第 40 卷　第 22 期　2016 年 11 月 25 日
DOI：10.7500/AEPS20150913006
电力系统自动化
Automation of Electric Power Systems
Vol.40 No.22 Nov.25，2016

基于耦合电感的输入电流连续型高增益准 Z 源逆变器

吴冬春[1]，吴云亚[1]，阚加荣[1]，李林林[2]，汤　雨[2]，顾君宇[3]
（1. 盐城工学院电气工程学院，江苏省盐城市 224051；
2. 江苏省新能源发电与电能变换重点实验室（南京航空航天大学），江苏省南京市 210016；
3. 合肥工业大学电气与自动化工程学院，安徽省合肥市 230601）

摘要：基于耦合电感的输入电流连续的高增益准 Z 源逆变器（CL-qZSI），继承了传统 Z 源逆变器的优点，未增加无源器件数量，可获得更高的升压比；针对 CL-qZSI，介绍了该类逆变器的拓扑推衍及其工作原理，在二极管及电容电压应力、匝比和直通占空比对升压因子的影响及耦合电感体积方面做了详细的比较，对比分析了该类逆变器各拓扑的性能。针对实验室原理样机的实验结果证明了该原理的正确性。

关键词：耦合电感；Z 源逆变器；高增益；输入电流连续

0　引言

传统的 Z 源逆变器通过一个 X 形 LC 网络将逆变侧与电源耦合起来，利用同一桥臂上开关管的直通来实现升压，由于桥臂直通变成了逆变器的一个正常工作状态，因而可以避免由 EMI 引起的开关误动作给系统造成的损害[1]。在新能源发电系统中，Z 源逆变器因宽范围的输入电压、单级变换、可靠性高等优点成为研究的热点之一[2-6]。

但是在传统的 Z 源逆变器 Z 源网络中，电容电压应力大，启动冲击大，直通占空比和调制度相互制约，限制了实际的升压能力。文献[7]提出了一种改进型 Z 源逆变器，通过改变 Z 源网络、逆变桥和输入电压源的位置，减小了 Z 源网络中电容电压的应力，解决了 Z 源逆变器启动冲击大的问题。文献[8]提出了一类准 Z 源逆变器，准 Z 源逆变器实现了输入电流连续，具有电容电压应力小，逆变桥和电源共地等优点。改进型 Z 源逆变器和准 Z 源逆变器虽然在一定程度上提升了 Z 源逆变器的性能，但是，这两种电路的改进都仅仅是通过改变拓扑中元件位置实现的，实际获得的电压增益大小和传统的 Z 源逆变器一致，在 Z 源课题的研究方面，如何在继承 Z 源电路优点的基础上，获得更高的增益成为研究的难题之一。

收稿日期：2015-09-13；修回日期：2016-02-06。
上网日期：2016-08-24。
国家自然科学基金资助项目（51577164）。

在已有相关研究中，进一步提升 Z 源逆变器的增益主要有三种实现方式：①借鉴 DC/DC 变换器中高增益单元，如开关电感、开关电容等，将这些高增益单元运用到 Z 源网络以获取高增益[9-11]；②采用级联方式，通过多个 Z 源网络的串并联提高电路的升压特性[12-13]；③采用耦合电感或隔离变压器以进一步提高增益。采用方式①②实现高增益时，因为增加了额外的无源器件，一方面使系统的体积重量增大，成本提高，加大了系统的集成难度；另一方面，多个无源器件也使系统的阶数提高，系统更加复杂，控制起来更加繁琐，因而当前的主要研究热点都集中在利用耦合电感获得高增益的思路上[14-19]。

文献[15]提出了一类基于不对称 LC 网络变换的电压型 Z 源逆变器——T-source 逆变器，通过引入紧耦合的耦合电感，改变传统的 Z 源 LC 对称网络，用更少的无源器件，获得了更高增益；当要求的升压比较大时，T-source 逆变器采用的耦合电感体积较大，并且 T-source 逆变器的输入电流不连续，在新能源如光伏、燃料电池等场合的应用受到限制。文献[16]在 T-source 逆变器的基础上，提出了一种通过改变耦合电感位置以实现升压的 Γ-source 逆变器，该变换器的最大的优点是在实现升压时，耦合电感的原副边匝比越靠近 1 时，获得升压比越大，因而可以减小变压器的体积和重量，但是 Γ-source 逆变器的输入电流依然不连续。

基于准 Z 源拓扑的方案能够带来输入电流的连续。文献[17]提出了将输入电流连续的准 Z 源

逆变器的直流电感耦合以获得更大增益的方法，该逆变器的优点是在保持 Z 源电路主要特性的同时，当耦合电感原副边匝比大于 1 时，可获得更高的升压比。在获得相同的交流输出电压时，该类逆变器所需要的桥臂直通时间更短，降低了直通时的开关管损耗。文献[18]提出了两种新型的 LCCT Z-source 逆变器，LCCT Z-source 逆变器引入了更多的元器件，可实现输入电流的连续，延长电源的使用寿命。在相同匝比的情况下，该逆变器可获得较 Z 源逆变器或 T-Source 逆变器更高的升压比，因而具有一定的优越性。文献[19]提出了部分基于耦合电感的 Z 源逆变器，给出了基本的工作原理，但没有罗列出该类逆变器所有可能的电路，没有给出这类电路的比较分析。

文献[17-19]虽然研究的都是基于耦合电感的准 Z 源电路，但是都仅仅是对某一种或几种拓扑的介绍，没有系统的推衍该类拓扑的实现方案，同时缺乏对不同拓扑的对比分析结论。事实上，从电路结构和系统层面来看，现有不同拓扑的实现方案之间存在着内在的联系和一致性，本文致力于揭示不同耦合电感准 Z 源逆变器拓扑的内容规律性，从电路结构出发，根据耦合电感在 Z 源电路中所处位置的不同，推衍出一族耦合电感准 Z 源逆变器(coupled inductor based quasi-Z-source inverter，CL-qZSI)的所有拓扑方案，并详细对比分析了不同拓扑的性能。

本文首先推衍得到了 CL-qZSI 拓扑族，分析了这类电路的工作原理，给出了该类逆变器各拓扑的性能比较，包括二极管及电容电压应力比较、匝比和直通占空比对升压因子的影响及耦合电感体积比较，通过仿真和实验了验证 CL-qZSI 的工作原理，最后通过对比总结了 CL-qZSI 拓扑族的性能。

1　CL-qZSI 拓扑族推衍及工作原理

1.1　CL-qZSI 拓扑族推衍

传统的 Z 源逆变器输入电流不连续，因而其在新能源场合如光伏电池、燃料电池中的应用受到限制。为延长光伏电池、燃料电池的寿命，要求输入电流纹波小，因而，对传统 Z 源逆变器进行变换，得到如图 1 所示的准 Z 源逆变器，输入电压源直接与 Z 源电感串联。

与传统 Z 源逆变器相比，准 Z 源逆变器实现了输入电流连续，降低了 Z 源网络中一个电容的电压应力，但是，它并没有获得比传统 Z 源逆变器更高的升压能力。在输入电流连续的情况下，即在输入电压源与电感 L1 串联的条件下，将 LC 网络中的电感 L2 用耦合电感来代替，通过耦合电感的性质，可获得比传统 Z 源逆变器更高的升压比。根据耦合电感在拓扑中可能处在的位置分类，可得到 CL-qZSI 拓扑类，耦合电感可分别位于图 1 支路①—⑤中，选取其中任意两个支路，作为耦合电感的原副边支路，则共有 $C_5^2=10$ 种拓扑，如图 2 所示。其中拓扑 CL-qZSI(i)，CL-qZSI(j)在桥臂直通或二极管 D1 导通时，Z 源网络中电容存在短路故障，故排除此两种拓扑，因此 CL-qZSI 共有八种拓扑。

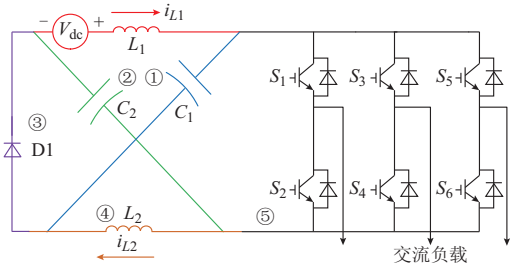


图 1　准 Z 源逆变器
Fig.1　Quasi-Z-source inverter

1.2　CL-qZSI 的工作原理

与 Z 源逆变器工作原理类似，CL-qZSI 可分为直通和非直通两种状态。下面以图 2(e)所示 CL-qZSI(e)为例，分析其工作原理。设输入电压为 V_{dc}，逆变器开关周期为 T_s，直通占空比为 D_{sh}。

当电路工作在桥臂直通状态时，二极管 D1 开路，等效电路图如图 3(a)所示，则：

$$\begin{cases} V_{dc}+v_{C2}+v_{L2_shoot}=v_{L1_shoot} \\ v_{L3_shoot}=v_{C1} \end{cases} \tag{1}$$

当电路工作在非直通状态时，二极管 D1 导通，直流链侧可等效为一个电流源[19]，等效电路如图 3(b)所示，可得：

$$\begin{cases} V_{dc}=v_{L1_nonshoot}+v_{C1} \\ v_{L3_nonshoot}+v_{L2_nonshoot}+v_{C2}=0 \end{cases} \tag{2}$$

设耦合电感 L_2，L_3 的匝比为 n，则电压关系满足：

$$\frac{v_{L2}}{v_{L3}}=n \tag{3}$$

根据稳态时单个开关周期内 L_1，L_2，L_3 满足伏秒平衡，联立式(1)—式(3)可得：

$$\begin{cases} v_{C1}=\dfrac{1-D_{sh}}{1-(2+n)D_{sh}}V_{dc} \\ v_{C2}=\dfrac{(1+n)D_{sh}}{1-(2+n)D_{sh}}V_{dc} \end{cases} \tag{4}$$

直流链峰值电压可表示为：

$$\hat{v}_i=\frac{1}{1-(2+n)D_{sh}}V_{dc}=BV_{dc} \tag{5}$$

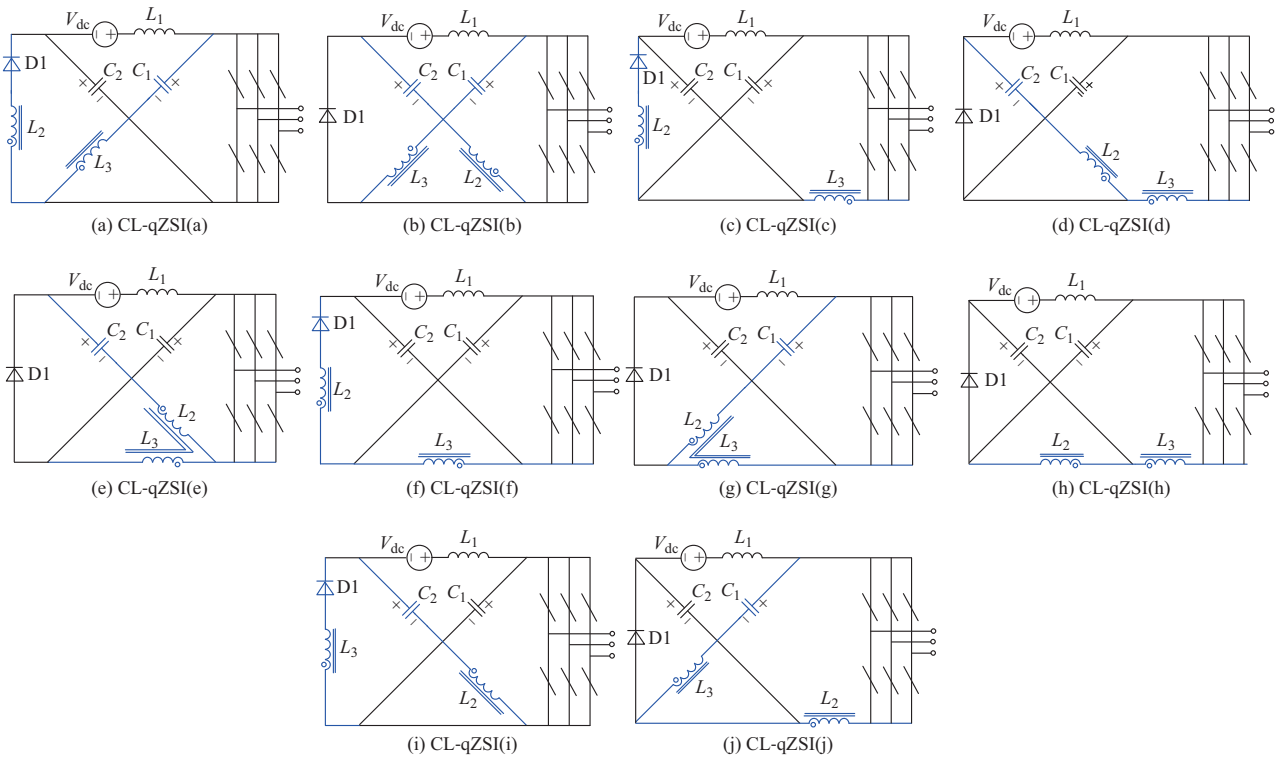


图 2　CL-qZSI 拓扑
Fig.2　CL-qZSI topologies

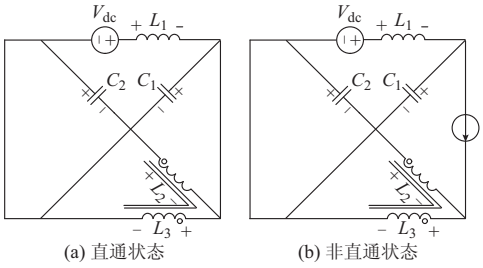


图 3　CL-qZSI(e)等效电路图
Fig.3　Equivalent circuit of CL-qZSI(e)

输出相电压峰值可表示为：

$$\hat{v}_o=\frac{1}{2}M\hat{v}_i=\frac{1}{2}MBV_{dc} \tag{6}$$

$$B=\frac{1}{1-(2+n)D_{sh}} \tag{7}$$

式中：B 为升压因子；M 为调制度。

其他的 CL-qZSI 电路的工作原理与之类似，因而可以采用相同的分析方式，得到其余拓扑的增益表达式，对其他拓扑的升压性能进行比较，在匝比 n 和直通占空比 D_{sh} 确定的情况下，根据升压因子表达式的不同，将 CL-qZSI 拓扑族分为三类。表 1 列出了三类 CL-qZSI 逆变器的升压因子和对应的拓扑图。

表 1　CL-qZSI 拓扑分类
Table 1　Classification of CL-qZSI topologies

类型	升压因子 B	对应拓扑图
第Ⅰ类 CL-qZSI	$\frac{1}{1-(1+n_1)D_{sh}}$	CL-qZSI(a) CL-qZSI(b) CL-qZSI(c) CL-qZSI(d)
第Ⅱ类 CL-qZSI	$\frac{1}{1-(2+n_2)D_{sh}}$	CL-qZSI(e) CL-qZSI(f)
第Ⅲ类 CL-qZSI	$\frac{1}{1-\left(2+\frac{1}{n_3-1}\right)D_{sh}}$	CL-qZSI(g) CL-qZSI(h)

2　CL-qZSI 性能比较

2.1　电容电压及二极管电压应力比较

为对 CL-qZSI 拓扑类进行合理的比较，在相同的设计指标下，考虑最恶劣的工作情况，以最低输入电压 V_{dc_min}，最大升压因子 B_{max}，直流链峰值电压 v_i 和输出交流相电压 v_{o_max} 均相同的条件下对这八个拓扑进行设计，易知：在此情况下，各拓扑的直通时间 D_{sh} 和调制度 M 均相等。以图 2(e)所示 CL-qZSI(e)为例，对该拓扑的平均状态进行分析，根据稳态时单个开关周期内电感电压平均值为 0，对回路 V_{dc}-L_1-C_1-L_3-L_2-C_2 平均状态进行分析，可得：

$$V_{dc_min}+v_{C2}=v_{C1} \tag{8}$$

对回路 L_3-C_1-逆变桥的平均状态进行分析，可得：

$$v_{C1}=v_{i(average)} \tag{9}$$

对回路 C_2-L_2-L_3-D_1 的平均状态分析可得：

$$v_{C2}=v_{D1(average)} \tag{10}$$

对其他拓扑进行分析，也可以得到相同的表达式。因而，在最恶劣的工作情况下，最低输入电压 V_{dc_min}，最大升压因子 B_{max}，直流链峰值电压 v_i 和输出交流相电压 v_{o_max} 均相同时，可推出结论：八个拓扑中电容 C_1，C_2 上的电压应力相等，二极管的平均电压等于电容电压 v_{C2} 的平均值。因为二极管导通时电压为零，关断时承受反压 v_{D_1}，各拓扑二极管导通和关断的时间均相同，因而各个拓扑中二极管上的电压应力 v_{D_1} 均相等。

2.2　匝比及直通占空比对升压因子的影响

图 4 为直通占空比分别为 0.1，0.15 和 0.2 时，三类 CL-qZSI 升压因子与匝比的关系图。图中：实线为第Ⅰ类 CL-qZSI；虚线为第Ⅱ类 CL-qZSI；点线为第Ⅲ类 CL-qZSI。分析可知，在相同直通占空比和相同升压比下，与第Ⅰ类 CL-qZSI 比较，第Ⅱ类 CL-qZSI 所需要的匝比更小，升压效果较第Ⅰ类 CL-qZSI 更好。对第Ⅲ类 CL-qZSI 而言，匝比越靠近 1，升压因子越高。该类 CL-qZSI 逆变器在匝比靠近 1 时，可获得比第Ⅰ类第Ⅱ类CL-qZSI 更好的升压能力，当原副边匝比远大于 1 时，第 III 类 CL-qZSI 的升压特性小于第Ⅰ类第Ⅱ类 CL-qZSI。三类 CL-qZSI 的升压特性随各自的原副边匝比影响，具有不同的应用范围。

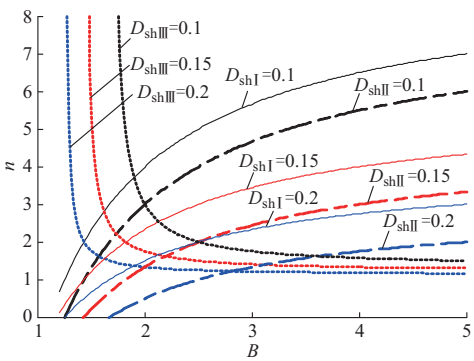


图 4　相同直通时间三类 CL-qZSI 升压因子与匝比的关系

Fig.4　*B* versus *n* with the same shoot-through time

图 5 为升压因子 B 相等时，与传统的 Z 源逆变器相比，三类 CL-qZSI 减小的直通占空比。从图中可看出，三类 CL-qZSI 均可用比传统 Z 源逆变器更小的直通时间来获得相同的升压效果。而在升压因子与匝比均相同的情况下，第Ⅱ类 CL-qZSI 比第Ⅰ类 CL-qZSI 需要的直通占空比更小，具有更好的升压性能。第Ⅲ类 CL-qZSI 在匝比靠近 1 时，直通时间可大大减小，而随着匝比的越高，与传统的 Z 源逆变器直通占空比相比，减小的幅度越低。

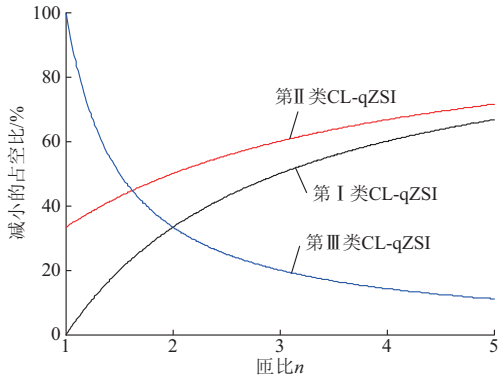


图 5　相同 *B* 时，与传统 Z 源逆变器相比减小的直通时间百分比

Fig.5　Comparison of reduced shoot-through time with the same *B* between CL-ZSI and ZSI

2.3　耦合电感体积的比较

通过前面的分析可知，八种 CL-qZSI 拓扑，在相同的设计指标下，考虑最恶劣的工作情况，在最低输入电压 V_{dc_min}，最大升压因子 B_{max}，直流链峰值电压 v_i 和输出交流相电压 v_{o_max} 均相同的条件下，各拓扑无源器件承受的电压应力都是相同的。在此情况下，对相同的输入电感而言，如果负载相同，那么各拓扑的输入电流的平均值和纹波也是一致的。因而，对八个拓扑的比较就主要集中在各拓扑中耦合电感的设计方面。耦合电感的体积关系到逆变器成本的高低，因此，有必要在有最恶劣的工作情况下，设计耦合电感的参数，从而对耦合电感的体积进行比较。

对直流变换器而言，要求的磁芯体积正比于磁芯储存的能量大小[20]：

$$A_eW_a \propto \frac{1}{2}L_mI_mi_{m_pk} \tag{11}$$

式中：A_eW_a 用来表征磁芯体积的大小；L_m 为激磁电感的感值；I_m 为激磁电感电流的有效值；i_{m_pk} 为激磁电感电流的峰值。对 CL-qZSI 而言，Z 源 LC 网络可视为一个直流变换器，因而可以用式(11)所示的体积表征值来比较 CL-qZSI 各拓扑中耦合电感体积重量的大小。

以图 2(e)所示的 CL-qZSI(e)为例，耦合电感 L_2L_3 可等效为激磁电感和理想变压器并联模型，

如图 6 所示。设在最恶劣情况下，逆变器输出功率为 P_o，则激磁电感的电流平均值为：

$$I_{\text{average}}=\frac{P_o}{V_{\text{dc_min}}} \tag{12}$$

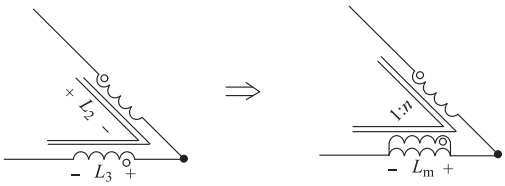


图 6　耦合电感等效电路图

Fig.6　Equivalent circuit of coupled inductor

选取耦合电感电流纹波系数为 k，一般 k 取 10%到 20%之间，则根据桥臂直通时耦合电感承受的电压可确定激磁电感的取值，如下式所示：

$$L_m=V_{L_\text{shoot}}\frac{\Delta t}{\Delta i}=V_{C1}\frac{D_{\text{sh}}T_s}{\Delta i} \tag{13}$$

$$\frac{\Delta i}{I_m}=k \tag{14}$$

$$i_{\text{m_pk}}=I_{\text{average}}+\frac{\Delta i}{2} \tag{15}$$

在电流连续时，激磁电流的有效值可用平均值近似代替。则联立以上各式可知：

$$A_eW_a\propto V_{L_\text{shoot}}I_m\propto V_{L_\text{shoot}}I_{\text{average}} \tag{16}$$

由式(16)可知，对耦合电感体积的比较可转化为对直通时电感电压和激磁电流平均值的乘积进行比较。采用相同的方法分析其他 CL-qZSI 拓扑，如表 2 所示。表 2 列出了各拓扑最低输入电压 $V_{\text{dc_min}}$，最大升压因子 $B_{\max}$，直流链峰值电压 v_i 和输出交流相电压 $v_{\text{o_max}}$ 均相同的条件下，耦合电感电流纹波系数取 k 时，各 CL-qZSI 拓扑耦合电感体积的表征值 A_eW_a 的大小。

表 2　CL-qZSI 耦合电感体积比较

Table 2　Comparison of volume of coupled inductors in CL-qZSI topologies

拓扑	$V_{L_\text{shoot}}I_m$	分类
CL-qZSI(a)	$\frac{B_{\max}-1-B_{\max}D_{\text{sh}}}{B_{\max}D_{\text{sh}}}(1-D_{\text{sh}})B_{\max}P_o$	A
CL-qZSI(b)	0	D
CL-qZSI(c)	$\frac{B_{\max}-1}{B_{\max}D_{\text{sh}}}(1-D_{\text{sh}})B_{\max}P_o$	B
CL-qZSI(d)	$(1-D_{\text{sh}})B_{\max}P_o$	C
CL-qZSI(e)	$(1-D_{\text{sh}})B_{\max}P_o$	C
CL-qZSI(f)	$\frac{B_{\max}-1-B_{\max}D_{\text{sh}}}{B_{\max}D_{\text{sh}}}(1-D_{\text{sh}})B_{\max}P_o$	A
CL-qZSI(g)	$\frac{B_{\max}-1-B_{\max}D_{\text{sh}}}{B_{\max}D_{\text{sh}}}(1-D_{\text{sh}})B_{\max}P_o$	A
CL-qZSI(h)	$(1-D_{\text{sh}})B_{\max}P_o$	C

根据耦合电感体积表征值可将 CL-qZSI 分为四类：A 类包括 CL-qZSI(a)，(f)，(g)；B 类包括 CL-qZSI(c)；C 类包括 CL-qZSI(d)，(e)，(h)；D 类为 CL-qZSI(b)。分析可知，A 类 CL-qZSI 耦合电感的体积比 B 类更小；对前三类 CL-qZSI 而言，当满足 $1-2D_{\text{sh}}>1/B_{\max}$ 时，B 类耦合电感体积最大，A 次之，C 类最小；当满足 $1-D_{\text{sh}}<1/B_{\max}$ 时，C 类耦合电感体积最大，B 类次之，A 类最小；当 $1/B_{\max}$ 处于 $[1-2D_{\text{sh}},1-D_{\text{sh}}]$ 之间时，C 类耦合电感体积在第一类和第二类之间。与前三类 CL-qZSI 相比，流过 D 类耦合电感的激磁电流平均值为零，磁芯工作在第Ⅲ类工作状态，所以 D 类耦合电感所需的体积重量最小。

3　实验结果

为验证 CL-qZSI 的升压特性，选取了图 2(e)所示 CL-qZSI(e)进行了实验验证。与传统的 Z 源逆变器类似，CL-qZSI 的工作模式也可分为 buck 和 boost 模式，当采用的直通时间为 0，Z 源 LC 网络不升压，电路工作在 buck 模式；当直通时间不为 0 时，电路工作在 boost 模式。实验选取的参数如下。输入电压为 200 V(buck)，100 V(boost)，输入电感为 1 mH，耦合电感匝比为 1，耦合电感原边感值为 450 μH，直通占空比为 0(buck)，0.18(boost)，RL 负载为 10 mH/25 Ω，直流链峰值电压为 200 V(buck)，200 V(boost)，Z 源电容为 2 000 μF，开关频率为 10 kHz，耦合电感漏感为 2 μH，调制比为 1×1.15(buck)，0.82×1.15(boost)。传统的适用于 Z 源逆变器的调制策略均适用于 CL-qZSI，本文采取单相直通的 SVPWM 法来产生调制信号[21,22]。

图 7 为 CL-qZSI(e)工作于 buck 模式时的仿真和实验波形，在此工作模态下工作时，二极管 D1 一直导通，电容电压 v_{C2} 为零，电容电压 v_{C1} 等于输入电压 V_{dc}，耦合电感 L_1，L_2 不储能，因此，直流链电压等于输入电压。

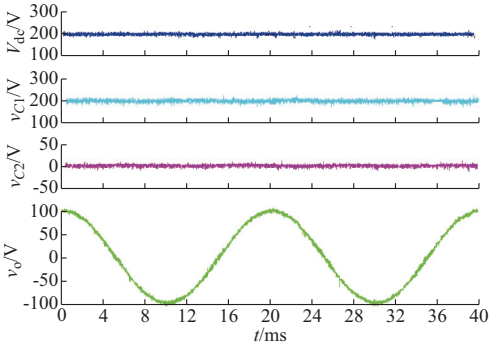
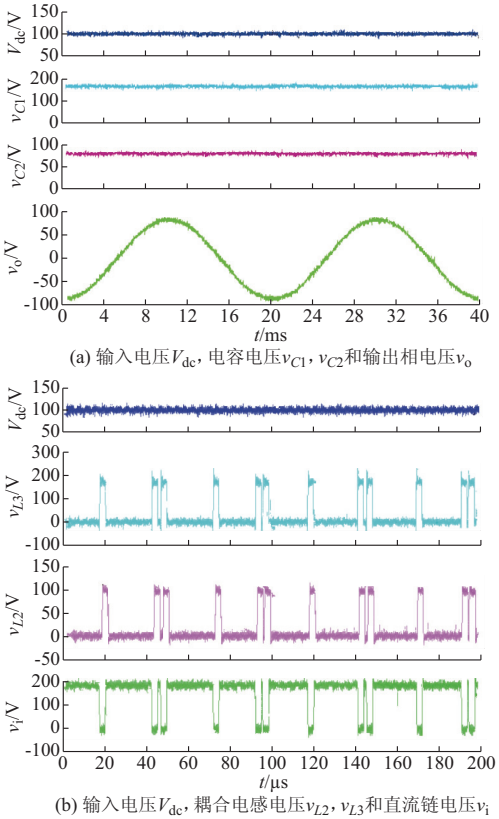


图 7　降压实验波形

Fig.7　Experimental waveforms in buck mode

图 8 给出了 CL-qZSI(e)工作于 boost 模式时的实验波形，在输入电压为 100 V，直通占空比为 0.18 时，直流链电压的理论值为 2.17 倍，因为二极管压降以及桥臂上开关管的压降，会导致实际的直流链电压降低，实际直流链峰值电压为输入电压的两倍。图 8(a)为输入电压 V_{dc}，Z 源电容电压和输出相电压 v_o 的波形。图 8(b)为输入电压 V_{dc}，耦合电感 L_2，L_3 和直流链电压 v_i 的波形，从图中可看出，在单个开关周期内(100 μs)，直流链电压变化 6 次，直通时电压为 0，非直通为输入电压的两倍。电感的工作频率为开关周期的六倍，高的开关频率可以减小电感的体积重量，节约成本。分析表明，传统的 Z 源逆变器在升压比为 2 时，直通占空比为 0.25，而 CL-qZSI(e)的直通占空只需 0.18，因此，在获得相同的升压比时，CL-qZSI 较 Z 源逆变器可大幅减小直通时间。直通时间的减小，可以大大减少系统的导通损耗，提高 Z 源逆变器的效率。



(a) 输入电压V_{dc}，电容电压v_{C1}，v_{C2}和输出相电压v_o

(b) 输入电压V_{dc}，耦合电感电压v_{L2}，v_{L3}和直流链电压v_i

图 8　升压实验波形

Fig.8　Experimental waveforms in boost mode

4　结论

1)针对 CL-qZSI 族的推衍和原理进行了分析，对各个不同的拓扑进行了性能比较，在不增加使用的无源器件数量时，CL-qZSI 继承了 Z 源电路的优点，可获得比传统 Z 源逆变器更高的升压比。

2)在相同的最低输入电压 V_{dc_min}，最大升压因子 B_{max}，直流链峰值电压 v_i 和输出交流相电压 v_{o_max} 情况下，CL-qZSI 各拓扑在电路中耦合电感的所处位置及耦合的方式有所区别，但各类拓扑的无源器件受到的电压应力是相等的。根据升压性能的不同，将 CL-qZSI 分为三类拓扑，分析表明三类 CL-qZSI 具有不同的升压表达式和各自的适用范围。

3)在相同的最低输入电压 V_{dc_min}，最大升压因子 B_{max}，直流链峰值电压 v_i 和输出交流相电压 v_{o_max} 情况下，对耦合电感的体积进行了比较，列出了耦合电感体积的表征值，通过对表征值大小给出了 CL-qZSI 的四种分类，在不同升压因子和直通占空比下，四类 CL-qZSI 耦合电感体积是有所区别的。

本课题受江苏省“青蓝工程”青年骨干教师培养对象资助及江苏省新能源发电与电能变换重点实验室开放研究基金资助。

参 考 文 献

[1] PENG Fangzheng. Z-source inverter [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.

[2] 蒋立，郑建勇.Z 源光伏并网直接电流单周期控制系统[J].电力系统自动化，2008，32(22)：87-90.
JIANG Li, ZHENG Jianyong. A direct current one-cycle control method for Z-source grid-connected photovoltaic system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(22): 87-90.

[3] ABU-RUB Haitham, IQBAL Atif, AHMED Sk Moin. Quasi-Z-source inverter-based photovoltaic generation system with maximum power tracking control using ANFIS[J].IEEE Trans on Sustainable Energy, 2013, 4(1): 11-20.

[4] 刘孝辉，郑建勇，黄金军，等.光伏并网 Z 源逆变器无差拍解耦控制策略[J].电力系统自动化，2012，36(12)：25-29.
LIU Xiaohui, ZHENG Jianyong, HUANG Jinjun, et al. A deadbeat decoupling control strategy of Z-source photovoltaic grid-connected inverter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(12): 25-29.

[5] 吴冬春，吴云亚，阚加荣，等.升压单元高增益准 Z 源逆变器[J].电力系统自动化，2015，39(21)：138-143. DOI：10.7500/AEPS20150505013.
WU Dongchun, WU Yunya, KAN Jiarong, et al. A high set-up quasi-z-source inverter based on voltage-lifting unit [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(21): 138-143. DOI: 10.7500/AEPS20150505013.

[6] 尤鋆，王冲，郑建勇，等.基于空间矢量定时滞环控制的 Z 源光伏并网控制策略[J].电力系统自动化，2012，36(4)：35-39.

YOU Jun, WANG Chong, ZHENG Jianyong, et al. Voltage space vector based regular-time hysteresis current control for photovoltaic grid-connection with Z-sourse inverter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(4): 35-39.

[7] 汤雨，谢少军，张超华.改进型Z源逆变器[J].中国电机工程学报，2009，29(30)：28-34.
TANG Yu, XIE Shaojun, ZHANG Chaohua. Improved Z-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(30): 28-34.

[8] ANDERSON J, PENG F Z. A class of quasi-Z-source inverters [C]// 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'08), October 5-9, 2008, Edmonton, Canada: 7p.

[9] 蔡春伟，曲延滨，盛况.增强型Z源逆变器[J].中国电机工程学报，2011，31(增刊1)：259-266.
CAI Chunwei, QU Yanbing, SHENG Kuang. Extend boost Z-source inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(Supplement 1): 259-266.

[10] LI Ding, LOH P C, ZHU Miao, et al. Generalized multicell switched-inductor and switched-capacitor Z-source inverters [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(2): 837-848.

[11] NGUYEN Minh-Khai, LIM Young-Cheol, CHO Geum-Bae. Switched-inductor quasi-Z-source inverter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2011, 26(11): 3183-3191.

[12] LI Ding, LOH P C, ZHU Miao, et al. Cascaded multicell trans-Z-source inverters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(2): 826-836.

[13] VINNIKOV D, ROASTO I, STRZELECKI R, et al. Step-up DC-DC converters with cascaded quasi-Z-source network[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(10): 3727-3736.

[14] 周玉斐，黄文新，赵健伍.抽头电感准Z源逆变器[J].中国电机工程学报，2012，32(27)：126-134.
ZHOU Yufei, HUANG Wenxin, ZHAO Jianwu. Tapped inductor quasi-Z-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(27): 126-134.

[15] STRZELECKI R, ADAMOWICZ M, STRZELECKA N, et al. New type T-source inverter [C]// 2009 International Conference on Compatibility and Power Electronics, May 20-22, 2009, Badajoz, Spain: 191-195.

[16] LOH P C, LI Ding, BLAABJERG F. Γ-Z-source inverter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(11): 4880-4884.

[17] QIAN Wei, PENG F Z, CHA H. Trans-Z-source inverter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2011, 26(12): 3453-3463.

[18] ADAMOWICZ M, STRZELECKI R, PENG F Z, et al. New type LCCT-Z-source inverters[C]// 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'11), August 30-September 1, 2011, Birmingham, UK: 10p.

[19] WEI M, CHIANG L P, CHI J, et al. Six transformer based asymmetrical embedded Z-source inverters [C]// 28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'13), March 17-21, 2013, Long Beach, CA, USA: 2273-2279.

吴冬春(1975—)，男，通信作者，硕士，讲师，主要研究方向：电力电子及计算机控制技术。E-mail：wudc1975@163.com

吴云亚(1979—)，女，硕士，高级实验师，主要研究方向：电力电子技术。E-mail：wuyunyayanchen@126.com

阚加荣(1979—)，男，硕士，副教授，主要研究方向：功率电子变换。E-mail：kanjr@163.com

（编辑　丁琰）

Coupled-inductor Based High Gain Quasi-Z-source Inverters with Continuous Input Current

WU Dongchun[1], *WU Yuanya*[1], *KAN Jiarong*[1], *LI Linlin*[2], *TANG Yu*[2], *GU Junyu*[3]

(1. Yancheng Institute of Technology, Yancheng 224051, China;
2. Jiangsu Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Nanjing University of Aeronautics & Astronautics), Nanjing 210016, China;
3. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230601, China)

Abstract: Coupled-inductor based high gain quasi-Z-source inverters with continuous input current (CL-qZSI) can yield a higher boost ratio without increasing passive devices for the advantages of traditional Z-source inverter inherited. Topology derivation and working principles of the coupled-inductor based quasi-Z-source inverter are analyzed at length. Detailed comparisons of voltage stress of Z-source capacitors and diode are made and the effect of turn ratio and shoot-through duty cycle on the boost factor as well as the volume of coupled inductors and performance of CL-qZSI topologies are treated. The principle based prototype in the lab has verified the correctness of theoretical analysis.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51577164).

Key words: coupled-inductor; Z-source inverter; high step-up; continuous input current