

傅本栋,蒋云峰.采用移相控制的具有软开关能力的交错图腾杆无桥 Boost PFC 变换器[J].江西师范大学学报(自然科学版),2023,47(2):139-147.

FU Bendong,JIANG Yunfeng. The staggered totem pole bridgeless boost PFC converter with soft switching capability by applying phase shift control [J]. Journal of Jiangxi Normal University(Natural Science),2023,47(2):139-147.

文章编号:1000-5862(2023)02-0139-09

# 采用移相控制的具有软开关能力的 交错图腾杆无桥 Boost PFC 变换器

傅本栋,蒋云峰\*

(武汉大学电气与自动化学院,湖北 武汉 430072)

**摘要:**该文提出了一种具有软开关能力的图腾杆式无桥交错 Boost 功率因数校正器(power factor correction, PFC). 与传统的交错图腾杆无桥升压 PFC 变换器相比,在 2 个 PFC 变换器单元之间增加了一个电感,利用增加电感的能量,使所有开关实现零电压开关. 此外,通过在 2 个 PFC 变换器单元之间应用移相控制,使得变换器可以将所加电感上的电流大小控制为一个最优值. 因此,该变换器可以实现零电压工作,同时最大限度地降低附加电感的导通损耗和铁心损耗. 通过 Matlab Simulink 仿真的结果表明:该变换器可以达到较高的效率,验证了该变换器的可行性.

**关键词:**AC/DC 功率变换;高开关频率;交错图腾杆式;功率因数校正;软开关

**中图分类号:**U 469.72 **文献标志码:**A **DOI:**10.16357/j.cnki.issn1000-5862.2023.02.04

## 0 引言

Boost 功率因数校正器(power factor correction, PFC)具有低成本、结构简单等优点,因此它被广泛应用在电力电子技术领域<sup>[1]</sup>中. 然而,在大电流、低电压应用场合中,传统的 Boost PFC 电路会出现各种各样的问题,例如开关器件和整流桥发热严重<sup>[2]</sup>、电感体积急剧增加<sup>[3]</sup>、变换器效率<sup>[4]</sup>和功率密度严重下降<sup>[5]</sup>等. 针对以上问题,近年来研究人员在基于 Boost PFC 的软开关技术和新拓扑领域中不断取得较大进展<sup>[6]</sup>. 其中交错并联技术<sup>[7]</sup>因具有显著优点而受到广泛关注,如减小输入、输出电流纹波;减小 Boost 电感和输出电容的标称值及体积;降低开关管电流应力,提高变换器效率和功率密度等<sup>[8-9]</sup>. 然而,在大电流、低电压情境中,输入整流桥的损耗急剧增大,这阻碍了系统效率和功率密度的

进一步提升<sup>[10]</sup>. 为了减小输入整流桥损耗,研究人员提出了一种无桥 Boost PFC 拓扑,通过减少整流二极管数量来提高变换器效率<sup>[11]</sup>. 但由于受到半导体器件特性、复杂的控制电路以及严重的电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)等因素的限制,所以其应用仍然处于探索阶段. 此外,大功率 Boost PFC 均需配备 2 级(甚至 3 级)EMI 滤波器,导致其功率密度大幅度下降. 因此,文献[12]利用耦合电感和隔直电容将高频电流旁路,从而消除输入电流的纹波;文献[13]利用并联在 Boost 电感和输出二极管两端的电容来提供高频电流通路. 以上 2 种拓扑均可削弱输入电流的高频纹波,进而减少 EMI 滤波器的数量,可以进一步提高变换器效率和功率密度. 高功率因数(power factor, PF)会降低在商业或住宅建筑布线中的电流,从而达到节约能源的目的. 与此同时,较低的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)对其他电子器件的干扰较小,一

收稿日期:2022-12-09

基金项目:国家自然科学基金(51777145)资助项目.

通信作者:蒋云峰(1965—),男,江苏江都人,副教授,主要从事电力电子在新能源变换中的应用研究. E-mail:00010369@whu.edu.cn

般要求电源满足 IEC 61000-3-2<sup>[14]</sup>、80 PLUS 认证等电能质量标准. 为了满足这些要求, 本文提出了一种适用于低电压、大电流场合的图腾杆式零纹波无桥交错并联 Boost PFC 变换器. 本文首先详细分析该变换器的工作原理及过程, 然后讨论具体参数的计算和选取过程, 最后通过数值仿真验证理论分析的正确性.

## 1 工作原理

### 1.1 理论分析

图 1 为该电源的常用结构. 在图 1 中, 桥式二极管将全波交流输入电压整流为半波交流电压, 再经 PFC 变换器产生较高的直流电压, 最后 DC/DC 变换器将较高的直流电压转变成稳定的直流输出电压, 供电子设备使用. 在一般的电源中, 桥式二极管会产生相当大的传导损耗, 这种损耗限制了电源的效率. 为了缓解日益增长的全球环境问题, 设计出高效稳定的电源极其重要. 为了降低桥式二极管的导通损耗, 研究人员对各种无桥 PFC 变换器进行了大量的研究.

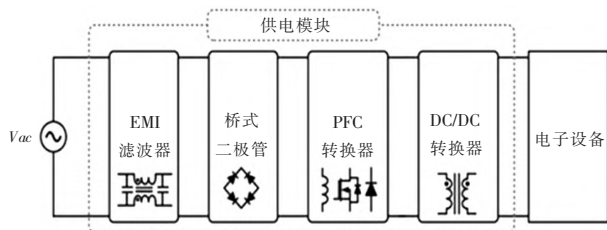


图 1 电源常用结构

在几种无桥升压 PFC 变换器设计中, 图腾杆型无桥升压 PFC 变换器因其电路元件数量少和低共模噪声等优点而引人注目. 在大功率应用中, 研究人员通常采用连续导通模式 (continuous conduction mode, CCM) 来降低输入滤波器的导通损耗和负荷. 然而, 由于在开关中二极管的反向恢复特性较差, 图腾杆无桥升压 PFC 转换器的功能在 CCM 操作中被较大程度地限制. 随着氮化镓 (GaN)、碳化硅 (SiC) 开关等具有良好的二极管反向恢复特性的宽禁带器件的研制, 图腾杆式无桥升压 PFC 变换器在各种电源中的应用越来越受到人们的关注. 但在宽禁带器件降低开关损耗的情况下, 由于主开关硬开关, 所以图腾杆型无桥升压 PFC 变换器仍存在较大的开关损耗. 同时, 在高功率应用中, 交错结构被广泛用于减轻高功率和输入滤波器设计的负担. 然而, 在交错结构中, 由于开关数量的增加, 开关损耗

严重, 所以这反而降低了 PFC 变换器的效率. 因此, 如何降低开关损耗是一个相当重要的问题.

为了降低开关损耗, 人们研究了许多软开关技术, 如文献[15]提出了升压 PFC 变换器的零电压转换技术. 然而, 将上述研究应用于图腾杆无桥升压 PFC 变换器却十分复杂, 因为图腾杆结构需要考虑升压电感上的双向电流流动, 所以这大大增加了应用难度. 文献[16]提出了改进的图腾杆式无桥升压 PFC 变换器, 通过使用 1 个耦合电感和 2 个额外的二极管, 实现了在关断状态下的零电流开关. 然而, 它仍然表现出在 ON-ON 状态下的硬开关, 而且由于循环电流较大, 所以二极管的导通损耗也会变大.

此外, 由于需要的电路元件很多, 所以以往的研究很难应用于交错结构, 因此需要一种简单的方法来降低开关损耗. 文献[17-18]提出了交错图腾杆无桥升压 PFC 变换器的软开关技术, 该方法将 2 个升压电感组合成 1 个耦合电感, 利用耦合电感的漏电感来降低开关损耗. 虽然在整个负载条件下较低的电流变化率可以降低反向恢复损耗, 但在轻负载条件下很难实现零电压开关 (zero voltage switch, ZVS) 运行.

在文献[19]中, 变换器添加了额外的电感, 附加在电感上的电流实现了零电压开关运行. 文献[20]采用变频方法, 根据输入电压和负载情况改变频率, 使附加在电感上的电流达到合适的大小. 然而, 在轻载条件下, 要使附加在电感上的电流很小, 从而防止较大的导通损耗. 此外, 开关频率范围过宽也会导致磁性元件体积偏大<sup>[21]</sup>.

为了解决上述问题, 本文提出了一种附加电感和移相控制的交错图腾杆无桥升压 PFC 变换器 (见图 2). 该转换器与传统交错图腾杆无桥升压 PFC 变换器相比, 只增加了 1 个电感  $L_A$ . 利用在  $L_A$  中存储的能量, 可以在整个输入电压范围和整个负载条件下实现零电压开关. 此外, 通过移相控制, 调整了  $L_A$  的电流大小. 因此, 该变换器在实现零电压通断的同时能最大限度地降低电感的导通损耗和铁芯损耗, 从而提高效率.

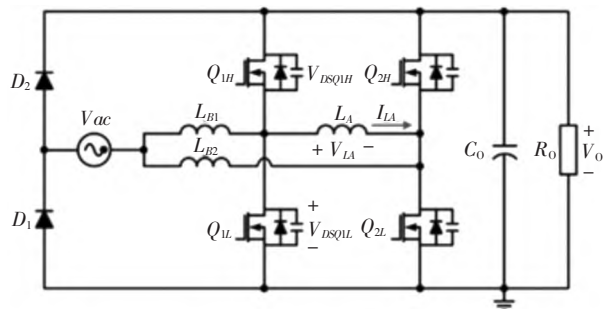


图 2 PFC 变换器的电路图

## 1.2 工作原理分析

**1.2.1 电路配置** 如图2所示,2个PFC变换器单元像一般的交错结构一样并联连接。Boost电感 $L_{B1}$ 、开关 $Q_{1L}$ 和 $Q_{1H}$ 组成第1个PFC变换器单元,下标为“2”的元件组成第2单元。附加电感 $L_A$ 连接PFC单元中每条支路的中间点。通过附加电感 $L_A$ 的电压可以有3个级别: $V_o$ 、 $-V_o$ 或根据开关的状态为0。因此,流过附加电感器的电流 $i_{LA}$ 由 $V_{LA}$ 的幅值和持续时间控制。研究表明:该变换器可以实现主开关的零电压通断,降低反向恢复损耗。

**1.2.2 模态分析** 在说明稳态运行之前,作以下几个假设:1)  $Q_{1L}$ – $Q_{2H}$ 开关是理想的开关,除了其输出电容和体二极管外;2) 开关的输出电容 $C_{OSS}$ 相同;3) 二极管 $D_1$ 和 $D_2$ 是理想元件;4) 输出电压 $V_o$ 恒定;5) 交流输入电压 $V_{ac}$ 在一个开关周期内是恒定的。

由于本文的变换器具有对称的结构和对称的方式,因此只对正半周期的工作过程进行了说明。正半周期有8种模式,关键波形如图3所示。模式1~模式4为第1个PFC单元 $Q_{1L}$ 的ZVS过程,模式5~模式8为第2个PFC单元 $Q_{2L}$ 的ZVS过程。由于它们之间的相似性,所以本文只解释了模式1~模式4,其等效电路如图4所示。

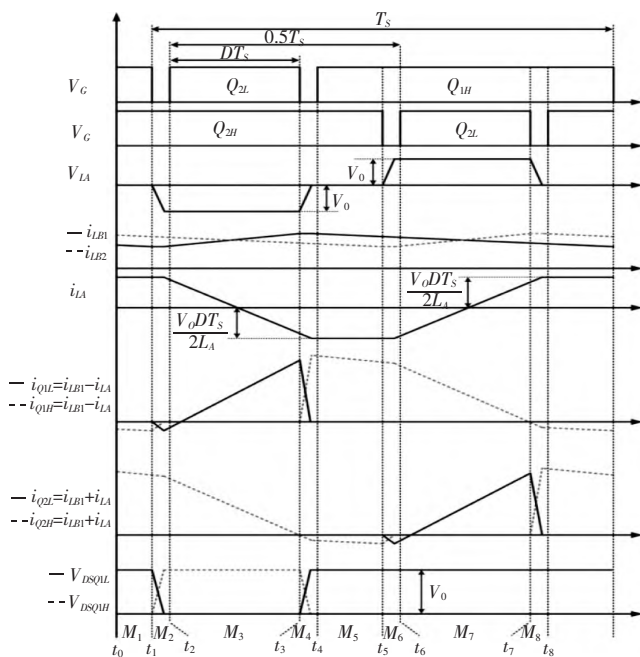


图3 关键波形

模式1 $[t_0, t_1]$ .  $Q_{1H}$ 、 $Q_{2H}$ 状态为ON。因此,2个

PFC单元都将功率转移到输出负载。在 $L_{B1}$ 、 $L_{B2}$ 和 $L_A$ 上的电流如下:

$$i_{LB1}(t) = i_{LB1}(t_0) + (V_{ac} - V_o)(t - t_0)/L_{B1},$$

$$i_{LB2}(t) = i_{LB2}(t_0) + (V_{ac} - V_o)(t - t_0)/L_{B2},$$

$$i_{LA}(t) = i_{LA}(t_0).$$

由于 $L_A$ 的2个节点都与 $V_o$ 连接,所以 $i_{LB1}$ 和 $i_{LB2}$ 下降,而 $i_{LB2}$ 保持不变。如图4(a)所示, $i_{Q1H}$ 为 $i_{LB1} - i_{LA}$ ,  $i_{Q2H}$ 为 $i_{LB2} + i_{LA}$ 。因此,在 $t_1$ 处的 $i_{Q1H}$ 值比在没有 $L_A$ 时的要小。这种现象减少了体二极管的反向恢复问题。

模式2 $[t_1, t_2]$ . 由于 $i_{LA}$ 值大于 $i_{LB1}$ ,所以负电流流过 $Q_{1L}$ 。负电流将放电 $C_{OSS1L}$ ,在 $Q_{1L}$ 上的电压为0。在 $C_{OSS1L}$ 完全放电后,对 $Q_{1L}$ 的体二极管进行导通。

模式3 $[t_2, t_3]$ . 由于在 $C_{OSS1L}$ 上的电压在 $t_2$ 时已经达到0,所以 $Q_{1L}$ 与ZVS接通。 $i_{LB1}$ 增加, $i_{LB2}$ 减少,其表达如下:

$$i_{LB1}(t) = i_{LB1}(t_2) + V_{ac}(t - t_2)/L_{B1},$$

$$i_{LB2}(t) = i_{LB2}(t_2) + (V_{ac} - V_o)(t - t_2)/L_{B2},$$

$$i_{LA}(t) = i_{LA}(t_2) - V_o(t - t_2)/L_A.$$

由于 $-V_o$ 作用于 $L_A$ ,因此 $L_A$ 的电感小,电压大, $i_{LA}$ 急剧下降。

模式4 $[t_3, t_4]$ . 在 $C_{OSS1H}$ 完全放电后,对 $Q_{1H}$ 的体二极管进行导通。2个PFC转换单元都将功率转移到输出负载。 $i_{LA}$ 降低直至 $Q_{1H}$ 传导结束。在 $Q_{1H}$ 关断状态下, $i_{LA}$ 的大小约为 $-0.5V_oDT_s/L_A$ 。从那时起, $i_{LA}$ 在模式4上的休息时间保持。 $i_{LB1}$ 和 $i_{LB2}$ 的表达式如下:

$$i_{LB1}(t) = i_{LB1}(t_3) + (V_{ac} - V_o)(t - t_3)/L_{B1}, \quad (1)$$

$$i_{LB2}(t) = i_{LB2}(t_3) + (V_{ac} - V_o)(t - t_3)/L_{B2}. \quad (2)$$

由于PFC变换器的输入电压和负载条件会改变占空比 $D$ ,因此必须使用所有 $D$ 来确保预期运行。在本文的变换器中,使用所有 $D$ 来实现ZVS导通,并且在模态分析中解释了 $D$ 小于0.5的情况。

$i_{LA}$ 的正峰值有助于 $Q_{1L}$ 和 $Q_{2H}$ 的ZVS开启。相反, $i_{LA}$ 呈负峰值有助于 $Q_{1H}$ 和 $Q_{2L}$ 的ZVS开启。当 $D$ 大于0.5时, $i_{LA}$ 在 $(1-D)T_s$ 期间增加或减少。如图5所示,当 $D$ 大于0.5时,在 $Q_{1L}$ 和 $Q_{2H}$ 开启前, $i_{LA}$ 呈正峰值。同样,在 $Q_{1L}$ 和 $Q_{2H}$ 打开之前, $i_{LA}$ 呈负峰值。因此,本文的变换器可以使无电压开关在所有 $D$ 电压下都能接通。



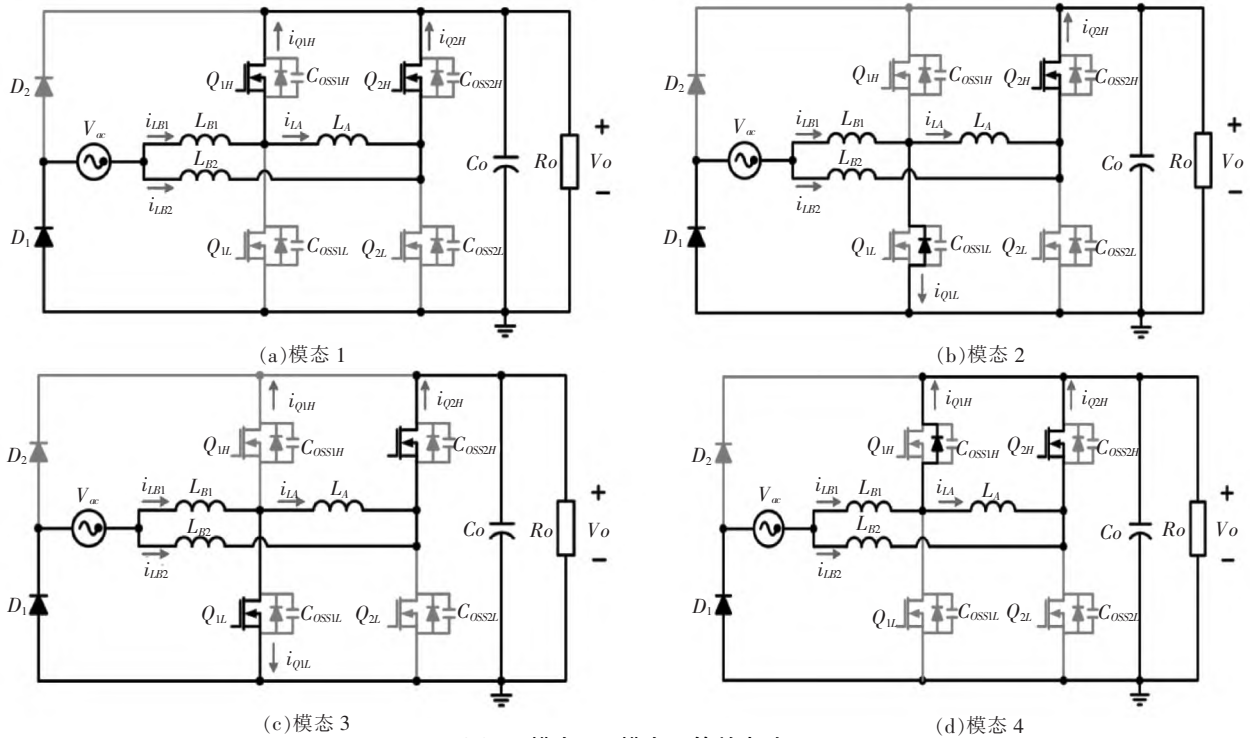
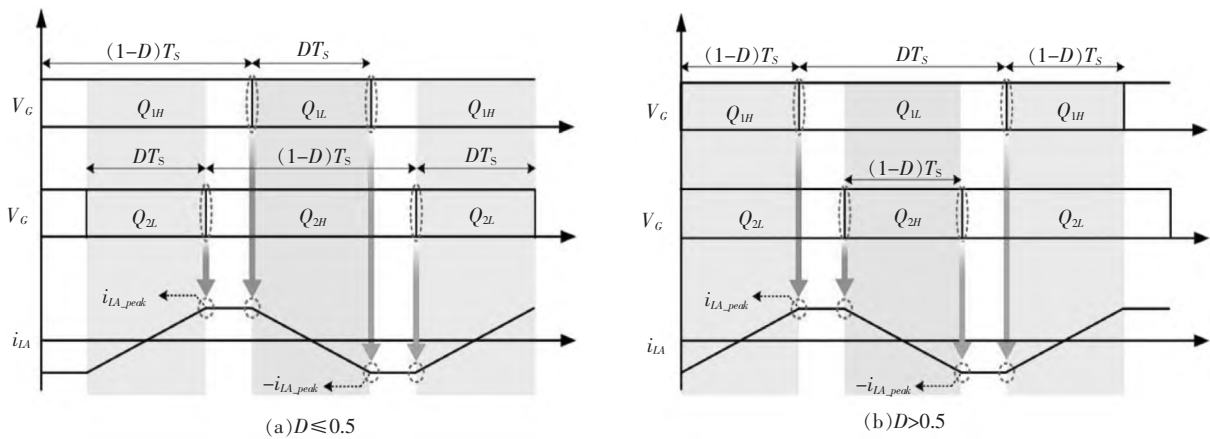


图4 模式1~模式4等效电路

图5 闸门信号和  $i_{LA}$ 

如下:

$$D_{CCM}(t) = 1 - V_{ac}(t)/V_0 = 1 - \sqrt{2} V_{RMS} \cdot \sin(2\pi f_L t)/V_0.$$

如前文所述,根据  $D$  值的大小,  $i_{LA}$  和  $i_{LA}$  的峰值与  $D_{CCM}$  成正比.  $i_{LA}$  峰值与  $0.5 - |D_{CCM} - 0.5|$  的关系在图6中示出,并且在没有绝对值符号的情况下描绘如下:

$$0.5 - |D_{CCM} - 0.5| = \begin{cases} D_{CCM}, & D_{CCM} < 0.5, \\ 1 - D_{CCM}, & D_{CCM} \geq 0.5. \end{cases}$$

为了实现开关的零电压开关导通,在开关导通之前,  $i_{LA\_peak}$  应大于  $i_{LB1}$  和  $i_{LB2}$ . 能够实现 ZVS 接通的最小幅值被命名为  $i_{req}$ .  $i_{req} - i_{LB1}$  应在死区时间内对开关的输出电容器进行充电和放电. 因此有

## 2 主电路分析与计算

### 2.1 变换器的移相控制

2.1.1 在  $L_A(i_{LA})$  上的电流分析 工作模式(不连续传导模式(DCM)或CCM)根据输入电压和负载条件确定. 随着输入电流的增加,CCM 区域在半线周期内变得更加主导.  $i_{LA}$  在 CCM 操作中实现了零电压开关. 因此,为了简单分析  $i_{LA}$  和 ZVS 条件的影响,将所有 CCM 操作假设为重载条件. 然后,将提及 DCM 操作的考虑因素.

CCM 占空比  $D_{CCM}$  如图6所示,其设计为 230 V<sub>rms</sub> 的输入电压和 400 V 的输出电压. 其表达式

$$i_{req} = i_{LB1} + 2C_{OSS}/t_d = \sqrt{2}I_{RMS}\sin(2\pi f_L t) - \sqrt{2}V_{RMS}\sin(2\pi f_L t)DT_s/(2L_{B1}) + 2C_{OSS}/t_d,$$

$$i_{LA\_peak} > i_{req},$$

其中  $I_{RMS}$ 、 $C_{OSS}$  和  $t_d$  分别为输入电流有效值、开关输出电容和死区时间。

通过适当的  $L_A$  设计,  $i_{LA\_peak}$  可以在所有切换周期内大于  $i_{req}$ 。若  $L_A$  较大, 则在  $i_{LA}$  小于  $i_{req}$  的特定区域内无法实现 ZVS 导通。然而, 若  $L_A$  太小, 则  $i_{LA}$  非常大, 这会导致开关上的额外传导损耗较大。

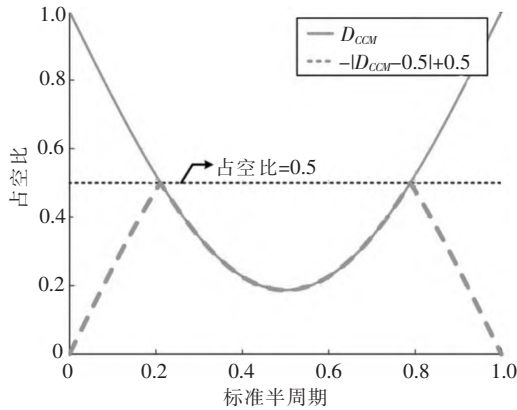


图6 在 230 V<sub>rms</sub> 条件下, 半周期内的  $D_{CCM}$  和  $0.5 - |D_{CCM} - 0.5|$

当  $V_{ac}(t)$  具有峰值时,  $D_{CCM}$  具有最小值,  $i_{req}$  具有最大值 (见图6)。因此, 为了确保 ZVS 在整个负载范围内运行,  $L_A$  应设计为以最小  $D_{CCM}$  覆盖最大  $i_{req}$ 。  $L_A$  的可用范围如下:

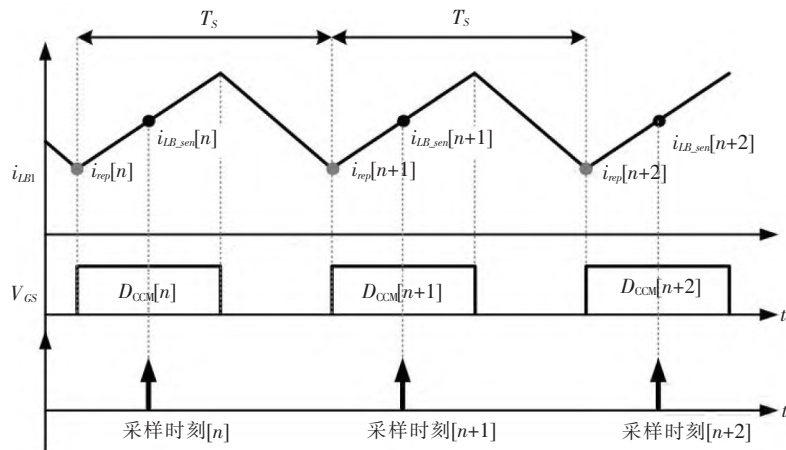


图7 该转换器的传感过程

因此, 在第  $n$  个开关周期  $i_{LB\_sen}[n]$  处感测到的  $i_{LB}$  值是  $i_{LB}$  的中值。在第  $n$  个开关周期  $D_{CCM}[n]$  下, CCM 操作的占空比由 DSP 计算。在第  $n$  个开关周期  $i_{req}[n]$  下, ZVS 操作所需的  $i_{LA}$  值如下:

$$i_{req}[n] = i_{LB\_sen}[n] - V_{ac}[n]D_{CCM}[n]T_s/(2L_B),$$

其中在第  $n$  个开关周期下感应到  $V_{ac}[n]$  输入电压。

$$L_A < V_o D_{CCM\_min} T_s / (2i_{req\_max}),$$

其中  $D_{CCM\_min}$  是  $D_{CCM}$  的最小值,  $i_{req\_max}$  是  $i_{req}$  的最大值。如图7所示, 若  $L_A$  设计为在整个半线周期内实现 ZVS 接通, 则除中点外,  $i_{LA\_peak}$  比  $i_{LA\_req}$  大得多。这种过大的电流会导致  $L_A$  的额外传导损耗和铁芯损耗。因此, 为了实现高效率, 在实现零电压开关导通的同时应尽量减小该电流。

## 2.2 移相控制方案

如上所述, 在模式分析中,  $i_{LA}$  在低压侧开关和高压侧开关的重叠时间内发生变化。通过减少重叠时间, 可以降低  $i_{LA}$  峰值。当2个PFC转换器单元之间的相位差为  $180^\circ$  时, 显示最大重叠时间。通过移相控制可以控制相位差和重叠时间。

在适当的相位差下, 不仅可以实现零电压开关的导通, 还可以实现开关和  $L_A$  的导通损耗最小, 并且可以将  $L_A$  的铁心损耗降到最低。在理想情况下, 通过减少  $i_{LA}$ ,  $i_{LA}$  峰值可以与  $i_{req}$  相同。要计算所需的相位差, 就需要计算  $V_{ac}$ 、 $V_o$ 、 $i_{LB1}$  和  $i_{LB2}$  的值。然而, 由于在具有 CCM 操作的传统 PFC 转换器中已经测量了上述变量的值, 因此可以在没有任何额外测量仪器的情况下完成相移控制。

如图7所示, 在 CCM 操作中第  $n$  个切换周期的感测过程中, 微控制器单元 (microcontroller unit, MCU) 在接通时间的中心感应  $i_{LB}$ , 以最小化在开关状态下出现的噪声。

对于第  $n$  个开关周期的相位差  $\varphi[n]$  与第  $n$  个开关周期的  $i_{LA}$  峰值关系如下:

$$i_{LA\_peak}[n] = V_o[n]\varphi[n]T_s/(2L_A).$$

为了满足 ZVS 条件,  $i_{LA\_peak}[n]$  应大于  $i_{req}[n]$ 。

根据式(1)和式(2),  $\varphi[n]$  表示如下:

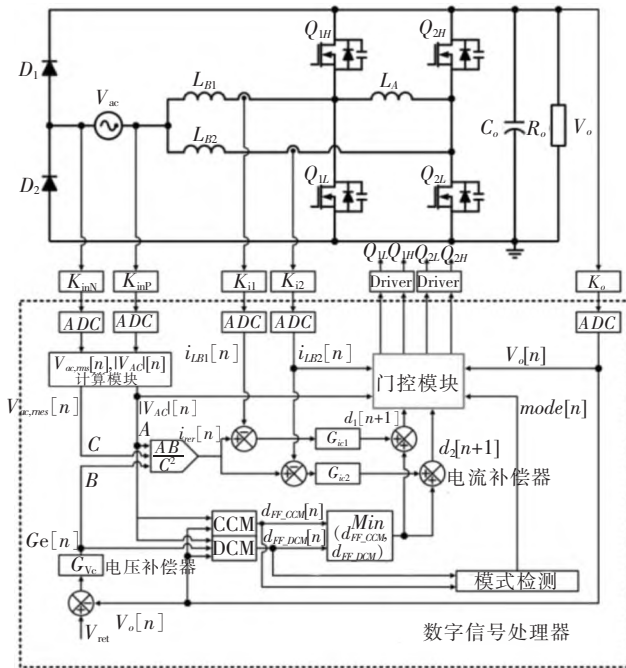
$$\varphi[n] > 2L_A((i_{LB\_sen}[n] - V_{ac}[n]D_{CCM}[n]T_s)/T_s)/$$

$(2L_B)) / V_o[n] T_s$ .

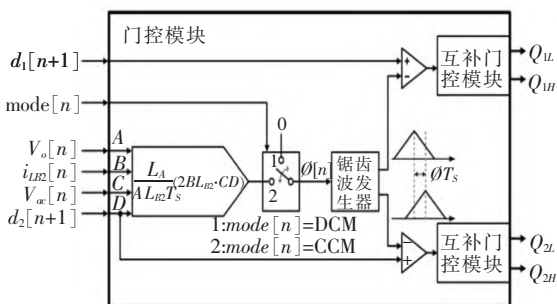
$\varphi[n]$  的值介于 0 和 1 之间. 因此,  $\varphi[n] T_s$  是 2 个 PFC 转换器单元之间的实际时间差. 通过计算得  $\varphi[n]$ , 可以在所有 CCM 操作区域以最小的附加损耗实现 ZVS 导通. 在 DCM 工作区中, 由于  $i_{LB}$  从零开始, 所以开关损耗很小. 因此, 在区分操作模式后, 在 DCM 区域中  $\varphi[n]$  被设置为 0.

### 3 控制系统设计

图 8(a) 是本文提出的转换器的控制框图. 整个控制过程与常规变频器相同. 仅添加拟议的选通块, 而不使用其他模拟组件.  $i_{L1}$  具有恒定相位,  $i_{L2}$  的相位在每个切换周期内都会发生变化.  $d_1[n]$  和  $d_2[n]$  是每个电流补偿器在第  $n$  个开关周期内的输出.



(a) 整个 PEC 转换器和控制框图



(b) 拟定控制模块详细框图

图 8 所提转换器的控制框图

图 8(b) 展示了所拟议的选通块的内部结构. 首先, 在检查操作模式后, 将参数模式  $[n]$  设置为 1 或 2. 若 PFC 转换器使用 DCM 操作, 则  $\varphi[n]$  设置为 0; 若 PFC 转换器处于 CCM 操作中, 则计算出的  $\varphi[n]$  应用于锯齿波发生器. 产生 2 个相位不同的锯齿波, 并通过电流补偿器  $d_1[n+1]$  和  $d_2[n+1]$  的输出产生最终选通信号.

### 4 数值仿真

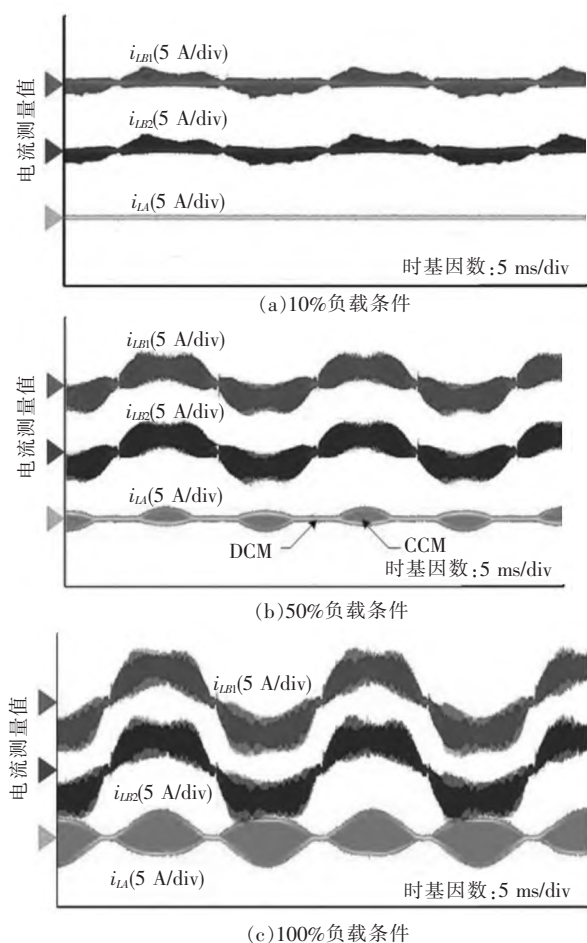
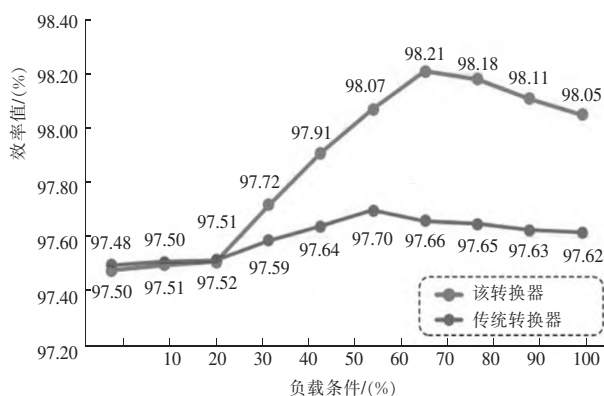
该转换器的输入电压为  $230 V_{rms}$ , 输出规格为  $400 V/1.6 kW$ . 该变换器采用交错图腾极无桥 Boost-PFC 变换器的一般设计准则, 考虑了升压电感的电流纹波. 为了仅确认  $L_A$  的影响, 其他元件的设计相同. 因此, 在传统的交错图腾极无桥 Boost PFC 变换器设计中只增加了  $L_A$ . 表 1 列出了规格和电路组件.

表 1 设计参数

线电压(额定电压)/工频	180 ~ 264 V <sub>rms</sub> (230 V <sub>rms</sub> )/50 Hz
输出电压, 输出功率	400 V, 1600 W
开关频率	200 kHz
开关( $Q_{1L}$ , $Q_{1H}$ , $Q_{2L}$ , $Q_{2H}$ )	GS66508T ( $V_{DS\_MAX}$ : 650 V, $r_{DS\_ON}$ : 60 mΩ, $c_{OSS\_ER}$ : 88 pF)
二极管( $D_1$ , $D_2$ )	TS50P07G ( $V_{MAX}$ : 1 000 V, $I_{MAX}$ : 50 A, $V_F$ : 1.1 V)
升压电感( $L_{B1}$ , $L_{B2}$ )	122 μH (PQ3230, $A_e$ : 161 mm <sup>2</sup> , $A_w$ : 149.6 mm <sup>2</sup> )
附加电感( $L_A$ )	50 μH (PQI35/30, $A_e$ : 196 mm <sup>2</sup> , $A_w$ : 110.3 mm <sup>2</sup> )
输出电容( $C_o$ )	820 μF (RubyconMXK series * 1EA, $V_{MAX}$ : 450 V)
数字信号处理器	TMS320F28377S

如图 9(a) 所示,  $i_{LA}$  为 0, 这是因为 2 个 PFC 转换器单元在 DCM 操作中以相同相位运行. 图 9(b) 显示了 DCM 和 CCM 操作, 并且  $i_{LA}$  仅在 CCM 区域中流动, 这取决于升压电感电流. 在图 9(c) 中, 由于属于 CCM 区域, 所以  $i_{LA}$  在整个线路周期上流动. 根据升压电感电流控制相位差, 并产生适合 ZVS 的  $i_{LA}$  大小. 因此, 在整个输入电压和负载条件下实现零电压开关导通. 此外, 在 DCM 区域下未显示直流偏移电流. 当运行模式从 CCM 进入 DCM 时, 开关输出在电容器上的电压沿消除  $i_{LA}$  的方向进行调整. 由于所应用器件的时延值很小, 因此对 2 个 PFC 转换器 UNI 之间的占空比失配影响很小, 不会发生直流偏移电流.



图9 该变换器在 230 V<sub>rms</sub> 下的仿真波形图10 在 230 V<sub>rms</sub> 时的效率

测量的效率如图 10 所示. 由于 2 个 PFC 变换器单元之间的零相位差导致在  $L_A$  上没有电流, 因此该变换器在以 DCM 操作为主的轻载条件下显示出与传统变换器相似的效率. 因此, 该变换器的工作原理与传统变换器类似. 随着负载条件的增加, 由于 CCM 区域的开关损耗降低, 所以该变换器显示出比传统变换器更高的效率. 当接近满载状态时, 较大的  $i_{LA}$  流过开关和  $L_A$ , 导致  $L_A$  的传导损耗和铁芯损耗较大. 因此, 本文的转换器与传统转换器之间

的效率差距减小. 然而, 由于降低了开关损耗, 所以该变换器仍显示出比传统变换器更高的效率.

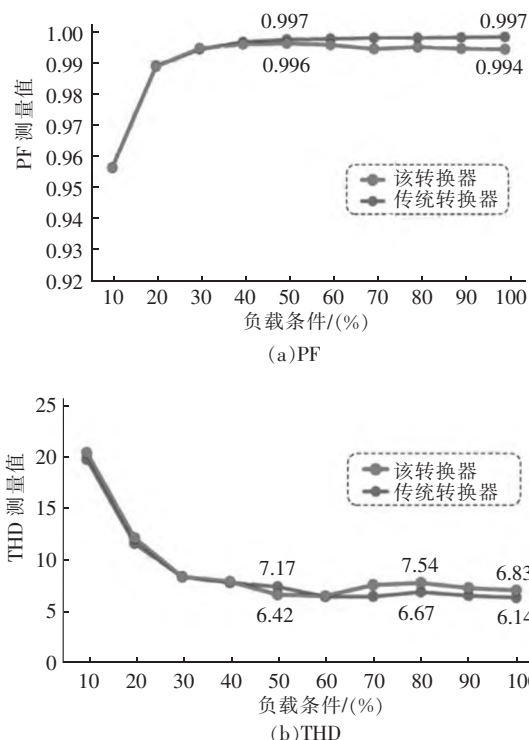
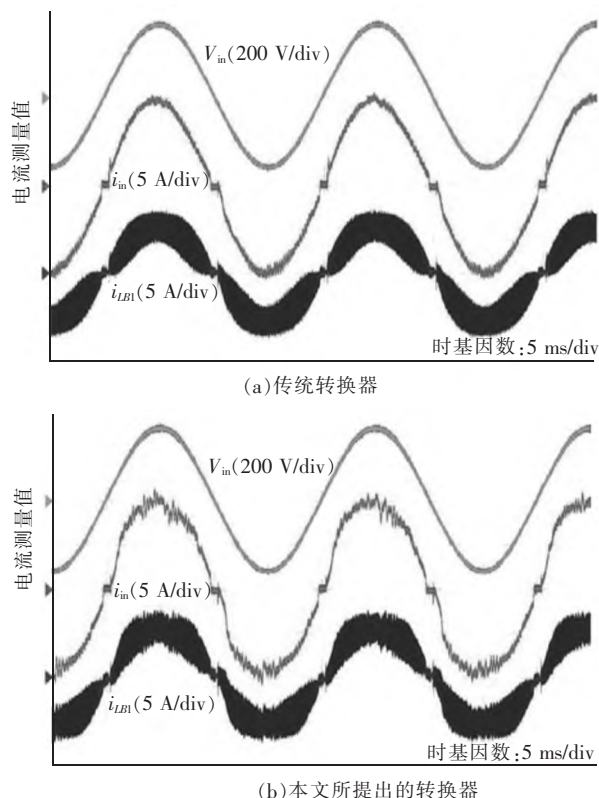
图11 230 V<sub>rms</sub> 时的电能质量图12 在 230 V<sub>rms</sub> 和 100% 负载条件下输入电流和升压电感电流的仿真波形

图 11 展示出了测量的 PF 和 THD. 由于移相控制, 所以该变换器具有较大的输入电流纹波. 由于

所提出的转换器保留了 EMI 滤波器和升压电感器,因此在图 12 所示的重负载条件下,PF 和 THD 因大纹波而表现出退化。

此外,该变换器通过实现零电压开关具有较小的开关损耗,因此可以获得较大的升压电感。若采用较大的升压电感,则可以减小输入电流纹波,改善功率因数和降低总谐波失真。

## 6 结论

本文提出了一种具有软开关能力的交错图腾杆无桥 Boost PFC 变换器,所有开关都可以通过一个附加电感实现零电压开关导通。此外,通过应用相移控制,在添加的电感器中产生适当的能量,从而在无需额外元件的情况下将额外损耗降至最低。仿真结果表明,该变换器比传统变换器具有更高的效率。因此,该 PFC 变换器有望在高开关频率的车载充电器和服务器电源等大功率应用中得到使用。

## 7 参考文献

- [1] 王金平,胡凡宇,侯良奎,等. 一种单级无桥隔离型 PFC 变换器 [J]. 中国电机工程学报,2017,37(24):7276-7283,7442.
- [2] 刘硕,刘启帆,杨立永. 无桥 Boost PFC 变换器变占空比控制方法的研究 [J]. 电力电子技术,2018,52(2):121-124.
- [3] YOUNG H S, PARK J S, PARK K B, et al. A digital predictive peak current control for power factor correction with low-input current distortion [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(1):900-912.
- [4] KIM J W, MOON G W. Minimizing effect of input filter capacitor in a digital boundary conduction mode power factor corrector based on time-domain analysis [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(5):3827-3836.
- [5] KIM H S, KIM J K, PARK K B, et al. On/off control of boost PFC converters to improve light-load efficiency in paralleled power supply units for servers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2014,61(3):1235-1242.
- [6] MARTINEZ R, ENJETI P N. A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1996,11(2):311-317.
- [7] HUBER L, JANG Y, JOVANOVIĆ M M. Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(3):1381-1390.
- [8] JANG Y, JOVANOVIĆ M M. A bridgeless PFC boost rectifier with optimized magnetic utilization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(1):85-93.
- [9] GOPINATH M, PRABAKARAN, RAMAREDDY S. A brief analysis on bridge less boost PFC converter [EB/OL]. [2022-09-16]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/6143316>.
- [10] 高潮,陆治国. 一种新颖有源功率因数校正开关变流器电路的设计 [J]. 电工技术学报,2008,23(4):98-103.
- [11] 柳志飞,杜贵平,杜发达. 一种新型高效率双 Boost 无桥 PFC 变换器 [J]. 电力电子技术,2017,51(1):68-71,89.
- [12] JEONG Y, KIM J K, MOON G W. A bridgeless dual boost rectifier with soft-switching capability and minimized additional conduction loss [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(3):2226-2233.
- [13] LIU Zhengyang, LEE F C, LI Qiang, et al. Design of GaN-based MHz totem-pole PFC rectifier [J]. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3):799-807.
- [14] SU Bin, ZHANG Junming, LU Zhengyu. Totem-pole boost bridgeless PFC rectifier with simple zero-current detection and full-range ZVS operating at the boundary of DCM/CCM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2011,26(2):427-435.
- [15] HUA Guichao, LEU C S, JIANG Yimin, et al. Novel zero-voltage-transition PWM converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1994,9(2):213-219.
- [16] CHOI W Y, KWON J M, KWON B H. Bridgeless dual-boost rectifier with reduced diode reverse-recovery problems for power-factor correction [J]. IET Power Electronics,2008,1(2):194-202.
- [17] SU Bin, LU Zhengyu. An interleaved totem-pole boost bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2010,25(6):1406-1415.
- [18] HUANG Qingyun, MA Qingxuan, YU Ruiying, et al. Improved analysis, design and control for interleaved dual-phase ZVS GaN-based totem-pole PFC rectifier with coupled inductor [EB/OL]. [2022-09-16]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8341303>.



- [19] PAHLEVANINEZHAD M, DAS P, DROBNIK J, et al. A ZVS interleaved boost AC/DC converter used in plug-in electric vehicles [J]. IEEE Transactions Power Electronics, 2012, 27(8): 3513-3529.
- [20] 李敏. 电力系统服务器实时保护系统的研究与实现 [J]. 江西师范大学学报(自然科学版), 2011, 35(6): 637-639.
- [21] 谢承旺. 面向服务的电力行业信息系统应用集成研究 [J]. 江西师范大学学报(自然科学版), 2012, 36(6): 631-635.

## The Staggered Totem Pole Bridgeless Boost PFC Converter with Soft Switching Capability by Applying Phase Shift Control

FU Bendong, JIANG Yunfeng\*

(School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan Hubei 430072, China)

**Abstract:** The totem pole bridgeless staggered Boost Power Factor Correction (PFC) with soft switching capability is proposed in this paper. Compared with the traditional staggered totem pole bridgeless boost PFC converter, the converter adds an inductor between the two PFC converter units, and uses the energy of the added inductor to make all switches realize zero voltage switching. In addition, by applying phase shift control between two PFC converter units, the proposed converter can control the current on the inductance to an optimal value. Therefore, the proposed converter can realize zero-voltage operation and minimize the on-off loss and core loss of additional inductors. The simulation results of Matlab Simulink show that the proposed converter can achieve high efficiency and verify the feasibility of the converter.

**Key words:** AC/DC power conversion; high switching frequency; staggered totem pole; power-factor correction; soft switching

(责任编辑:冉小晓)

(上接第138页)

## The Study on Kinetic Properties of Cu-Doped $\text{La}_{0.5}\text{Ba}_{0.5}\text{CoO}_{3-\delta}$ Cathode Materials

QIU Wenwen, LIU Pu, LI Aofei, WANG Shenglin, JIANG Long\*, PEI Qiming\*

(School of Physics and Optoelectronic Engineering, Yangtze University, Jingzhou Hubei 434023, China)

**Abstract:**  $\text{La}_{0.5}\text{Ba}_{0.5}\text{Co}_{1-x}\text{Cu}_x\text{O}_{3-\delta}$  (LBCC<sub>-x</sub>,  $0 \leq x \leq 0.4$ ) oxide with perovskite structure is prepared by sol-gel method. The crystal structure, electrical conductivity and electrochemical performance of LBCC<sub>-x</sub> cathode material are systematically studied. The results show that Cu doped  $\text{La}_{0.5}\text{Ba}_{0.5}\text{CoO}_{3-\delta}$  increases the lattice volume and oxygen vacancy concentration, and decreases the conductivity of electrode materials. Cu partial substitution for Co effectively improves the electrochemical performance of LBCC<sub>-x</sub> cathode material.  $\text{La}_{0.5}\text{Ba}_{0.5}\text{Co}_{0.7}\text{Cu}_{0.3}\text{O}_{3-\delta}$  (LBCC3) exhibits the best oxygen reduction reaction activity, and the polarization resistance is  $0.043 \Omega \cdot \text{cm}^{-2}$  at  $750^\circ\text{C}$ . Gas diffusion is the rate-limiting step of electrocatalytic activity of LBCC<sub>-x</sub> cathode materials.

**Keywords:** cathode material; perovskite; oxygen vacancy; oxygen reduction reaction; dynamics

(责任编辑:冉小晓)