# 基于LCC的三相四线制逆变器特性分析与控制

刘 平<sup>1,2</sup>, 刘美琦<sup>1</sup>, 苗铁如<sup>1</sup>, 刘 涛<sup>1</sup>, 李珊瑚<sup>2</sup>, 黄守道<sup>1</sup>
(1. 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082;
2. 河北工业大学 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室, 天津 300130)

**摘要**:传统的三相四线制逆变器存在拓扑结构与控制复杂、工频变压器导致体积庞大等问题。以一种简单的 基于LCC网络的三相四线制逆变器为研究对象,深入分析了其构造原理与工作特性,其每一相输出电压独立 于负载,因此在为多种不平衡负载供电时具有输出电压自平衡功能。LCC网络的增益还可以提高直流母线 电压利用率,满足电气化交通领域的应用需求。给出了LCC网络的参数设计流程。针对LCC网络内部复杂 的耦合关系,采用双序αβ坐标系与单序dq坐标系结合的解耦控制方法,对其进行计算机仿真,并且搭建了 1 kW / 105 V 的原理性实验平台,与4种典型三相四线制逆变器进行对比,验证了理论分析的正确性与所提 控制方法的有效性。

关键词:不平衡负载;LCC网络;逆变器;电气化交通;双序解耦控制中图分类号:TM 464文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202206023

## 0 引言

随着电气化交通技术的发展,运载交通中的负载也日益复杂,既包括常规的电热等三相平衡负载, 又包括照明、插座等单相负载。辅助逆变器作为电 气化交通辅助供电系统的核心装置,承担着将各种 不同类型的电能转变成三相交流电以供给负载的作 用,其工作的可靠性是用电设备正常运行的关键<sup>[1]</sup>。

电气化交通用辅助逆变器可采用双逆变器、单 输出变压器结构<sup>[23]</sup>实现单、三相交流电独立输出。 但是2台逆变器串联时的开关器件动态均压较高, 系统可靠性低;所使用变压器的原边绕组输入电压 的谐波含量高,变压器中的谐波损耗大[3]。为了提 高辅助逆变系统的功率密度与系统简洁度,可采用 单、三相一体化输出型结构,其中典型的拓扑为三相 四线制逆变器拓扑<sup>[49]</sup>。相较于传统三相三线制逆 变器,三相四线制逆变器加入了中线,可为不平衡负 载产生的零序电流提供回路,从而解决输出电压不 平衡问题<sup>[5]</sup>,如带△-Y变压器式逆变器拓扑<sup>[4]</sup>,由于 必须在输出端添加中点以形成变压器,工频输出时 增加了系统的体积和重量。三相分裂电容式省去了 变压器,但直流电压利用率较低[67]。四桥臂逆变 器<sup>[8]</sup>额外增加的第四桥臂可控制中线电流,但是硬 件上也增加了开关器件的驱动电路,调制与控制系 统的设计难度更大。文献[10]提出的3台单相逆变

收稿日期:2021-11-07;修回日期:2022-03-14 在线出版日期:2022-07-04

基金项目:省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验 室(河北工业大学)开放课题基金资助项目(EERI\_KF2020011) Project supported by State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment(Hebei University of Technology)(EERI\_KF2020011) 器组合式拓扑也可为零序电流提供通路。然而,工 频输出时每相的隔离变压器体积大,成本高,且用于 确保三相平衡输出的附加相位控制器增加了系统的 复杂性。

另外,为了使三相四线制逆变器输出稳定的三 相平衡电压,通常在 dq 同步旋转坐标系下采用比例 积分(proportional integral, PI)或比例谐振(proportional resonant, PR)调节器控制其输出<sup>[11]</sup>。文献 [12]提出一种以αβ0坐标系下的电压作为反馈量的 控制方法;文献[13]对正、负序电压单独控制的方法 进行研究,但未考虑 dq 解耦;文献[14]将零序电压 构造为一组负序量,再将其变换为直流量进行调节 以实现无静差控制,但双环控制时调节器数量多,控 制复杂。

综上所述,单、三相交流电独立输出的电气化交 通用辅助逆变器拓扑结构复杂,开关器件的动态均 压较高,且变压器的谐波损耗大,不利于功率密度的 提高。单、三相交流电一体化输出的三相四线制拓 扑吸引了广大学者的目光,但是部分拓扑仍存在着 直流电压利用率不高,硬件结构、调制与控制系统复 杂等问题。

因此,从逆变器本身拓扑寻求突破来探索构建 结构简洁、控制简单的新型三相四线制逆变器具有 理论意义与实用价值。文献[15]提出一种LCC电路 以代替传统逆变器中LC或LCL滤波器,其自动调节 输出电压的特性可矫正三相逆变器带不平衡负载时 出现的输出电压不平衡的问题,且拓扑结构简单、易 控制。但未给出LCC参数的通用设计流程;且所采 用的前馈控制方法需要通过采样输出电压的幅值与 相位对控制器参数进行在线整定,以弥补实际中 LCC电路谐振频率的偏移带来的输出电压偏差 问题。

本文分析了典型三相四线制逆变器对不平衡电 压的矫正原理,在文献[15]的基础上,深入分析了 LCC网络的构造原理与工作特性,给出了LCC网络 参数的设计方法,控制输出电压、电流谐波和电感电 流纹波在逆变电源规定的范围内。根据对称分量法 设计了闭环控制策略,将正、负序电压分量在αβ轴 上进行控制,然后与内环一起在 dq轴上进行控制, 提出一种双序αβ坐标系与单序 dq坐标系结合的解 耦控制方法,并进行了仿真验证。最后搭建实验样 机,验证本文分析的正确性。

## 1 典型三相四线制逆变器及其不平衡电压 矫正原理

传统三相三线制逆变器无中线,不能为不平衡 负载产生的零序电流提供回路,因此较小的零序电 流即会导致较大的零序电压畸变[16],传统三相三线 制逆变器拓扑自身不能克服以上问题,因此须对其 进行一些改进,目前有如附录A图A1所示的4种常 用的改进式拓扑,即输出接△-Y变压器式逆变器、 分裂电容式逆变器、四桥臂逆变器和3台单相逆变 器的组合式逆变器。输出接△-Y变压器式、分裂电 容式、组合式逆变器通过将附录A图A2中的中性点 g和直流电源电压的中点O直接连接起来,为零序电 流提供回路,从而消除三相输出电压中的零序电压 畸变。四桥臂逆变器的直流电源电压中点O浮置, 但是加入了一个额外的桥臂,意味着在电路拓扑中 加入一个新的可控电流项和一个与之对应的可控占 空比。通过这2个可控项使引起零序电压畸变的电 流量等于0,即可实现对零序电压畸变的矫正。

下面将具体说明三相四线制逆变器的不平衡电压矫正原理。

由图A2可知,传统三相三线制逆变器的直流正 母线的电流*i*。可表示为:

$$i_{\rm p} = d_{\rm a}i_{\rm a} + d_{\rm b}i_{\rm b} + d_{\rm c}i_{\rm c} \tag{1}$$

式中:*d*<sub>a</sub>、*d*<sub>b</sub>、*d*<sub>c</sub>为三相桥臂上管的占空比开关函数, 以 a 相为例,当上管开通时*d*<sub>a</sub>=1,否则*d*<sub>a</sub>=0;*i*<sub>a</sub>、*i*<sub>b</sub>、*i*<sub>c</sub> 为三相电感电流。此处忽略脉宽调制所带来的谐波 分量并不影响结果分析的正确性<sup>[5]</sup>,所以有:

 $d_k = 1/2 + m_k \cos(\omega_1 t + \varphi_{k1})/2$  k=a,b,c (2) 式中: $m_k$ 为桥臂的幅度调制比; $\varphi_{k1}$ 为基波初相角; $\omega_1$ 为基波角频率。

每个桥臂的上管和下管互补导通,因此直流负 母线的电流*i*<sub>n</sub>可表示为:

$$i_{n}=(1-d_{a})i_{a}+(1-d_{b})i_{b}+(1-d_{c})i_{c}$$
 (3)  
将式(2)代人式(1)、(3)有:

$$i_{\rm p} = (i_{\rm a} + i_{\rm b} + i_{\rm c})/2 + \left(\tilde{d}_{\rm a}i_{\rm a} + \tilde{d}_{\rm b}i_{\rm b} + \tilde{d}_{\rm c}i_{\rm c}\right) \tag{4}$$

$$i_{\rm n} = (i_{\rm a} + i_{\rm b} + i_{\rm c})/2 - (\tilde{d}_{\rm a}i_{\rm a} + \tilde{d}_{\rm b}i_{\rm b} + \tilde{d}_{\rm c}i_{\rm c})$$
(5)

式中:*d*<sub>*k*</sub>中的交流成分*d*<sub>*k*</sub>为式(2)等号右侧的第二 项。传统三相三线制逆变器的直流电源电压中点浮 置,所以有:

 $i_{\rm p} = -i_{\rm n} \tag{6}$ 

$$i_{\rm a} + i_{\rm b} + i_{\rm c} = 0 \tag{7}$$

图 A2 中的3 个电流源分别为 d<sub>a</sub>i<sub>a</sub>、d<sub>b</sub>i<sub>b</sub>、d<sub>e</sub>i<sub>e</sub>; 3 个 电压源分别为 d<sub>a</sub>V<sub>a</sub>、d<sub>b</sub>V<sub>b</sub>、d<sub>e</sub>V<sub>e</sub>,其中 V<sub>a</sub>、V<sub>b</sub>、V<sub>e</sub>为三相输 出电压。当传统三相三线制逆变器带不平衡负载 时,三相电感电流的和不能为0,因此g 点和0 点之 间的电流 i<sub>og</sub>也必然不为0,但由于传统三相逆变器 的g 点和0 点未连接,因此g 点和0 点的电位不等。 所以在传统三相三线制逆变器中,负载不平衡时g 点的电位必然发生偏移,从而迫使三相输出电压不 平衡,使式(7)成立。

由上文分析可知,式(4)、(5)中的( $i_a$ + $i_b$ + $i_c$ )/2 是传统三相三线制逆变器带不平衡负载时输出三相 不平衡电压的根本原因。可以通过使 $i_n$ + $i_p$ 流通或 使 $i_a$ + $i_b$ + $i_c$ =0这2种方法矫正零序电压畸变。输出接  $\triangle$ -Y变压器式、分裂电容式、组合式逆变器采用的 是前一种方法,四桥臂逆变器采用的是后一种方法。 本文基于LCC网络的三相四线制逆变器(简称为 LCC逆变器)拓扑通过使 $i_n$ + $i_p$ 流通,同时利用LCC网 络的电压自调节特性共同作用来矫正不平衡电压。

## 2 LCC逆变器的特性分析与参数设计

## 2.1 LCC 逆变器的特性分析

图 1 为 LCC 逆变器拓扑<sup>[15]</sup>。图中: $V_{de}$ 为直流电 源; $C_{d1}$ 、 $C_{d2}$ 为输入侧直流母线电容; $T_1 - T_6$ 为三相逆 变桥的 IGBT 开关管;L、 $C_1$ 、 $C_2$ 组成 LCC 网络;N 为中 性点; $i_{La}$ 、 $i_{Lb}$ 、 $i_{Le}$ 为逆变器三相电感电流; $i_{aa}$ 、 $i_{ob}$ 、 $i_{oe}$ 为三 相负载电流。



图 1 LCC 逆变器拓扑 Fig.1 Topology of LCC-based inverter

以图1所示逆变器的a相LCC网络为例进行分析,得到如附录A图A3所示的LCC网络的等效电路,图中角频率为 $\omega_1$ 的桥臂输出电压 $U_{1\omega_1}$ 、L和 $C_2$ 组成了单相LCC网络的左侧部分,根据戴维南定理可以等效为电压源和阻抗串联的形式,其等效串联阻抗为 $Z_{eu}$ ,等效输出电压 $U_{eu}$ 可表示为:

$$\boldsymbol{U}_{eq}(\boldsymbol{j}\boldsymbol{\omega}_{1}) = \frac{1}{1 - \boldsymbol{\omega}_{1}^{2}LC_{2}} \boldsymbol{U}_{1\boldsymbol{\omega}1}(\boldsymbol{j}\boldsymbol{\omega}_{1})$$
(8)

此时,LCC网络的等效阻抗 $Z_{LCC}$ 为:

$$Z_{\rm LCC}(j\omega_1) = Z_{\rm av} + j \frac{1 - \omega_1^2 L(C_1 + C_2)}{(\omega_1^2 L C_2 - 1)\omega_1 C_1}$$
(9)

式中:ZaN为a相的等效负载阻抗。

根据式(9)和图A3,回路中 $Z_{eq}$ 、 $C_1$ 与 $Z_{aN}$ 之间发 生串联谐振的条件为:

$$\omega_1^2 L(C_1 + C_2) = 1 \tag{10}$$

当LCC 网络中的 $L_{\Lambda}C_{1}$ 和 $C_{2}$ 按式(10)配置时,回路等效阻抗 $Z_{LCC}(j\omega_{1})$ 仅由 $Z_{aN}$ 组成,此时负载电压即为 $U_{eq}$ ,由式(8)可知 $U_{eq}$ 仅由LCC 网络的输入电压决定,负载对其无影响。当负载变化时,由于LCC 网络的输入电压不变,因此逆变器输出电压经过短暂的动态过渡过程后会恢复到负载变化前的状态。此时,LCC 网络输出电压的表达式为:

$$U_{ok} = (1+n)U_{1\omega 1}$$
  $k = a, b, c$  (11)

式中: $U_{ak}$ 为三相LCC 网络的输出电压相量形式;n为  $C_2$ 与 $C_1$ 的比值。可以看出,LCC 网络的输入和输出 电压存在着增益1+n且输出电压会始终遵从输入电 压的相角,幅值满足式(11)的增益关系。综上所述, LCC 网络具有电压自调节的能力并可以输出1+n倍 的 $U_{1a1}$ ,这意味着通过该1+n的增益提高了直流电压 的利用率。

LCC 网络的传递函数 G(s)为:  $G(s) = \frac{sC_1R}{s^3 LC_1^2 nR + s^2 L(C_1 + C_2) + sC_1R + 1}$  (12)

式中:R为LCC网络的负载电阻。

在谐振频率为400 Hz,且电感与电容满足式 (10)的情况下,在如附录A表A1所示不同的电感与 电容参数下 LCC 网络的 Bode 图如附录A图 A4 所 示。由图 A4(a)可知,当n一定(这里以n=1为例,即  $C_1=C_2$ )时,L越大,LCC 网络对输出频率小于谐振频 率的信号的抑制能力越强,且在400 Hz处的相移为 0,而对频率2 kHz以上的信号的衰减能力几乎无影 响。由图 A4(b)可知,n越大,LCC 网络在400 Hz处 的输出电压幅值的增益越大(与式(11)相符),同时, 对谐振频率以外的谐波的抑制能力也越强。可以看 出,LCC 网络具有极好的高频滤波特性,可以保证在 输出频率(谐振频率)处有很好的电压质量。

LCC 网络可提高直流电压利用率体现在式 (11),直流母线电压利用率可定义为输出的交流相 电压基波幅值和直流母线电压之比<sup>[8]</sup>。传统采用 正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)的脉宽调制逆变器的输出相电压幅值为 0.5V<sub>dc</sub>,即直流母线电压利用率为 0.5。若将 LCC 网络和三相逆变桥看作一个整体,则本文 LCC 逆变器 的输出相电压幅值为 0.5(1+*n*)V<sub>dc</sub>,即理想情况下直

流母线电压利用率为0.5(1+n)。

表1总结了本文LCC逆变器与常用三相四线制 逆变器拓扑在器件数量和直流母线电压利用率上的 异同,表中拓扑 Ⅰ—Ⅳ分别代表输出接△-Y变压器 式逆变器、分裂电容式逆变器、四桥臂逆变器、组合 式逆变器。与拓扑 Ⅰ、Ⅱ相比,本文拓扑无需工频变 压器,减少了系统的体积与成本;与拓扑Ⅲ、Ⅳ相比, 本文拓扑的电容数量较多,但需要的开关器件与电 感更少,可以实现更高的直流母线电压利用率,这对 于降低直流侧母线电容的电压应力具有重要意义。

表1 传统拓扑与本文拓扑的比较

 Table 1
 Comparison among conventional

topologies and proposed topology

| 参数        | 拓扑 I | 拓扑Ⅱ | 拓扑Ⅲ    | 拓扑Ⅳ | 本文拓扑     |
|-----------|------|-----|--------|-----|----------|
| 开关器件的数量   | 6    | 6   | 8      | 12  | 6        |
| 变压器的数量    | 1    | 0   | 0      | 3   | 0        |
| 电感的数量     | 3    | 3   | 4      | 3   | 3        |
| 电容的数量     | 3    | 5   | 3      | 3   | 8        |
| 直流母线电压利用率 | 0.5  | 0.5 | 0.5667 | 1   | 0.5(1+n) |

## 2.2 LCC网络参数设计

LCC 网络实现上述输出电压与负载电流无关的 特性的必要条件为:电感和电容之间的关系要满足 式(10)。此时,LCC 网络的谐振频率为输出电压基 波角频率 $\omega_1$ 。由式(10)可知,当电感已知时,两电容 之和可以由电感值计算而来。若2个电容的比值*n* 已确定,则可以确定 $C_1$ 和 $C_2$ 的值。因此可先确定电 感的范围,进而确定电容的取值。

本文LCC逆变器的输出相电压u。(t)可近似为[17]:

 $u_{o}(t) \approx MV_{dc}(1+n)\sin(\omega_{1}t)/2$ (13)

式中:M为调制比。

当期望输出电压为110 V,不平衡电阻负载分别 为30、35、40  $\Omega$ ,电感负载均为3 mH时,根据仿真得 到输出电压总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)、三相不平衡<sup>[18]</sup>(这里取任何两相输出电压有 效值之间的最大差值)与*n*之间的关系,如图2所示。 由式(13)和图2可知,*n*不仅影响输出电压幅值,还影 响输出电压 THD 和三相不平衡,此时*n*取1是最优 解。考虑LCC 网络能在较大程度上提高直流母线电 压利用率,同时确保三相不平衡小于6 V<sup>[18]</sup>,*n*取1~3



图 2 湘田屯压THD、二相小平闽与 n 之间的关系 Fig.2 Relationship of output voltage THD and three-phase unbalance vs. n

是合理的。当*M*=1时,根据式(13)计算得到的直流 侧输入电压 V<sub>de</sub>的最大范围应为 u<sub>o</sub>/2~2u<sub>o</sub>。因此,确 定输出电压时,LCC 逆变器的直流侧输入电压必须 在适用范围内。

当LCC 网络的谐振频率取 400 Hz<sup>[18]</sup>(飞机供电系统典型频率)时,根据式(10)可以得出 $C_1$ 、L与n之间的三维关系,如附录A图A5所示。可以看出,n越小, $C_1$ 需要取较大的值才能使L的值较小,不利于节约磁芯材料,结合图2,n取1~3是合理的。

此外,考虑到电感电流纹波和电感的体积,可以 进一步优化电感的参数<sup>[17,19]</sup>。经推导,本文LCC逆 变器的电感最大纹波电流 $\Delta i_{r}$ , 或可表示为:

$$\Delta i_{L_{\max}}(t) = \max_{\substack{0 \le t \le T, \\ 0 \le M \le 1}} \frac{V_{dc} [(1+n)M\sin(\omega t) - 1]M\sin(\omega t)T_s}{2L}$$

式中: ω为三相输出电压的角频率; T<sub>s</sub>为开关周期。 纹波系数 λ 可用于表征电感电流纹波<sup>[17]</sup>, 即:

$$\lambda = \Delta i_{L \max} / (\sqrt{2} I_{o}) \tag{15}$$

式中:*I*。为额定负载电流的有效值;λ通常应限制在 20%~30%<sup>[17]</sup>。电感的取值范围可根据纹波系数λ 的范围初步确定。

电感设计中的另一个重要因素是体积,它与*Ll*<sup>2</sup>的值<sup>[19]</sup>有直接关系,即:

 $LI^2 \ge L(I_{rated} + \Delta i_{L_{max}}/2)^2$  (16) 式中:I为电感电流的峰值; $I_{rated}$ 为逆变器的额定峰值 电流(基频分量)。附录A图A6为不同电感值下 $LI^2$ 值的变化图(此时,输入电压为165 V,调制比M=1), 可以看出,L取1.3 mH时,体积最小。此时取n=1,那 么 $C_1=C_2=60 \mu$ F。

附录A图A7为当n=1时, $\Delta i_{L_{max}}\lambda$ 与输出功率P 之间的关系图。由图A7(a)可知, $\Delta i_{L_{max}}$ 随着P的增 大而增大。但是,P越大意味着 $I_o$ 也越大,因此 $\lambda$ 有 可能维持在设计的电感初始值所满足的20%~30% 范围内。由图A7(b)可知,随着P的增大, $\lambda$ 始终在 规定的范围内。此时L的取值不受功率变化的影 响。当 $V_{de}$ 不变时,不同功率等级体现在不同的n值 上。同理,由式(14),当 $V_{de}$ 不变时, $\Delta i_{L_{max}}$ 随n的增大 而增大。经计算,n=3且P达到12kW时, $\lambda$ 为0.298, 此时L的取值不受功率变化的影响。当L确定后,  $C_1+C_2$ 即确定,因此两电容值的确定只与n有关。当  $V_{de}$ 不变而n变化时, $C_1$ 与 $C_2$ 取值跟随n变化。当n值 一定而 $V_{de}$ 和 $u_o$ 变化时, $C_1$ 与 $C_2$ 取值只与L有关,即不 同功率等级对C(C为电容 $C_1$ 或 $C_2,C=C_1=C_2$ )的取值 基本无影响。

附录A图A8(a)为LI<sup>2</sup>与P之间的关系图。由图 可知,P每增加1kW,LI<sup>2</sup>增加约0.67 J。以本文采用 的铁氧体磁芯(最大磁感应强度B<sub>ma</sub>=0.3 T)为例,根 据面积乘积公式<sup>[20]</sup>可计算出P每增加1kW,磁芯的 面积乘积值增加14.54 cm<sup>4</sup>。因此本文LCC逆变器 在高功率场合会使得基于铁氧体磁芯的电感体积较 大。本文逆变器的电容 $C_1$ 与 $C_2$ 处于交流侧,一般采 用薄膜电容。电容的体积与其储存的能量 $E_{cap}(E_{cap}=CU^2/2,其中U为电容C的额定电压)呈线性关系<sup>[21]</sup>,$  $当<math>C_1=C_2=60 \mu$ F时,图A8(b)为电容 $C_2$ 的 $CU^2/2$ 值随 LCC逆变器输出功率P的变化图,此时P每增加 1 kW, $CU^2/2$ 增加约0.71 J。另外,薄膜电容的容值 每增加1  $\mu$ F,其体积增加12.9 cm<sup>3[21]</sup>。

综上,因LCC体积较大,从功率密度角度来看 LCC逆变器不太适用于大功率应用场合。但是, LCC逆变器在对体积无特殊且苛刻要求的辅助逆变 器领域,如飞机的地面供电单元<sup>[18]</sup>,LCC逆变器的高 输出电压质量、拓扑结构与控制简单、高直流母线电 压利用率等优点使其具有一定的应用前景。

LCC网络参数的设计流程见附录A图A9。

## 3 系统控制策略

由上述分析可知,尽管LCC 网络具有的输出电 压自调节特性使其在开环情况下有一定的抵御负载 突变的能力,但前提是必须保证LCC 网络的谐振频 率与LCC 逆变器输出电压的频率相等。然而,实际 上电感、电容值与标称值之间存在一定的容差,谐振 频率会偏离设定的输出电压频率,导致LCC 网络的 等效阻抗的虚部不为0,使得LCC 网络的输入电压 部分落在其等效阻抗上,减小了LCC 网络端口期望 的输出电压。因此,LCC 网络的参数变化会在一定 程度上影响输出电压的幅值。设LCC 网络参数初始 值为*L*=3 mH、*C*<sub>1</sub>=*C*<sub>2</sub>=60 μF,当LCC 网络参数发生偏 移时输出电压幅值的偏移程度如附录A 图 A10 所 示,可以看出输出电压幅值的最大偏移约为5 V。

为提高本文LCC 逆变器在动态切换不平衡负载时的稳定工作能力,需要对其进行闭环控制。建立LCC 逆变器在 dq 坐标系下的数学模型,如式(17)—(19)所示。

$$L \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{C2d} \\ u_{C2q} \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} i_{Lq} \\ -i_{Ld} \end{bmatrix}$$
(17)

$$C_{1} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} u_{C1d} \\ u_{C1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \omega C_{1} \begin{bmatrix} u_{C1q} \\ -u_{C1d} \end{bmatrix}$$
(18)

$$C_{2} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} u_{C2d} \\ u_{C2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \omega C_{2} \begin{bmatrix} u_{C2q} \\ -u_{C2d} \end{bmatrix}$$
(19)

式中: $i_{Ld}$ 、 $i_{Lq}$ 分别为电感电流的 $d \setminus q$ 轴分量; $u_{Cld} \setminus u_{Clq}$ 分别为电容 $C_1$ 电压的 $d \setminus q$ 轴分量; $u_{C2d} \setminus u_{C2q}$ 分别为电 容 $C_2$ 电压的 $d \setminus q$ 轴分量; $u_{1d} \setminus u_{1q}$ 分别为桥臂中点电压 的 $d \setminus q$ 轴分量; $i_{od} \setminus i_{od}$ 分别为负载电流的 $d \setminus q$ 轴分量。

由式(17)—(19)可知,LCC 逆变器的输出电压 与负载电流在 d 轴与 q 轴存在耦合,本文采用前馈解 耦控制[22],同时结合正序、负序和零序分量单独控制 的思想[23],构建了如图3所示的控制系统框图。图 中:u<sub>a</sub>、u<sub>a</sub>、u<sub>a</sub>为三相逆变器负载侧输出电压;u<sub>a</sub>、u<sub>a</sub> 分别为输出电压正序分量的d、q轴分量;u,d,u,d)分 别为输出电压负序分量的d、q轴分量;u<sub>0</sub>为输出电压 零序分量;上标\*表示相应变量的期望值;S<sub>1</sub>-S<sub>6</sub>分 别为开关管T<sub>1</sub>一T<sub>6</sub>的驱动信号。三相电压反馈信 号分别经过逆时针同步旋转坐标变换提取输出电压 的正序分量,经过顺时针同步旋转坐标变换提取输 出电压的负序分量,再经过 Park 变换( $dq / \alpha\beta$ 变换) 和 Park 变换的逆变换( $\alpha\beta$  / dq 变换),并通过带阻滤 波器滤除2倍基波频率的交流量,即可得到三相电 压中所含的正序分量和负序分量的直流量形式<sup>[22]</sup>。 因此使用简单的PI调节器就可以得到零稳态误差, 避免了采用直接交流量反馈控制所带来的相移问 题。电流环PI调节器的参数为 $K_{a}$ =0.05, $K_{a}$ =150;电 压环PI调节器的参数为K<sub>m</sub>=20,K<sub>m</sub>=50。

对输出电压的正、负序分量分别在dq坐标系进 行控制。将得到的正序控制分量与负序控制分量相 加,经过 $\alpha\beta$  / dq变换后进行电压内环和电流环的解 耦控制,减少了控制器的数量。由于希望消除负序电 压,图 3 中 $u_{qd}^*$ =110 $\sqrt{2}$  V, $u_{qd}^*$ =0, $u_{qd}^*$ =0,

加入 PI 调节器校正后的系统 Bode 图如附录 A 图 A11 所示,相角裕度为 45.6°,剪切频率近似为 2.94 kHz,约为开关频率的 1/7,且大于基波频率,满 足稳定性要求,系统响应速度较快。

## 4 仿真与实验研究

为验证 LCC 网络输出电压自调节特性与控制策略对三相不平衡度的矫正效果,用MATLAB/Simulink对 LCC 逆变器拓扑分别进行了开环与闭环的仿真分析。本文的研究目标为航空航天领域飞机供电系统的应用,输出频率选取典型值400 Hz,则根据2.2节设计得到 LCC 网络中电感 L=1.3 mH,电容 C<sub>1</sub>=C<sub>2</sub>=

60 μF。其余参数为:额定输出功率为1 kW,直流侧 输入电压为165 V,开关频率为10 kHz,三相逆变桥 采用SPWM,调制比*M*=1。

## 4.1 开环仿真结果

开环仿真的负载工况采用附录 A表 A2中的工况 1、2。逆变器开环带不平衡阻感负载时三相输出 电压与负载电流波形如附录 A图 A12、A13 所示。由 图 A12 可知, a 相空载时的三相输出电压有效值分别 为 111、113、107 V, 三相不平衡度为 4.5 %。由图 A13 可知, c 相负载突升时的三相输出电压有效值分 别为 109.2、107.5、111.5 V, 三相不平衡度为 3.6 %。 可以看出, 开环条件下本文逆变器在稳态和负载切 换的动态下可保证输出电压的三相不平衡度低于 国标 GB / T 30203 — 2013《飞机电气系统特性》规 定的允许值 5.8 %<sup>[18]</sup>, 具有输出电压自调节的能力, 但 是其输出电压的三相不平衡度有待进一步改善。

分别对图A12、A13中b相负载电压进行快速傅 里叶变换(fast Fourier transform, FFT)分析,结果如 附录A图A14所示。基频400 Hz情况下,a相空载时 的5次谐波含量为0.036%,7次谐波含量为0.55%;c 相负载突升时的5次谐波含量为0.06%,7次谐波含 量为0.04%。由此可见,LCC网络能够有效减小输 出电压的低次和高次谐波。

## 4.2 闭环仿真结果

闭环仿真的负载工况采用表A2中的工况3、4, 三相输出电压与负载电流波形如附录A图A15、A16 所示。由图可知,不平衡负载下b相负载突升和a相 负载突升时的输出电压三相不平衡度分别为0.3% 和0.27%,可见负载突变前后输出电压的三相不平 衡度有所改善,验证了闭环方案的有效性。

分别对图A15、A16中b相负载电压进行FFT分析,结果如附录A图A17所示。基频400Hz情况下, b相负载突升时的5次谐波含量为0.028%,7次谐波 含量为0.009%;a相负载突升时的5次谐波含量为



#### 图3 正序、负序和零序解耦控制方法

Fig.3 Positive sequence, negative sequence and zero sequence decoupling control method

0.038%,7次谐波含量为0.01%。由此可见,LCC网络具有优异的谐波衰减能力。

## 4.3 开环实验结果

为了验证理论分析和仿真结果的正确性,本文 搭建实验平台如附录A图A18所示。三相逆变器采 用系列产品RTI-INV6030IR(输出功率为5kW),它 包含整流电路、制动电路、逆变电路以及采样电路。 控制器采用基于模型设计、具有代码自动生成功能 的实时数字控制器RTU-BOX。LCC网络中的电容 采用Type 953B的薄膜电容,电感采用铁氧体PC40 的EE型磁芯,并使用利兹线绕63 匝而成。阻感负 载参数与仿真一致。直流侧输入电压为165 V。

图4、5分别为逆变器开环控制下,工况1(b相空载)和工况2下的三相输出电压与负载电流实验 波形。可以看出,尽管负载发生了显著变化,但三相 输出电压的均方根(root mean square,RMS)值分别 约为102、106、105 V。计算出三相不平衡度为2.2%, 低于5.8%<sup>[18]</sup>。可以看出LCC逆变器在开环控制下 已具有一定的抵御负载的能力,但是输出电压的三 相不平衡度有待改善。



## 图4 工况1(b相空载)下三相输出电压与 负载电流实验波形

Fig.4 Experimental waveforms of three-phase output voltage and load current under Case 1(no-load of phase b)





#### 4.4 闭环实验结果

图 6、7分别为逆变器闭环控制下工况 3、4 的三 相输出电压与电流实验波形。图 6 中,不平衡负载 下 b 相负载突升时的三相输出电压 RMS 值分别为 104.6、105.6、101.1 V,计算出的三相不平衡度为 1.7%;图 7 中,不平衡负载下 a 相负载突升时的三相 输出电压 RMS 值分别为 104.7、105.3、103.5 V,计算 出的三相不平衡度为1%,优于开环实验结果。由 此可见,负载突变时,本文LCC逆变器的输出电压经 过短暂调整即可恢复稳态,快速跟踪给定信号,能够 抵抗阻感负载的突变和不平衡。







图 7 工况 4 下三相输出电压与负载电流实验波形 Fig.7 Experimental waveforms of three-phase output voltage and load current under Case 4

分别对开环实验结果(图5)和闭环实验结果 (图7)中a相负载电压进行FFT分析,结果如附录A 图A19所示。基频400 Hz情况下,开环实验下a相 负载电压的THD为2.94%,5次谐波含量为0.75%, 7次谐波含量为0.26%;闭环实验下a相负载电压 的THD为2.12%,5次谐波含量为0.6%,7次谐波 含量为0.18%。这说明LCC网络的谐波衰减能力 较好。

通过仿真对表1中不同拓扑的直流母线电压利 用率进行比较,结果如附图A图A20所示。如果 忽略开关和无源元件上的电压降,则LCC逆变器 的输出电压可以理想地达到V<sub>a</sub>的值。由实验结果 可以看出,直流母线电压为165 V,调制比M=1时, LCC逆变器的输出相电压有效值可达到105 V,幅值 约为148.47 V,可计算出直流母线电压利用率为 0.89,相比输出接Δ-Y变压器式逆变器和分裂电 容式逆变器均提高了78%,相比四桥臂逆变器提高 了57%。

## 5 结论

1)本文对基于LCC网络的三相四线制逆变器的 构造原理与工作特性进行了分析,当LCC网络中L 和C<sub>2</sub>的等效阻抗与C<sub>1</sub>发生谐振时,配置输出电压频 率为谐振频率,即可实现输出电压独立于负载电流, 具有输出电压自调节功能。

2)LCC 网络的增益 1+n 可以提高逆变器的直流 母线电压利用率,相较于传统的输出接△-Y 变压器 式逆变器、分裂电容式逆变器和四桥臂逆变器均可 提高 50%以上,弥补了分裂电容式逆变器的不足。 但是两电容的比值 n 越大会加剧输出电压的三相不 平衡度,n 取值的合理范围为 1~3。

3)仿真与实验结果验证了本文LCC逆变器输出 电压的自调节功能,同时双序 αβ坐标系与单序 dq 坐标系结合的解耦控制方法有效地改善了输出电压 的三相不平衡度,并使其保持在2%以内,弥补了 LCC 网络谐振频率的偏移带来的输出电压幅值的 偏差。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

## 参考文献:

- [1]陈杰,刁利军,朱悟,等.三相四线制地铁辅助逆变器控制策略 研究[J].铁道学报,2012,32(4):34-38.
   CHEN Jie, DIAO Lijun, ZHU Wu, et al. Research on control strategy of three-phase four-wire metro auxiliary converter[J]. Railway Transaction,2012,32(4):34-38.
- [2] 程永谊.城轨车辆辅助电源系统供电方式与电路拓扑结构分析[J].机车电传动,2013(2):49-52.
   CHENG Yongyi. Analysis of power supply mode and circuit topological structure in metro vehicle auxiliary power system
   [J]. Electric Drive for Locomotives,2013(2):49-52.
- [3] 肖彦君,吴茂杉. 城轨列车辅助供电系统的技术要求和电路选型[J]. 现代城市轨道交通,2004(4):24-27,3.
   XIAO Yanjun, WU Maoshan. Technical requirements and circuit selection of auxiliary power supply system for urban rail transit[J]. Modern Urban Transit,2004(4):24-27,3.
- [4] NINAD N A, LOPES L A C. Control of △-Y transformer based grid forming inverter for unbalanced stand-alone hybrid systems [C] //2012 IEEE Electrical Power and Energy Conference. London, ON, Canada: IEEE, 2012: 176-181.
- [5] 彭力,白丹,康勇,等. 三相逆变器不平衡抑制研究[J]. 中国 电机工程学报,2004,24(5):178-182.
  PENG Li, BAI Dan, KANG Yong, et al. Research on three phase inverter with unbalanced load[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(5):178-182.
- [6] VERDELHO P, MARQUES G. Four-wire current-regulated PWM voltage converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5):761-770.
- [7] MANANDHAR U, ZHANG X, GOOI H, et al. Active DC-link balancing and voltage regulation using a three-level converter for split-link four-wire system[J]. IET Power Electronics, 2020,13(12):2424-2431.
- [8] ZHANG R, PRASAD V, BOROYEVICH D, et al. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(3):314-326.
- [9] 徐在德,范瑞祥,章辉,等.光伏并网逆变器电子防孤岛保护测 试装置及其应用[J].电力自动化设备,2018,38(4):139-144.
   XU Zaide, FAN Ruixiang, ZHANG Hui, et al. Electronic antiislanding protection test device of photovoltaic grid-connected inverter and its application[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(4):139-144.

- [10] 赵剑飞,姜建国. 基于3台单相逆变器的三相并网系统[J]. 电力自动化设备,2009,29(10):59-63.
   ZHAO Jianfei,JIANG Jianguo. Three-phase grid-connected system based on three single-phase inverters[J]. Electric Power Automation Equipment,2009,29(10):59-63.
- [11] 叶珠环,肖国春,曾忠,等. 基于电流状态反馈的串联电压质量 调节器比例谐振和谐波补偿控制[J]. 电工技术学报,2011,26 (10):84-92.

YE Zhuhuan, XIAO Guochun, ZENG Zhong, et al. PR and harmonic compensation control for an active voltage quality regulator with current state feedback scheme [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(10):84-92.

- [12] 周啸,金新民,唐芬,等. αβ0坐标系下带不平衡负载的三相四 桥臂变流器控制策略[J]. 中国电机工程学报,2014,34(19): 3105-3113.
   ZHOU Xiao,JIN Xinmin,TANG Fen, et al. Control of a threephase four-leg converter powering unbalanced load in αβ0 frame[J]. Proceeding of the CSEE,2014,34(19):3105-3113.
- [13] 邓文浪,杨欣荣,朱建林.不平衡负载情况下基于双序 dq 坐标 系双级矩阵变换器的闭环控制研究[J].中国电机工程学报, 2006,26(19):70-75.
  DENG Wenlang, YANG Xinrong, ZHU Jianlin. Study of closed loop control based on double synchronous rotating frame for two-stage matrix converter under unbalanced load [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(19):70-75.
- [14] VECHIU I, CAMBLONG H, TAPIA G, et al. Control of four leg inverter for hybrid power system applications with unbalanced load[J]. Energy Conversion and Management, 2017, 48 (7):2119-2128.
- [15] 江渝,黄敏,姜琦,等. 电感双电容自调节逆变系统输出电压质量的控制[J]. 中国电机工程学报,2015,35(2):426-433.
  JIANG Yu,HUNAG Min,JIANG Qi,et al. The control of the output voltage quality for the self-adjustable inductor-capacitor-capacitor inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35 (2):426-433.
- [16] 孙驰,马伟明,鲁军勇.三相逆变器输出电压不平衡的产生机 理分析及其矫正[J].中国电机工程学报,2006,26(21):57-64.
  SUN Chi, MA Weiming, LU Junyong. Analysis of the unsymmetrical output voltages distortion mechanism of three-phase inverter and its corrections[J]. Proceedings of the CSEE,2006, 26(21):57-64.
- [17] LIN Z, RUAN X, JIA L, et al. Optimized design of the neutral inductor and filter inductors in three-phase four-wire inverter with split DC-link capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1):247-262.
- [18] 中国国家标准化管理委员会.飞机电气系统特性:GB/T 30203-2013[S].北京:中国标准出版社,2013.
- [19] SOLATIALKARAN D, KHAJEH K, ZARE F. A novel filter design method for grid-tied inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5):5473-5485.
- [20] 赵修科.开关电源中的磁性元器件[EB/OL].[2021-11-29]. https://u.dianyuan.com/upload/space/2012/04/02/133335-3226-627055.pdf.
- [21] WANG H, LI C, ZHU G, et al. Model-based design and optimization of hybrid DC-link capacitor banks [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9):8910-8925.
- [22] 孙驰,毕增军,魏光辉. 一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报,2004,24(1):124-130.
  SUN Chi, BI Zengjun, WEI Guanghui. Modeling and simulation of a three-phase four-leg inverter based on a novel decoupling control technique[J]. Proceedings of the CSEE,2004, 24(1):124-130.

[23] 陈强,章心因,吕干云.孤岛微电网逆变器不平衡负载下的控制策略[J].电力自动化设备,2021,41(2):124-130.
 CHEN Qiang,ZHANG Xinyin,LÜ Ganyun. Control strategy of inverter for islanded microgrid with unbalanced load[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(2):124-130.

#### 作者简介:

刘 平(1983—), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为电动 汽车驱动系统及其控制(**E-mail**: pingliu@ hnu.edu.cn);



刘美琦(1997—),女,硕士研究生,主 要研究方向为逆变器及其控制(E-mail: mq0305@hnu.edu.cn);

苗轶如(1988—),男,博士,通信作者, 主要研究方向为电流源逆变器拓扑结构 及其控制策略(E-mail: miaoyiru@cqu.edu. cn)。

(编辑 李莉)

## Characteristic analysis and control of LCC-based three-phase four-wire inverter

LIU Ping<sup>1,2</sup>, LIU Meiqi<sup>1</sup>, MIAO Yiru<sup>1</sup>, LIU Tao<sup>1</sup>, LI Shanhu<sup>2</sup>, HUANG Shoudao<sup>1</sup>

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment,

Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: There are some problems in traditional three-phase four-wire inverters, such as complex topology and control, large volume caused by industrial frequency transformers and so on. Taking a simple threephase four-wire inverter based on LCC network as the research object, the construction principle and working characteristics are deeply analyzed. The output voltage of each phase is independent of loads, so it has the function of output voltage self-balancing under a variety of unbalanced loads. The gain of LCC network can also improve the utilization of DC bus voltage and meet the application requirements in the field of electrified transportation. The parameter design flow of LCC network is given. Aiming at the complex coupling relationship in LCC network, the decoupling control method based on the combination of double order  $\alpha\beta$  coordinate system and single sequence dq coordinate system is adopted and simulated by computer. A 1 kW / 105 V principle experimental platform is established. Compared with four typical three-phase fourwire inverters, the results verify the correctness of theoretical analysis and the effectiveness of the proposed control method.

Key words: unbalanced loads; LCC network; electric inverters; electrified transportation; double sequence decoupling control

(上接第103页 continued from page 103)

## Novel bidirectional three-level double-current LCL-T resonant DC converter

ZHANG Zhongyi<sup>1,2</sup>, JIN Tao<sup>1,2</sup>, XIAO Xiaosen<sup>1</sup>, DAI Xiangyang<sup>1</sup>, WU Weixin<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China) **Abstract**: For the popularization of constant-current charging methods for energy storage batteries, aiming at the problem that the conventional voltage source direct current(DC) converter hasn't natural constant-current output in the bidirectional on-board charger, a novel bidirectional three-level double-current LCL-T resonant DC converter is proposed by combining the LCL-T resonance with the three-level cascaded neutral-point clamp active bridge. Due to the special pattern of cascading by the coupling transformers, each sub-arm of the active bridge can work independently or in parallel. Based on this, different modulation methods can be designed to control the input voltage of the resonant tank, and establish one-time and two-time quasiconstant-current(QCC) modes. Furthermore, the symmetrical design of the resonant tank parameters is used to achieve unified bidirectional power transmission characteristics, and a LCL-T resonant QCC output controlled by normalized frequency  $f_n$  and quality factor Q is researched. Considering the reactive power control and realizing zero-voltage switching of switches, the filtering algorithm of output condition that satisfies the restricted given QCC output accuracy is designed. Finally, the simulation platform and experimental prototype are established to prove that the proposed converter can achieve the QCC output within a restricted given accuracy in each mode.

Key words: bidirectional on-board charger; LCL-T resonance; electric converters; three-level cascaded neutralpoint clamp active bridge; quasi-constant-current output; filtering algorithm

附录 A











图 A3 LCC 网络的等效电路

Fig.A3 Equivalent circuit of LCC network

## 表 A1 LCC 网络的参数取值

Table A1Parameter values of LCC network

|    |      | <i>n</i> =1 |             |    | L=  | 1.3 mH      |             |
|----|------|-------------|-------------|----|-----|-------------|-------------|
| 组别 | L/mH | $C_1/\mu F$ | $C_2/\mu F$ | 组别 | n   | $C_1/\mu F$ | $C_2/\mu F$ |
| 1  | 0.3  | 263.86      | 263.86      | 1  | 1   | 60.89       | 60.89       |
| 2  | 0.8  | 98.95       | 98.95       | 2  | 1.5 | 48.71       | 73.07       |
| 3  | 1.3  | 60.89       | 60.89       | 3  | 2   | 40.59       | 81.19       |
| 4  | 1.8  | 43.98       | 43.98       | 4  | 2.5 | 34.79       | 86.99       |
| 5  | 2.3  | 34.42       | 34.42       | 5  | 3   | 30.45       | 91.34       |



(a) n 不变而 L、C 取不同值情况下的 Bode 图



(b) L 不变而 n、C 取不同值情况下的 Bode 图

图 A4 不同参数下 LCC 网络的 Bode 图









Fig.A5 Three-dimensional relationship among n,  $C_1$  and L





Fig.A8 Relationship of  $Ll^2$  and  $CU^2/2$  vs. P respectively



图 A9 LCC 网络参数设计的流程图











图 A11 校正后的系统 Bode 图



| 夜A2 历县相关短月用个归时贝轼上( | 表 A2 | 仿真和实验所用不同的负载工况 |
|--------------------|------|----------------|
|--------------------|------|----------------|



| 工况 | 初始负载  | 切换形式                                      |
|----|---|---|
|    | a 相空载; Rb=35 Ω, Lb=3 mH; Rc=40 Ω,   |   |
| 1  | L <sub>c</sub> =3 mH或b相空载; R <sub>a</sub> =30 Ω, L <sub>a</sub> =3 mH;          | 无   |
|    | $R_c=40 \Omega$ , $L_c=3 \text{ mH}$  |   |
| 2  | $R_{a}=R_{b}=R_{c}=40 \Omega; L_{a}=L_{b}=L_{c}=3 \text{ mH}$                   | 0.05 s 时 c 相再接入 40 Ω负载                    |
| 3  | $R_a=17 \Omega$ , $L_a=1 \text{ mH}$ ; $R_b=35 \Omega$ , $L_b=3 \text{ mH}$ ;   | 005。时b相再控入40O负裁                           |
| 5  | $R_c=22 \Omega$ , $L_c=1 \text{ mH}$  | 0.05311011110/(4032)(我                    |
| 4  | a相空载; Rb=35 Ω, Lb=3 mH; Rc=40 Ω,  | 0.05 s 时 a 相再接入 30 Ω电阻                    |
| 4  | L <sub>c</sub> =3 mH  | 负载和3mH 电感负载                               |
|    |   |   |
|    | $200 \left[ \underbrace{u_{oa}}_{u_{ob}} \underbrace{u_{ob}}_{u_{oc}} \right] $ | <b>→</b> <sup>170</sup>                   |
| Ś  | $\sim X^{\intercal}X^{\intercal}X X X X X X X X X X X X X X X X X X X $         | $150 \land \land \land \land \land \land$ |





Fig.A12 Waveforms of three-phase output voltage and load current under Case 1(no-load of phase a)





Fig.A13 Waveforms of three-phase output voltage and load current under Case 2



图 A14 开环仿真中 b 相负载电压的 FFT 分析结果

Fig.A14 FFT analysis results of phase-b load voltage in open loop simulation





Fig.A15 Waveforms of three-phase output voltage and load current under Case 3





Fig.A16 Waveforms of three-phase output voltage and load current under Case 4



Fig.A17 FFT analysis results of phase-b load voltage in closed loop simulation









图 A19 实验中 a 相负载电压的 FFT 分析结果





Fig.A20 Comparison of output voltage amplitudes of different topologies under different load conditions