

Integrated Design of Magnetic Components in Quasi Z-Source Inverter*

WU Qibin, ZHOU Yufei*, LI Zikai, HONG Feng

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: The quasi-Z source inverter is a new type of inverter that solves the inadequacies of the need for additional boost circuits in conventional inverters and enables a single-stage step-up inverter function. However, the passive network of a quasi-Z source inverter requires two inductors, which will bring about a large volume and weight problem to the converter. A magnetic integrated quasi-Z source inverter is proposed for this problem. Since two independent inductors are wound on a magnetic core, the volume and weight of the magnetic element can be reduced. Through experiments, the correctness of the theoretical analysis was verified.

Key words: inverter; magnetic integration; quasi-Z source; power density
EEACC: 1290B **doi:** 10.3969/j.issn.1005-9490.2019.03.018

准 Z 源逆变器中磁性元件的集成设计*

吴旗斌, 周玉斐*, 李子楷, 洪 峰

(南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京 210016)

摘 要: 准 Z 源逆变器是一种新型的逆变器, 解决了传统逆变器需要额外升压电路的不足, 能够实现单级升压逆变功能。但是准 Z 源逆变器的无源网络需要两个电感, 会给变换器带来体积重量大的问题。针对此问题提出一种磁集成准 Z 源逆变器, 由于将两个独立的电感绕制在一副磁芯上, 因此磁性元件体积重量得以减小。并通过实验验证了理论分析的正确性。

关键词: 逆变器; 磁集成; 准 Z 源; 功率密度

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2019)03-0627-06

传统的电压源逆变器 VSI (Voltage-Source Inverter) 是降压型逆变器^[1]。在太阳能发电、风力发电等再生能源系统中, 输出电压波动范围大。在高电压输出场合, 逆变器为了得到较高的输出交流电压, 通常采用的结构是在逆变器前级加入 DC/DC 升压电路^[2-3]。传统 VSI 的三相逆变桥由 6 个开关管组成。根据开关管的不同组合, 共分为 8 个工作状态, 其中包括 6 个有效矢量状态以及 2 个零矢量状态。在传统 VSI 中为了避免同一桥臂的上下开关管同时导通而导致开关管过流烧坏, 通常需要设置死区时间, 导致输出电压谐波增大^[4-5]。

近些年来提出的单级升压逆变器^[6-10], 通过逆变器与阻抗源网络相结合, 能够在不增加有源器件

的同时实现升压, 如 Z 源逆变器、准 Z 源逆变器, 如图 1 所示。这种单级升压逆变器工作状态与传统的电压源逆变器工作状态不同点在于: 能够利用同相桥臂上下管同时导通 (直通) 实现升压, 因而不需要设置死区时间。与传统两级变换器相比, 有源开关更少, 成本更低。文献 [11] 通过引入耦合电感达到提升电压的目的, 可调节的变量为耦合电感的匝比和直通占空比, 会带来磁性元件体积增加。文献 [12] 在传统 Z 源逆变器和准 Z 源逆变器中引入了开关电感单元, 大幅度提升了母线电压, 但是也存在增大磁性元件体积的问题。文献 [13] 通过增加 LCD 无源器件提高升压能力, 但电路稍显复杂。

本文在准 Z 源逆变器的基础上, 提出将无源网

络的两个电感进行集成设计,与原来的准 Z 源逆变器相比能够减小磁性元件的体积和重量,从而可以减小逆变器损耗,同时能够提高功率密度。如果将本文的准 Z 源中的磁集成技术应用到[12-14]中的拓扑结构中可以进一步优化逆变器的性能,减小体积重量。

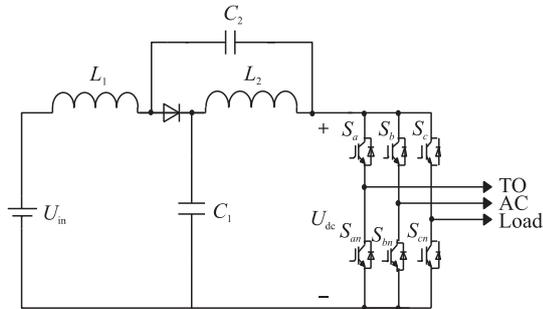


图 1 准 Z 源逆变器

1 准 Z 源逆变器原理

本文使用的准 Z 源逆变器如图 1 所示。电感 L_1 和 L_2 、电容 C_1 和 C_2 以及二极管 D_1 构成准 Z 源逆变器的无源网络。在直通期间电路等效工作状态如图 2(a) 所示,在非直通周期的电路等效工作状态如图 2(b) 所示。

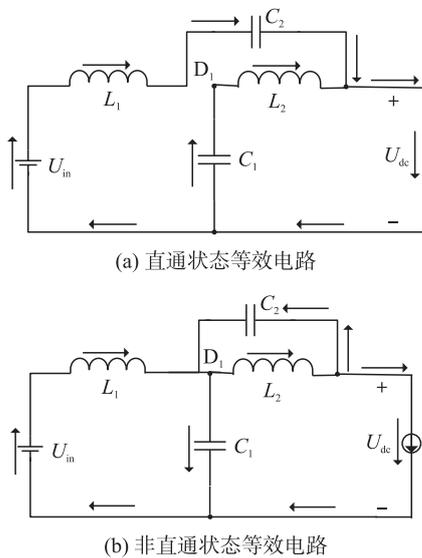


图 2 准 Z 源逆变器等效工作电路

根据准 Z 源逆变器稳态工作时电感的伏秒平衡,可以推导出:

$$\begin{cases} U_{C1} = \frac{1-D_0}{1-2D_0} U_{in} \\ U_{C2} = \frac{D_0}{1-2D_0} U_{in} \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{in} 为直流输入电压; D_0 为直通占空比; U_{C1} 、

U_{C2} 分别为电容 C_1 和电容 C_2 的电压。母线电压 U_{dc} 表达为:

$$U_{dc} = \frac{1}{1-2D_0} U_{in} = B \cdot U_{in} \quad (2)$$

式中, B 为升压因子。

母线电压经过三相逆变桥 spwm 调制输出三相电压瞬时值 u_a 、 u_b 、 u_c 可以表示为:

$$\begin{cases} u_a = U_{dc} \cdot \frac{M}{2} \cdot \sin\theta \\ u_b = U_{dc} \cdot \frac{M}{2} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c = U_{dc} \cdot \frac{M}{2} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3)$$

式中, M 为调制度,定义为输出相电压峰值与母线电压的比值。

2 磁性元件集成的方法

因为两个电感绕制在一副磁芯上时,两电感之间会产生耦合作用,所谓的解耦集成就是将两个独立的磁件集成在一起,并且两电感不存在互感,所以解耦集成的磁件对电路的性能没有影响。提供低磁阻磁路和通过完全抵消耦合实现解耦集成是解耦集成的两种主要的方法。

由图 3 可以看到,电感绕制在磁芯的两个侧柱上,且磁芯的中柱没有气隙,因此中柱磁阻小,磁通优先通过阻抗小的回路,从而导致 N_1 磁通只经过中柱。同时也可以看出,要使用这种方法,比如要 n 个磁件集成在一起那么则需要 $n+1$ 个磁柱的磁芯。

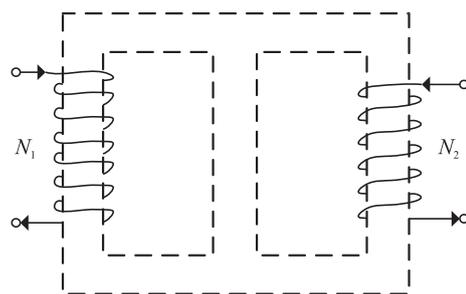


图 3 低磁阻磁路解耦集成

由图 4 可以看到,将电感 1 绕制在中柱上,电感 2 则分别以 N_{21} 、 N_{22} 的匝数串联地绕制在了两个侧柱上,根据绕制的方式,可以看出,电感 1 产生在左侧柱的磁通与电感 2 的磁通方向不同,而产生在右侧柱的两个磁通是相同的;由电感 2 的两绕组产生的磁通在中柱的方向是相反的。所以实现这种方式的解耦集成的条件就是彻底地消除两电感之间的耦合作用。

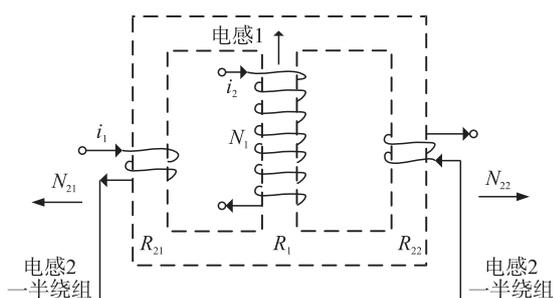


图4 完全消除绕组间的耦合实现解耦集成

3 无源网络的设计

3.1 参数设计

定输入直流电压为 $V_{in} = 240\text{ V}$, 输出功率为 $P_o = 1\ 000\text{ W}$, 工作频率 f_s 为 10 kHz , 输出负载 $R = 36.3\ \Omega$, 因此求出相电压峰值 U_{max} 为 $110\sqrt{2}\text{ V}$, 满载输入电流 I_{max} 为 4.167 A 。

定电感电流的纹波系数 $k_1 = 0.23$, 则可以求得纹波电流 ΔI_{max} 和最大峰值电流 I_{pmax} 如式(4)所示:

$$\begin{cases} \Delta I_{max} = k_1 \cdot I_{max} = 0.958\text{ A} \\ I_{pmax} = I_{max} + \frac{\Delta I_{max}}{2} = 4.646\text{ A} \end{cases} \quad (4)$$

由式(2)、式(3)可以得出输出电压峰值 U_{max} :

$$U_{max} = M \cdot B \frac{V_{in}}{2} \quad (5)$$

又逆变器升压因子 B 和调制度 M 与 D_0 存在关系 $M = 1 - D_0$, 可以得到 $D_0 = 0.186$ 和 $B = 1.59$ 。

可以得出 $U_{C1} = 311\text{ V}$, $U_{C2} = 71\text{ V}$, 再将 $U_{C1} = 311\text{ V}$ 和给定的电流纹波系数为 $K_1 = 0.23$ 代入公式 $L = DU_{C1} / (2K_1 I_L f_s)^{[14]}$, I_L 为流经电感电流的有效值, 可以求得电感量取 $L = 3\text{ mH}$ 。根据求出的电容电压 U_{C1} 和设定电压的纹波系数 $K_2 = 0.03$, 再结合公式 $C = DI_L / (K_2 U_{C1} f_s)^{[14]}$ 求出电容值, 得到电容的值为 $8.3\ \mu\text{F}$ 。

3.2 电感制作设计

在选取磁芯的尺寸时, 可以由 AP 值初步选择磁芯, AP 值可由式(6)计算得到:

$$AP = A_e \cdot A_w = \left(\frac{P_o}{K \Delta B f_s} \right)^{4/3} \quad (6)$$

P_o 为输出的功率, ΔB 为磁通密度取值 0.061 mT , A_e 为磁芯截面积, A_w 为窗口截面积。

通过计算各磁芯的 AP 值, 找到与之接近的 AP, 我们选取 EE65/32 磁芯, 其中磁芯的有效截面积 A_e 为 400 mm^2 。所以可以由式(7)得到匝数

$$N_L = \frac{L \cdot 10^6 \Delta I_{max}}{\Delta B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^{-2} = 116.146 \quad (7)$$

取整数, $N_L = 117$ 匝。

根据电感的匝数和电感量以及磁芯的有效截面积, 可以计算出所要开的气隙的长度, 其公式为:

$$\delta = \mu_0 N^2 \frac{A_g}{L} \cdot 10^4 \quad (8)$$

式中: δ 为气隙长度, μ_0 为磁导率, A_g 为气隙有效面积, L 为电感值, N 为匝比。

在没有获取有效的气隙截面积之前, 需要用 A_e 来代替公式中 A_g 的, 所以代入各个数据, 可以求出 0.229 cm , 此时的气隙是最小的气隙, 所以还需要代入气隙的值去求得有效气隙的截面积 A_g 。其中计算 A_g 的公式为将磁柱的长与宽各加上气隙的长度, 便得到了有效的气隙面积, 再将代入公式, 又会得到新的气隙长度, 因为气隙的改变会导致气隙边缘漏磁需要对气隙进行等效, 使得计算更加准确, 所以还要进行 2 或者 3 次的迭代计算, 求得最终结果 $\delta = 0.3\text{ cm}$ 。则重新计算线圈的匝数为:

$$N_{Lnew} = \sqrt{\frac{\delta \cdot L}{\mu_0 \cdot A_g \cdot 10^{-2}}} = 116.387 \quad (9)$$

对 N_{Lnew} 取整数, 则 $N_{Lnew} = 117$, 所对应的电感值 L_{new} 为 3.03 mH 。

电感的气隙可以有 3 种存在方式, 如图 5 所示, (a) 三柱的气隙相等; (b) 中柱的气隙为零, (c) 两个侧柱的气隙相等, 中柱的气隙大于两侧柱。当磁芯未处于饱和的状态, 磁材料的磁导率既不能太大, 也不能太小, 而空气的磁导率是铁芯的几千分之一, 因此通过增加气隙来调节磁导率, 而气隙使得电感的磁通有所增加, 能存储更多的能量。但是气隙过大会导致边缘磁通和杂散磁通的增加, 所以要根据电路工作的最大磁通密度和电流来设计最佳的气隙长度。

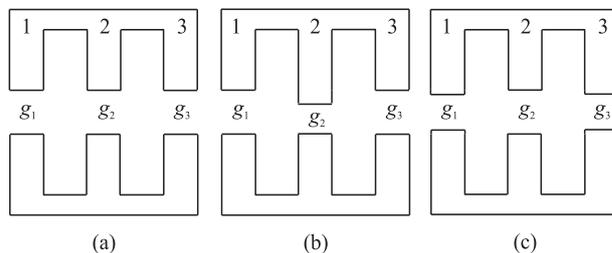


图5 气隙存在的几种方式

对于开电感气隙的方式, 一般采用垫气隙和磨气隙两种方法。磨气隙的方法对工艺操作要求较高, 因为如果气隙偏小磁芯会更容易达到饱和, 如果气隙偏大会导致电感量的下降和杂散磁通的增加, 因此在磨气隙的时候, 需要严格注意。与磨气隙相比, 垫气隙实验方便且易于调整气隙大小, 需要注意的是, 采用垫气隙一般是 3 个柱的气隙等高, 如图 5(a) 所示。

所以当采用垫气隙的方式,中柱流过电流 I 时,此时的等效电路模型为图 6 所示,其中 N 为电感匝数, R_3 为中柱的磁阻, R_1 、 R_2 为侧柱的磁阻,且 R_1 、 R_2 的值是相等的。

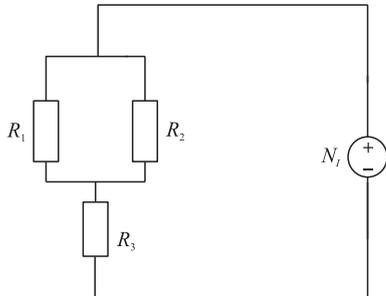


图 6 中柱通过电流的等效电路模型

因为空气的磁导率比磁芯的磁导率低很多,所以可以忽略磁芯的磁阻,直接用气隙的磁阻来代替,其中气隙的磁阻公式为:

$$R_m = l / (\mu_0 A_e) \quad (10)$$

因为 3 个柱的气隙长度相等,中柱的有效面积是一个侧柱的有效面积的 2 倍,所以等效磁阻为只开中柱的 2 倍,在绕组的匝数不变的情况下,要使电感量没有变化,则气隙的长度要减小一半,因此气隙长度为 $\delta = 0.15 \text{ cm}$ 。

图 7 左边为两个独立设计的电感,右边为采用低磁阻磁路解耦的集成电感,采用低磁阻磁路的方式解耦集成,中柱没有气隙,因此相比较与两个有气隙的侧柱,中柱的磁导率很低,使得磁通直接通过中柱达成回路。一般在绕制电感时开气隙可以采用垫气隙或者磨气隙两种方式,在采用磨气隙的方式绕制电感时,对气隙的工艺要求很高,被磨的磁柱的表面要均匀平整,气隙的长度也要尽量达到精确。且在采用低磁阻磁路解耦集成时,边柱只能采用磨气隙的方式,因而工艺稍微复杂一点。低磁阻磁路需要给绕组的磁柱增加气隙从而增大磁阻,但是这种方法操作起来很方便,所以很容易推广到多个磁件的解耦集成。

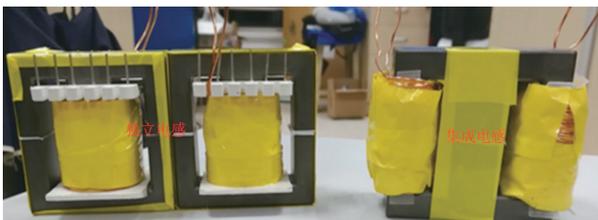


图 7 两个独立电感(左)和低磁阻磁路解耦集成电感(右)体积对比

图 8 左边为两个独立的电感,右边为采用抵消耦合作用的集成电感。将电感 1 绕制在中柱上,电感 2 则分别以 N_{21} 、 N_{22} 的匝数串联地绕制在了两个

侧柱上,根据绕制的方式,可以看出,电感 1 产生在左侧柱的磁通与 N_{21} 的磁通方向不同,而产生在右侧柱的两个磁通是相同的;由电感 2 的两绕组产生的磁通在中柱的方向是相反的。所以实现这种方式的解耦集成(就是彻底地消除两电感之间的耦合作用)的条件即 $N_{21} = N_{22}$ 。

与独立的电感相比,集成的电感在减小体积和质量上有着比较明显的优势,将独立电感和集成电感进行比较如图 7、图 8 所示。从图中可以看出集成的电感的体积比两个独立电感的体积有明显减小,从而重量也有所减轻。

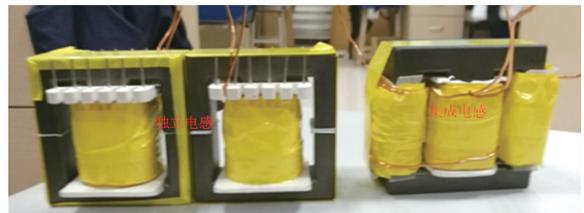


图 8 两个独立电感(左)和抵消耦合作用集成电感(右)体积对比

4 实验分析

分别将绕制好的两个独立电感和采用低磁阻磁路解耦集成的电感,以及完全抵消耦合作用的解耦集成电感放置到如图 9 所示的准 Z 源逆变器实验样机上,设定实验参数:输入的直流电压为 $V_{in} = 240 \text{ V}$,输出的功率为 $P_o = 1000 \text{ W}$,工作的频率为 10 kHz ,输出负载 $R = 36.3 \Omega$,测量输出的交流三相电压值,电感的电流波形和两个电容的电压波形。

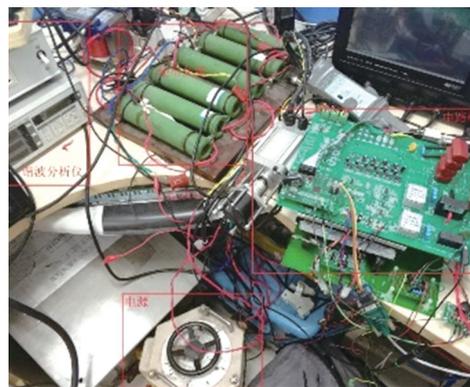


图 9 准 Z 源逆变器实验样机

3 种不同类型的电感放置到逆变器中,测量逆变器峰值直流电压和三相输出的交流电压,如图 10(a)、10(b)、10(c) 所示。图中所示的是 3 种类型电感所对应的三相输出电压 U_{oa} 、 U_{ob} 、 U_{oc} ,可以看出,在忽略实验的误差和电感的制作工艺的情况下,输出相电压 U_{oa} 、 U_{ob} 、 U_{oc} 基本在 155 V 的附近,理论值为 $110\sqrt{2} \text{ V}$,因此

输出的电压符合理论计算。

图 11(a)、11(b)、11(c)中 U_{C1} 、 U_{C2} 分别表示电路中两电容的电压,其中一个电容电压 U_{C1} 分别为 307 V、310 V、315 V,另一个电容电压 U_{C2} 分别为 73 V、72 V、73 V。根据理论值 $U_{C1} = 311$ V, $U_{C2} = 71$ V,可以得出实验结果基本吻合,其中电压纹波分别为 22 V、21 V、23 V,由电压纹波可以看出采用解耦集成的电容电压纹波与采用独立电感的结果基本一致。

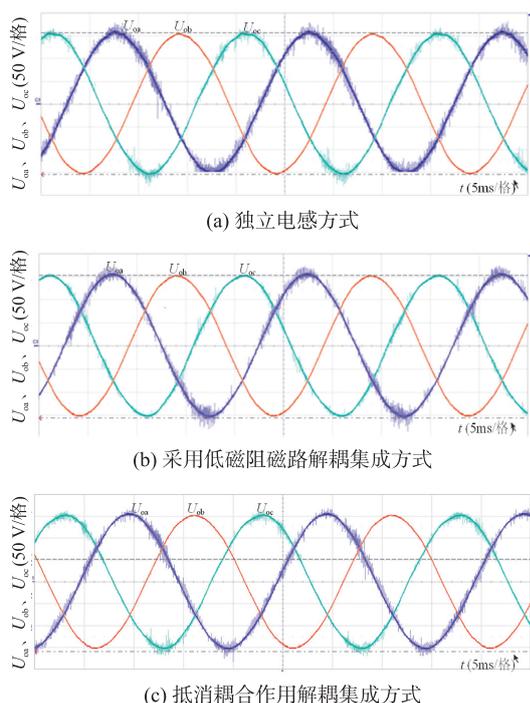


图 10 3 种方式的三相输出电压 U_{ua} 、 U_{ub} 、 U_{uc}

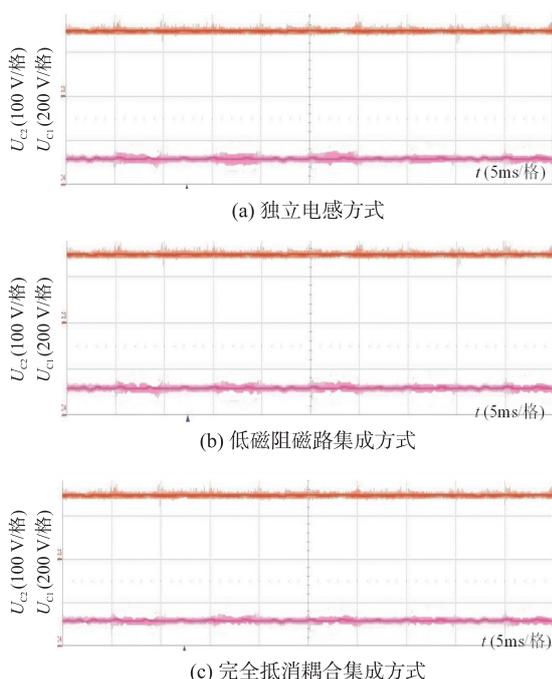


图 11 准 Z 源中两个电容的电压

图 12(a)、12(b)、12(c)所示为准 Z 源网络中电感的电流,采用霍尔测量方法测量电感的电流 ($200 \text{ mV} = 1 \text{ A}$),可以测出电感电流值分别为 4.13 A、4.15 A、4.17 A,和理论值 4.167 A 基本符合。其中电流纹波 0.96 A、1.02 A、1.01 A,由于电感的制造工艺不是很精良,所以导致了电感的各个参数存在着微小的偏差和实验存在的误差影响了实验结果,但是总的来说,实验结果与理论基本相符。

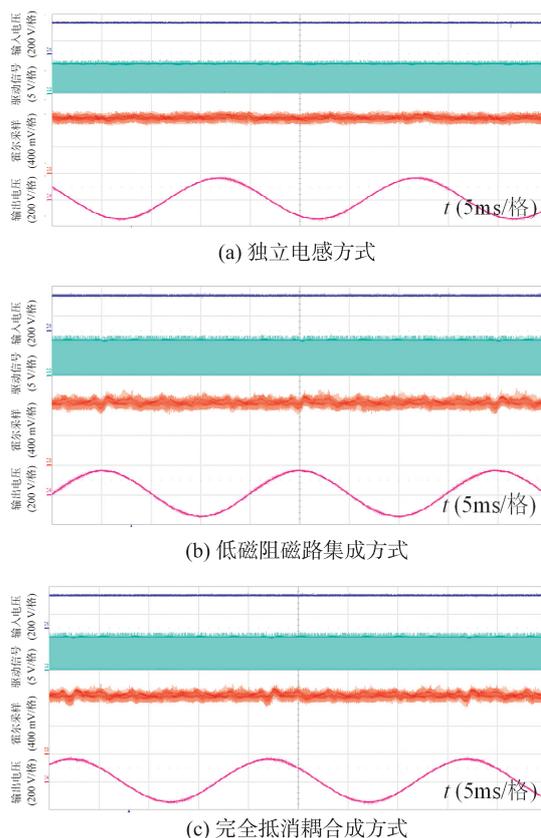


图 12 准 Z 源网络中电感的电流

5 结论

本文通过将准 Z 源逆变器中无源网络的两个电感集成设计,并将通过两种不同解耦集成绕制的集成电感放置到准 Z 源逆变器的平台上进行实验,所得到的结果存在着误差,但是都基本符合理论值。通过比较可以得出,采用两种不同的解耦集成方法,与采用独立电感得到的结果基本一致,但是与独立的电感相比,集成的电感在减小体积和质量上有着比较明显的优势,有利于提高电源的功率密度、效率。

参考文献:

[1] 杨水涛,丁新平,张帆. Z-源逆变器在光伏发电系统中的应用[J]. 中国电机工程学报,2008(17):112-118.
 [2] 彭方正,房绪鹏,顾斌. Z 源变换器[J]. 电工技术学报,2004

- (2):47-51.
- [3] 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.
- [4] 徐聪,程启明,李明. Z 源逆变器及其多种改进拓扑结构的比较[J]. 电网技术,2014,38(10):2926-2931.
- [5] 黄守道,张阳,罗德荣. Z 源逆变器在风电并网系统中的电容电压纹波抑制策略[J]. 电工技术学报,2015,30(S2):135-142.
- [6] 周玉斐,黄文新. 耦合电感单级升压逆变器[J]. 中国电机工程学报,2011,31(33):61-67.
- [7] 周玉斐,黄文新,赵健伍. 抽头电感单级升压逆变器的无源网络设计与参数极限值估计[J]. 中国电机工程学报,2013,33(24):22-31,36.
- [8] 李帅,于少娟. 基于 Z 源网络的模块化多电平逆变器拓扑设计[J]. 电子器件,2014,37(5):978-982.
- [9] 周玉斐,吴旗斌,李子楷. 单级升压逆变器的时变直通调制策略[J]. 中国电机工程学报,2018,38(13):3904-3911,4032.
- [10] 周玉斐,李子楷,吴旗斌. 单级升压逆变器的混合六段直通调制策略[J]. 中国电机工程学报,2018,38(6):1778-1787,1915.
- [11] Strzelecki R, Adamowicz M, Strzelecka N, et al. New Type T-Source Inverter[C]//Proceedings of Compatibility and Power Electronics Conference, Badajoz. 2009:191-195.
- [12] Wei Qian, Fang Zhengpeng, Honnyong Cha. Trans-Z-Source Inverters [C]//Proceedings of Power Electronics Conference, Sapporo. 2010:1874-1881.
- [13] Zhu M, Yu K, Luo F L. Switched Inductor Z-Source Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8):2150-2158.
- [14] Liu Yushan, H Abu-Rub, Ge Baoming. Hybrid Pulsewidth Modulated Single-Phase Quasi-Z-Source Grid-Tie Photovoltaic Power System [C]//Proceedings of 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, NC, USA: IEEE, 2015:1763-1767.



吴旗斌(1995-),男,汉族,江苏泰州人,南京航空航天大学电子信息工程学院,硕士研究生,主要研究方向为功率变换、电池充电器,519848590@qq.com;



周玉斐(1984),女,通信作者,博士,硕士生导师,主要研究方向为电力电子功率变换器,新能源发电,zhou_yufei@126.com。

(上接第 626 页)

- [9] 黄丽娟. 单相光伏并网逆变器共模漏电流和无功补偿的研究[D]. 扬州:扬州大学,2014.
- [10] 蒋雪琴,罗乐. 新型 H6 拓扑无隔离单相光伏并网逆变器研究[J]. 水电能源科学,2016(12):213-216.
- [11] 龙军,关威,汪旭东,等. 基于脉宽调制的传感器读取电路设计与实现[J]. 传感技术学报,2017,30(2):184-188.



王 旭(1991-),男,汉族,安徽阜南人,硕士,工程师,研究方向为光伏并网逆变器控制策略,wxsust@sina.com;



康家玉(1969-),女,汉族,江西泰和人,博士,副教授,研究方向为电力电子技术及其应用,1114003767@qq.com。