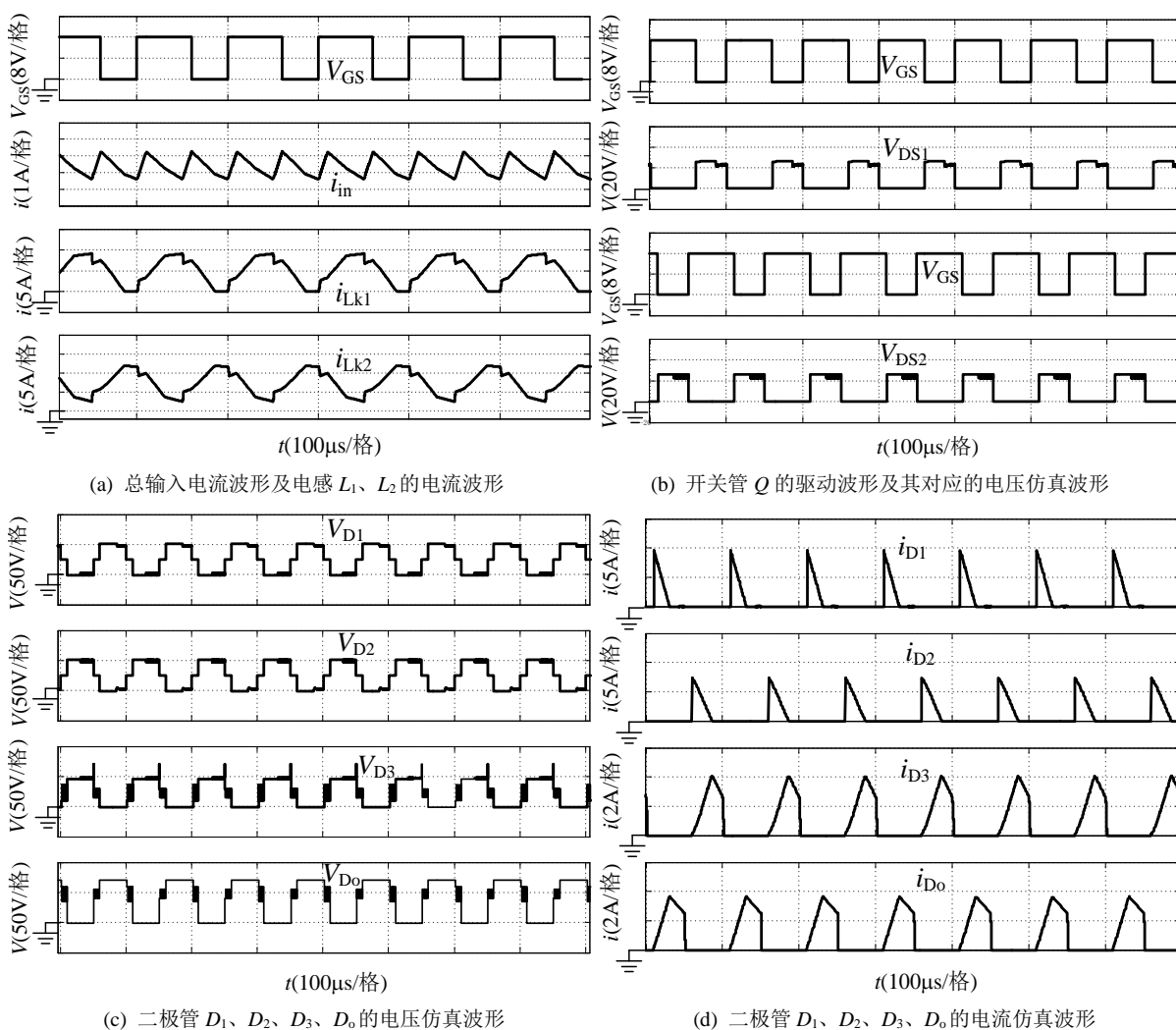


Figure 8. Simulation waveforms

图 8. 仿真波形

2/5, 二极管 D_o 上的电压应力近似等于输出电压 V_o 的 3/5; 图 8(d) 中分别为二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_o 的电流仿真波形, 可以看出二极管 D_1 、 D_2 实现零电流关断。仿真结果与上述理论分析一致, 验证了该拓扑结构的正确性和有效性。

由理论分析和仿真结果表明, 本文所提出的变换器既实现了较高的电压增益, 有效降低了功率器件的电压应力, 同时又继承了传统交错并联 DC/DC 变换器输入电流纹波小的优点, 因此在低压、大电流输入, 高电压输出的应用场合是一个可取的选择。

5. 结论

本文提出了一种基于三态开关的高增益 DC/DC 变换器拓扑, 首先采用双耦合电感的一次绕组分别替代传统交错并联 DC/DC 变换器的两个分立电感, 同时引入由耦合电感二次绕组串联后与开关电容一起构成的电压倍增单元, 再与二极管-电容技术相结合, 进一步提高了变换器电压增益。其次, 输入端采用交错并联结构, 减小了开关器件的电压应力, 实现了电流扩容和纹波抑制。输出端采用一个二极管整流结构。从理论分析以及仿真结果, 可以看到该变换器具有输出电压增益高、功率器件电压应力低、输入电流纹波低等优点, 因此适合用在低压、大电流输入、高电压输出的应用场合。

基金项目

河海大学文天学院科学研究项目(WT15005ZD)。

参考文献 (References)

- [1] Tseng, K., Huang, C. and Shih, W. (2013) A High Step-Up Converter with a Voltage Multiplier Module for a Photovoltaic System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **28**, 3047-3057.
- [2] Li, W., Zhao, Y., Deng, Y. and He, X. (2010) Interleaved Converter with Voltage Multiplier Cell for High Step-Up and High-Efficiency Conversion. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **25**, 2397-2408. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2048340>
- [3] Li, W., Zhao, Y., Wu, J. and He, X. (2012) Interleaved High Step-Up Converter with Winding-Cross-Coupled Inductors and Voltage Multiplier Cells. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**, 133-143. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2028688>
- [4] Henn, G.A.L., Silva, R.N.A., Praca, P.P., Barreto, L.H.S. and Oliveira, D.S. (2010) Interleaved-Boost Converter with High Voltage Gain. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **25**, 2753-2761. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2049379>
- [5] Lai, C.M., Pan, C.T. and Cheng, M.C. (2010) High-Efficiency Modular High Step-Up Interleaved Boost Converter for DC-Microgrid Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **48**, 161-171.
- [6] Araujo, S.V., Torrico-Bascope, R.P. and Torrico-Bascope, J.V. (2010) Highly Efficient High Step-Up Converter for Fuel-Cell Power Processing Based on Three-State Commutation Cell. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**, 1987-1997. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2029521>
- [7] Alcazar, Y.J.A., de Souza Oliveira Jr., D., Tofoli, F.L. and Torrico-Bascope, R.P. (2013) DC-DC Nonisolated Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **60**, 4438-4449. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2213555>
- [8] Balestero, J.P.R., Tofoli, F.L., Fernandes, R.C. and Seixas, F.J.M. (2012) Power Factor Correction Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **59**, 1565-1577. <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2160136>
- [9] Li, W. and He, X. (2010) Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **58**, 1239-1250. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2049715>
- [10] Li, W.H., Li, W.C., He, X.N., Xu, D. and Wu, B. (2012) General Derivation Law of Nonisolated High-Step-up Interleaved Converters with Built-In Transformer. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **59**, 1650-1661. <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2163375>
- [11] Leu, C.-S., Huang, P.-Y. and Li, M.-H. (2011) A Novel Dual-Inductor Boost Converter with Ripple Cancellation for High-Voltage-Gain Applications. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **58**, 1268-1272.

<https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2048835>

- [12] Pan, C.T. and Lai, C.M. (2010) A High-Efficiency High Step-Up Converter with Low Switch Voltage Stress for Fuel-Cell System Applications. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **57**, 1998-2006.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2024100>
- [13] Wang, D., He, X. and Shi, J. (2010) Design and Analysis of an Interleaved Flyback-Forward Boost Converter with the Current Auto-Balance Characteristic. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **25**, 489-498.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2025762>
- [14] 陆治国, 刘捷丰, 林贤贞, 等. 一种改进型两相交错并联 Boost 变换器[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(7): 49-58.
- [15] 汪洋, 罗全明, 支树播, 等. 一种交错并联高压 BOOST 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(5): 134-139.
- [16] 罗全明, 闫欢, 支树播, 等. 一种交错控制高增益 ZCT Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 18-23.
- [17] 王挺, 汤雨, 何耀华, 等. 多单元开关电感/开关电容有源网络变换器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 832-838.
- [18] 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.
- [19] 张斐, 许建平, 杨平, 等. 两开关伪连续导电模式 Buck-Boost 功率因数校正变换器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 56-64.
- [20] 严杨平, 许建平, 董政, 等. 低输入电感电流纹波二次型 Boost PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 32-38.
- [21] 李宏. 浅谈开关直流电源的纹波抑制问题[J]. 电力电子技术, 2000(6): 28-30.
- [22] 黄庆义, 谢仁践, 欧应阳, 等. 一种低输入纹波电流的直流变换器[J]. 电源学报, 2014(1): 115-120.

期刊投稿者将享受如下服务:

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: jee@hanspub.org