

准 Z 源逆变器耦合电感电流纹波抑制及电热分析

刘平[†], 何敏杰, 黄守道

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 准 Z 源逆变器拥有一个独特的阻抗网络将电源和变换电路相耦合, 并具有特殊的升降压功能. 电感是其阻抗网络中的核心元件, 在设备中占有较大比重, 使用耦合电感能显著减小其尺寸和重量. 本文提出了一种耦合电感的新型设计方案以减小准 Z 源逆变器的输入电流纹波, 重点分析了耦合电感的损耗以及温升问题, 给出了磁芯与绕组损耗以及热的解析表达式. 基于 Ansys 有限元软件搭建了多物理域联合仿真模型以及搭建了一台 6 kW 的准 Z 源逆变器样机进行仿真与试验验证.

关键词: 准 Z 源逆变器; 耦合电感; 电流纹波; 损耗; 电热分析

中图分类号: TM464

文献标志码: A

Current Ripple Suppression and Electro-thermal Analysis of the Coupled Inductor for the Quasi-Z Source Inverters

LIU Ping[†], HE Minjie, HUANG Shoudao

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082 China)

Abstract: The quasi-Z source inverter (qZSI) has a unique impedance network that couples the power supply to the conversion circuit and has a special buck-boost function. Inductors are the core components of the impedance network, which occupy a large proportion of qZSI, and thus the size and weight of the two inductors can be significantly reduced by a coupled inductor design. In this paper, a novel design of coupled inductor is proposed to reduce the input current ripple of qZSI. Then, the loss of the coupled inductor and the temperature rise are analyzed. Moreover, the analytical expressions of the loss and temperature of the magnetic core and the winding are derived. A multiphysics model using the finite element software Ansys and a 6 kW qZSI prototype were built for simulation and verification.

Key words: quasi-Z source inverter; coupled inductor; current ripple; electric losses; electro-thermal analysis

准 Z 源逆变器克服了传统逆变器的一些不足, 且相比于 Z 源逆变器, 还具有如输入电流连续, 显

著降低一个电容电压应力的优点^[1], 这使其在燃料电池、光伏发电和电动汽车驱动等新能源领域拥有

* 收稿日期: 2018-09-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51507055), National Natural Science Foundation of China(51507055)

作者简介: 刘平(1983—), 男, 江西吉安人, 湖南大学助理教授, 博士

[†] 通讯联系人, E-mail: pingliu@hnu.edu.cn

更广阔的应用前景^[2-5]. 然而由于其存在的直通状态使得系统输入端电流脉动^[6-7], 当电源为蓄电池时电流纹波过大会产生较大的电池损耗, 降低了电池寿命与系统可靠性. 针对该问题, 文献[8]在逆变器前端加入 LC 滤波器来减小纹波, 但这种方式会增加系统额外的体积、重量和成本.

同时, 因准 Z 源阻抗网络需要 2 个电感, 采用耦合电感设计有效减小了系统体积和重量, 通过相间磁耦合能够减小电流纹波, 并且还能加快瞬态电流响应^[9]. 但由于准 Z 源逆变器电感中电流和交变磁通的高频变化会引起较大的绕组及磁芯损耗, 因此对其进行电热分析是十分必要的. 文献[10-11]针对软磁铁氧体和环形非晶材料给出了损耗模型, 但由于公式过于复杂, 待定系数多, 因而在工程中并不常用. 而 Steinmetz 将磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗三部分用一个经验公式表达, 在正弦波激励的条件下能较为准确地计算磁芯损耗, 但并不适用于正弦波激励以外的情况^[12]. 文献[13]在 Steinmetz 公式的基础上提出了一种新的递归算法可以精确计算任意波形的磁芯损耗, 但需要针对不同的应用场合做出相应的改变.

针对上述问题, 本文提出一种准 Z 源逆变器耦合电感的新型设计方案, 相比于文献[14], 本文使用 U 型磁芯减小耦合电感体积以及重量, 合理设置两个电感线圈匝数, 降低输入电流纹波. 然后结合准 Z 源逆变器中耦合电感的工作原理, 应用文献[13]的推演方法, 给出了损耗计算的解析表达式, 分析了不同占空比和开关频率对磁芯损耗的影响并进行热分析. 利用 ANSYS 仿真平台搭建准 Z 源逆变器的电磁热多物理域联合仿真模型, 以及搭建了一台 6 kW 的准 Z 源逆变器样机, 通过仿真和实验验证了理论分析的正确性.

1 准 Z 源逆变器输入电流纹波抑制

准 Z 源逆变器如图 1 所示, 其在输入电源和逆变桥之间加入了一个由电感和电容组成的阻抗网络, 将传统逆变器尽力避免的直通状态改造成了正常工作状态并实现升压, 且避免了额外的死区时间, 有效改善了交流侧输出电压和电流波形.

当逆变器直通时, 二极管 D 承受反向电压导致关断, 能量由电容转移至电感, 电感电流增加. 而当逆变器非直通时, 二极管 D 导通, 由电源和电感共同为负载提供能量, 电容电压可被充电至高于输入

电源电压, 因此提供了独特的升降压特性. 逆变器直流母线电压 V_{PN} 与输入电压 V_{in} 的关系为:

$$V_{PN} = V_{C1} + V_{C2} = \frac{1}{1 - 2D_0} \times V_{in} = B \times V_{in} \quad (1)$$

式中: D_0 为直通占空比; B 为升压系数.

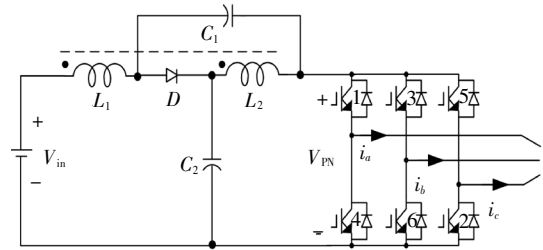


图 1 电压源型准 Z 源逆变器

Fig.1 Voltage fed qZSI with continuous input current

准 Z 源逆变器稳定工作时, 电容电压变化率远小于电感电压, 为方便计算, 可以认为其瞬态电压接近其平均电压, 如下式所示:

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

当逆变器直通时, 二极管 D 被迫关断, 电感 L_2 直接与电容 C_2 相连, 电感电流呈上升趋势, 耦合电感两端电压分别为:

$$\begin{cases} V_{L1} = V_{in} + V_{C1} = \frac{1 - D_0}{1 - 2D_0} V_{in} = V_{C2} \\ V_{L2} = V_{C2} \end{cases} \quad (3)$$

当逆变器处于非直通工作状态时, 二极管 D 正常导通, 电感 L_2 直接与电容 C_1 反向相连, 由于电容 C_1 小于 C_2 两端电压, 电感电流呈下降趋势, 结合公式(2)可以得到:

$$\begin{cases} V_{L1} = V_{in} - V_{C2} = -V_{C1} \\ V_{L2} = -V_{C1} \end{cases} \quad (4)$$

由此可以发现耦合电感的两端电压始终保持相同, 即:

$$L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta T} + M \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta T} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta T} + M \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta T} \quad (5)$$

得到两端纹波电流关系为:

$$\Delta i_{L1} = \frac{L_2 - M}{L_1 - M} \Delta i_{L2} \quad (6)$$

因此, 仅通过调整电感参数即一个线圈的匝数, 令自感 L_2 等于互感 M , 即可以有效减小 L_1 端电感输入电流纹波. 本文耦合电感应应用 U 形磁芯, 为防止饱和, 在铁芯两端添加集中式气隙. 耦合电感的等效磁路模型如图 2 所示, $n_1 i_{L1}$ 和 $n_2 i_{L2}$ 为安匝数, R_{iron}

为铁芯磁阻, R_{air} 为气隙磁阻, 在实际应用中, 由于铁芯磁导率远大于空气, 即气隙磁阻远大于铁芯磁阻, 因此计算时可以认为 $R_{iron} \approx 0$.

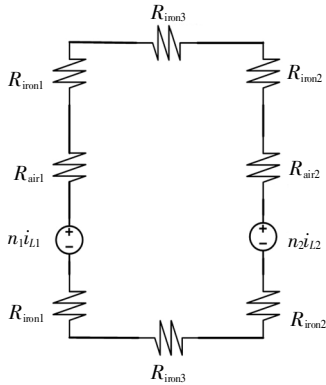


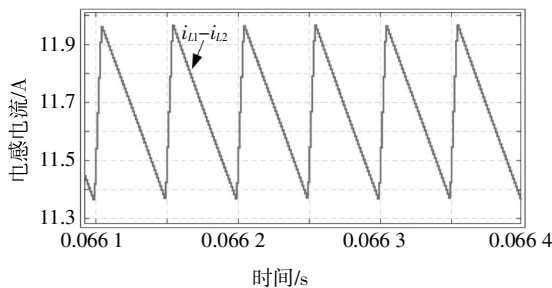
图2 耦合电感的等效磁路模型

Fig.2 Equivalent magnetic circuit of coupled inductor

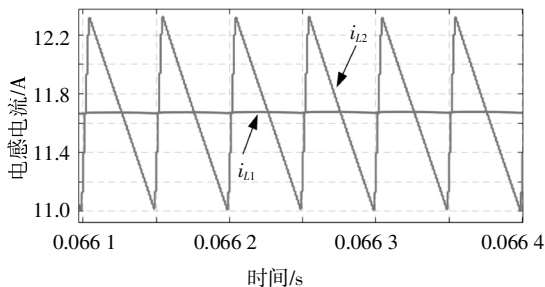
在U形磁芯中, 由于其磁通路径唯一, 两端磁通量必须相等, 在准Z源逆变器的应用条件下, 电感两端平均电流相等, 即 $\bar{i}_{L1} = \bar{i}_{L2}$, 同时其必须满足公式(7)的约束条件:

$$n_1 i_{L1} = n_2 i_{L2} = (R_{air1} + R_{air2})\varphi \quad (7)$$

式中: φ 为磁芯磁通量. 因此在实际应用中, U形电感两端绕组匝数根据使用条件不能相差过大, L_2 端的自感与互感尽可能接近, 这需要尽量减小漏磁通, 提高耦合系数. 电感设计前后的电感电流仿真结果对比如图3所示, 由图可知, 该设计有效减少了输入电流纹波.



(a) 电感电流波形 ($L_1 = L_2 = 1.1$ mH)



(b) 电感电流波形 ($L_1 = 1.1$ mH, $L_2 = M = 0.8$ mH)

图3 耦合电感电流仿真波形

Fig.3 Simulated current of coupled inductor

2 耦合电感的电热分析

2.1 损耗分析

准Z源逆变器正常运行时, 电感纹波电流会引起磁芯反复磁化, 当磁芯在反复磁化过程中不会由于直流偏置而趋于饱和时, 直流偏置对磁芯损耗的影响可以忽略^[15]. 磁芯损耗与宏观的重复磁化速率有着直接的关系, 因此, 可以对磁通变化率 dB/dt 在一个磁化周期里求均值, 得到:

$$\Delta B = \frac{1}{NA_e} \int_0^t v dt \quad (8)$$

式中: ΔB 为激励作用下的磁感应强度峰峰值; N 为绕组匝数; A_e 为磁芯截面面积; t 为一个周期中电感承受正向电压时间, v 为电感正向电压幅值.

对于非正弦激励下的磁芯损耗计算, 采用改进后的通用 Steinmetz 公式来计算平均损耗, 在一定程度上改善了磁芯损耗评估的精度, 改进的单位体积磁芯损耗计算公式为^[13]:

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \quad (9)$$

式中 k_i 定义为

$$k_i = \frac{K_C}{2^{\beta-1} \pi^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha d\theta} \quad (10)$$

修正后的 Steinmetz 公式在保留原方程常数 K_C 、 α 和 β 的基础上解决了各种激励条件下磁芯损耗的计算问题. 针对准Z源逆变器中的应用, 利用式(9)采用分段线性化方法计算, 即在直通和非直通区间分别计算磁通变化, 得到式(11):

$$P_V = k_i |\Delta B|^{\beta-\alpha} f \left[\int_0^{D_0 T} \left| \frac{\Delta B}{D_0 T} \right|^\alpha dt + \int_{D_0 T}^T \left| \frac{\Delta B}{(1-D_0)T} \right|^\alpha dt \right] \quad (11)$$

简化后为:

$$P_V = k_i |\Delta B|^\beta f^\alpha [D_0^{1-\alpha} + (1-D_0)^{1-\alpha}] \quad (12)$$

式中 f 为电感电流纹波频率即磁芯励磁频率, 其与调制策略和开关频率相关.

由上述公式, 得到开关频率以及直通占空比对磁芯损耗的影响如图4所示. 可以看出, 在开关频率一定时, 磁芯损耗随直通占空比呈指数增加, 这是由于纹波电流幅值随着直通占空比上升发生指数级增长进而导致磁通变化率增加. 因此, 在实际使用中,

需要高直通占空比即高电压增益时,电感设计要同时考虑损耗和由纹波电流引起的磁饱和问题.由图 4 还可看出,在相同电压增益即直通占空比不变的情况下,开关频率对磁芯损耗的影响并不大,这是由于在准 Z 源阻抗网络中随着开关频率的提高,每个开关周期中直通时间减小,电感电流脉动也相应变小,因此磁感应强度峰峰值减小,由此导致磁芯损耗甚至出现了略微下降.同时也可以得到结论,准 Z 源逆变器采用不同的调制策略对磁芯损耗的影响也是有限的,各调制策略下直通状态插入方式的不同会对电感电流脉动造成较大影响,在一个开关周期中可以通过将直通状态分段插入达到减小纹波的目的,但在调制度和直通占空比不变的情况下,这种方式等效于通过提高开关频率减小电感电流纹波,磁芯损耗并不会因此发生显著变化.

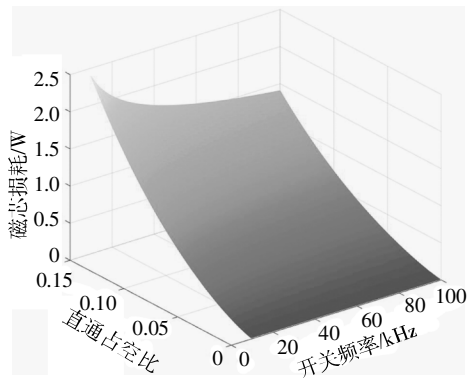


图 4 磁芯损耗分布
Fig.4 Core loss distribution

2.2 热分析

电感的温升是磁芯和绕组损耗以及电感表面热传导能力的综合作用的结果.为了避免绕组短路,绕组之间都加有绝缘材料进行电气隔离.其绝缘等级决定了它的最大温升,磁性元件的损坏主要是由于温升过高引起的,因而需要兼顾整机电气指标和散热系统的设计.耦合电感的热源主要是磁芯和绕组损耗,在没有主动散热的情况下主要以热对流和热辐射的方式散热.目前主要依靠有限元仿真分析和经验公式对电感温度粗略计算.在工程中常用一种等效热路法^[16]计算磁性元件的平均温升,温度变化 ΔT 与功率损耗 P 和热阻 R_θ 成线性正比关系,因此:

$$\Delta T = R_\theta \times P \quad (14)$$

在自由表面散热的环境下,热阻的经验公式^[17]如下所示, A_f 为表面面积(cm^2).

$$R_\theta = 295A_f^{-0.7} P^{-0.15} \quad (15)$$

本文以耦合电感磁芯 AMCC-32 为例,因电感设计前后 L_2 端纹波电流都会引起磁芯反复磁化,磁芯损耗相同,同时电感平均电流不变,绕组损耗变化较小,因而设计前后温度场变化较小,为了更具有普适性,温度场实验令 L_1 和 L_2 两端匝数相同,同绕制 54 匝,绕组线圈直径 d 为 1.8 mm,交流电阻远小于直流电阻,趋肤效应较小,试验电感电流有效值为 11.7 A,单个线圈直流电阻为 0.032Ω ,计算出耦合电感绕组总损耗即铜耗为 8.7 W.

AMCC-32 磁芯为铁基非晶,其 K_c 、 α 和 β 分别为 1.377、1.51、1.74,磁芯体积为 62 cm^3 ,电感表面积为 200.84 cm^2 .由式(8)~(15)可以计算出磁芯损耗为 1.18 W,稳态时电感温升为 $51 \text{ }^\circ\text{C}$.

3 仿真及实验

利用 Ansys 软件平台建立准 Z 源逆变器电热多物理场联合仿真模型,如图 5 所示,仿真及试验参数如表 1 所示.采用 Simplerer 软件搭建准 Z 源逆变器控制电路,联合 Maxwell 软件进行磁分析,并采用 Icepak 软件进行温度场分布计算.

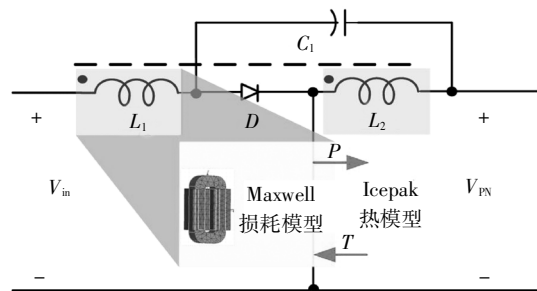


图 5 准 Z 源逆变器多物理场仿真模型
Fig.5 Multiphysics simulation model of qZSI

表 1 系统参数

Tab.1 System parameters

参数名称	参数值
输入直流电压/V	220
开关频率/kHz	10
调制度	0.9
直通占空比	0.1
环境温度/ $^\circ\text{C}$	20
负载电阻/ Ω	8
负载电感/mH	8
Z 网络电容/ μF	100
磁芯材料	AMCC-32
IGBT 模块	PM75RL1A120
控制单元	DSP28335

采用 Maxwell 软件中的 Magnetic/Transient 模块,铁基非晶磁滞回线如图 6(a)所示,图 6(b)为电感磁密云图,可以看出耦合电感正常工作在非饱和区间.

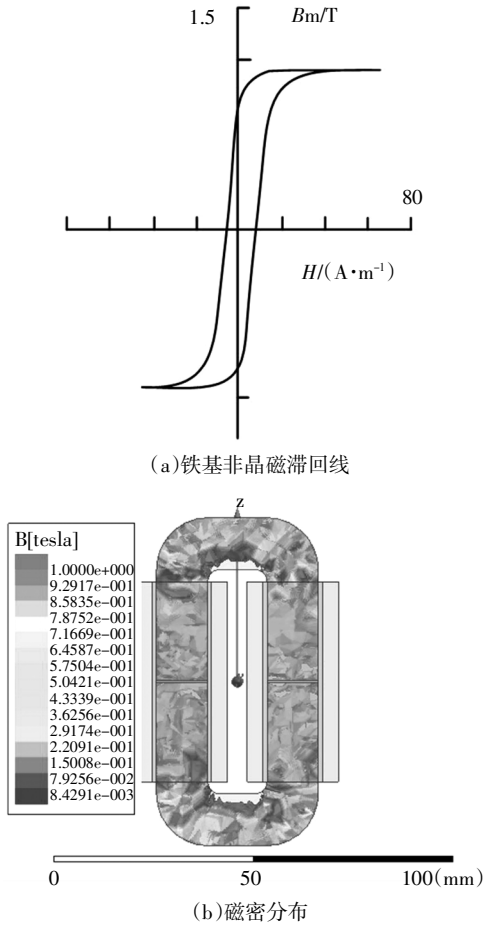


图 6 磁芯数据及磁密分布

Fig.6 Magnetic data and flux density distribution

图 7 为磁芯瞬时损耗曲线,有限元软件中基于等效的椭圆磁滞回线模型通过在每个剖分区间相加得到总的损耗数据,可以发现在仿真开始时由于磁通变化量较大,初始损耗也在上升,随着运行的稳定,由于磁场的周期性变化,损耗也在一个小范围内稳定波动,与理论计算结果相符.

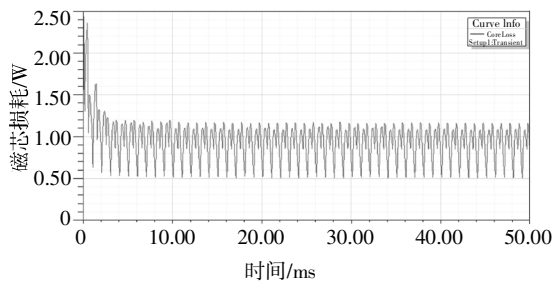


图 7 磁芯损耗

Fig.7 Magnetic core loss

图 8 为耦合电感及其整个求解域内温度场分布情况,由图可知在运行过程中耦合电感磁芯的中心区域温度高于外围与空气接触部分,并且绕组的温度显著高于磁芯,最终分别达到平衡状态.

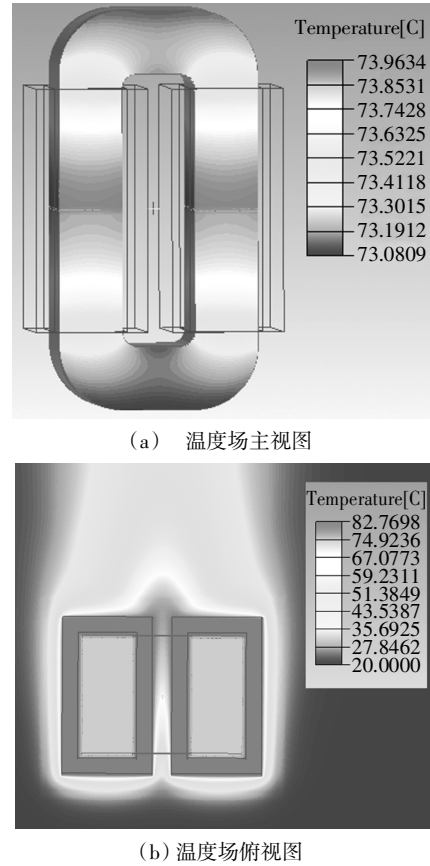


图 8 耦合电感温度场分布

Fig.8 Temperature field distribution of inductor

为了验证上述耦合电感设计的正确性,在室温 20℃的环境下搭建实验平台如图 9 所示,采用简单升压控制.电感设计气隙 0.4 mm,耦合系数为0.845, L₁ 端绕制 54 匝, L₂ 端绕制 39 匝.与 L₁、L₂ 同时绕制 54匝时电感电流波形对比如图 10 所示,直流母线

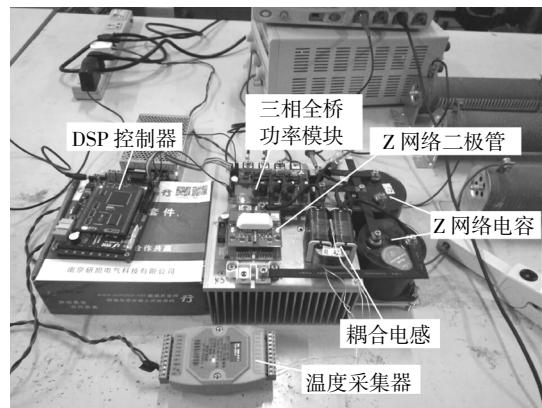
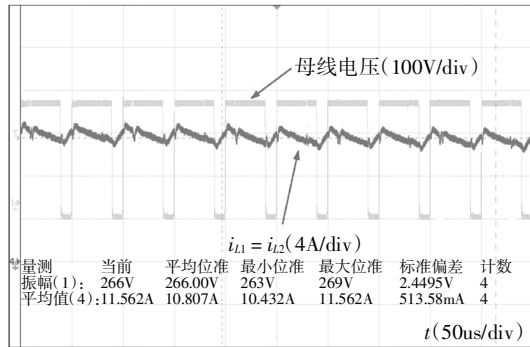


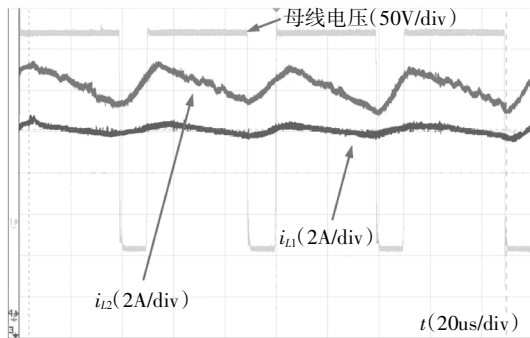
图 9 试验平台

Fig.9 Test bench for validation

电压稳定在 269 V,与理论相符,图 11 为不同功率负载下电感电流波形对比,可以看出输入端电流纹波有了明显改善,由于在实际中较难做到 L_2 与 M 完全一致,输入电流依然存在微小波动。



(a)母线电压及电感电流($L_1 \approx L_2 = 1.1\text{mH}$)



(b) 母线电压及电感电流($L_1 = 1.1\text{mH}, L_2 \approx M = 0.8\text{mH}$)

图 10 耦合电感电流实验波形对比

Fig.10 Experimental comparison of dc-link and coupled inductor current

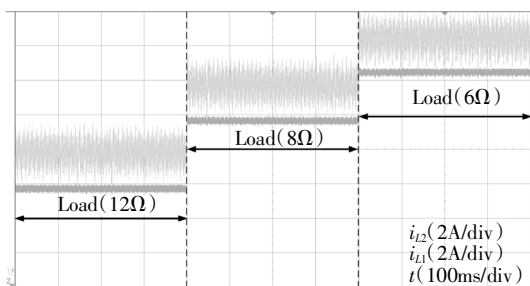


图 11 不同负载下电感电流实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of inductor current under different loads

为检验温度场仿真和理论计算结果的准确性,采用 PT100 温度传感器测量准 Z 源逆变器耦合电感的温度,结果如图 12 所示.绕组和磁芯温度初期快速上升,在 90 min 后分别稳定在 79 °C 和 70 °C.由此可见,理论计算和仿真所得到的温升结果与实验

相符,在误差的允许范围内。

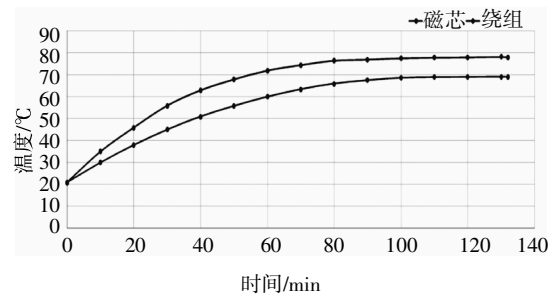


图 12 电感器温度变化曲线

Fig.12 Temperature change curve of inductor

4 结论

针对准 Z 源逆变器输入电流纹波问题,利用其特殊的阻抗网络,本文提出了一种减小输入电流纹波的新型设计方案;同时,对耦合电感的电热进行了电热分析,得到了其温度场分布,通过仿真以及实验得以下结论:

1)该设计方案简便实用,无需添加额外器件,仅需合理设置两个线圈匝数令 L_2 自感与互感相同,经实验验证可有效降低输入电流纹波幅值 90% 以上。

2)有限元联合仿真建模,综合考虑了电磁热对电路的影响,仿真和实验结果验证了热分析的正确性,可以为系统的散热结构尤其是电感的设计提供指导。

参考文献

[1] ANDERSON J, PENG F Z. A class of quasi-Z-source inverters[C] //Industry Applications Society Annual Meeting. Edmonton, AB, 2008: 1-7.

[2] 彭方正, 房绪鹏, 顾斌, 等. Z 源变换器 [J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 47-51.

PENG F Z, FANG X P, GU B, et al. Z-source converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2): 47-51. (In Chinese)

[3] XU P, ZHANG X, ZHANG C W, et al. Study of Z-source inverter for grid-connected PV systems[C]// the Eighth International PCIM China. 2006: 1-5.

[4] BADIN R, HUANG Y, PENG F Z, et al. Grid interconnected Z-source PV system [C]// Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC, IEEE, 2007: 2328-2333.

- [5] 王剑,孙松松,王传辉,等.基于Z源网络的UPS逆变器的研究[J].电气技术,2016,17(7):31—35.
WANG J,SUN S S,WANG C H,*et al.* The research on UPS inverter based on Z-source network[J]. *Electrical Engineering*, 2016, 17(7):31—35. (In Chinese)
- [6] 董帅.Z源逆变器纹波特性研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2016.
DONG S. Research on the ripple characteristic of Z-source inverter [D]. Harbin:Harbin Institute of Technology, 2016. (In Chinese)
- [7] 董帅,张千帆,王睿,等.SVPWM控制时双向Z源逆变器电容电压纹波分析[J].电工技术学报,2017,32(24):107—114.
DONG S,ZHANG Q F,WANG R,*et al.* Analysis of capacitor voltage ripple for bi-directional Z-source inverters based on SVPWM [J].*Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(24): 107—114. (In Chinese)
- [8] GU Y,ZHANG D,ZHAO Z. Input current ripple cancellation technique for boost converter using tapped inductor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(10):5323—5333.
- [9] 陈乾宏,阮新波,严仰光.开关电源中磁集成技术及其应用[J].电工技术学报,2004,19(3):1—8.
CHEN Q H,RUAN X B,YAN Y G. The application of the magnetic-integration techniques in switching power supply [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2004, 19(3):1—8. (In Chinese)
- [10] BOGLIETTI A,CAVAGNINO A,LAZZARI M,*et al.* Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: an engineering approach [J]. *Magnetics IEEE Transactions on*, 2003, 39(2):981—989.
- [11] 张宁,李琳,魏晓光.非正弦激励下磁心损耗的计算方法及实验验证[J].电工技术学报,2016,31(17):224—232.
ZHANG N,LI L,WEI X G. Calculation method and experimental verification of core losses under non-sinusoidal excitation [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(17): 224—232. (In Chinese)
- [12] STEINMETZ C P. On the law of hysteresis [J]. *Proceedings of the IEEE*, 1984, 72(2):197—221.
- [13] VENKATACHALAM K,SULLIVAN C R,ABDALLAH T,*et al.* Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters [C]//*IEEE International Workshop on Compel*. 2002:36—41.
- [14] BATTISTON A,MILIANI E H,PIERFEREDICI S,*et al.* A novel quasi-Z-source inverter topology with special coupled inductors for input current ripples cancellation[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 31(3):2409—2416.
- [15] MUHLETHALER J,BIELA J,KOLAR J W,*et al.* Core losses under the DC bias condition based on Steinmetz parameters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(2):953—963.
- [16] HURLEY W G,WÖLFLE W H. Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications [M]. John Wiley & Sons, Ltd, 2013.
- [17] 刘国伟.高频磁性元器件损耗分析及电感温升电流测量装置的研究[D].福州:福州大学,2011.
LIU G W. Analysis of high-frequency magnetic components and study on measuring equipment of inductor temperature-rise current [D]. Fuzhou: Fuzhou University, 2011. (In Chinese)