

一种带开关耦合电感的低纹波高动态响应交错并联高增益BOOST变换器

王磊¹, 张东来¹, 杨玉岗²

¹ 哈尔滨工业大学(深圳), 深圳 518055

² 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛 125105

摘要: 可再生能源发电系统的光伏电池、燃料电池、储能电池等端口电压较低, 必须依靠高增益变换器将其输出电压拉升至较高电压等级。本文通过拓扑功率重构和组合演化, 提出一种新型含开关耦合电感的高增益、低纹波和高动态响应的非隔离两相交错并联型Boost变换器。详细分析新拓扑在不同模态下的工作原理, 研究了变换器升压变比、开关管和二极管承受的电压应力等外特性, 得益于引入开关耦合电感倍压增益单元和准开关电容钳位单元, 该新型拓扑具有非极限占空比下输出极高电压变比的能力, 同时具有开关管和二极管电压应力低的优势, 可优先选择低电压等级的器件。对新拓扑多个分立电感展开磁集成研究, 推导稳态和暂态下的等效电感方程, 给出两相交错并联开关耦合电感的通用设计准则: 即抑制电流纹波, 又能提高变换器的动态响应特性, 同时改善变换器的功率密度和效率。最后通过一台5000W样机的稳态、暂态测试和效率测试, 证明了本文所提变换器具备高增益低应力、高动态响应低纹波和高转换效率的优点。

关键词: 高增益Boost, 磁集成, 开关耦合电感, 电流纹波, 动态响应, 电压应力

1 引言

近年来, 可再生能源分布式发电系统受到越来越多的重视, 但由于该系统中前级电源的输出电压往往较低, 需要高增益变换器将其拉升到后级较高并网电压等级, 以实现该并网逆变器的并网功能^[1]。同时, 由于系统中各输入能源模块受复杂环境变化影响, 其输出电压波动大, 随机性强, 因此, 研究可适用于可再生能源发电系统, 且具备宽输入适应性、高增益稳定特性的变换器就变得非常重要^[2]。目前, 很多学者研究具备高电压变比的直流变换器, 文献[3]提出基于两级结构的二次型Boost变换器提高输出电压变化, 然而其拓扑结构过于复杂, 且由于两级式结构, 其功率变换需要两个阶段, 导致输出效率不高。文献[4]提出采用多绕组耦合电感级联开关电容的方法构造出高增益Boost变换器, 但是由于现阶段电感设计和加工的工艺水平有限, 其变换器耦合电感存在较大漏感, 且不易消除, 这导致该拓扑难以推广和实现批量化应用, 实用性不高。

文献[5]提出基于多个开关电感的有源网络高增益Boost变换器, 可实现非极限占空比下高电压增益, 电压应力较小, 且可以实现不同工作场合下的功率任意拓展, 但是该拓扑电流纹波较大, 导致效率不高, 其稳定性和动

态响应特性亦不好。文献[6~8]采用多路输入获得高增益性能, 但变换器成本较高, 仅适用于特种电源场合, 实用价值不高。文献[9~12]均提出了采用开关耦合电感的方式实现高增益, 且拓扑具有软开关、低电压应力和高效率的优点, 但文献中只是对传统变换器电感进行简单的替换, 并没有对开关耦合电感进行磁集成研究, 因此体积和重量大幅增加, 降低了变换器的功率密度。文献[13]采用了Boost多电平方案, 但较多的电平数, 大量的电容会增加拓扑复杂性。文献[14]采用有源网络开关电容单元结构大幅提高了变换器的增益, 但存在电流纹波大, 导致变换器稳定性下降等问题。

针对上述问题, 笔者提出一种含开关耦合电感的高增益、低应力、高动态响应、低纹波的非隔离型Boost变换器。针对开关电感单元中较多的磁性元件增加了变换器体积, 恶化输出纹波, 降低变换器稳定性的难题, 本文提出利用平面阵列化集成磁技术, 将单元开关电感中分立电感绕制在一副或多副磁芯, 集成辐射开关耦合电感, 并结合交错控制, 可以降低电流纹波, 改善动态响应特性, 并提高功率密度和转换效率。多相交错并联控制技术结合开关耦合电感倍压增益单元, 还可以实现相数扩展和系统扩容。

通过分析变换器工作特性，进行变换器等效电感分析和耦合电感设计，并给出设计准则，最后通过一台 5000W 样机的稳态和暂态实验，验证了上述理论分析。

2 磁集成开关耦合电感交错型高增益 Boost 工作原理

新拓扑如图 1 所示，由两相开关耦合电感 Boost 变换器并联组成，两个主开关管 S_1 (S_2) 依次交错 180° 相角导通工作。其中开关耦合电感单元由两个大小相等的电感 L_1 、 L_2 (L_3 、 L_4)、一个电容器 C_1 (C_2) 和两个二极管 D_1 、 D_2 (D_3 、 D_4) 组成，并采用改进型两端口开关电容替代传统 Boost 变换器的滤波电容，以获得更大的升压变比，同时改善输出侧的电压应力。

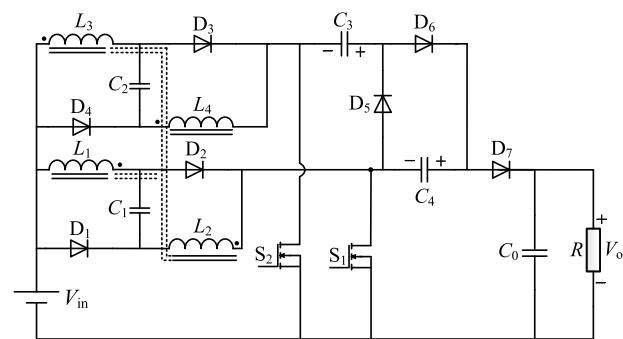


图 1 含开关耦合电感 / 电容的并联交错高增益 Boost 变换器 ($L_1=L_2=L_3=L_4=L$)

Fig.1 Non-insulated high-gain Boost converter with magnetic integrated switching inductors and switching capacitors

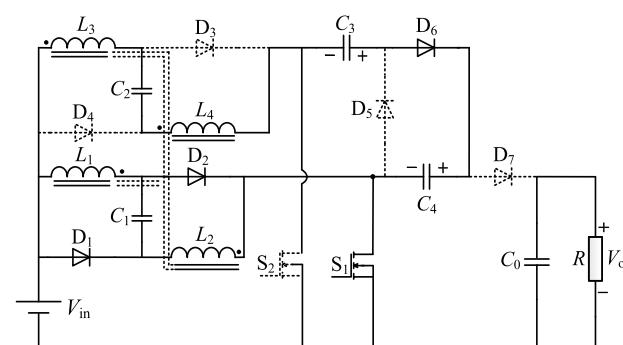
针对新拓扑含有多个分立电感，其功率密度值相对较差的问题，采用磁集成技术将单元开关耦合电感内两分立电感 L_1 和 L_2 (L_3 和 L_4) 正向绕制于一个磁芯以减小变换器体积，正向耦合互感值为 M_1 (取正值)，再将两相开关耦合电感单元反相耦合到一个磁芯，反相耦合互感值为 M_2 (取负值)，最终将四个分立电感耦合为一个集成电感，提高了变换器的功率密度，并通过多相交错并联反相磁集

成原理实现变换器低纹波、高动态响应特性。定义电感值 $L_1=L_2=L_3=L_4=L$ ， V_{in} 和 V_o 分别表示变换器低压侧输入电压和高压侧输出电压。

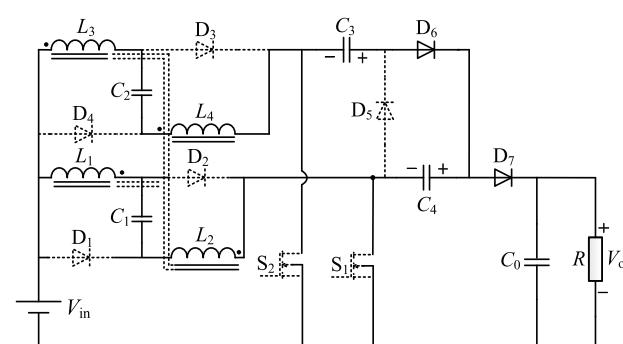
下面以新拓扑 CCM 模式为例，对其一个开关周期工作模态进行分析，由于新拓扑在占空比为： $0 < D < 0.5$ 和 $0.5 < D < 1$ 下的开关模态以及二极管导通 / 关断有很大的区别，故下文分别对两种占空比下工作模态进行分析。

2.1 变换器工作模态分析 ($0 < D < 0.5$)

新拓扑一个开关周期内四个工作模态下的功率开关及二极管导通特征如表 1 所示，模态 1 到模态 3 的等效电路如图 2(a)~(c) 所示，其中模态 2 与模态 4 等效电路相同。图 3 给出拓扑一个开关周期的功率器件开关时序及主要工作波形。



(a) 工作模态 1

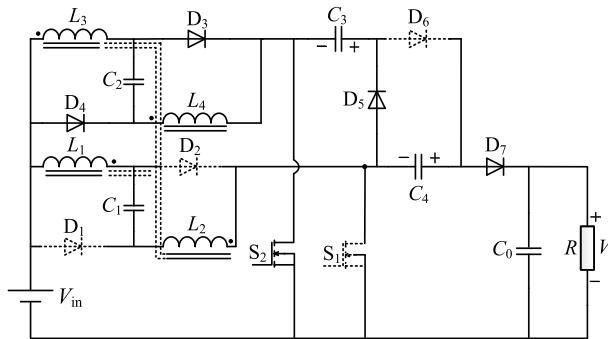


(b) 工作模态 2 和工作模态 4

表 1 占空比为 $0 < D < 0.5$ 时功率开关管及二极管通断特征表

Tab.1 Switching characteristics table of the power switch and diode when $0 < D < 0.5$

模态	S_1	S_2	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7
1	导通	关断	导通	导通	关断	关断	关断	导通	关断
2	关断	导通	导通						
3	关断	导通	关断	关断	导通	导通	导通	关断	导通
4	关断	导通	导通						



(c) 工作模态 3

图 2 占空比为 $0 < D < 0.5$ 时，各工作模态等效电路
Fig.2 Equivalent circuit of each working mode when $0 < D < 0.5$

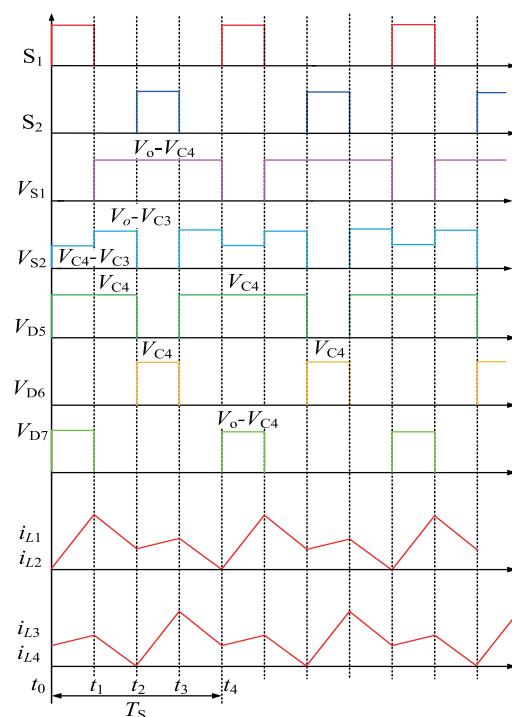


图 3 一个开关周期的主要工作波形（采用开关耦合电感）($0 < D < 0.5$)
Fig.3 Main working waveforms in a switching cycle when $0 < D < 0.5$ (using coupled inductors)

模态 1 ($t_0 \sim t_1$)：此模态下，开关 S_1 导通， S_2 关断，开关耦合电感单元的二极管 D_1 、 D_2 正向导通，二极管 D_3 、 D_4 反偏截止，此时电感 L_1 、 L_2 和电容 C_1 均并联充电，电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 正向上升；电感 L_3 、 C_2 、 L_4 串联放电，电感电流 i_{L3} 、 i_{L4} 线性下降，电容器 C_4 充电，电容器

C_3 放电。拓扑在电路中形成 5 个充放电回路，即电源输入电压 V_{in} 、电感 L_1 、二极管 D_2 、开关管 S_1 构成回路 1；电源输入电压 V_{in} 、二极管 D_1 、电感 L_2 、开关管 S_1 构成回路 2；输入电压 V_{in} 、二极管 D_1 、电容 C_1 、二极管 D_2 、开关管 S_1 构成回路 3；输入电压 V_{in} 、电感 L_3 、电容器 C_2 、电感 L_4 、电容器 C_3 、二极管 D_6 、电容器 C_4 和开关 S_1 构成回路 4；电容器 C_0 为负载 R 供电构成回路 5，电压 V_{co} 下降；此模态电路表达式如下：

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M_1 \frac{di_{L2}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = V_{in} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + M_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = V_{in} \\ (L_3 \frac{di_{L3}}{dt} + M_1 \frac{di_{L4}}{dt}) + (L_4 \frac{di_{L4}}{dt} + M_1 \frac{di_{L3}}{dt}) + 2M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + 2M_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C3} + V_{in} + V_{C2} - V_{C4} \\ V_{C1} = V_{in} \\ V_{C0} = V_o \\ L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \end{cases} \quad (1)$$

同理，依据图 2 所示等效工作电路可推导出其余各模态下电路方程如下：

工作模态 2 ($t_1 \sim t_2$) 和模态 4 的电路表达式：

$$\begin{cases} (L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M_1 \frac{di_{L2}}{dt}) + (L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + M_1 \frac{di_{L1}}{dt}) + 2M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + 2M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = V_{C4} + V_{in} + V_{C1} - V_o \\ (L_3 \frac{di_{L3}}{dt} + M_1 \frac{di_{L4}}{dt}) + (L_4 \frac{di_{L4}}{dt} + M_1 \frac{di_{L3}}{dt}) + 2M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + 2M_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} + V_{C3} + V_{C2} - V_o \\ V_{C0} = V_o \\ L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \end{cases} \quad (2)$$

工作模态 3 ($t_2 \sim t_3$) 电路表达式：

$$\begin{cases} (L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M_1 \frac{di_{L2}}{dt}) + (L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + M_1 \frac{di_{L1}}{dt}) + 2M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + 2M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = V_{in} + V_{C4} + V_{C1} - V_o \\ (L_3 \frac{di_{L3}}{dt} + M_1 \frac{di_{L4}}{dt}) + (L_4 \frac{di_{L4}}{dt} + M_1 \frac{di_{L3}}{dt}) + 2M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + 2M_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} + V_{C1} - V_{C3} \\ L_3 \frac{di_{L3}}{dt} + M_1 \frac{di_{L4}}{dt} + M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} \\ L_4 \frac{di_{L4}}{dt} + M_1 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} \\ V_{C0} = V_o \\ V_{C2} = V_{in} \end{cases} \quad (3)$$

2.2 变换器工作模态分析 $0.5 < D < 1$

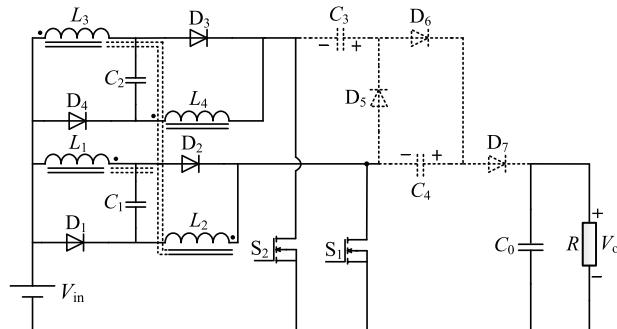
当变换器占空比为 $0.5 < D < 1$ 时，其一个工作周期的功率开关管特征及二极管的开关模态的状态特征表如下表 2 所示，各模态等效电路模型如图 4 所示。

模态 1 ($t_0 \sim t_1$) 和模态 3 ($t_2 \sim t_3$)：此模态下，开关 S_1 和开关 S_2 均导通，两个开关耦合电感单元的二极管 D_1 、 D_2 和 D_3 、 D_4 均正向导通，即此时每相开关耦合电感单元的两个电感 L_1 、 L_2 (L_3 、 L_4) 和电容 C_1 (C_2) 均工作于独立的并联冲电状态，其电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 、 i_{L4} 和电容电

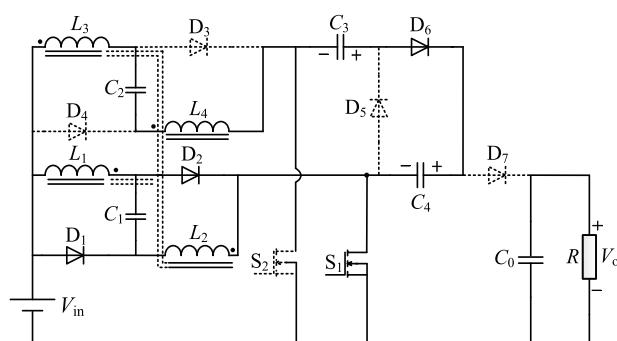
表 2 占空比为 $0.5 < D < 1$ 时功率开关及二极管通断特征表

Tab.2 Switching characteristics table of the power switch and diode when $0.5 < D < 1$

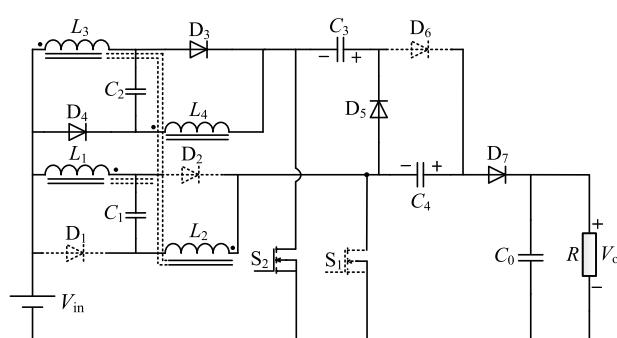
模态	S ₁	S ₂	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇
1	导通	导通	导通	导通	导通	导通	关断	关断	关断
2	导通	关断	导通	导通	关断	关断	关断	导通	关断
3	导通	导通	导通	导通	导通	导通	关断	关断	关断
4	关断	导通	关断	关断	导通	导通	导通	关断	导通



(a) 工作模态 1 和工作模态 3



(b) 工作模态 2



(c) 工作模态 4

图 4 占空比为 $0.5 < D < 1$ 时，各工作模态等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of each working mode when $0.5 < D < 1$

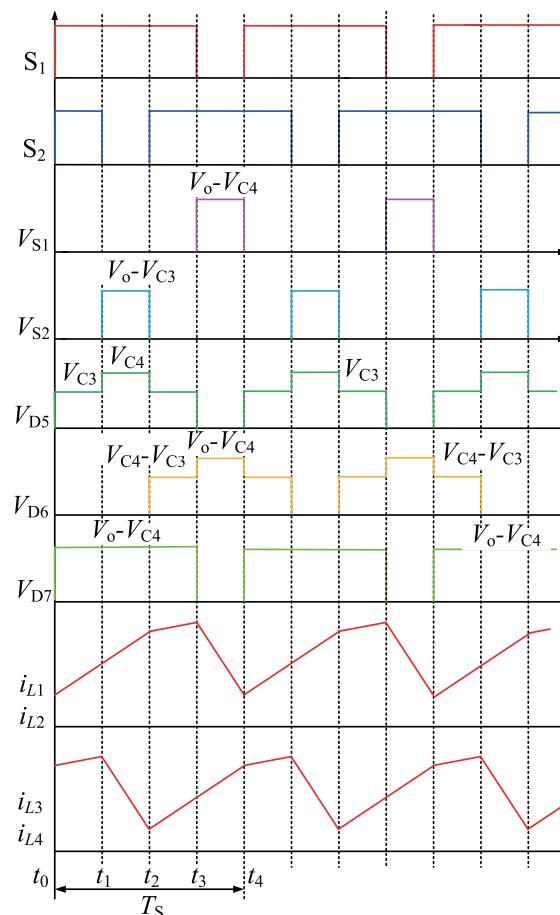


图 5 一个开关周期的主要工作波形 ($0.5 < D < 1$)

Fig.5 Main working waveforms in a switching cycle ($0.5 < D < 1$)

压 V_{C1} 、 V_{C2} 上升，因此，两相交错并联的开关耦合电感单元和开关电容网络在电路中共形成 7 个工作回路，依次为电源输入电压 V_{in} 、电感 L_3 、二极管 D_3 、开关 S_2 构成的回路 1；由电源输入电压 V_{in} 、二极管 D_4 、电感 L_4 、开关 S_2 构成的回路 2；其次，由电源输入电压 V_{in} 、二极管 D_3 、开关 S_2 构成的回路 3，在回路 1、回路 2 和回路 3 中，电感 L_3 、 L_4 和电容 C_2 处于并联充电模式；由电源的输入电压 V_{in} 、电感 L_1 、二极管 D_2 、开关

管 S_1 构成回路 4；由输入电压 V_{in} 、二极管 D_1 、电感 L_2 、开关管 S_1 构成回路 5；由电源输入电压 V_{in} 、二极管 D_1 、电容器 C_1 、二极管 D_2 、开关 S_2 构成回路 6，在回路 4、回路 5 和回路 6 中，电感 L_1 、 L_2 和电容 C_1 处于并联充电模式；最后，电容器 C_0 为负载 R 供电构成回路 7，电容电压 V_{C0} 下降；电容器 C_4 及 C_3 由于二极管 D_5 、 D_6 、 D_7 反偏关断而处于截止状态，其两端电压保持不变。依据上述分析，可推导出此模态电路表达式如下式（4）所示：

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M_1 \frac{di_{L2}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = V_{in} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + M_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = V_{in} \\ L_3 \frac{di_{L3}}{dt} + M_1 \frac{di_{L4}}{dt} + M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} \\ L_4 \frac{di_{L4}}{dt} + M_1 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} \\ V_{C0} = V_o \\ V_{C1} = V_{C2} = V_{in} \end{cases} \quad (4)$$

变换器工作在占空比为 $0.5 < D < 1$ 时，一个开关周期其余各模态的分析方法与模态 1 完全相同，故在此不再累述，图 5 给出该占空比下一个开关周期主要工作波形。

3 变换器的工作性能分析

3.1 变换器的稳态电压增益

根据上文分析，当占空比为 $0 < D < 0.5$ 时，由式（1）~（3）可以获得开关耦合电感 L_1 、 L_2 在一个开关周期的电流变化量方程：

$$\begin{cases} \Delta i_L^+ = \frac{V_{in}DT}{L + M_1 + 2M_2} \\ \Delta i_L^- = \frac{(V_o - V_{C4} - V_{C1} - V_{in})(1-D)T}{2(L + M_1 + 2M_2)} \end{cases} \quad (5)$$

同理，可以获得开关耦合电感 L_3 、 L_4 的电流增加量和减少量方程如下：

$$\begin{cases} \Delta i_L^+ = \frac{V_{in}DT}{L + M_1 + 2M_2} \\ \Delta i_L^- = \frac{(V_{C4} - V_{C3} - V_{in} - V_{C2})DT}{2(L + M_1 + 2M_2)} + \frac{(V_o - V_{in} - V_{C3} - V_{C2})(1-2D)T}{2(L + M_1 + 2M_2)} \end{cases} \quad (6)$$

根据电路伏秒平衡原理，电感电流在一个开关周期变化量之和为 0，即导通期间电感电流增量与截止期间电感

电流减少量保持一致，基于此，结合公式（1）、（3）、（5）、（6）可求得下面稳态方程：

$$\begin{cases} 2DV_{in} = (1-D)(V_o - V_{C4} - V_{C1} - V_{in}) \\ 2V_{in}D = (V_{C4} - V_{C3} - V_{in} - V_{C2})DT + (V_o - V_{in} - V_{C3} - V_{C2})(1-2D) \\ V_{C1} = V_{C2} = V_{in} \\ V_{C4} + V_{C3} = V_0 \end{cases} \quad (7)$$

化简上式（7）可得变换器占空比为 $0.5 < D < 1$ 时，电压增益为：

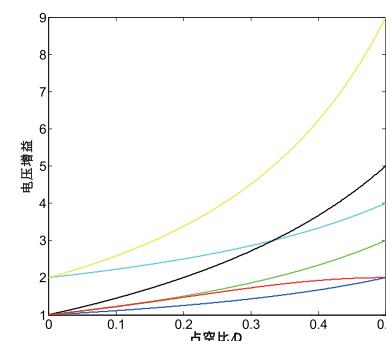
$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2+D}{(1-D)^2} \quad (8)$$

由式（8）可知，本文提出的交错并联 Boost 拓扑通过引入改进型开关耦合电感 / 电容，极大的提高了变换器电压增益，具有较大的实用价值。

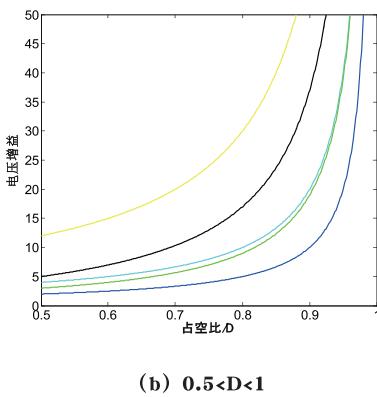
同理，可求得占空比为 $0.5 < D < 1$ 时变换器的稳态电压增益为：

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4(1+D)}{1-D} \quad (9)$$

由此可知，在占空比为 $0.5 < D < 1$ 时，本文提出的磁集成开关耦合电感交错型 Boost 变换器依然具备较强的输出电压能力，由上述增益表达式绘制出本文所述变换器与传统交错并联 Boost 变换器 CCM 模式下的增益对比如图 6 所示，图中从上往下颜色依次为黄、黑、水蓝、绿、红、蓝黑的六条曲线依次对应本文研究的高增益 Boost 变换器、文献 [11]、[12]、[13]、[14] 及文献 [15] 所提出的高增益拓扑的升压比，通过图中曲线看出本文提出的高增益变换器具有明显的电压增益优势。



(a) $0 < D < 0.5$



(b) $0.5 < D < 1$

图 6 本文提出的交错高增益变换器和传统
交错并联 Boost 变换器增益曲线对比

Fig.6 Comparison of waveforms between common
typical high gain converters and high gain
converter put forward in this paper

3.2 变换器的功率器件电压应力分析

分析上述本文提出的含单元磁耦合开关耦合电感 + 改进开关电容网络非隔离高增益变换器外特性，并结合上文图 3 中开关 S_1 及 S_2 的工作波形可知，当占空比为 $0 < D < 0.5$ 时，基于开关电容网络中电容器 C_3 和 C_4 的钳位作用，变换器在模态 2 至模态 4 区间，开关管 S_1 两端的关断电压被电容 C_1 钳位至，同理，当占空比为 $0.5 < D < 1$ 时，由于电路中引用开关电容网络，在开关管 S_2 关断时，变换器通过电容器 C_3 和 C_4 形成新的导通回路，在模态 1、模态 2 及模态 4 区间，开关 S_2 两端电压依次被钳位到、及，因此在整个开关周期，开关管电压应力被钳位到小于输出电压的值，这表明变换器在提高电压增益的情况下，同时保证了开关管具有较小的电压应力^[15]。

同理，由于开关电容网络中电容器 C_4 的钳位作用，其输出侧续流二极管 D_7 在占空比为 $0 < D < 1$ 区间，其电压应力均为，低于传统 Boost 变换器的电压应力值；此外，由于在开关耦合电感单元中加入电容器 C_1 和 C_2 ，开关电感内二极管 $D_1 \sim D_4$ 的电压应力亦得到不同程度的改善。

4 变换器电流纹波和动态响应分析

4.1 等效电感分析

本文所述变换器两相开关耦合电感参数一致，工作原理相同，因此可选取一相进行分析，又单元开关耦合电感内两个分立电感在一个开关周期工作方式完全一致，故下文仅以单元开关耦合电感的 L_1 为例进行分析。

设 v_1 、 v_2 、 v_3 、 v_4 分别为加载在四个分立电感绕组上的电压，将两相单元开关耦合电感分为两组，每组开关耦合电感内两个分立电感 L_1 、 L_2 (L_3 、 L_4) 正向耦合于一副磁芯，正向耦合互感为 M_1 ，然后两组开关耦合电感再反相耦合在一副磁芯上，反相耦合互感为 M_2 ，开关耦合电感磁耦合后，加载在变换器四个绕组上电压方程式如下式 (10) 所示：

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M_1 \frac{di_{L2}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = v_1 \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + M_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = v_2 \\ L_3 \frac{di_{L3}}{dt} + M_1 \frac{di_{L4}}{dt} + M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_3 \\ L_4 \frac{di_{L4}}{dt} + M_1 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_4 \\ L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \end{array} \right. \quad (10)$$

将式 (10) 改写成矩阵形式如下：

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M_1 & M_2 & M_2 \\ M_1 & L & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_2 & L & M_1 \\ M_2 & M_2 & M_1 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \\ di_3/dt \\ di_4/dt \end{bmatrix} = \mathbf{Z} \cdot \begin{bmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \\ di_3/dt \\ di_4/dt \end{bmatrix} \quad (11)$$

进一步化简得：

$$\begin{bmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \\ di_3/dt \\ di_4/dt \end{bmatrix} = \mathbf{Z}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中 \mathbf{Z} 为电压方程式系数矩阵， \mathbf{Z}^{-1} 为其逆矩阵。

下面针对占空比为 $0 < D < 0.5$ 时，变换器的电感 L_1 在一个开关周期内四个工作模态下的特性予以分析，其他各通道电感的分析与计算方法和 L_1 完全相同。

在模态 1 中，由图 2 (a) 等效电路和图 3 工作波形可以看出，此时开关管 S_1 导通 S_2 关断，通道 1 电感 L_1 分别与通道 2、3、4 的主电感耦合，式 (10) 中的 $v_1 = v_2 = V_{in} = V_a$ ， $v_3 = v_4 = (V_{C3} + V_{in} + V_{C2} - V_{C4})/2 = V_b$ ，结合式 (10) 联立求解公式 (10) ~ (11) 得到式 (13) 和式 (14)：

$$v_1 = \frac{[(L + M_1)^2 - 4M_2^2]}{L + M_1 + 2M_2} \frac{D}{D'} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = L_{eq1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \quad (13)$$

$$L_{eq1} = \frac{(L + M_1)^2 - 4M_2^2}{L + M_1 + 2M_2} \frac{D}{D'} = L \frac{(1 + k_1)^2 - 4k_2^2}{1 + k_1 + 2k_2} \frac{D}{D'} \quad (14)$$

式中 L_{eq1} 为该模态下等效电感，正向耦合系数 $k_1 = M_1/L$ ，反相耦合系数 $k_2 = M_2/L$ ，占空比为 D ， $D' = 1 - D$ 。

同理，可求得占空比为 $0 < D < 0.5$ 时，其余各模态下等效电感 L_{eq2} 、 L_{eq3} 、 L_{eq4} 如下：

$$L_{eq2} = L_{eq4} = L + M_1 + 2M_2 = L(1 + k_1 + 2k_2) \quad (15)$$

$$L_{eq3} = \frac{(L + M_1)^2 - 4M_2^2}{L + M_1 + 2M_2} = L \frac{(1 + k_1)^2 - 4k_2^2}{1 + k_1 + 2k_2} \quad (16)$$

4.2 电感电流纹波分析

根据图 3 和式 (5) 可得占空比为 $0 < D < 0.5$ 时，本文所提新型拓扑采用磁耦合电感和普通分立电感下， L_1 的稳态电流纹波分别为 ΔI_{L1} 和 $\Delta I'_{L1}$ ：

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in}D}{L_{eq1}f_s} \quad (17)$$

$$\Delta I'_{L1} = \frac{V_{in}D}{L_1 f_s} \quad (18)$$

该模态下，变换器采用分立电感和耦合电感下，电感 L_1 主要工作电流波形如下图 7 所示，由上文等效电感分析易知：

$$L_{eq1} > L_1 \quad (19)$$

$$\Delta I_{L1} < \Delta I'_{L1} \quad (20)$$

即采用本文所述交错并联磁集成设计，可以充分抑制电感电流纹波，减小损耗，改善电路稳态特性。

下面对通过数学方法定量分析耦合电感对稳态相电电流纹波的改善情况，联立式 (17) 和 (18) 得到耦合与非耦合情况下电感电流纹波之比表达式：

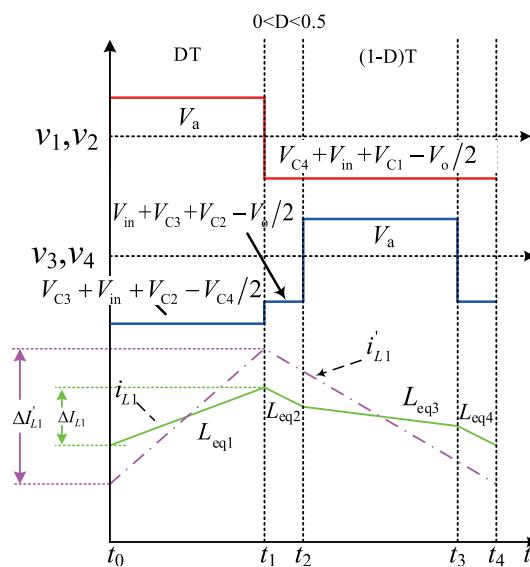


图 7 变换器的等效电感及稳态电流

Fig.7 Equivalent inductors and steady-state current of the converter

$$\frac{\Delta I_{L1}}{\Delta I'_{L1}} = \frac{L}{L_{eq1}} = \frac{1 + k_1 + 2k_2 \frac{D}{D'}}{(1 + k_1)^2 - 4k_2^2} \quad (21)$$

定义式中 L_{eq1} 为等效稳态电感 L_{ss} ，分析上文式 (13) 和 (17) 可知，为实现最大程度的抑制电流纹波，开关耦合电感单元内两个分立电感的正向耦合系数 k_1 应尽可能的大，即为全耦合，因此可设耦合系数 k_1 等于 1，而耦合系数 k_2 需满足 $0 < k_2 < 0.5$ ，化简式 (21) 得：

$$\frac{\Delta I_{L1}}{\Delta I'_{L1}} = \frac{L}{L_{eq1}} = \frac{1 + k_2 \frac{D}{D'}}{2 - 2k_2^2} \quad (22)$$

将式 (22) 绘制成下图 8 所示不同占空比下的归一化曲线，分析可知，随着占空比 D 和反相耦合系数 k_2 增大，其抑制稳态电流纹波的效果越来越好，当 $D=0.48$ ，耦合系数 k_2 接近 -0.5 时，采用耦合电感可减小电流纹波 5 倍之多。

4.3 电流动态响应分析

当变换器负载突变时，为平抑输出电压波动，并将其限制在一定的要求范围内，要求变换器具备快速响应能力，以确保输出电压的稳定。实际运行中通常做法是通过增大变换器占空比以满足控制要求。

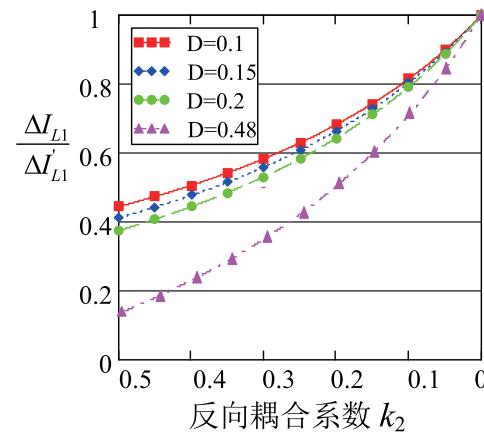


图 8 耦合与非耦合情况下电流纹波之比

Fig.8 Ratio of current ripples under coupled & non-coupled stations

当占空比增加 ΔD 时，分别采用开关耦合电感和普通分立电感下，变换器通道电感 L_1 的电流工作波形如图 9 和图 10 所示。为方便下文分析，不妨定义 $V_{in} = V_a$ ， $(V_{C3} + V_{in} + V_{C2} - V_{C4})/2 = V_b$ ， $(V_{C4} + V_{in} + V_{C1} - V_o)/2 = V_c$ ，结合图 9 和图 10 工作波形分析可知，分立电感和磁耦合电感下 L_1 的电流暂态增量 $\Delta I'_{L1}$ 和 ΔI_{L1} 分别为：

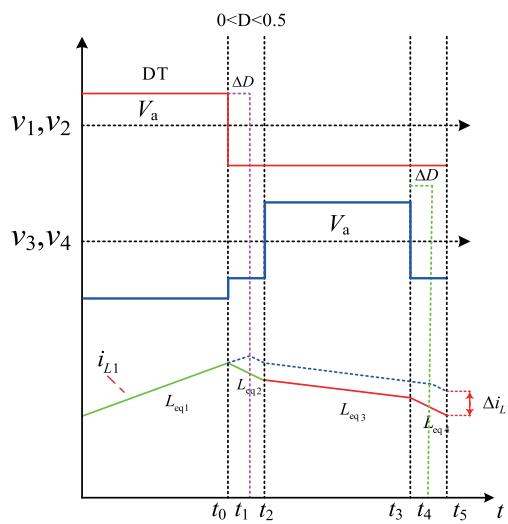


图 9 耦合电感暂态电流工作波形

Fig.9 Transient current of coupled inductors

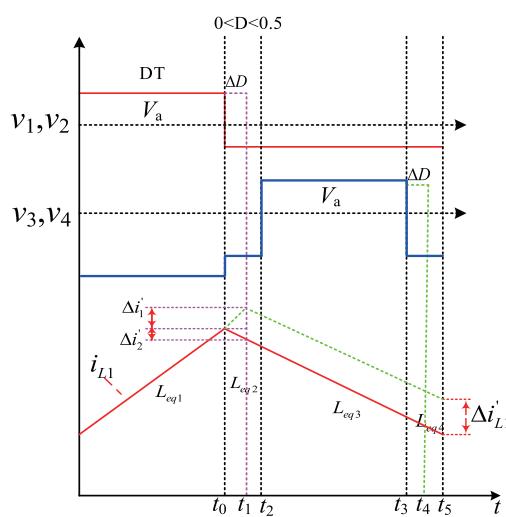


图 10 分立电感暂态电流工作波形

Fig.10 Transient current of discrete inductors

$$\Delta i_{L1}^j = \Delta i_1^j - \Delta i_2^j = \frac{(V_a - V_c) \Delta D}{L f_s} = \frac{(V_o - V_{c4}) \Delta D}{L f_s} = \frac{V_{c3} \cdot \Delta D}{L f_s} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{L1} &= \sum_{j=1}^{j=5} \Delta i_{L1j} = \Delta i_{L11} + \Delta i_{L14} \\ &= \left(\frac{V_a}{L_{eq1}} - \frac{V_c}{L_{eq2}} \right) \frac{\Delta D}{f_s} + \left(\frac{V_c}{L_{eq3}} - \frac{V_c}{L_{eq4}} \right) \frac{\Delta D}{f_s} = \frac{V_{c3} \cdot \Delta D}{L_{eq2} \cdot f_s} \end{aligned} \quad (24)$$

定义式中 L_{eq2} 为等效暂态电感 L_{tr} , 联立式(23)和(24)可得变换器在开关耦合电感与普通分立电感下的相电流暂

态增量之比为 :

$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta i_{L1}^j} = \frac{L}{L_{eq2}} = \frac{1}{1+k_1+2k_2} = \frac{1}{2+2k_2} \quad (25)$$

由上文稳态特征分析可知, 式(25)中耦合系统 k_1 依然取值为 1, 耦合系数 k_2 需满足 $0 < k_2 < 0.5$, 将上式(25)绘制成下图 11 所示的不同占空比下的归一化曲线, 分析易知, 本文所示交错控制的变换器采用开关耦合电感设计可极大的改善暂态电流响应速度, 并且相电流动态响应速度的提高程度与占空比 D 和反相耦合深度呈正相关, 即占空比 D 取值越接近 0.5, 耦合系数 k_2 取值越接近 0.5 时, 暂态响应速度改善效果越显著。

同理, 变换器总输出暂态电流增量为各相电感电流的增量之和, 因此, 开关耦合电感与普通分立电感下的总输出电流暂态增量之比与相电流暂态增量之比一致, 此处不再赘述。

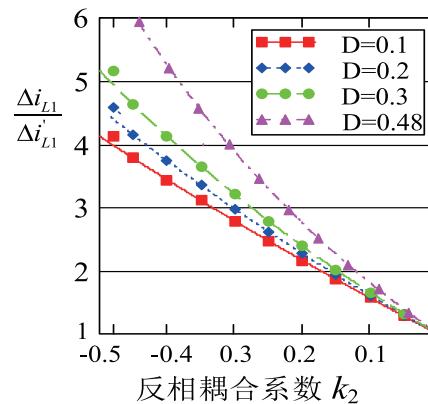


图 11 耦合与非耦合情况下动态相电感电流增量之比

Fig.11 Ratio of dynamic current increment under coupled and uncoupled stations

4.4 最佳耦合系数分析

分析上式(17)和(24), 本文所述两相交错变换器采用开关耦合电感设计时, 其等效电感较之分立开关电感产生较大差异, 即其稳态电感和暂态电感分别为两个不同的等效值, 因此可实现抑制电感电流纹波或提高电流暂态增量, 并且稳态和动态性能的改善效果均与反相耦合系数 k_2 和占空比 D 密切相关, 那么, 是否可以通过合理设计耦合电感达到既改善电感电流纹波脉动, 同时提高暂态响应速度的目的呢? 下文就如何实现该目的进行详细分析。

结合上文(22)和(24)可知, 若要达到同时改善稳态纹波和动态特性的设计目的, 其反相耦合系数的选取准则应满足如下方程:

$$\begin{cases} \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta I'_{L1}} = \frac{L}{L_{eq1}} = \frac{1+k_2 \frac{D}{D'}}{2-2k_2^2} < 1 \\ \frac{\Delta i}{\Delta i'} = \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta i'_{L1}} = \frac{L}{L_{eq2}} = \frac{1}{2+2k_2} > 1 \end{cases} \quad (26)$$

于是可得：

$$\begin{cases} \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta I'_{L1}} = \frac{1+(1+2\frac{D}{D'})k_2}{1-k_2} \frac{\Delta i}{\Delta i'} > 1 \\ k < \frac{1-\frac{\Delta i}{\Delta i'}}{1+(1+2\frac{D}{D'})\frac{\Delta i}{\Delta i'}} , \frac{\Delta i}{\Delta i'} > 1 \end{cases} \quad (27)$$

将上式 (27) 所示的耦合系数设计准则表达式绘制成不同占空比下的二维曲线，如下图 12 所示，分析图中各占空比下的曲线可知，在曲线下方阴影区域内，可达到同步改善电感电流纹波和动态电流响应的设计目标，即本文所述开关耦合电感变换器可通过合理设计耦合系数，实现总输出电流的高动态响应和电感电流的低纹波特性。

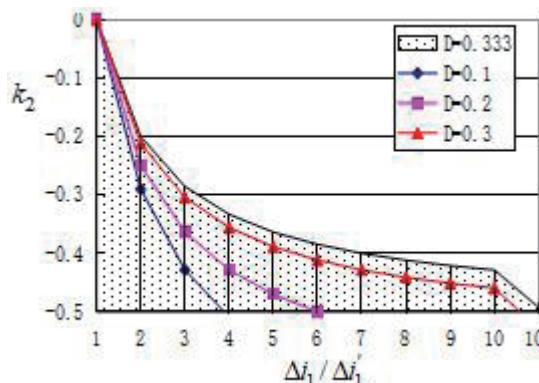


图 12 耦合系数与设计准则的归一化示意图

Fig.12 Normalization diagram of coupling coefficient and design criteria

下面定量化的分析稳态纹波特性和动态响应速度特性之间的约束关系。根据式 (27) 所示设计准则，分别以耦合与非耦合情况下，相电感电流纹波比值、总输出电流响应速度比值和耦合系数 k_2 为因变量，绘制 $D=0.1$ 时的三维曲面特征如图 13 所示，分析可知，在纵坐标小于 1 的区域内，既提高输出电流的动态响应特性，又能减小稳态相电流纹波，因此，在设计本文所述变换器的开关耦合电感时，可以根据工作占空比 D 、稳态相电流纹波和动态电流响应速度的技术指标，合理地设计耦合系数 k_2 ，使变换器满足设计要求。

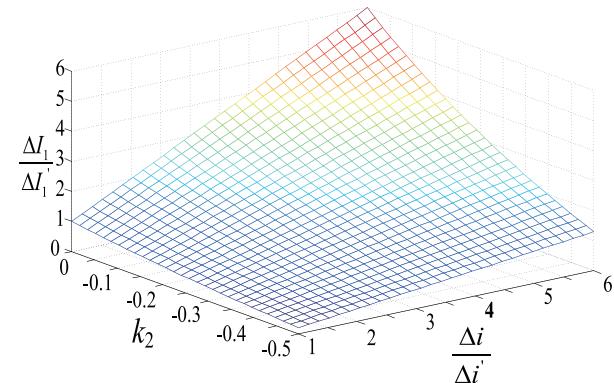


图 13 $D=0.1$ 时，电感电流纹波、总输出

电流响应速度与耦合系数的关系
Fig.13 Relationship between current ripple, total output current response speed and coupling coefficient when $D=0.1$

5 耦合电感器设计

本文采用阵列式集成磁件设计耦合电感器，其结构及绕制方式如图 14 所示，由上文分析可知，正向耦合系数 k_1 越大，电感电流的脉动越小，变换器稳态性能越好，因此设计正向耦合的电感 L_1 和 L_2 (L_3 和 L_4) 位于磁芯 1#，2# (磁芯 2#, 3#) 上，以使其正向耦合度最大。通过调节 1#, 3# 磁芯的气隙大小来调节电感反相耦合度来达到设计要求。另外，考虑到磁芯存在高频时饱和问题，可选择饱和磁通密度较高的磁芯构造边柱 1# 和 3#，或直接在边柱磁芯上开适当的气隙^[16]。

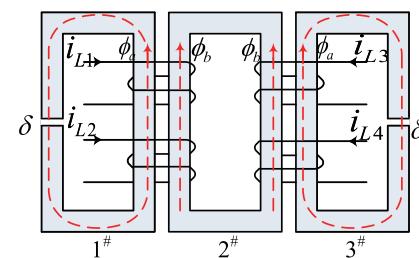


图 14 采用 U 型单元磁芯的阵列式集成开关耦合电感结构

Fig.14 Structure of U array magnetic integration coupling inductor

设 1#, 3# 磁心磁阻为 R_a ，2# 磁心磁阻为 R_b ，电感的匝数为 N 。在忽略漏磁通的情况下，利用磁路—电路对偶变换法得到下式：

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = N^2 \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} \right) \quad (28)$$

$$M_{12} = M_{34} = N^2 \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} \right) \quad (29)$$

$$k_1 = 1 \quad (30)$$

$$M_{13} = M_{23} = M_{14} = M_{24} = \frac{N^2}{R_b} \quad (31)$$

则反相耦合系数 k_2 为：

$$k_2 = -\frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (32)$$

联立上式得：

$$L_{tr} = \frac{N^2}{R_a} \quad (33)$$

式 (33) 表明，等效暂态电感 L_{tr} 仅与 1# 和 3# 磁芯的磁阻 R_a 有关系。

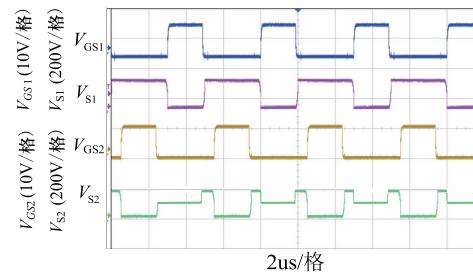
6 实验

设计一台 5000W 的实验样机进行验证分析，参数如下：输入电压 $V_{in}=50\sim100V$ ，非磁集开关耦合电感 $L_1=L_2=L_3=L_4=15\mu H$ ， $C_1=C_2=470\mu F$ ， $C_3=500\mu F$ ， $C_4=300\mu F$ ， $C_0=220\mu F$ 。通过控制占空比输出电压 $V_o = 670V$ ，图 15 所示为实验室研制变换器样机实物，样机采用两相开关耦合电感变换器并联且交错控制，并进行同步均流控制处理。根据设计参数，每相 Boost 单元的功率为 2500W，即每相 Boost 单元内开关电感的电流为 25A，测试变换器开关频率为 200kHz 时主要工作波形如下图 16 所示。

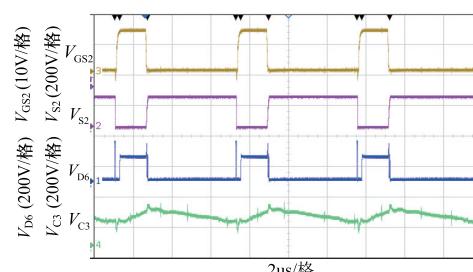


图 15 样机 PCB 实物及实验平台

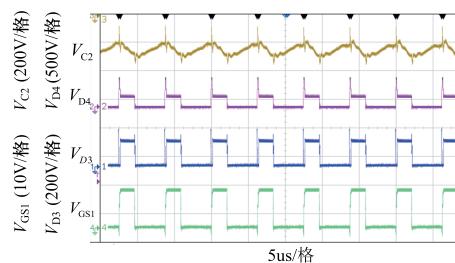
Fig.15 Prototype of PCB and the experimental system



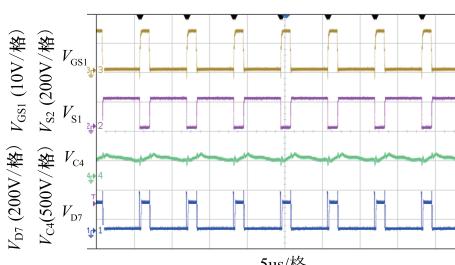
(a) 开关 S_1 及 S_2 的驱动和电压应力波形



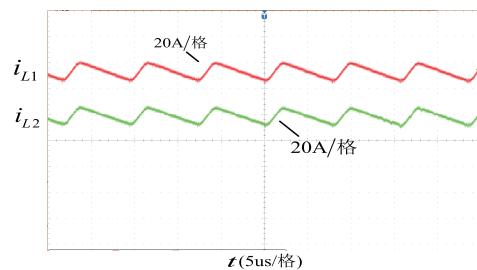
(b) S_2 的驱动和电压应力、二极管 D_6 和电容 C_3 电压波形



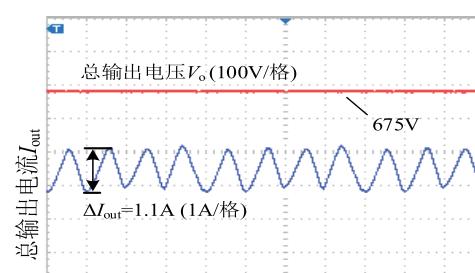
(c) S_1 的驱动，二极管 D_3 、 D_4 电压、电容 C_2 电压波形



(d) S_1 驱动及电压、 D_7 电压波形、电容器 C_4 电压波形



(e) 第一相开关电感的电流波形（非磁集成）



(f) 总输出稳态电压和电流

图 16 变换器主要稳态实验波形

Fig.16 Experimental waveforms of the converter

分析图 16 波形可知，开关耦合电感技术和开关电容的采用，极大提高了变换器的电压增益，且降低了主要开关器件的电压应力，如开关管 S_1 漏源极间的电压应力被钳位至 $V_o - V_{C1}$ ，约为 210V，尚不足输出电压的 $1/3$ ；开关管 S_2 漏源两端电压在一个开关周期内依次被钳位到 $V_{C4} - V_{C3}$ 、 $V_o - V_{C3}$ 及 $V_o - V_{C3}$ ，即电压波形呈“凹”型，其电压最大值为 190V；二极管 D_7 的电压应力约为 200V，均远低于传统 Boost 变换器的电压应力值 V_o ；拓扑中开关电容 C_3 和 C_4 除了钳位功能，还有实现变换器高增益电压输出的作用，因此电容电压应保持保定，由图中电容电压波形和数值可知，实验结果和理论分析高度一致，即设计变换器时可以优先选择低耐压等级和低通态电阻的开关器件，因此本文所述拓扑具备较大的实用价值，易于工程化和推广^[17]。

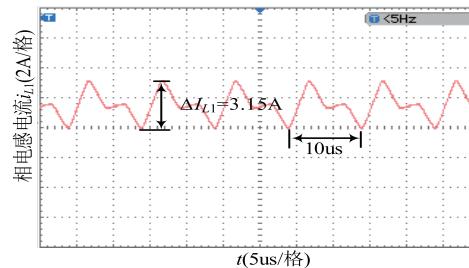
下面验证本文所述变换器采用耦合电感器时，所具备的相电感电流的稳态及暂态优势，本文选择铁氧体磁芯采用平面阵列式集成方式，依上文耦合电感设计准则绕制耦合电感器，表 3 所示为电感开路实测参数。测试变换器开关频率为 100kHz，占空比 $D=0.25$ ，采用耦合电感与独立电感两种情况下，稳态相电感电流波形如图 17 所示，变换器在分立电感和耦合电感下纹波电流分别为 3.15A 和

14.5A，其纹波之比与理论分析几乎一致，考虑系统及测量误差，可证明理论分析的正确性及实际可行性^[18]。

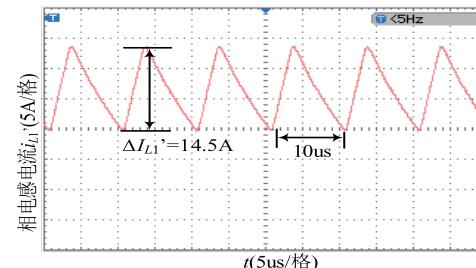
表 3 椅合电感实测数据

Tab.3 Experimental data of the coupling inductors

参数名称	数值	参数名称	数值
k_1	0.98	$L_1/\mu\text{H}$	15
k_1	-0.5	$L_2/\mu\text{H}$	15
L_{ss}/mH	0.0394	$L_3/\mu\text{H}$	15
L_{tr}/mH	0.0152	$L_4/\mu\text{H}$	15



(a) 采用磁耦合开关耦合电感时 L_1 的稳态电流波形



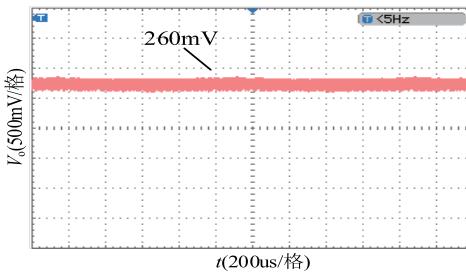
(b) 采用分立开关耦合电感时 L_1 的稳态电流波形

图 17 椅合开关耦合电感和分立开关耦合电感稳态相电流纹波对比实验

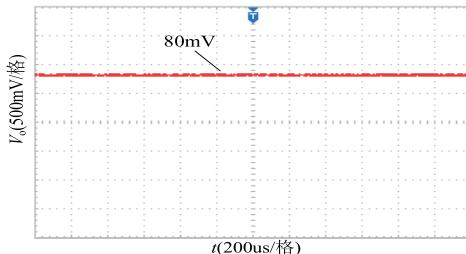
Fig.17 Current ripple waveforms when using coupled inductors and discrete inductors respectively

图 18 所示为采用开关耦合电感和普通分立电感时，输出电压纹波的差异，可知拓扑采用交错并联磁集成技术同样降低了电压纹波。

同理，再测试采用开关磁耦合电感和普通分立电感（相同感值），当 $\Delta D=0.05$ 时，其相电流动态输出增量波形和总输出电流动态增量波形分别如图 19 和 20 所示，图中相电流增量 $\Delta i_{L1}=6.49\text{A}$ ， $\Delta i'_{L1}=1.24\text{A}$ ，与上文理论分析几乎一致，误差小于 5%，且总输出电流增量为各相电感电流增量之和，可验证理论的正确性，即变换器在上述耦合电感的设计准则下，可改善相电感电流纹波，并兼顾提高暂态响应速度^[19]。



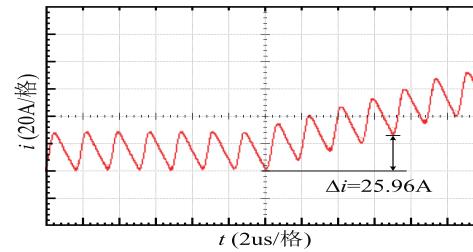
(a) 分立开关耦合电感



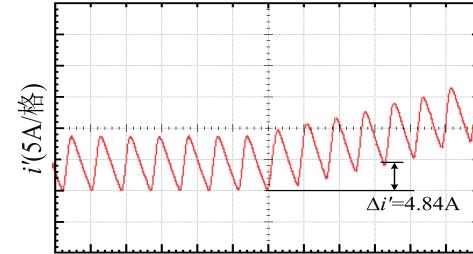
(b) 耦合开关耦合电感

图 18 耦合开关耦合电感和分立开关耦合电感稳态总输出电压纹波对比实验

Fig.18 Comparison of output voltage of coupling modes and uncoupling mode



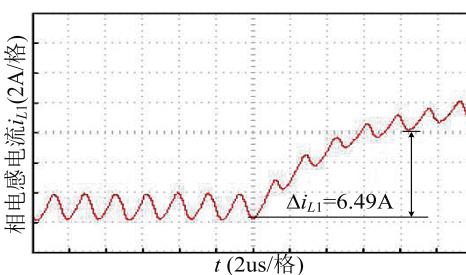
(a) 采用开关磁耦合电感时总输出电流增量波形



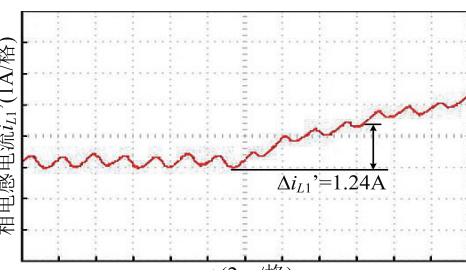
(b) 不采用开关磁耦合电感时总输出电流增量波形

图 20 变换器采用开关磁耦合电感器和不采用开关电感器时的总输出电流增量波形

Fig.20 Transient currents waveform in converter with/without coupled inductors



(a) 采用开关磁耦合电感时 L_1 的电流增量波形



(b) 不采用开关磁耦合电感时 L_1 的电流增量波形

图 19 $\Delta D=0.05$, 耦合开关耦合电感和分立开关耦合电感的总输出电流暂态实验

Fig.19 Transient currents waveform of converter with/without coupled inductors

最后，绘制分别采用开关磁耦合电感器和普通分立开关电感器时，变换器全功率段的效率曲线如下图 21 所示，可知采用耦合电感时，其转换效率始终高于非耦合电感的情况，这主要是因为：通相互抵消，改善 EMI 特性，减小磁芯涡流损耗^[19-20]；而采用多本文所述变换器将开关耦合电感反相磁集成设计，可以使各相之间反向磁幅平面磁芯阵列式设计集成电感可增加散热面积，消除磁芯局部热点，有利于减小磁芯热损耗^[21-23]；最重要的是，本文采用的交错并联反相磁集成设计使得变换器的电感电流纹波非常低，可大幅改善损耗情况，进而提高转换效率。

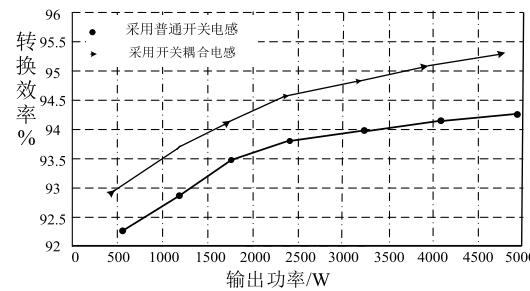


图 21 效率对比曲线

Fig.21 Efficiency contrast curve

7 总结

针对可再生能源发电系统对高增益、高效率和高功率密度变换器的特殊需求，本文通过拓扑功率重构和组合演化，提出一种新型含开关耦合电感的高增益、低纹波和高动态响应的非隔离两相交错并联型 Boost 变换器，通过理论推导和实验验证，该拓扑较具有如下优点：

(1) 新拓扑具备极高的升压变比。得益于引入开关耦合电感倍压增益单元和准开关电容，该新型拓扑具有非极限占空比下输出极高电压变比的能力，非常适合光伏电池、燃料电池发电等需要宽输入、高增益变换器的场合。

(2) 由于开关电容单元的钳位作用，新拓扑的开关管和二极管均具有低电压应力的特性，因此设计变换器时可优先选择低电压等级的器件，具有一定的成本优势。

(3) 提出了利用平面阵列化集成磁技术，将单元开关电感中分立电感绕制在一副或多幅磁芯，集成辐射开关耦合电感，并结合交错控制，实现了降低电流纹波，改善动态响应特性，阵列式耦合电感还可以消除局部热点和无源损耗，提高了变换器的功率密度和转换效率。

(4) 推导了多通道开关耦合电感倍压增益单元的稳态和暂态等效电感方程，给出交错并联反相开关耦合电感的通用设计准则。

参考文献

- [1] Y. Jiao, F. L. Luo, and B. K. Bose. Voltage-lift split-inductortypeboost converters[J]. IET Power Electron., 2011, 2011, 4(4): 353–362.
- [2] Axelrod, Y. Berkovich , and A. Ioinovici. Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters [J]. IEEE Transactions on Circuits Syster, 2008, 55(2): 687–696.
- [3] Yu Wensong, Qian Hao, Lai J S. Design of high-efficiency bidirectional DC-DC converter and high-precision efficiency measurement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(3): 650–658.
- [4] Pan Chingtsai, Lai Chingming. A high efficiency high step-up converter with low switch voltage stress for fuel cell system applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics , 2017, 64(6): 1998–2006.
- [5] Palma L, Todorovic M H, Enjeti P. A high gain Transformer-less DC-DC converter for fuel-cell applications[C]. Power Electronics Specialists Conference 2015. 2514–2520.
- [6] Yang Lungsheng, Liang Tsorngjuu, Chen Jiannfuh. Transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 3144–3152.
- [7] Thounthong P, Sethakul P, Davit B. Modified 4 phase interleaved fuel cell converter for high-power high-voltage applications[C]. IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009: 1–6.
- [8] Huang B, Sadli I, Martin J P, et al. Design of a high power high step-up non-isolated DC-DC converter for fuel cell applications[C]. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2016: 1–6.
- [9] 王挺, 汤雨, 何耀华, 付东进. 多单元开关耦合电感 / 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.
WANGTing, TANGYu, HE Yaohua, FU Jindong. Multi-cell converter switch active inductor/switch capacitance network. [J] proceedings of the csee, 2014, (6) : 832–838.
- [10] Wong P, Xu p, Yang B, et al. Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2016, 26(4): 499–507.
- [11] Wensong Yu, Chris Hutchens, Jih-Sheng Lai, et al. High efficiency converter with charge pump and coupled inductor for wide input photovoltaic AC module applications[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009, 3895–3900.
- [12] Boris Axelrod, Yefim Berkovich, Adrian Oinovici. Switched-capacitor/switched-inductor structure for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converter [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2008, 55(2): 687–696.
- [13] Roberto Giral, Luis Maritnez-Salamero. Switched capacitor interleaved dual-Boost regulator with sliding mode control[C]. Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998: 1523–1528.
- [14] Rosas-Caro, Ramirez, Garcia-Vite. Novel DC-DC multilevel Boost converter[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008: 2146–2156.
- [15] 李洪珠, 杨玉岗, 荣德生, 等. 应用于四相电压调整模块的阵列式集成磁件 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(8) : 77–83.
Li Hongzhu, Yang Yugang, Rong Desheng, et al. Array Integrated Magnetics Applied to 4-Phase

- Voltage Regulator Module [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(18) : 77-83.
- [16] L huber, M M Jovanovic. A design approach for server power supplies for networking[C]. Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, 2000: 1163-1169.
- [17] 郭瑞, 王磊, 杨玉岗, 等. 一种多相交错并联磁耦合双向直流变换器效率优化策略 [J]. 电工电能新技术, 2016, 35(9):48-54.
Guo Rui, Wang Lei, Yang Yugang, et al. Research on Light-load efficiency of bidirectional DC-DC converter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2016, 35 (9) : 48-54.
- [18] 郭瑞, 王磊. 混合储能系统六通道双向 DC-DC 变换器耦合电感研究 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(1): 117-128.
Guo Rui, Wang Lei. Research on coupled inductors of 6-phase Bi-directional DC-DC Converters for Hybrid Energy Storage System [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(1): 117-128.
- [19] 王磊, 郭瑞, 荣德生, 等. 微电网磁耦合双向直流变换器控制策略 [J]. 电力电子技术, 2016, 50 (8) : 1-4.
Wang Lei, Guo Rui, Rong Desheng, et al. Control Strategy of Magnetic Coupled Bi-directional DC Converter for Microgrid[J]. Power Electronics, 2016, 50 (8) : 1-4.
- [20] 郭瑞, 王磊, 杨玉岗. 一种新型单元耦合阵列化可变耦合度集成磁件的研究及应用 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18):5009-5020.
Guo Rui, Wang Lei, Yang Yugang. Researches and Applications of A new Variable Coupling-degree Array Integrated Magnetics [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18):5009-5020.
- [21] 陈东, 王磊, 赵君君, 等. 基于改进平均电流控制的交错型磁耦合 DC-DC 变换器研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(24) : 58-65.
Chen Dong, Wang Lei, Zhao Junjun, et al. Research of staggered parallel magnetic DC-DC converters based on improved average current control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(24) : 58-65.
- [22] 李洪珠, 康壮, 齐庆杰, 等. 应用于多相电压调节器的单元耦合与矩阵组合的阵列式集成电感 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(16) : 223-232.
Li Hongzhu, Kang Zhuang, Qi Qingjie, et al. Array Integrated Inductor with Unit Coupling and Matrix Combination Used in Multiphase Voltage Regulator Module[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(16) : 223-232.

上接151页

(4) 功率因数将比常规功率因数校正电路差, 但可以满足谐波限制的要求。

(5) 输入电流是连续的, EMC 相对容易通过。

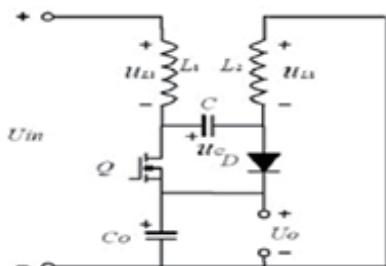


图 6 新型 CUK 变换器

过电流 / 短路保护;可以选用低耐压器件, 具有更好的性能;后级 DC-DC 变换器无需过电流 / 短路保护, 开关管可以工作在固定占空比模式。如果能用变形 CUK 实现功率因数校正实验的话, 效率会比降压型功率因数校正会高 1~2 个百分点, 而且 EMC 容易通过。

参考文献

- [1] EN61000-3-2 Edition 2.2:Limits For Harmonic Current Emissions, 2004.
- [2] 徐德鸿, 李睿, 刘昌金. 现代整流器技术: 有源功率因数校正技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.
- [3] “UCC29910: Buck PFC PWM Controller,” UCC29910 Datasheet, Texas Instruments, 2010.
- [4] L. Huber, L. Gang, and M. Jovanovic, “Design Oriented Analysis and Performance Evaluation of Buck PFC Front-End,” IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. Feb. 2009.

5 小结

功率因数校正只要满足 IEC1000-3-2 标准即可, 并不一定将输入电流波形校正成为理想正弦波。降压型功率因数校正在满足相关标准条件下具有很多优势: 可以实现