

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2210277

基于直流电流二倍频分量抑制的电流源型 PWM 整流器控制策略^{*}

黄勇军, 郭 强, 李海啸

(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

摘 要: 电流源型脉宽调制整流器在电网电压不平衡工况下运行时, 电网电压中负序分量的影响将导致直流侧引起低频脉动, 网侧电流出现低次谐波。为了解决此问题, 在含有源阻尼的传统双闭环控制基础上, 利用直流侧电流内环谐振控制直接抑制直流侧输出低频脉动, 同时使网侧电流正弦化; 在网侧电流参考指令中加入滤波电容电流补偿项, 实现系统网侧电流和电网电压同相位运行。为进一步提升系统在高不平衡度工况下运行性能, 在调制环节中引入陷波器消除低次谐波分量, 提高了网侧电流波形质量。最后利用 MATLAB/Simulink 进行仿真测试, 并搭建了一台 3 kW 实验样机, 仿真与实验结果表明在电网不平衡度为 6.7% 和 20% 时, 文中所提出控制策略均能将直流侧电压波动限制在 1.2 V 以内, 同时网侧电流总谐波畸变率小于 4%。

关键词: 电网电压不平衡; 低频脉动; 谐振控制器; 陷波器; 谐波分析; 有源阻尼

中图分类号: TM46 TH39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

A control strategy for current source PWM rectifier with suppressing double frequency component of DC current

Huang Yongjun, Guo Qiang, Li Haixiao

(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: When the current source PWM rectifier is at the operate condition that the grid voltage is unbalanced, the negative sequence component of grid voltage will cause low-frequency pulsation in DC side and low-order harmonics in grid side current. To solve this problem, the resonance control with the inner DC current loop based on the traditional double closed loop with active damping is applied in this article to directly suppress low-frequency pulsation existed in the DC side outputs, and the sinusoidal current at the grid side is formed. Besides, the current of the filter capacitor as the compensation term is added into the current reference value on the grid side. In this case, current and voltage with the same phase are realized on the grid side. Furthermore, to improve the operating performance of the system under extremely unbalance conditions, a notch filter is introduced in the modulation link to eliminate low-order harmonic components, which improves the current waveform on grid side. Finally, simulation test is studied by using MATLAB/Simulink and a 3 kW prototype is established. The simulation and experimental results indicate that when the unbalance degree of the grid reach 6.7% and 20%, the proposed control strategy can effectively suppress the voltage fluctuation on DC side within 1.2 V, and the total harmonic distortion rate on the grid side current is less than 4%.

Keywords: grid voltage unbalance; low-frequency pulsation; resonant controller; notch filter; harmonic analysis; active damping

0 引 言

随着大功率变流技术的应用与发展, 脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 整流器日益受到工业与学术界的广泛关注^[1-3]。相对于电压源型整流器^[4-5], 电

流源型整流器 (current source rectifier, CSR) 因具有直流短路时可靠性高、宽范围降压输出、无需预充电路、易于并联运行等优势^[6-8], 已在数据中心供电^[9]、多电飞机配电^[10]、电动汽车快速充电^[11]、可再生新能源发电^[12-14]等领域得到越来越多的应用。

收稿日期: 2022-08-09 Received Date: 2022-08-09

^{*} 基金项目: 重庆市教委科学技术研究重点项目 (KJZD-201901102, KJQN202201153)、重庆理工大学研究生创新项目 (gzlcx20222020) 资助

目前,三相 CSR 的研究主要集中在三相电网电压平衡条件下^[15-16]。但在实际系统中电网电压不平衡的工况普遍存在,将导致直流侧出现低频脉动以及网侧电流出现低次谐波,从而致使整流器性能恶化^[17]。针对该问题国内外研究人员提出了相应控制策略^[18-23],文献[18]在模型预测控制的代价函数中确定了电网电流抑制项的具体谐波阶数,使 CSR 在电网电压不平衡工况下仍保持电网电流高度正弦化,但系统动态性能较差、控制算法较复杂;文献[19]在模型预测控制中引入有源阻尼函数,有效降低控制算法的计算量,但未对电压跌落等工况进行分析与实验验证;文献[20]通过对负序分量进行控制实现了网侧电流正弦化,但整个控制过程设计复杂,同时锁相环节增加了计算量。文献[21]提出一种无需提取正负序电压分量的前馈数字控制策略,减小了系统复杂性,但未考虑网侧电路谐振问题;文献[22]利用瞬时功率理论设计电流环参考指令,通过电流环反馈谐振控制有效抑制直流侧输出低频脉动,同时降低了网侧电流谐波含量,但控制器应对电网频率波动的能力较弱。文献[23]从无功功率的角度出发提出一种改进型直流侧纹波抑制方法,无需电网电压正负序分量提取,但控制算法计算量较大。

本文首先建立 CSR 在三相静止坐标系下的数学模型,分析得到电网电压不平衡时直流侧存在低频脉动、交流侧出现低次谐波的原因,提出直流侧双闭环控制策略。其中,电流内环采用比例积分谐振(proportional integral resonance, PIR)控制器,有效抑制直流侧输出低频脉动。为进一步提高系统在高不平衡度工况下网侧电流波形质量,构造陷波器以消除调制环节中的低次谐波。此外,引入交流侧滤波电容电流补偿方法,实现了系统网侧电流与电网电压同相位运行。最后,通过仿真测试和样机实验对文中所提到的不同控制策略进行了研究。

1 三相 CSR 系统工作分析

三相 CSR 拓扑如图 1 所示,其中 e_k 为电网电压; i_k 为网侧电流, i_{sk} 为整流器交流侧电流,其中 $k=a, b, c$; L_{AC} 、 C_{AC} 分别为整流器交流侧滤波电感和电容; L_{DC} 、 C_{DC} 分别为直流侧电感和电容; D 为续流二极管, R_L 为负载电阻; u_{DC} 、 i_{DC} 分别为直流侧输出电压和电流; u_o 、 i_o 分别为负载电压和电流。

三相不平衡电网电压可表示为:

$$\begin{cases} e_a = E_p \sin(\omega_1 t + \alpha_p) + E_n \sin(\omega_1 t + \alpha_n) \\ e_b = E_p \sin\left(\omega_1 t - \frac{2}{3}\pi + \alpha_p\right) + E_n \sin\left(\omega_1 t + \frac{2}{3}\pi + \alpha_n\right) \\ e_c = E_p \sin\left(\omega_1 t + \frac{2}{3}\pi + \alpha_p\right) + E_n \sin\left(\omega_1 t - \frac{2}{3}\pi + \alpha_n\right) \end{cases} \quad (1)$$

式中: E_p 、 E_n 分别为电网电压正序、负序分量幅值; ω_1 为

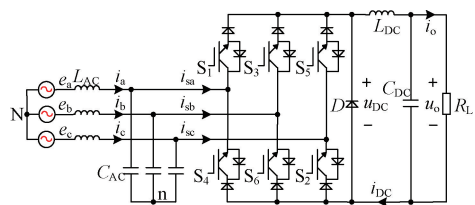


图 1 三相 CSR 拓扑图

Fig. 1 Topology of three-phase CSR

电网电压基波角频率; α_p 、 α_n 分别为电网电压正序、负序分量的初始相位角。

通过 Park 变换后可得到网侧瞬时功率表达式:

$$\begin{cases} p(t) = p_o + p_{c2} \cos(2\omega_1 t) + p_{s2} \sin(2\omega_1 t) \\ q(t) = q_o + q_{c2} \cos(2\omega_1 t) + q_{s2} \sin(2\omega_1 t) \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} p_o \\ p_{c2} \\ p_{s2} \\ q_o \\ q_{c2} \\ q_{s2} \end{bmatrix} = 1.5 \begin{bmatrix} e_d^+ & e_q^+ & e_d^- & e_q^- \\ e_d^- & e_q^- & e_d^+ & e_q^+ \\ e_q^- & -e_d^- & -e_q^+ & e_d^+ \\ e_q^+ & -e_d^+ & e_q^- & -e_d^- \\ e_q^- & -e_d^- & e_q^+ & -e_d^+ \\ -e_d^- & -e_q^- & e_d^+ & e_q^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \\ i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: e_d^+ 、 e_q^+ 、 e_d^- 、 e_q^- 分别为电压正序、负序分量; i_d^+ 、 i_q^+ 、 i_d^- 、 i_q^- 分别为电流正、负序分量。

由式(2)可知,在不平衡电网电压下网侧有功和无功功率均含有二次谐波分量。忽略系统中的功率损耗,由功率守恒可知直流侧电压、电流含有二次谐波分量:

$$\begin{cases} u_{DC} = U_{DC} + u_{DC1} \cos(2\omega_1 t) + u_{DC2} \sin(2\omega_1 t) \\ i_{DC} = I_{DC} + i_{DC1} \cos(2\omega_1 t) + i_{DC2} \sin(2\omega_1 t) \end{cases} \quad (3)$$

式中: U_{DC} 为直流侧电压平均值, u_{DC1} 、 u_{DC2} 分别为二次电压谐波余弦和正弦分量幅值; I_{DC} 为直流侧电流平均值, i_{DC1} 、 i_{DC2} 分别为二次电流谐波余弦和正弦分量幅值。

稳态下仅考虑开关函数基波分量,得到网侧电流:

$$\begin{aligned} i_k &= m i_{DC} \sin(\omega_1 t + \varphi) = \\ m [I_{DC} + i_{DC1} \cos(2\omega_1 t) + i_{DC2} \sin(2\omega_1 t)] \sin(\omega_1 t + \varphi) = \\ m [I_{DC} \sin(\omega_1 t + \varphi) + \frac{i_{DC1}}{2} [\sin(3\omega_1 t + \varphi) - \sin(\omega_1 t - \varphi)] - \\ \frac{i_{DC2}}{2} [\cos(3\omega_1 t + \varphi) - \cos(\omega_1 t - \varphi)]] \end{aligned} \quad (4)$$

式中: m 为调制因数,其中 $0 \leq m \leq 1$; φ 为开关函数基波初始相角。

忽略直流侧电容影响,则 $i_{DC} \approx i_o$ 。由式(4)可知直流侧输出电流二次谐波将引起网侧电流含有三次谐波。

2 不平衡电网电压下 CSR 控制策略

在三相不平衡电网电压工况下,由于 CSR 有功功率、无功功率和网侧电流三者之间存在矛盾,并不能同时满足控制要求。目前常用控制策略往往需要提取电网电压正负序分量,然而通过锁相环等方法提取复杂、计算量大,因此本文提出一种无需提取电网电压正负序分量的新型控制方案。

如图 2 所示,在传统双闭环控制策略基础上,通过在直流侧电流内环引入谐振控制环路,从而实现对直流输出侧低频脉动和网侧电流低次谐波的有效抑制。其系统控制原理如下:直流侧负载电压 u_o 与直流侧负载电压参考值 u_o^* 相减得到电压误差信号,通过外环 PI 控制器得到直流电流参考值 i_{DC}^* ;再通过与直流侧输出电流 i_{DC} 比较得到电流误差信号,经 PIR 控制器得到 i_d^* ,从而实现直流侧低频脉动抑制;利用式(5)计算出 i_d 和 i_q ,并通过坐标反变换得到两相静止坐标下调制信号 i_α 和 i_β ,最后经陷波器以及空间矢量调制(space vector modula, SVM)单元产生开关管驱动信号。

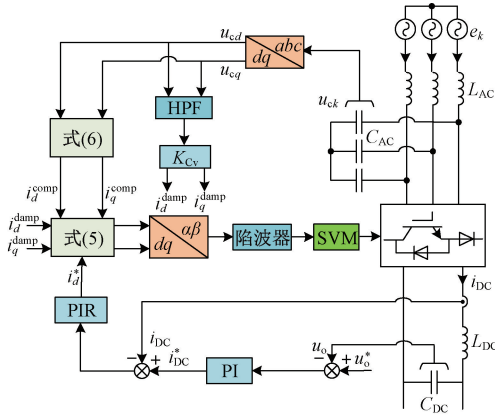


图 2 三相 CSR 控制策略示意图

Fig. 2 Diagram of three-phase CSR control strategy

$$\begin{cases} i_d = i_d^{\text{comp}} + i_d^{\text{damp}} + i_d^* \\ i_q = i_q^{\text{comp}} + i_q^{\text{damp}} \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_d^{comp} 和 i_q^{comp} 为滤波电容电流补偿项, i_d^{damp} 和 i_q^{damp} 为有源阻尼环路控制项。

三相 CSR 在平衡电网电压工况运行时受到 PWM 谐波或系统阶跃响应的影响易导致交流侧 LC 滤波电路产生并联谐振,而在不平衡电网电压工况下谐振问题将更加突出。针对此问题,引入高通滤波器(high pass filter, HPF)得到交流侧滤波电容在谐振频率附近的谐波分量,再利用电容电压反馈有源阻尼环路抑制谐振。控制框图如图 3 所示,其中 K_{Cv} 表示对应的反馈增益,HPF 传递函数

可表示为 $s/(s+\omega_h)$,本文选取 $K_{Cv}=0.25$, $\omega_h=1036 \text{ rad/s}$,计算出 HPF 截止频率为 165 Hz,远小于 LC 滤波器的谐振频率。

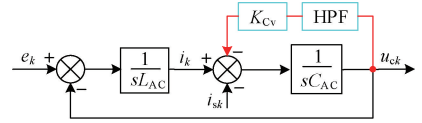


图 3 电容电压反馈有源阻尼控制框图

Fig. 3 Control diagram of capacitive voltage feedback with active damping

由于交流侧滤波电容的存在,致使网侧电压、电流产生相位差,本文在调制电流参考指令中增加滤波电容电流补偿项,以保证整流器系统实现单位功率因数运行。CSR 在 $d-q$ 坐标下有:

$$\begin{cases} i_{cd} = C_{AC} \frac{du_{cd}}{dt} - \omega_1 C_{AC} u_{eq} \\ i_{cq} = C_{AC} \frac{du_{eq}}{dt} + \omega_1 C_{AC} u_{cd} \end{cases} \quad (6)$$

为了降低系统噪声影响,忽略式(6)中微分项,取补偿电流 $i_d^{\text{comp}} = \omega_1 C_{AC} u_{eq}$, $i_q^{\text{comp}} = -\omega_1 C_{AC} u_{cd}$ 。

3 环路控制器设计

三相 CSR 直流侧双闭环控制框图如图 4(a) 所示,其中 $G_u(s)$ 为电压外环 PI 控制器, $G_i(s)$ 为电流内环准 PIR 控制器。当整流器处于单位功率因数运行时,根据交直流侧功率守恒得到:

$$u_{DC} = 1.5 E_m m \quad (7)$$

式中: E_m 为电网电压峰值。

根据图 4(a) 可知 $K_m = 1.5 E_m$,利用梅森定理将图 4(a) 进行简化得到图 4(b),其中:

$$G_{iu}(s) = \frac{i_{DC}}{u_{DC}} = \frac{s R_L C_{DC} + 1}{s^2 R_L L_{DC} C_{DC} + s L_{DC} + R_L} \quad (8)$$

$$G_{ui}(s) = \frac{u_o}{i_{DC}} = \frac{R_L}{s R_L C_{DC} + 1} \quad (9)$$

简化后电流内环控制框图如图 4(c) 所示,在本文 PIR 控制器设计中 R 的控制目标是实现对直流侧二倍频分量的无静差跟踪,故对应 R 中分量的取值应为电网电压基波角频率的 2 倍,即 $2\omega_1$ 。故 PIR 控制器的表达式为:

$$G_i(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (2\omega_1)^2} \quad (10)$$

式中: k_p 、 k_i 、 k_r 分别为比例、积分、谐振增益系数; ω_c 为截止角频率,可通过调节谐振尖峰宽度从而改善电网频率波动对控制系统的影响。

利用梅森公式得到电流内环开环传递函数:

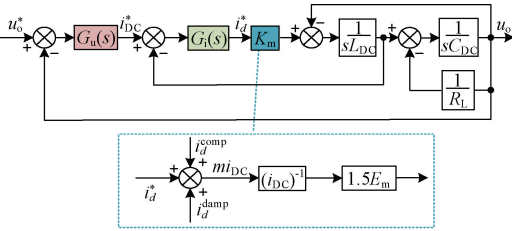
$$G_{oi}(s) = \frac{i_{DC}}{i_{DC}^* - i_{DC}} = \frac{K_m G_i(s) (s R_L C_{DC} + 1)}{s^2 R_L L_{DC} C_{DC} + s L_{DC} R_L + R_L} \quad (11)$$

对式(11)进行整理得到:

$$G_{oi}(s) = \frac{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (12)$$

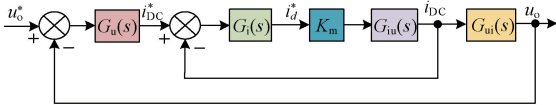
其中,

$$\begin{cases} a_4 = K_m k_p R_L C_{DC} \\ a_3 = K_m (2\omega_c k_p + k_i + 2\omega_c k_r) R_L C_{DC} + K_m k_p \\ a_2 = K_m (4\omega_1^2 k_p + 2\omega_c k_i) R_L C_{DC} + K_m (2\omega_c k_p + k_i + 2\omega_c k_r) \\ a_1 = K_m (4\omega_1^2 k_p + 2\omega_c k_i + 4\omega_1^2 k_i R_L C_{DC}) \\ a_0 = K_m 4\omega_1^2 k_i \\ b_5 = R_L L_{DC} C_{DC} \\ b_4 = 2\omega_c R_L L_{DC} C_{DC} + L_{DC} \\ b_3 = 4\omega_1^2 R_L L_{DC} C_{DC} + 2\omega_c L_{DC} + R_L \\ b_2 = 4\omega_1^2 L_{DC} + 2\omega_c R_L \\ b_1 = 4\omega_1^2 R_L \\ b_0 = 0 \end{cases}$$



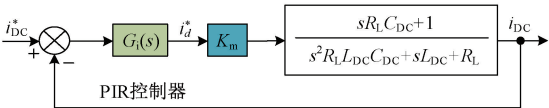
(a) 简化前直流侧双闭环控制框图

(a) Block diagram of double closed-loop control on DC side before simplification



(b) 简化后直流侧双闭环控制框图

(b) Block diagram of double closed-loop control on DC side after simplification



(c) 电流内环控制框图

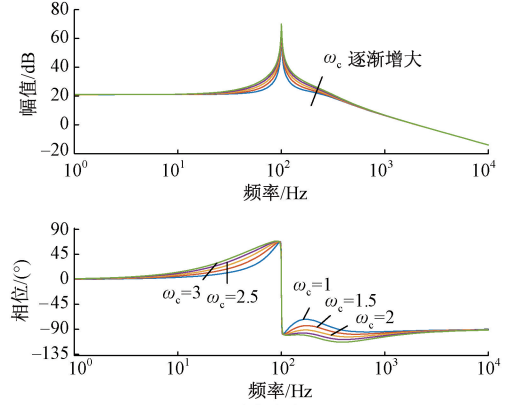
(c) Block diagram of current inner-loop control

图 4 CSR 直流侧环路控制框图

Fig. 4 Block diagram of CSR DC side loop control

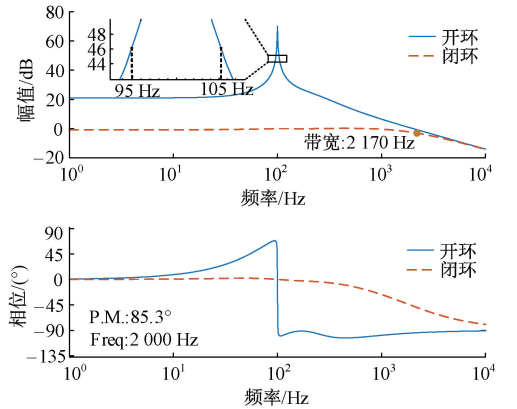
兼顾系统的稳态和动态性能,文中选取 $k_p = 0.35$ 、 $k_i = 0.1$;同时为了减小系统稳态误差,设定开环传递函数在谐振处增益大于 60 dB,因此确定 $k_r = 100$ 。此外需要保证系统在电网频率波动 $\pm 5\%$ 情况下仍具有较好的鲁棒性,由图 5(a)可知,随着 ω_c 不断增大系统应对电网频率

波动能力越好,但当 ω_c 取值过大时会引起谐振尖峰减弱,从而削弱控制器抑制二倍频能力,以及影响系统相位裕度。经折中考虑,选取 $\omega_c = 2 \text{ rad/s}$,此时系统在 100 Hz 点处增益约为 70 dB,同时在 95~105 Hz 范围内增益大于 45 dB,验证了上述取值的正确性。



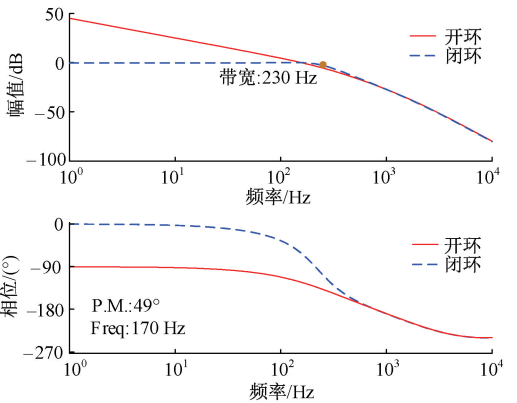
(a) 不同 ω_c 时电流内环Bode图

(a) Bode diagram of current inner-loop at different ω_c



(b) 电流内环开闭环传递函数Bode图

(b) Bode diagram of the open/closed-loop transfer function for the current inner-loop



(c) 电压外环开闭环传递函数Bode图

(c) Bode diagram of the open/closed-loop transfer function for the voltage outer-loop

图 5 CSR 直流侧环路控制器设计及参数分析
Fig. 5 Design and parameter analysis of CSR DC side loop controller

最终得到的电流内环开闭环传递函数 Bode 图如图 5(b)所示,其相位裕度为 85.3°,截止频率为 2 000 Hz,系统带宽为 2 170 Hz,约为开关频率的 1/10,满足系统性能要求。电流内环闭环传递函数在低频段内可等效为一阶惯性环节,即:

$$D_i(s) = \frac{1}{T_r s + 1} \tag{13}$$

式中: T_r 为等效时间常数,通过曲线拟合得到 $T_r = 0.08$ 。

因此电压外环开环传递函数为:

$$G_{ou}(s) = G_u(s) D_i(s) G_{ui}(s) = \frac{c_1 s + c_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \tag{14}$$

式中: $c_1 = k_{pi} R_L, c_0 = k_{ii} R_L; d_3 = R_L C_{DC} T_r, d_2 = R_L C_{DC} + T_r, d_1 = 1, d_0 = 0$ 。

利用 MATLAB/SISO 设计工具,经多参数的反复优化,最终确定 $k_{pi} = 0.01, k_{ii} = 200$ 。电压外环开闭环传递函数 Bode 图如图 5(c)所示,其中相位裕度为 49°,带宽为 230 Hz,满足系统电压外环性能要求。

4 调制信号谐波滤除

针对 CSR 传统六扇区 SVM 调制策略存在开关损耗高这一问题,本文采用双边对称十二扇区调制策略,能够有效减小整流器平均开关电压,从而降低功率损耗、提高系统效率。由前文可知,在电网电压不平衡工况下电流内环 PIR 控制器可有效抑制直流输出侧的二倍频脉动,但并不能完全消除。控制器输出可表示为:

$$i_d^* = I_d^* + i_{d1}^* \cos(2\omega_1 t) + i_{d2}^* \sin(2\omega_1 t) \tag{15}$$

式中: I_d^* 为电流平均值, i_{d1}^*, i_{d2}^* 分别为二次电流谐波余弦和正弦分量幅值。

i_d^* 和交流侧有源阻尼项、滤波电容电流补偿项相加得到的 i_d, i_q :

$$\begin{cases} i_d = i_d^{\text{comp}} + i_d^{\text{damp}} + i_d^* = A_0 + A_1 \cos(2\omega_1 t) + A_2 \sin(2\omega_1 t) \\ i_q = i_q^{\text{comp}} + i_q^{\text{damp}} \end{cases} \tag{16}$$

式中: A_0 为 d - q 坐标系下调制电流 i_d 平均值; A_1 和 A_2 分别为二次谐波余弦和正弦分量幅值。

$$\begin{cases} i_\alpha = i_d \cos(\omega_1 t) - i_q \sin(\omega_1 t) \\ i_\beta = i_d \sin(\omega_1 t) + i_q \cos(\omega_1 t) \end{cases} \tag{17}$$

其中,

$$\begin{cases} \cos(\omega_1 t) = \frac{u_{c\alpha}}{\sqrt{u_{c\alpha}^2 + u_{c\beta}^2}} \\ \sin(\omega_1 t) = \frac{u_{c\beta}}{\sqrt{u_{c\alpha}^2 + u_{c\beta}^2}} \end{cases}$$

由于 i_q 值较小,且 $i_q \ll i_d$,经简化得到调制电流信号 i_α, i_β

$$\begin{aligned} i_\alpha &= A_0 \cos(\omega_1 t) + \frac{A_1}{2} [\cos(3\omega_1 t) + \cos(\omega_1 t)] + \frac{A_2}{2} [\sin(3\omega_1 t) + \sin(\omega_1 t)] \\ i_\beta &= A_0 \sin(\omega_1 t) + \frac{A_1}{2} [\sin(3\omega_1 t) - \sin(\omega_1 t)] - \frac{A_2}{2} [\cos(3\omega_1 t) - \cos(\omega_1 t)] \end{aligned} \tag{18}$$

由式(18)可知, i_α, i_β 中均含有三次谐波分量,且该分量会随着电网电压不平衡度增大而增加,从而对网侧电流波形质量造成影响^[23]。为此,采用陷波器来消除 $i_{\alpha\beta}$ 中三次谐波分量,其表达式为:

$$G'(s) = \frac{s^2 + (3\omega_1)^2}{s^2 + K_1 \omega_1 s + (3\omega_1)^2} \tag{19}$$

式中: K_1 为控制器系数,文中取为 0.707。

5 仿真测试与实验结果分析

5.1 仿真测试与分析

基于 MATLAB/Simulink 软件搭建了三相 CSR 仿真模型,通过分析系统稳态、动态性能,从而说明所提出方法的正确性。系统仿真参数如表 1 所示。

表 1 CSR 主要参数
Table 1 Main parameters of CSR

参数	数值	参数	数值
电网频率 f/Hz	50	负载电阻 R_L/Ω	5.6
交流侧电感 L_{AC}/mH	0.45	额定功率 P/kW	3
交流侧电容 $C_{AC}/\mu\text{F}$	12	开关频率/ kHz	20
直流侧电感 L_{DC}/mH	5	采样频率/ kHz	20
直流侧电容 $C_{DC}/\mu\text{F}$	100		

设定三相不平衡电网电压参数分别为: $e_a = 156 \angle 0^\circ, e_b = 131 \angle -115^\circ, e_c = 131 \angle 125^\circ$,电压波形如图 6 所示。

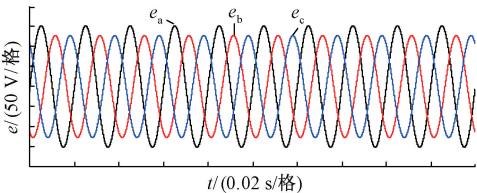


图 6 三相不平衡电网电压

Fig. 6 Three-phase unbalanced grid voltage

分别采用传统双闭环控制策略和直流内环反馈谐振控制策略时,稳态运行仿真结果如图 7 所示。其中直流侧负载输出参考电压均为 100 V。根据图 7(a) 可知,采

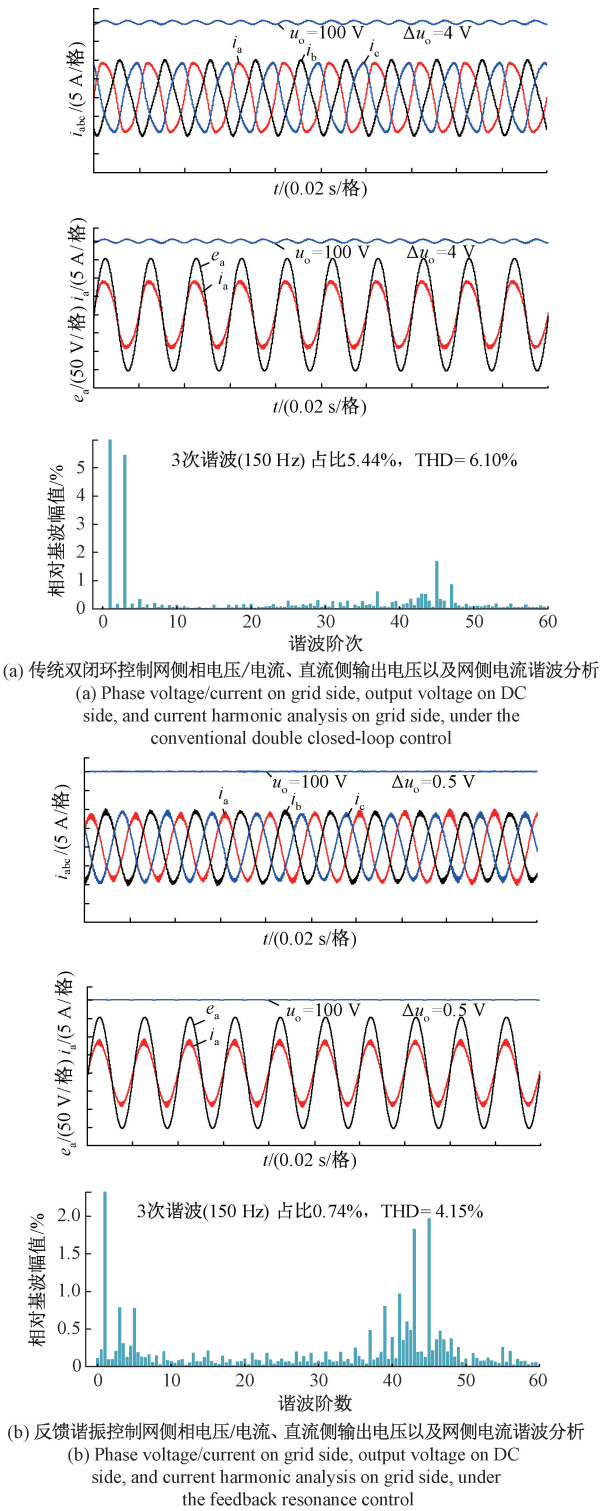
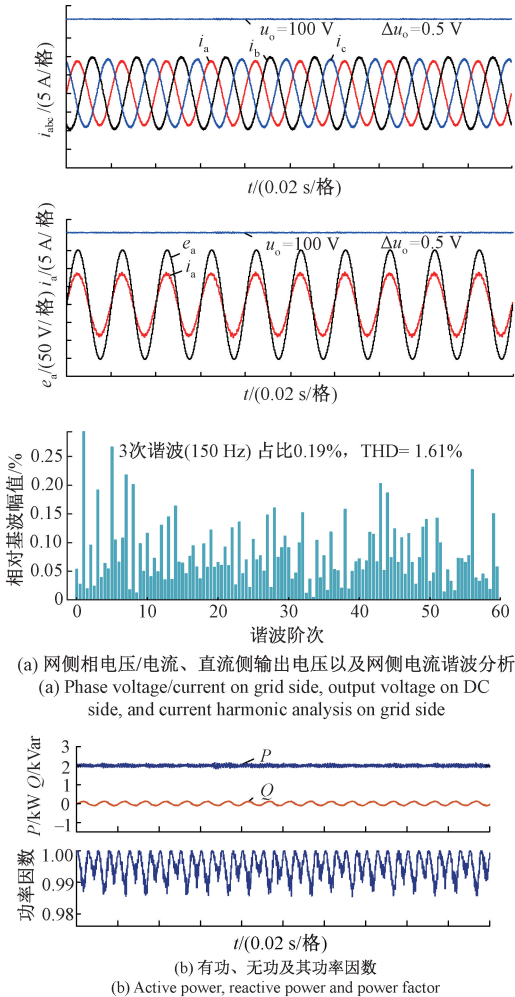


图 7 2 种不同控制方案交直流侧仿真波形结果
Fig. 7 Simulation waveform results on AC/DC side based on two different control schemes

用传统双闭环控制策略时,直流侧负载输出电压二倍频脉动分量显著,网侧三相电流不平衡,总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD) 为 6.10%,不满足 GB/T 14549—1993 和 IEEE519 标准。根据图 7(b) 可知,采用直流内环反馈谐振控制策略时,虽然实现了对直流侧二倍频脉动的有效抑制,但由于未含有阻尼控制和电容电流补偿环节,导致网侧电流 THD 值改善不明显。

图 8(a)~(b) 为采用本文所提出控制策略时的仿真结果。不难看出,虽然网侧电流三相不平衡,但三次谐波分量明显减小,有效改善了电流波形质量;此外电网电压和网侧电流保持同相位,功率因数大于 0.985,网侧电流 THD 值仅为 1.61%,满足 GB/T 14549—1993 和 IEEE519 标准;直流侧负载电压二倍频脉动得到有效抑制,有功功率保持恒定、无功功率仅存在较小的二倍频脉动。图 8(c) 给出了负载从 5.6~11.2 Ω 阶跃变化的仿真波形,结果表明网侧电流在突变过程中无明显畸变,直流侧负载电压能在 20 ms 内完成对给定参考值的跟踪,系统具有良好的动态性能。当 a 相电压单相跌落 50% 时,三相不平衡电网电压分别为 $e_a = 78 \angle 0^\circ$ 、 $e_b = 156 \angle -120^\circ$ 、 $e_c = 156 \angle 120^\circ$,即不平衡度为 20%,仿真结果如图 8(d)



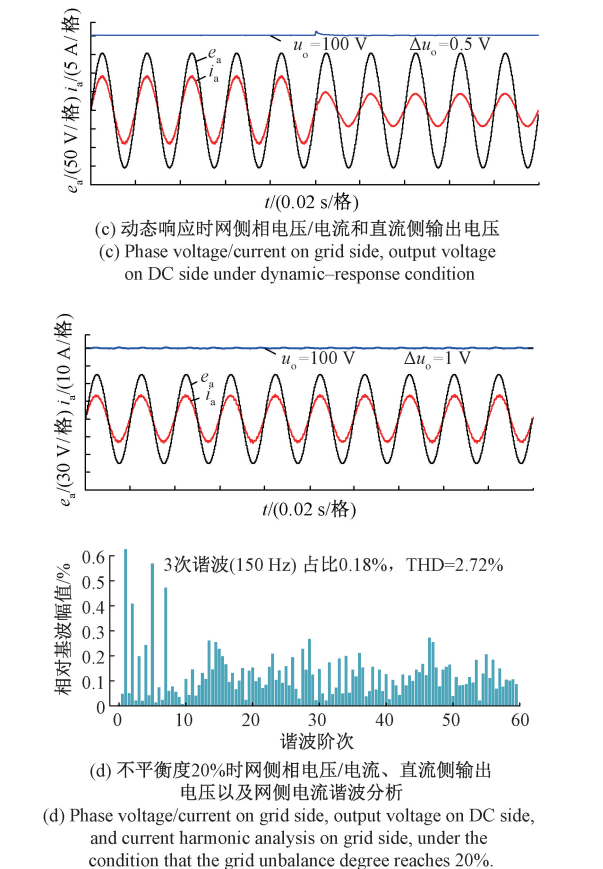
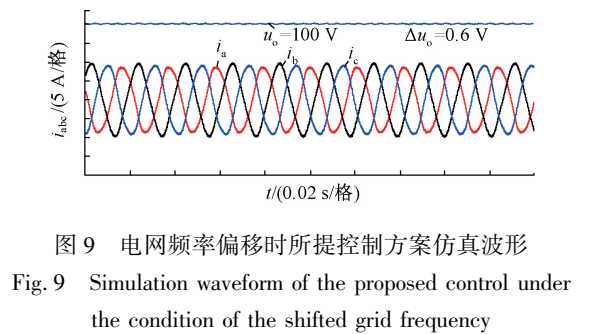


图 8 采用所提控制方案时交直侧仿真波形及网侧电流谐波分析图

Fig. 8 Simulation waveform on AC/DC side and current harmonic analysis on grid side, under the proposed control

所示,此时直流侧二倍频脉动分量仍能得到较好抑制,且保证网侧电流 THD 值小于 5%。

当电网频率降至 47.5 Hz 时,其仿真波形如图 9 所示,该工况下准谐振控制策略对直流侧二倍频脉动具有较好的抑制作用。



运行工况与电路参数相同时,三相 CSR 不同控制策略下的性能参数及评价如表 2 所示。经过仔细比较可知,电网电压不平衡工况下传统双闭环控制策略不再适

用;反馈谐振控制具有算法简单的优势,但由于未考虑网侧 LC 滤波电路的谐振影响,导致 THD 值较大;本文所提控制方案使得系统保持较高功率因数,同时采用准谐振控制使其在电网频率发生波动时具有更好的适应性与鲁棒性。

表 2 电网电压不平衡下 CSR 不同控制策略性能指标对比

Table 2 Comparison of performance indicators among different CSR control strategies under the condition the unbalanced power grid voltage

性能指标	控制策略类型		
	传统双闭环	反馈谐振 ^[22]	本文所提 PIR
直流侧脉动	显著存在	有效抑制	有效抑制
网侧电流 THD 值	高(>5%)	中(<4.5%)	低(<2%)
功率因数	低(>0.96)	较低(>0.97)	最高(>0.985)
阻尼控制	有	无	有
主控制算法	PI 控制	反馈谐振控制	PIR 控制
电网频率波动适应性	一般	一般	较好

5.2 实验室样机实验与结果分析

为验证本文所提出控制策略可行性,搭建了三相 CSR 实验室样机平台,如图 10 所示。

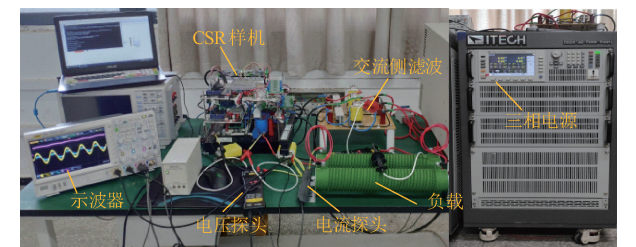


图 10 CSR 实验平台

Fig. 10 CSR test platform

其中功率开关管和串联二极管分别采用英飞凌 FF100R12RT4 和艾赛斯 MEA75-12DA,控制芯片采用德州仪器 TMS320F28335,驱动信号逻辑转换单元采用赛灵思 XC95288。通过 MATLAB 和 Composer Studio (CCS V5) 自动完成控制代码的生成及下载。实验参数与仿真参数相同,采用可编程电源 ITECH-IT7625 模拟电网电压不平衡工况。如图 11 所示,电网电压分别为: $e_a = 156 \angle 0^\circ$ 、 $e_b = 131 \angle -115^\circ$ 、 $e_c = 131 \angle 125^\circ$ 。

当采用传统双闭环控制策略时,网侧电流、电网电压、直流侧负载电压实验室样机波形如图 12 所示。可以看出直流侧负载电压二倍频脉动明显,网侧电流三次谐波分量占比为 6.47%,THD 值高达 7.90%,与仿真结果保持一致。

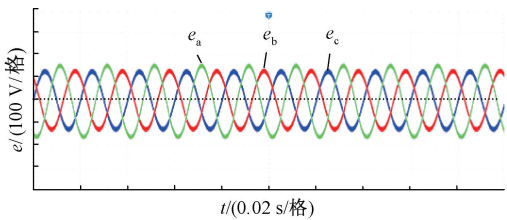


图 11 三相不平衡电网电压

Fig. 11 Three-phase unbalanced grid voltage

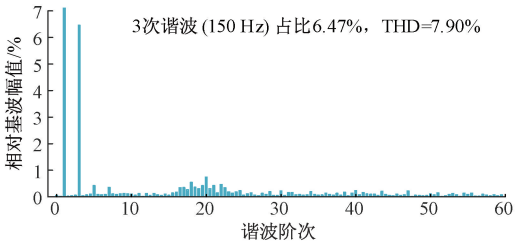
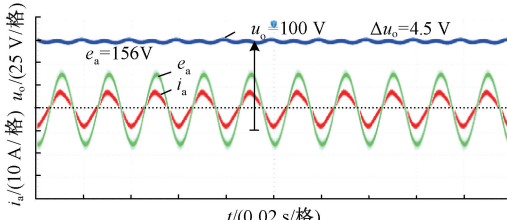
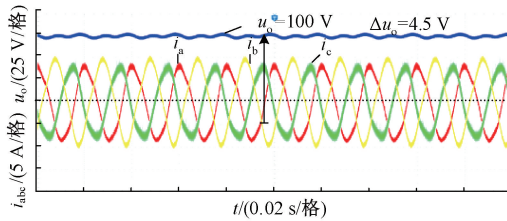
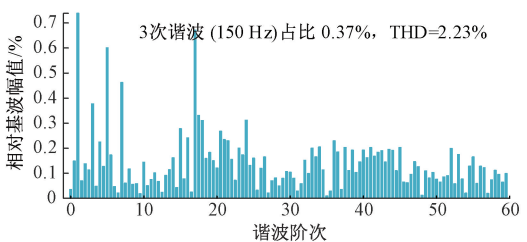
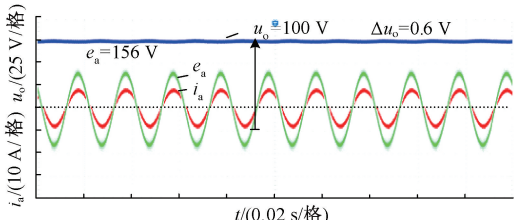
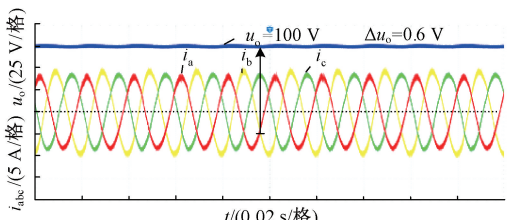


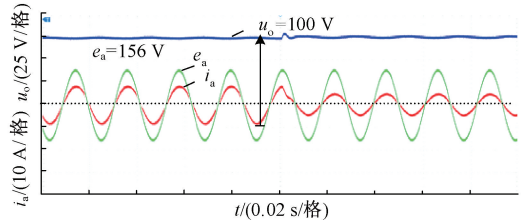
图 12 采用传统双闭环控制时实验样机交直流侧波形以及网侧电流谐波分析

Fig. 12 Experimental prototype waveforms on AC/DC side and current harmonic analysis on grid side, under the conventional double closed-loop control

当采用本文所提出控制策略时,实验波形如图 13 所示,网侧三相电流波形质量明显得到改善。系统稳态运行时电网电压和网侧电流保持同相位,同时直流侧负载电压能够准确跟踪参考电压值,且无明显二倍频脉动。网侧电流 3 次谐波分量占比 0.37%,THD 值为 2.23%,满足 GB/T 14549—1993 和 IEEE519 标准。为了验证所提控制策略的动态性能,令阻性负载由 5.6 Ω 突增至 11.2 Ω ,如图 13(b) 所示。此时直流侧负载电压能够在 20 ms 内实现对给定电压跟踪,网侧电流在突变过程中无明显畸变,与仿真结果保持一致。



(a) 稳态运行时实验室样机交直侧电压电流实验波形及谐波分析
(a) Experimental prototype waveforms on AC/DC side and grid side current harmonic analysis during steady state operation



(b) 动态运行时实验室样机交直侧电压电流实验波形
(b) Experimental prototype waveforms on AC/DC side during dynamic state operation

图 13 所提方法实验室样机交直侧电压电流实验波形及网侧电流谐波分析图

Fig. 13 Experimental prototype waveforms on AC/DC side and current harmonic analysis on grid side, under the proposed method

当 CSR 中 a 相电压发生跌落 50% 时,实验波形如图 14(a) 所示。可以看出稳态运行时系统直流侧输出电压脉动仍保持在较低数值,网侧电流 THD 值小于 5%,交直流侧波形均满足系统性能要求。当电网电压由三相平衡突变为单相跌落不平衡工况时,如图 14(b) 所示。系统发生电压跌落,网侧电流无明显畸变,直流侧负载电压脉动较小,从而证明了该控制策略在不平衡度较大时具有良好的控制性能。

通过样机实验表明,在两种不平衡工况下本文所提出的控制策略均能使三相 CSR 具有良好的运行性能,验证了本文所提控制策略和控制器参数设计的正确性。

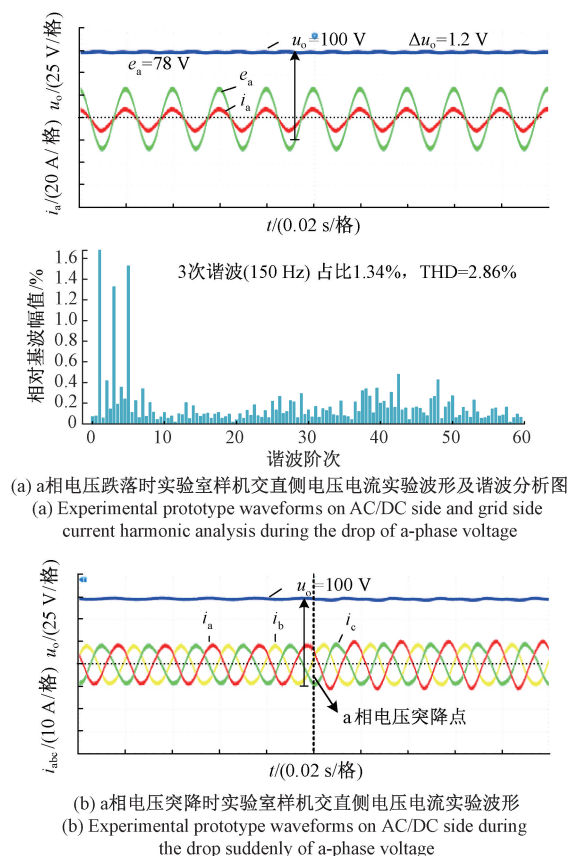


图14 a相电压跌落50%时所提方法实验室样机交直侧电压电流实验波形及网侧电流谐波分析图

Fig. 14 Experimental prototype waveforms on AC/DC side and current harmonic analysis on grid side, under the proposed method when a-phase voltage drops by 50%

6 结 论

针对三相CSR在电网电压不平衡时直流侧存在二倍频脉动、网侧电流出现三次谐波的问题,本文提出了一种基于直流侧电流内环PIR控制策略。并且在调制环节增加陷波器进一步优化系统运行性能;同时引入滤波电容电流补偿项,从而实现整流器单位功率因数运行。根据实验结果得出以下结论:

1) 本文所提出的控制策略在两种不平衡工况下直流侧输出脉动均能得到较好抑制,网侧电流波形质量得到改善,THD值均小于4%,实现了网侧电压电流同相位运行;同时在负载突变工况下系统调节时间小于20 ms,说明系统具有良好动态性能。

2) 相较于传统控制策略,本文所提出的方法无需正负序分量提取,算法计算量小,同时省去网侧电流传感器,能有效提高系统可靠性及节省成本。

参考文献

- [1] LEI J X, FENG S, ZHAO J F, et al. An improved three-phase buck rectifier topology with reduced voltage stress on transistors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2458-2466.
- [2] 曹靖, 童朝南, 周京华, 等. 一种并网逆变器的新型复合控制设计[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(5): 1296-1303.
CAO J, TONG CH N, ZHOU J H, et al. New composite control design for grid connected inverter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(5): 1296-1303.
- [3] ZHANG H G, LI H M, ZHOU Y A, et al. Cascaded proportional control with algebraic estimators for PFC AC/DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12504-12512.
- [4] 董德智, 海良豪, 王悦. PWM整流器一般不平衡分析和控制策略研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(6): 112-121.
DONG D ZH, HAI L H, WANG Y. General unbalance analysis and control strategy of PWM rectifier [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(6): 112-121.
- [5] 董德智, 王悦, 汪谦, 等. 非理想电网下PWM整流器的多谐振控制研究[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(7): 92-101.
DONG D ZH, WANG Y, WANG Q, et al. Research on the multiple resonant control in PWM rectifier under non-ideal power source [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(7): 92-101.
- [6] CHEN Q, XU J P, WANG L, et al. Analysis and improvement of the effect of distributed parasitic capacitance on high frequency high density three phase buck rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6415-6428.
- [7] WEI Q, WU B, XU D W, et al. Minimization of filter capacitor for medium voltage current source converters based on natural sampling SVM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 473-481.
- [8] 张榴晨, 吴文晗, 茆美琴. 基于PIR控制器的CSC-DPMSC-WGS低电压穿越控制[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(14): 153-158.
ZHANG L CH, WU W H, MAO M Q. PIR controller based low ride through control of current source converter based direct-drive PMSG wind generation system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(14): 153-158.
- [9] XU F, GUO B, XU Z X, et al. Paralleled three-phase current-source rectifiers for high-efficiency power supply

- applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(3): 2388-2397.
- [10] SINGH A K, JEYASANKAR E, DAS P, et al. A matrix-based nonisolated three phase AC-DC rectifier with large step-down voltage gain[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4796-4811.
- [11] 肖蕙蕙, 周琛力, 郭强, 等. 用于改善直流链电流纹波的电流源型整流器扇区优化调制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(24): 5250-5260.
- XIAO H H, ZHOU CH L, GUO Q, et al. Sector optimized modulation strategy of current source rectifier for improving DC link current ripple[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(24): 5250-5260.
- [12] WEI Q, WU B, XU D W, et al. A new configuration using PWM current source converters in low voltage turbine based wind energy conversion systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(2): 919-929.
- [13] GNANASAMBANDAM K, EDPUGANTI A, RATHORE A, et al. Modified synchronous pulse width modulation of current fed five level inverter for solar integration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3370-3381.
- [14] MING L, MOLINA J M, SILVA M, et al. A direct carried based PWM scheme with reduced switching harmonics and common mode voltage for current source converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 33(7): 7783-7796.
- [15] 郭强, 周琛力, 李山. 面向电流源型 PWM 整流器直流侧电压的多环路控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(8): 2051-2063.
- GUO Q, ZHOU CH L, LI SH. Multi-loop control strategy for DC side voltage of current source PWM rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 2051-2063.
- [16] LIU P C, WANG Z, XU Y, et al. Optimal overlap-time distribution of space vector modulation for current-source rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(6): 4586-4597.
- [17] 李亚辉, 孙媛媛, 李可军, 等. 不平衡供电条件下多脉动整流器的谐波特性分析[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(23): 152-161.
- LI Y H, SUN Y Y, LI K J, et al. Harmonic characteristic analysis of multi pulse rectifier under unbalanced power supply condition [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(23): 152-161.
- [18] NGUYEN T L, LEE H H. Simplified model predictive control for AC/DC matrix converters with active damping function under unbalanced grid voltage[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 3(8): 3907-2917.
- [19] CHENG X, LI D, LI Y W, et al. Improved model predictive control for high power current source rectifiers under normal and distorted grid conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4588-4601.
- [20] VEKHANDE V, KANAKESH V K, FERNANDES B G. Control of three-phase bidirectional current-source converter to inject balanced three phase currents under unbalanced grid voltage condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6719-6737.
- [21] CHEN Q, XU J P, HUANG R, et al. A digital control strategy with simple transfer matrix for three phase buck rectifier under unbalanced AC input conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3661-3666.
- [22] GUO X Q, YANG Y, ZHANG X. Advanced control of grid-connected current source converter under unbalanced grid voltage conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9225-9233.
- [23] NGUYEN T L, LEE H H. An enhanced control strategy for AC-DC matrix converters under unbalanced grid voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 3(67): 1717-1728.

作者简介



黄勇军, 2020 年于重庆科技学院获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士研究生, 主要研究方向为电流源型整流器及混合微电网。

E-mail: huangyongjun@2020.cqut.edu.cn

Huang Yongjun received his B. Sc. degree in 2020 from Chongqing University of Science and Technology, now he is currently a master student at Chongqing University of Technology. His main research interests include current source rectifier and hybrid microgrid.



郭强(通信作者), 2010 年于西南大学获得硕士学位, 2015 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学副教授, 主要研究方向为 PWM 整流器、混合微电网及存储系统等。

E-mail: guoqiang@cqut.edu.cn

Guo Qiang (Corresponding author) received his M. Sc. degree from Southwest University in 2010 and Ph. D. degree from Chongqing University in 2015. He is currently an associate professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include PWM rectifiers, hybrid microgrid and storage systems.