

单相整流器二次纹波抑制的有源功率解耦控制算法

成庶, 李卓鑫, 周瑞睿, 范子寅, 向超群

(中南大学 交通运输工程学院, 湖南 长沙 410075)

摘要:为了解决单相整流器中LC谐振回路频率适应性差的问题,引入有源功率解耦电路代替LC谐振回路抑制母线电压二次纹波,选择直流母线电容分裂拓扑有利于减小支撑电容容值。首先,对有源功率解耦电路的工作模式进行分析,建立了单相整流器和分裂电容有源功率解耦回路数学模型。其次,传统解耦控制算法间接计算解耦参考电压,为提高功率解耦效果,采用二阶广义积分器直接提取电压纹波作为电压参考,并提出一种基于滑模观测器的无电流传感器控制策略,滑模观测器降低了解耦电路成本,提高了抗干扰能力。然后,根据整流器性能指标和功率解耦要求,给出了有源功率解耦回路电感和电容设计依据。最后,对不同拓扑结构的单相整流器进行了稳态和动态实验对比,实验结果证明了控制算法的有效性。

关键词:二次纹波电压;有源功率解耦;二阶广义积分器;滑模观测器;解耦参数设计

DOI:10.15938/j.emc.2024.08.010

中图分类号:TM465

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2024)08-0094-10

Active power decoupling control algorithm for second-order ripple suppression of single-phase rectifier

CHENG Shu, LI Zhuoxin, ZHOU Ruirui, FAN Ziyin, XIANG Chaoqun

(School of Traffic and Transportation Engineering, Central South University, Changsha 410075, China)

Abstract: Aiming at the poor frequency adaptability of LC resonant circuits in single-phase rectifier, an active power decoupling circuit was introduced to suppress DC-bus second-order ripple voltage. The DC-split capacitor power decoupling (DCPD) topology is capable to reduce the DC-bus capacitance. Firstly, the operation modes of DCPD were analyzed, and the mathematical model of single-phase rectifier and DCPD were established. Next, the traditional decoupling control algorithms indirectly calculate the decoupling reference voltage. To improve the performance of power decoupling, a second order generalized integrator (SOGI) was used to directly extract voltage ripple as the voltage reference, and a current-sensorless control strategy based on sliding mode observer (SMO) was proposed. This observer reduces the cost and improves anti-interference ability of DCPD. Then, based on the performance indicators of the rectifier and power decoupling requirements, the design basis for the inductance and capacitance of DCPD was provided. Finally, steady-state and dynamic experiments were compared on single-phase rectifiers with different topology, and the experimental results proved effectiveness of the control algorithm.

Keywords: second-order ripple voltage; active power decoupling; second order generalized integrator; sliding mode observer; decoupling parameter design

收稿日期: 2023-07-17

基金项目: 中国国家铁路集团有限公司科技研究开发计划(P2023J004)

作者简介: 成 庶(1981—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为电力驱动故障诊断与容错控制、电力牵引控制技术;

李卓鑫(1972—),男,博士研究生,研究方向为电力电子变流与电力牵引传动控制技术;

周瑞睿(1996—),男,博士研究生,研究方向为新能源系统先进控制技术;

范子寅(1951—),男,硕士研究生,研究方向为变流器控制、城轨列车节能优化。

通信作者: 向超群

0 引言

在轨道交通领域,牵引变流器多采用单相整流器级联三相逆变器的结构,而单相 PWM 整流器的直流母线固有的二次脉动功率引起母线电压出现二次脉动,导致网侧输入电流的奇次谐波含量增大^[1],电机侧出现拍频电流和拍频转矩^[2-3],造成电机异常温升,危害电机寿命。为了抑制母线电压二次脉动,需要采用储能器件储存二次纹波功率,实现功率解耦。功率解耦分为无源和有源两种方式,无源功率解耦是借助电感和电容的谐振吸收母线二次脉动,但谐振回路电压不可控,调节范围受到直流母线限制,需要采用大容量器件储能元件;此外谐振回路滤波频率固定,对于多流制机车等不同供电制式应用场合效果较差。有源功率解耦(active power decoupling, APD)方式引入电力电子器件,配合小容量储能元件,通过主动方式抑制谐波功率,弥补无源功率解耦的不足之处。

APD 拓扑包括 Boost 电路^[4-5]、Buck 电路^[6-7]、Buck-Boost 电路^[8]、H 桥电路^[9]和单相逆变等^[10],这些拓扑与整流器互相独立。此外,有一些学者提出采用差分拓扑^[11]或器件复用拓扑^[12],差分拓扑改变了整流器结构,复用拓扑则增加了控制难度与器件应力。文献[13]提出一种直流母线电容分裂的功率解耦拓扑(DC-split capacitor power decoupling, DCPD)如图1所示,其中 V_{d1} 和 V_{d2} 分别为功率开关, D_1 和 D_2 是功率器件的反并联二极管, L 、 C_1 和 C_2 分别为解耦电感和直流母线解耦电容,这种结构的优点在于解耦功率完全可控,频率适配性强,可控解耦电容同时承担了支撑电容的作用,可以减小支撑电容容值,减小体积。

针对 DCPD 拓扑的控制策略,学者们做出了较多的研究。文献[13]根据解耦回路稳态相量图计算电容电压和电感电流给定,并采用比例谐振(proportional-resonant, PR)控制器控制电压和电流,有效抑制了高频纹波,减小稳态误差。但控制量参考值由开环方式获取,对系统参数变化敏感,文献[14-15]以母线电压误差作为纹波电压,经过四分之一周期延时和 dq 变换获取电容电压参考,避开了系统参数的影响。此外电流内环采用比例控制器代替比例谐振控制加快了电流响应速度,但纹波电压未经滤波处理,易受系统噪声影响。文献[16]采用神经网络滤波器提取母线电压纹波,并采用滑模控制器

代替电压 PR 控制器,实验结果说明控制器在电网电压畸变时仍能正常运行,但神经网络滤波器需要大量数据进行离线训练。以上方法未考虑解耦电容的参数不平衡的情况,文献[17]提出电容不平衡时需要调整两个电容的直流偏置和工频分量幅值才能正常实现功率解耦,因此在电容电压给定中增加基于电容不平衡度的补偿因子来调节直流偏置,实验结果证明了方法的有效性。文献[18]通过估计二次脉动功率的相位和电容的不平衡度,设计了基于电压平均值的自适应控制器,实现了解耦电容电压的自平衡控制。

上述方法解决了闭环控制和电容不平衡的问题,但依赖电流传感器采集解耦电感电流。传统的电流互感器量程小,绝缘性能差,抗电磁干扰能力差^[19];而性能更优的霍尔、光纤电流传感器成本较高^[20-21];此外轨道交通电磁干扰严重,电流传感器工作环境恶劣,影响系统可靠性,此外电流传感器安装困难,因此需要开展无电流传感器控制研究。

本文提出一种无电流传感器的单相整流器控制算法。通过分析电容分裂拓扑工作模态推导数学模型,采用二阶广义积分器(second order generalized integrator, SOGI)提取母线电压二次纹波,构造电流观测器代替传感器改进有源功率解耦控制算法。本文简要介绍电容分裂拓扑数学模型与所提控制策略,从仿真与实验的角度验证有源功率解耦控制算法的有效性。

1 电容分裂有源功率解耦电路原理分析

1.1 电容分裂有源功率解耦电路工作原理

带 APD 单相整流器电路的结构如图1所示。图中: u_s 、 i_s 分别为交流侧输入电压和输入电流; U_{dc} 为直流侧输出电压; L_s 和 R_s 分别为网侧电感和寄生电阻, S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{b1} 和 S_{b2} 分别为单相整流器的 IGBT。

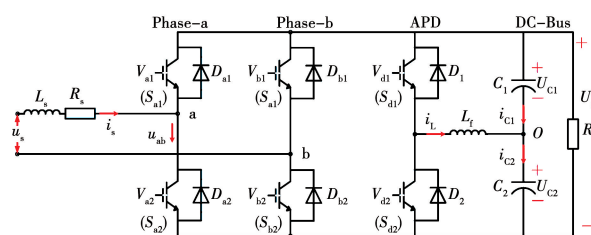


图1 电容分裂有源功率解耦单相整流器拓扑结构图

Fig. 1 Topological structure diagram of DCPD single-phase rectifier

仅考虑电容分裂解耦电路,前端整流器等效为电压源,取解耦电感电流 i_L 流入电容中点为正,根据有源功率解耦拓扑和解耦电感电流方向共有4种运行模式,如图2所示。

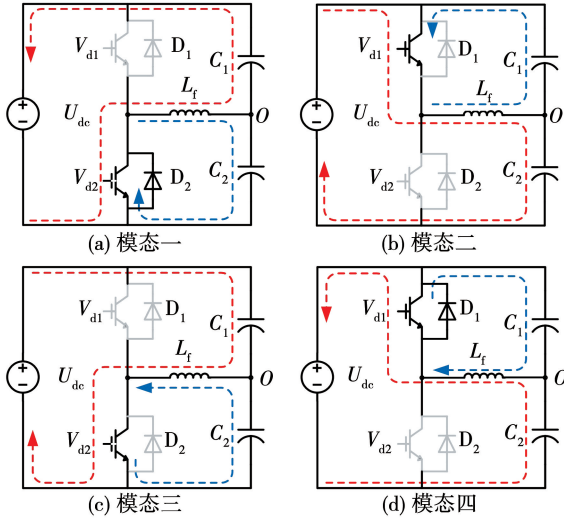


图2 电容分裂有源功率解耦电路工作模式

Fig. 2 Operation modes of DCPD circuit

模式一:若 $i_L > 0$, V_{d1} 关断 V_{d2} 开通,如图2(a)所示, L_f 、 V_{d2} 和 C_2 形成回路, L_f 与 C_2 之间交换功率,即 L_f 放电 C_2 充电。直流电压源 U_{dc} 与 C_1 、 V_{d2} 形成回路, C_1 与直流电源交换功率,即 C_1 放电,能量流向直流母线。因此在此模式下,解耦电路输出电流补偿到直流母线。

模式二:若 $i_L > 0$, V_{d1} 开通 V_{d2} 关断,如图2(b)所示, L_f 、 V_{d1} 和 C_1 形成回路, L_f 与 C_1 之间交换功率,即 L_f 充电 C_1 放电。直流电压源 U_{dc} 与 C_2 、 V_{d1} 形成回路, C_2 与直流电源交换功率,即 C_2 充电,能量流出直流母线。因此在此模式下,解耦电路从直流母线吸收二次脉动电流。

模式三:若 $i_L < 0$, V_{d1} 关断 V_{d2} 开通,如图2(c)所示, L_f 、 V_{d2} 与 C_2 形成回路, L_f 与 C_2 之间交换功率,即 L_f 充电 C_2 放电。直流电压源 U_{dc} 与 C_1 、 V_{d2} 形成回路, C_1 与直流电源交换功率,即 C_1 充电,能量流出直流母线。因此在此模式下,解耦电路从直流母线吸收二次脉动电流。

模式四:若 $i_L < 0$, V_{d1} 开通 V_{d2} 关断,如图2(d)所示, L_f 、 V_{d1} 与 C_1 形成回路, L_f 与 C_1 之间交换功率,即 L_f 放电 C_1 充电。直流电压源 U_{dc} 与 C_2 、 V_{d1} 形成回路, C_2 与直流电源交换功率,即 C_2 放电,能量流向直流母线。因此在此模式下,解耦电路输出电流补偿到直流母线。

1.2 电容分裂有源功率解耦电路数学模型

单相整流器正常运行时,网侧输入电压 u_s 和输入电流 i_s 满足:

$$\left. \begin{aligned} u_s &= \sqrt{2} U_s \cos \omega t; \\ i_s &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: U_s 和 I_s 分别为网侧输入电压和电流的有效值; ω 为输入电压角频率; φ 为输入功率因数角。整流器通常控制网侧单位功率因数,即 φ 为 0, 根据电路理论,此时整流器输入功率 p_{in} 为

$$p_{in} = U_s I_s + U_{ab} I_s \cos(2\omega t - \theta) \quad (2)$$

其中 U_{ab} 和 θ 分别为整流器输入电压 u_{ab} 的有效值和相位角,满足:

$$\left. \begin{aligned} U_{ab} &= \sqrt{U_s^2 + (\omega L_s I_s)^2}; \\ \theta &= \arctan \frac{\omega L_s I_s}{U_s} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

假设整流器采用理想器件,不存在功率损耗,则输入母线的直流功率流入后级负载,输入的二次纹波功率则引起二次纹波电流,进而引起母线电压二次纹波

$$U_{dc2} = \frac{U_{ab} I_s}{2\omega C_d U_{dc}} \sin(2\omega t - \theta) \quad (4)$$

式中 C_d 为支撑电容容值。当采用分裂电容 APD 吸收纹波功率时,需要 C_1 和 C_2 的电压直流分量之和等于直流母线电压参考值,交流分量产生的功率恰好补偿直流母线二次脉动功率。考虑 C_1 和 C_2 容值相等且为 C , 此时支撑电容容值为 C_1 和 C_2 串联等效电容,即 $0.5C$, 根据解耦原理有:

$$\left. \begin{aligned} u_{C1} &= U_{dc}/2 + u_{ac}; \\ u_{C2} &= U_{dc}/2 - u_{ac}; \\ u_{ac} &= U_{ac} \sin(\omega t + \delta); \\ i_L &= -2\omega C U_{ac} \cos(\omega t + \delta) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中: u_{C1} 、 u_{C2} 分别为 C_1 和 C_2 的电压; u_{ac} 为电容电压交流分量; U_{dc} 为 PWM 整流器母线电压设定值; U_{ac} 为交流分量峰值; θ 为电容电压交流分量的初相; 根据式可得有源功率解耦回路吸收功率为

$$p_{apf} = \omega C U_{ac}^2 (1 - 2\omega^2 L_f C) \sin(2\omega t + 2\delta) \quad (6)$$

根据有源功率解耦的要求,解耦电路提供的总功率与输入直流环节的纹波功率互相抵消,比较式(6)和式(2)右边第二项可得:

$$\left. \begin{aligned} U_{ac} &= \sqrt{\frac{I_s \sqrt{U_s^2 + \omega^2 L_s^2 I_s^2}}{2\omega C (1 - 2\omega^2 L_f C)}}; \\ \delta &= k\pi + \frac{\pi}{4} - \frac{\theta}{2}, k = 0, 1 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

为了方便后续控制系统的设计,首先根据原理建立整流器-有源功率解耦电路的数学模型,根据 KVL 和 KCL 可得 PWM 整流器的数学模型

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{u}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -S_a + S_b \\ S_a - S_b & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中 S_a 和 S_b 分别代表整流器 a 和 b 桥臂的开关函数。

对于解耦回路,设 V_{d1} 的开通时间占一个控制周期的比重为占空比 d ,根据状态空间平均法,解耦电路在一个控制周期内的平均数学模型为

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_L &= \frac{1}{L_f} (du_{dc} - u_{c2}); \\ \dot{u}_{c2} - \dot{u}_{c1} &= \frac{i_L}{C} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

联立式(5)和式(9)并整理成矩阵形式可得

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{c2} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} du_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

2 电容分裂有源功率解耦电路控制策略

2.1 整流器直接功率控制建模

由于电容分裂解耦电路与整流器在拓扑结构上相互独立,两部分的控制也相互独立,在本文中,整流器采用基于电网电压定向的功率控制,但单相整流器有功和无功功率观测器需要一个与网侧电流正交的虚拟电流信号。生成正交电流信号的方法主要有采样延时、全通滤波器、和 SOGI,本文选择动态性能较好的 SOGI。当给定的输入为正弦信号时, U_α 为 SOGI 估计的输入信号, U_β 为 SOGI 估计的输入信号。SOGI 的传递函数可表示为:

$$\left. \begin{aligned} U_\alpha(s) &= \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} U(s); \\ U_\beta(s) &= \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} U(s) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中 k 为阻尼系数, k 的取值决定了 SOGI 的性能,文献[22]表明当 k 取 1.57 时性能最优。

对正交电流进行旋转变换,并根据瞬时功率理

论和式(8)推导出功率控制数学模型

$$\begin{bmatrix} \dot{P} \\ \dot{Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} + \frac{1}{2L_s} \begin{bmatrix} U_d^2 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{U_s}{2L_s} \begin{bmatrix} -V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中: P 和 Q 分别为整流器网侧输入有功功率和无功功率; V_d 和 V_q 分别为整流器输出电压的 d 轴和 q 轴分量。母线电压外环采用 PI 控制,输出作为有功功率给定,根据整流器单位功率因数要求,无功功率给定设置为 0。功率内环同样采用 PI 控制,并根据式(12)实现前馈解耦,整流器控制如图 3 所示。

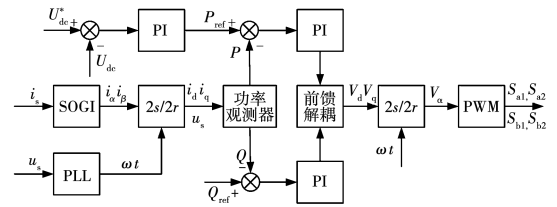


图 3 整流器直接功率控制框图

Fig. 3 Direct power control block diagram of rectifier

2.2 无电流传感器解耦电路控制

文献[14]提出一种参考电压闭环获取方式,将母线电压反馈值和参考值做差,并通过相位延迟和旋转变换获取电容参考电压,延迟基波周期的 12.5% 得到正交波动量,并经过旋转变换运算获得电容波动电压,然后通过比例谐振控制器生成解耦电感电流参考,而为了保证电流内环的响应速度采用比例控制器。当系统参数变化时,能直观地反映在母线电压波动上,因此对系统参数鲁棒性较强。为了加快母线电压响应速度,本文采用 SOGI 来生成正交波动量,系统控制如图 4 所示。

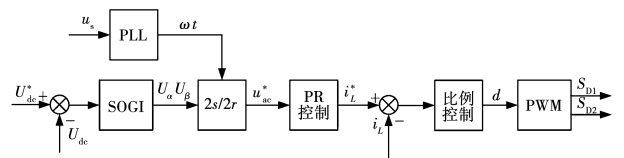


图 4 电容分裂有源功率解耦电路控制框图

Fig. 4 Control block diagram of DCPD

与电压传感器相比,电流传感器的成本更高,安装更困难,取消电流传感器有利于提高系统可靠性,降低成本。从解耦电路的控制框图可知,解耦电流内环对电路的控制至关重要,因此需要设计电流观

测器作为电流反馈,系统采样周期远大于电流频率,因此在一个采样周期内解耦电流可视为常数,于是有

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{C2} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} du_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

则观测器数学模型为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{u}}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{u}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: x_1 和 x_2 分别为观测器输入,其中符号‘ $\hat{\cdot}$ ’代表变量的观测值,为了分析系统的稳定性,需要考察变量误差,令:

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= \hat{i}_L - i_L; \\ e_2 &= \hat{u}_{C2} - u_{C2} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

联立式(13)~式(15),将观测器设计为滑模观测器(sliding mode observer, SMO)可得

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} \text{sgn}(e_2) \quad (16)$$

定义滑模函数 $s = [s_1, s_2]$,满足

$$\left. \begin{aligned} s_1 &= e_1; \\ s_2 &= e_2 \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

考虑如下 Lyapunov 函数,显然它是正定的

$$V = \frac{1}{2}s_1^2 + \frac{1}{2}s_2^2 \quad (18)$$

而该函数对时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 = \\ &= s_1 k_1 \text{sgn}(s_2) + s_2 \left(k_2 \text{sgn}(s_2) + \frac{1}{2C} s_1 \right) \leq \\ &= \left(k_1 + k_2 + \frac{1}{2C} \right) |s_1| |s_2| + k_2 |s_2|^2 \quad (19) \end{aligned}$$

根据系统稳定性要求,即 $\dot{V}$ 负定时,系统稳定。根据上述讨论,滑模系数满足以下条件即可实现滑模稳定:

$$\left. \begin{aligned} k_1 &< -\frac{1}{2C}; \\ k_2 &< 0. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

因此系统的控制框图如图5所示。

3 电容分裂有源功率解耦电路参数设计

3.1 解耦电容参数设计

解耦电容 C 的参数设计需要综合考虑整流器

的性能,包括直流电压跟随能力、直流电压的抗干扰能力、二次纹波抑制能力。

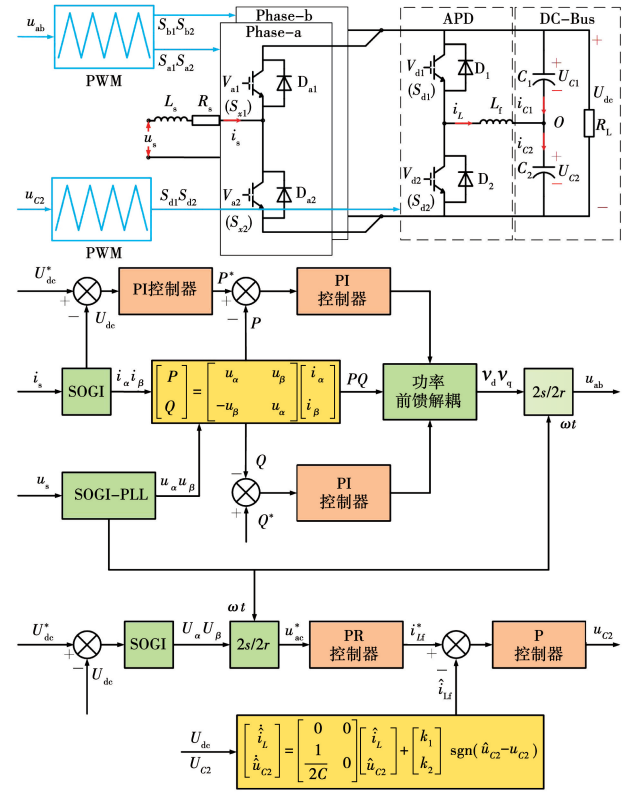


图5 有源功率解耦单相整流器控制框图

Fig. 5 Control block diagram of single-phase rectifier with DCPD

1) 直流电压跟随能力,即 PWM 整流器从直流电压最低稳态值(即整流器工作在不可控整流器状态下的直流电压)跃变到直流电压额定值的动态过程。若电压调节器采用 PI 控制器,则在整流器的直流电压未超过给定值之前,电压调节器的输出一直饱和,在不考虑电流内环的惯性影响,直流侧将以最大电流对母线电容和负载电压充电,根据电路理论可得

$$U_{dc} - U_{d0} = (I_{dm} R_L - U_{d0})(1 - e^{-t/\tau}) \quad (21)$$

式中: τ 为电容充电时间常数,满足 $\tau = R_L C_d$; I_{dm} 为充电电流最大值,工程上常取 $1.2 U_{dc}/R_L$ ^[23]; U_{d0} 为 PWM 整流器工作在不可控整流状态的输出电压,对于单相整流器而言 $U_{d0} = 0.9 U_s$ 。若要求上升时间不超过 t_r (工程上常取 0.1 s),则整理得支撑电容需满足

$$C_d \leq \frac{t_r}{R_L \ln \frac{I_{dm} R_L - U_{d0}}{I_{dm} R_L - U_{dc}}} \quad (22)$$

2) 纹波抑制能力,即不采用二次纹波抑制结构

时,二次纹波电压的幅值不能超过电压纹波系数的限制,于是有

$$\frac{U_{dc2}}{U_{dc}} \leq \frac{r_u}{2} \quad (23)$$

式中 r_u 为允许的最大母线电压纹波系数,对上式取等号,解出的支撑电容容值是在不采用 APD 的条件下最小值,但对于 APD 而言是最大电容值,即有

$$C_d \leq \frac{U_{ab} I_s}{r_u \omega U_{dc}^2} \quad (24)$$

3) 抗扰动能力,即当负载突然增大时,母线电压会经历一个先减小后增大的动态过程,这个变化的最小值需要受到限制,考虑整个动态变化过程,实际上是支撑电容能量变化和网侧电感能量变化的过程,根据系统能量平衡可得

$$\frac{L_s}{2} \int_{\sqrt{2}I_s}^{(1+r_i)\sqrt{2}I_s} di_s^2 = \frac{C_d}{2} \int_{U_{dc}}^{(1+r_u)U_{dc}} du_{dc}^2 \quad (25)$$

式中: r_i 为网侧电流纹波系数; r_u 为母线电压纹波系数。整理上式,可得支撑电容应满足

$$C_d \geq \frac{r_i L_s I_s^2}{r_u U_{dc}^2} \quad (26)$$

3.2 解耦电感参数设计

对于单相整流器而言,DCPD 提供的二次纹波功率需要超过整流器输出的二次纹波功率,来保证二次纹波功率被完全抑制,否则会导致系统控制困难,即满足下式

$$\omega C U_{ac}^2 (1 - 2\omega^2 L_f C) \geq U_{ab} I_s \quad (27)$$

联立式(6)和式(27)可得

$$L \leq \frac{1}{2\omega^2 C} - \frac{U_{ab} I_s}{\omega^3 C^2 U_{dc}^2} \quad (28)$$

此外电感在 DCPD 中需要抑制 di/dt ,而 di/dt 不能超过数据手册的限制,定义数据手册的 di/dt 上限为 σ ,考虑电感两端电压最大,即为 U_{dc} 时, di/dt 最大,此时电感取最小值。

$$L \geq \frac{U_{dc}}{\sigma} \quad (29)$$

4 实验验证与分析讨论

为了验证所提出算法的有效性,搭建 500 W 的实验平台如图 6 所示。整流器采用直接功率控制,实验平台的具体参数如表 1 所示。

实验验证包含稳态实验和动态实验,实验对象包括无二次脉动抑制的整流器、LC 谐振的整流器、有电流传感器有源功率解耦的整流器和无电流传感器有源功率解耦的整流器。稳态实验主要用于比较

不同算法的稳态特性,因此母线电压设置为 250 V。动态实验的条件主要针对不同负载的整流器在有源功率解耦回路启动时系统的动态响应,从而比较电流传感器和电流观测器动态性能,因此母线电压同样分别设为 200、230 和 250 V。

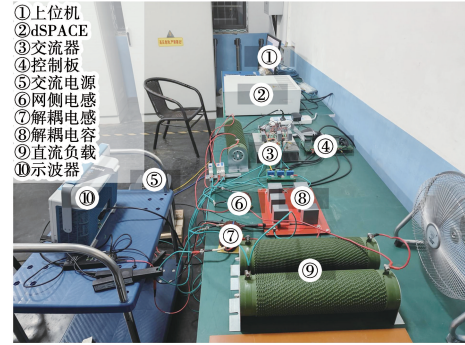


图 6 实验平台

Fig. 6 Experimental platform

表 1 实验平台参数

Table 1 Parameters of experiments

参数	数值
网侧电压有效值 U_s/V	110
直流母线电压 U_{dc}/V	250
直流负载 R_L/Ω	120
交流滤波电感 L_s/mH	7
直流母线解耦电容 $C/\mu F$	420
解耦电感 L_f/mH	1
二次谐振电容 $C/\mu F$	840
二次谐振电感 L/mH	3
开关频率 f_s/kHz	20

表 2 各控制算法稳态性能比较

Table 2 Steady-state performance comparison of various control algorithms

控制算法	母线电压纹波系数	网侧电流 THD	母线电压 THD
无二次纹波抑制	16	11.86	7.74
LC	2.4	4.56	0.48
APD	5.6	4.95	2.75
SMO-APD	5.6	4.54	2.11

4.1 实验稳态性能比较

各算法的稳态波形如图 7~图 10 所示。从图 7 中很明显可以看出,无二次纹波抑制结构的单相整流器,母线电压含有明显的偶次纹波,其中二次纹波的含量最高,受二次纹波电压的影响,网侧电流的三五七次等奇次谐波含量增加,此外谐波含量升高引起电流畸变。

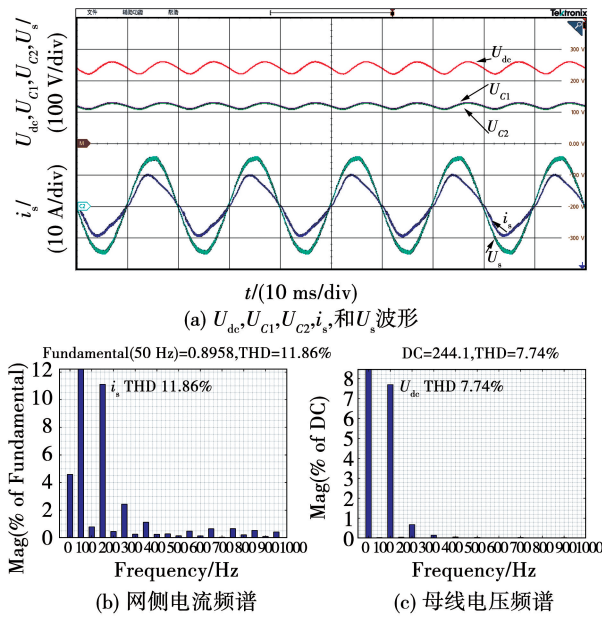


图7 无二次脉动抑制整流器稳态实验结果

Fig. 7 Steady state experimental results of rectifier without secondary pulsation suppression

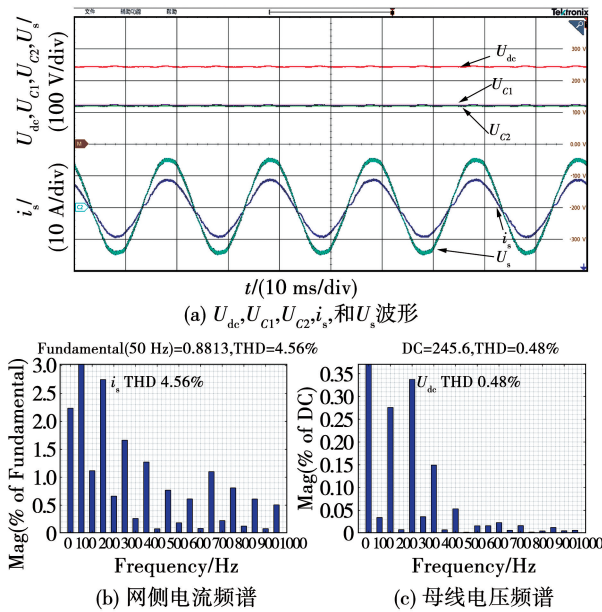


图8 LC 谐振整流器稳态实验结果

Fig. 8 Steady state experimental results of LC resonant rectifier

对比图8和图9,当采用LC谐振回路或DCPD的纹波抑制方法时,网侧电压与网侧电流波形都为正弦且相位相同,即实现了网侧单位功率因数。母线电压的二次纹波含量分别下降7.26%和5.63%,网侧电流的三次谐波含量分别下降7.3%和6.9%,而且THD均在5%以内。这说明LC谐振和DCPD都能有效地抑制母线电压二次纹波与网侧电流三次

谐波,且LC谐振回路的抑制效果优于DCPD。但从频谱中可以发现,LC谐振回路的频谱中,四次纹波的含量为0.34%,高于DCPD 0.2%,这说明LC谐振回路对于四次纹波的抑制效果不如DCPD。因此LC谐振回路和DCPD都能有效地抑制二次纹波,LC谐振回路抑制效果相比DCPD更好,而DCPD能抑制更高次的母线电压纹波,此外采用DCPD拓扑的单相整流器直流环节电容容值比LC谐振回路的更小,在体积方面更有优势。

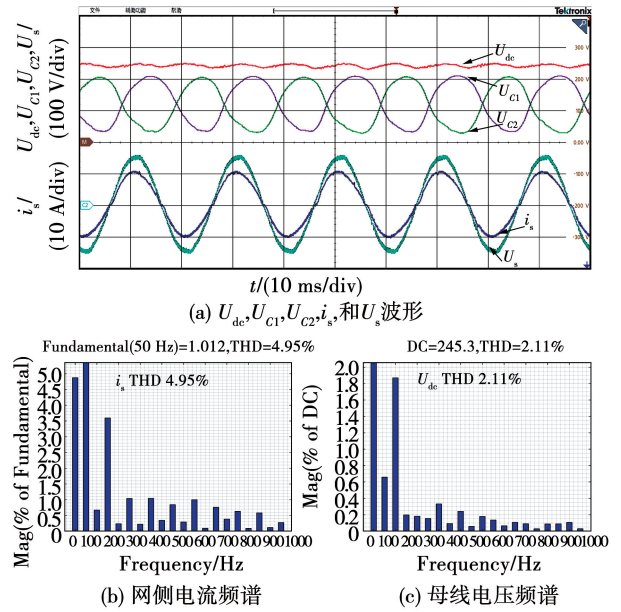


图9 DCPD 整流器稳态实验结果

Fig. 9 Steady state experimental results of DCPD rectifier

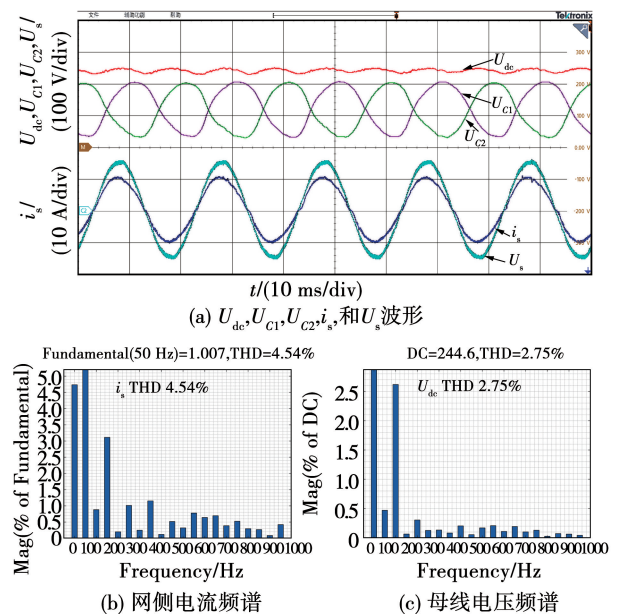


图10 SMO-DCCPD 整流器稳态实验结果

Fig. 10 Steady state experimental results of SMO-DCCPD rectifier

对比图 9 和图 10,传统 DCPD 控制算法和无电流传感器算法在稳态条件下都能有效抑制二次纹波,两者的输出性能相近,母线电压 THD 差距为 0.64%,网侧电流 THD 差距为 0.5%,母线电压纹波系数基本一致。

4.2 实验暂态性能比较

对比图 11 和图 12,当传统 DCPD 控制算法和无电流传感器算法在不同负载下的启动波形。

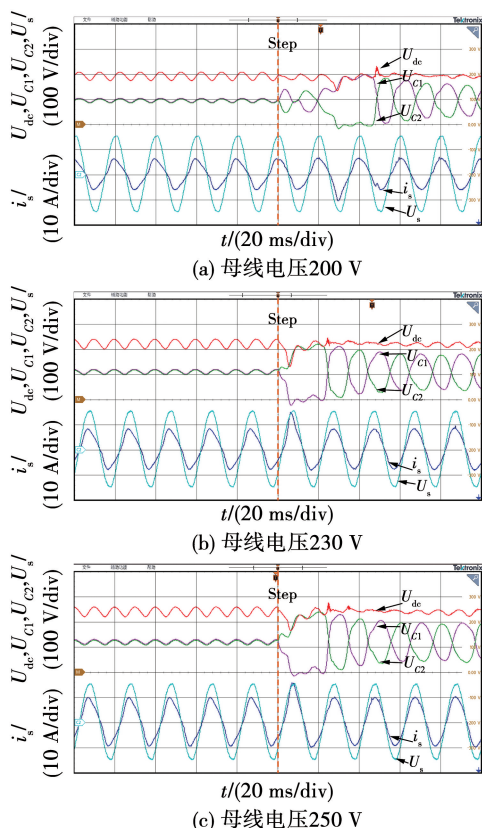


图 11 传统算法 DCPD 启动实验结果

Fig. 11 Experimental results of traditional algorithm DCPD startup

母线电压为 200 V 时,传统算法和无电流传感器控制算法从启动到稳定的时间分别为 50 ms 和 20 ms;当母线电压为 230 V 时,传统算法和无电流传感器的控制算法稳定时间都为 25 ms;当母线电压为 250 V 时,传统算法和无电流传感器的控制算法稳定时间都为 30 ms。这说明当负载较轻时,传统算法的稳定时间更长,而负载较重时,传统算法和无电流传感器算法稳定时间一致。当母线电压从 200 V 跳变到 230 V 时(即负载突变),比较图 13(a)和图 13(b),传统算法和无电流传感器算法的收敛时间分别是 39 ms 和 20 ms,这说明当负载发生突变时,滑模观测器的响应速度比传统算法快。此外,从图中可以看出从 DCPD 启动到稳定的过程,

无电流传感器控制算法的母线电压波动与网侧电流幅值波动都比传统控制算法小,这是由于滑模观测器中的积分环节抑制了电压反馈信号中的高频噪声。综合比较两种 DCPD 控制算法稳态性能和暂态性能,无电流传感器算法可以有效代替电流传感器,在降低系统成本,提高系统有效性方面更有优势。

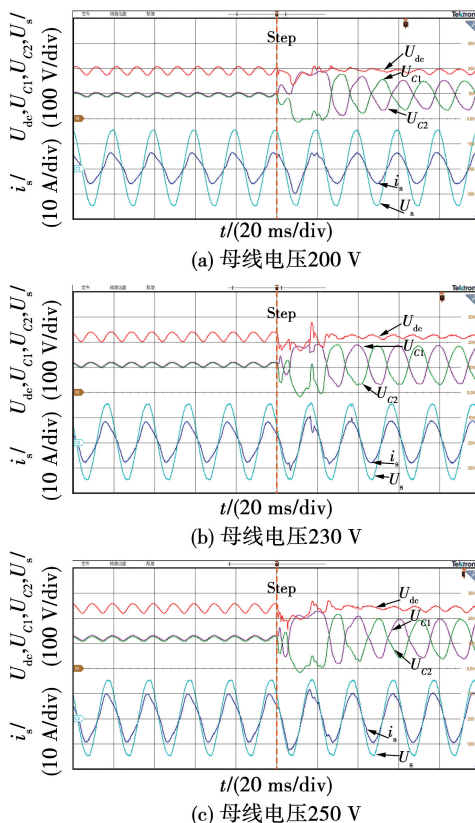


图 12 无电流传感器算法 DCPD 启动实验结果

Fig. 12 Experimental results of DCPD startup without current sensor algorithm

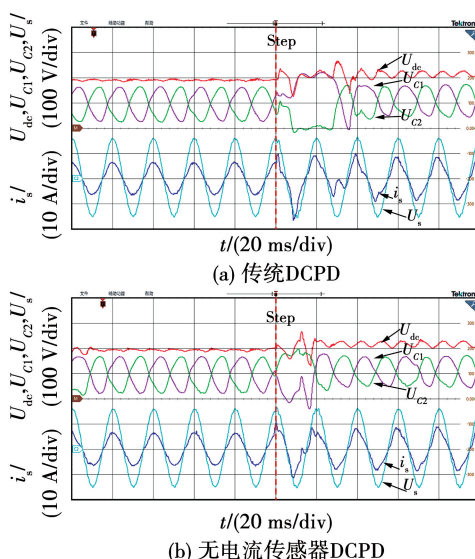


图 13 DCPD 负载突变实验

Fig. 13 DCPD load mutation experiment

5 结 论

本文通过分析单相整流器母线电压二次纹波产生机理,针对单相整流器的二次纹波提出一种基于DCPD拓扑的无电流传感器有源功率解耦算法,并提出了DCPD拓扑的元件参数设计方法。相较于传统LC谐振回路,DCPD拓扑采用更小容量的储能元件,有更好的频率适应性。本文提出的无电流传感器控制算法依据电容电压观测电感电流,可实现完全跟踪,提升了DCPD的稳态和动态性能。实验结果证明了本文所提方法的有效性。

参 考 文 献:

- [1] 李红波, 张凯, 赵晖. 高功率密度单相变换器的直流有源滤波器研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 40.
LI Hongbo, ZHANG Kai, ZHAO Hui. Research on DC active power filters for high power density single phase converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15): 40.
- [2] 周明磊, 王震, 董士帆, 等. 牵引逆变器直流电压二次脉动导致的永磁电机输出转矩脉动的抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(21): 8468.
ZHOU Minglei, WANG Zhen, DONG Shifan, et al. Elimination strategy of torque ripple of PMSM caused by secondary pulsation of DC voltage in traction inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(21): 8468.
- [3] 智乐, 何良宗, 周鸿彦. 基于有源负电容的电压源型逆变器直流母线二次功率脉动的抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(22): 7772.
ZHI Le, HE Liangzong, ZHOU Hongchang. Suppressing secondary power pulsation method for DC bus of voltage source inverter based on active negative capacitor[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(22): 7772.
- [4] 张超, 徐磊, 朱孝勇, 等. 基于虚拟直流母线结构的轴向磁场永磁电机小电容驱动系统[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(20): 7141.
ZHANG Chao, XU Lei, ZHU Xiaoyong, et al. Small-capacitor drive system of axial flux PM motor based on virtual DC bus structure[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(20): 7141.
- [5] 王业琴, 杨艳, 李正豪, 等. Boost型PFC变换器的自适应超螺旋全局滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(4): 111.
WANG Yeqin, YANG Yan, LI Zhenghao. Adaptive super twisting total sliding mode control for Boost-type PFC converter[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(4): 111.
- [6] 祁静静, 吴学智, 王久和, 等. 采用开关电感的Buck变换器CCM和DCM特性分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4155.
QIN Jingjing, WU Xuezhi, WANG Jiuhe, et al. Characteristics analysis of buck converter with switched inductor in CCM and DCM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4155.
- [7] 曹海彬, 许建平, 谢飞, 等. 一种低输入电流总谐波畸变率的三相Buck整流器不对称调制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2541.
CAO Haibin, XU Jianping, XIE Fei, et al. An asymmetric modulation strategy for three-phase buck rectifier with low input current total harmonic distortion[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2541.
- [8] 陈正格, 许建平, 陈旭, 等. 具有低输出纹波的双电感复用无桥buck-boost PFC变换器[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(11): 30.
CHEN Zhengge, XU Jianping, CHEN Xu, et al. Low output ripple single-stage bridgeless buck-boost PFC converter with dual-inductor multiplexing[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(11): 30.
- [9] LYU X, REN N, CAO D. Instantaneous pulse power compensator for high-density single-phase inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 10776.
- [10] 王立乔, 王海旭, 崔舒敏, 等. 串联型功率解耦型无电解电容PFC电路[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(17): 5195.
WANG Liqiao, WANG Haixu, CUI Shumin, et al. A new series compensation control strategy of power factor corrector without electrolytic capacitor by power decoupling[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(17): 5195.
- [11] 章勇高, 樊越, 刘鹏, 等. 一种中点共模注入功率解耦电路[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(11): 4177.
ZHANG Yonggao, FAN Yue, LIU Peng, et al. A midpoint common mode injection power decoupling circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(11): 4177.
- [12] VIANA C, SOONG T, W. Lehn P. Single-input space vector-based control system for ripple mitigation on single-phase converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3765.
- [13] TANG Y, BLAABJERG F, LOH P, et al. Decoupling of fluctuating power in single-phase systems through a symmetrical half-bridge circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 1855.
- [14] TANG Y, QIN Z, BLAABJERG F, et al. A dual voltage control strategy for single-phase PWM converters with power decoupling function[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7060.
- [15] TANG Y, BLAABJERG F. A component-minimized single-phase active power decoupling circuit with reduced current stress to semiconductor switches[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 2905.
- [16] WANG Y, WAI R. Adaptive power decoupling strategy for single-phase grid-connected converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 4275.
- [17] YAO W, LOH P, TANG Y, et al. A robust DC-split-capacitor

- power decoupling scheme for single-phase converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8419.
- [18] XIE S, SUN Y, LIN J, et al. Adaptive power decoupling control for single-phase converter with unbalanced DC-split-capacitor circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 36(10): 12127.
- [19] 卓浩泽, 唐志涛, 李金瑾, 等. 温度对电子式电流互感器与传统电流互感器输出精度的影响[J]. 电测与鱼鳃, 2018, 55(4): 98.
- ZHUO Haoze, TANG Zhitao, LI Jinjin, et al. Effect of temperature on the output accuracy of electronic current transformer and traditional current transformer[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2018, 55(4): 98.
- [20] 武旭, 王林森, 居鹏, 等. 基于闭环霍尔电流传感器驱动电路的设计[J]. 控制工程, 2020, 27(7): 1210.
- WU Xu, WANG Linsen, JU Peng, et al. Design of drive circuit based on closed-loop hall current sensor[J]. Control Engineering of China, 2020, 27(7): 1210.
- [21] 司马文霞, 王洋, 杨鸣, 等. 一种耦合法拉第旋光器的全光纤电流传感器[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(8): 2670.
- SIMA Wenxia, WANG Yang, YANG Ming, et al. A fiber-optic current sensor coupled with a faraday rotator[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(8): 2670.
- [22] MA J, SONG W, JIAO S, et al. Power calculation for direct power control of single-phase three-level rectifiers without phase-locked loop[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2871.
- [23] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- (编辑:刘素菊)

(上接第 93 页)

- [16] PRECI E, VALENTE G, GALASSINI A, et al. Experimental statistical method predicting AC losses on random windings and PWM effect evaluation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 2287.
- [17] HAJJI T E, HLIQUI S, LOUF F, et al. Hybrid model for AC losses in high speed PMSM for arbitrary flux density waveforms [C]//2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM), August 23 – 26, 2020, Gothenburg, Sweden. 2020: 2426 – 2432.
- [18] FAN Xinggang, LI Dawei, KONG Wubin, et al. Fast calculation of strand eddy current loss in inverter-fed electrical machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(5): 4640.
- [19] XU Shilei, REN Hongliang. Analytical computation for AC resistance and reactance of electric machine windings in ferromagnetic slots[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(4): 1855.
- (编辑:刘琳琳)