

基于改进鲁棒重复控制与 QPR 的光伏电流控制策略

陈建福¹, 谭喆¹, 刘仁亮¹, 陈冰², 陈锐³, 陈淼¹, 廖珩¹

(1. 广东电网有限责任公司珠海供电局, 广东 珠海 519000; 2. 中国能源建设集团广东省电力设计研究院有限公司, 广东 广州 510000; 3. 广东电科院能源技术有限公司, 广东 广州 510000)

摘要:为提高微电网中光伏逆变器的功率控制性能,改善光伏发电的并网电流质量,首先建立光储微电网中光伏主电路的状态空间模型,基于此模型,提出一种“嵌入式”的鲁棒重复控制模型,改进传统重复控制中的内模结构,并加入鲁棒补偿器,通过线性矩阵不等式法求得最优配置,以提高控制系统的稳定性和跟踪精度。然后结合准比例谐振(QPR)控制良好的滤波效果,提出一种基于改进鲁棒重复控制与 QPR 并联的光伏电流控制策略。最后在 RTDS 仿真平台上对所提策略进行验证,仿真结果表明,该策略可以有效地提高光伏逆变器的电流跟踪性能和谐波抑制能力,从而验证该策略的有效性和工程应用价值。

关键词:光伏逆变器;电流控制策略;状态空间模型;改进鲁棒重复控制;QPR 控制

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2021.03.012 中图分类号:TM615 文章编号:1673-9140(2021)03-0100-11

Microgrid photovoltaic current control strategy based on improved robust repetitive control and QPR

CHEN Jianfu¹, TAN Zhe¹, LIU Renliang¹, CHEN Bing²,
CHEN Rui³, CHEN Miao¹, LIAO Heng¹

(1. Zhuhai Power Supply Bureau, Guangdong Power Grid Co., Ltd., Zhuhai 519000, China; 2. China Energy Construction Group Guangdong Electric Power Design Institute Co., Ltd., Guangzhou 510000, China; 3. Guangdong Academy of Electrical Sciences, Energy Technology Co., Ltd., Guangzhou 510000, China)

Abstract: In order to improve the power control performance of photovoltaic inverter in microgrid and improve the grid-connected current quality of photovoltaic power generation, the state space model of photovoltaic main circuit in microgrid with PV-ESS is established in this paper. Based on this model, the detailed design process of improved repetitive control and improved robust compensator are given to improve the structure of traditional repetitive control. In order to improve the stability and tracking accuracy of the control system, the robust compensator is added and the optimal configuration is obtained by the linear matrix inequality method. Then, combined with QPR, a photovoltaic current control strategy based on the improved robust repetitive control and paralleling QPR is proposed. Finally, the strategy verification on the RTDS simulation platform shows that this strategy can effectively improve the tracking performance of current and harmonic suppression capability of the photovoltaic inverter, and the effectiveness of the

收稿日期:2019-11-21;修回日期:2020-06-29

基金项目:支持能源消费革命的城市—园区双级“互联网+”智慧能源示范项目(JG2017-10087);南方电网有限责任公司科技项目(GD-KJXM20161900)

通信作者:陈锐(1976-),男,硕士,高级工程师,主要从事柔性直流输电、分布式能源与微网研究;E-mail:cray@163.com

strategy and engineering application value are verified.

Key words: photovoltaic inverter; current control strategy; state space model; improved robust repetitive control; quasi proportional resonance control

光伏发电具有清洁无污染、安全可靠等诸多优点,是目前微电网中应用最广泛的新能源发电类型之一^[1-5]。为保证光伏并网后微网安全可靠运行,促进光伏并网发电的进一步发展,提高其并网电流质量变得尤为关键。而光伏逆变器作为光伏发电系统中的核心组成部分,很大程度上决定了光伏发电的并网电流质量^[6-8]。目前国内微网中的光伏逆变器多采用功率控制(power control, PQ),因此要提升光伏并网电流的量,必须提高光伏逆变器功率控制的性能。近年来,国内外针对光伏逆变器 PQ 控制策略的研究已取得一些进展,文献[9]运用比例积分(proportional integral, PI)控制,其控制算法简单,参数易于设定,具有较好的动态性能,但是其抑制谐波能力较差,抗干扰能力低,工程应用具有局限性;文献[10]提出一种基于比例积分谐振调节器的电流控制方法,可以有效抑制内环电网电压的畸变;文献[11]提出一种光伏逆变器负载电流直接前馈控制方法,可以有效抑制负载扰动及非线性负载对逆变器输出电压的影响,但是控制结构较为复杂,实用性较差;文献[12]结合比例控制的快速性与重复控制的稳定性优势,提出二者并联控制的控制策略,一定程度上提高了对电网阻抗变化的鲁棒性,然而其动态性能有待改善。

综上所述,对于光伏逆变器功率控制策略的各类改进研究中,难以在提高控制谐波能力的同时改

善静态和动态性能。鉴于此,针对 PQ 控制策略中的电流控制,该文提出一种改进鲁棒重复控制和准比例谐振(quasi proportional resonant, QPR)控制并联的微网光伏电流控制策略,即“QPR+改进鲁棒重复控制”,考虑到鲁棒重复控制良好的静态性能和较强的滤波能力以及 QPR 良好的动态调节性能,将鲁棒重复控制环节和 QPR 控制环节引入功率控制中,最后在实时数字仿真仪(real time digital simulator, RTDS)上搭建仿真模型对所提电流控制策略进行验证,仿真结果表明所提电流控制策略大大提高了光伏逆变器的静态跟踪性能、动态跟踪性能以及谐波抑制能力,具有一定的有效性和工程应用价值。

1 三相光储微电网模型的构建

1.1 三相光储微电网结构

三相光储微电网由主电源和从电源两部分组成,其结构如图 1 所示^[13]。主电源部分为锂电池,采用 V/f 控制;从电源部分为光伏电源,采用 PQ 控制,图中 V_{dc} 为光伏电池板的输出电压, L_{f2} 、 C_{f2} 、 L_{g2} 构成 LCL 滤波器。从电源部分的光伏电池板通过 PQ 控制的逆变器与直流侧相连,再通过串联 LCL 滤波器与 PCC 开关相连, PCC 开关控制微电网与主电网连接的通断。

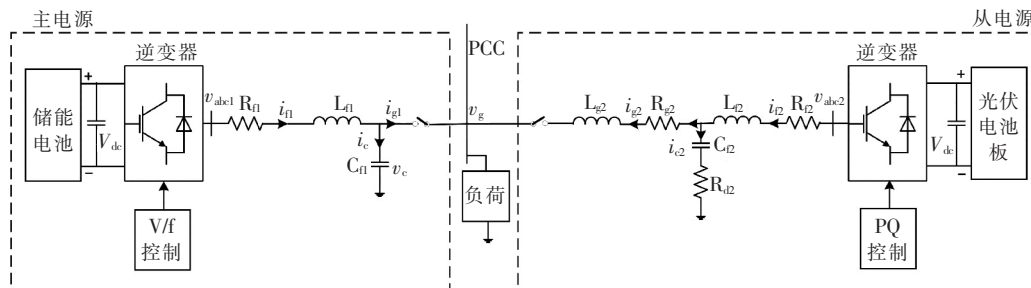


图 1 光储微电网拓扑结构

Figure 1 Topology of microgrid with PV-ESS

1.2 光储微电网中光伏主电路的状态空间模型

针对三相光储微电网中光伏主电路结构,运用

KVL、KCL 定律列写光伏主电路在 $\alpha\beta$ 坐标系下的电路方程组:

$$\begin{cases} L_{f_2} \frac{di_{f_2, \alpha\beta}}{dt} = -(R_{d_2} + R_{f_2})i_{f_2, \alpha\beta} + \\ R_{d_2} i_{g_2, \alpha\beta} - v_{c_2, \alpha\beta} + v_{u_2, \alpha\beta} \\ \{C_{f_2} \frac{dv_{c_2, \alpha\beta}}{dt} = i_{f_2, \alpha\beta} - i_{g_2, \alpha\beta} \\ L_{g_2} \frac{di_{g_2, \alpha\beta}}{dt} = R_{d_2} i_{f_2, \alpha\beta} - (R_{d_2} + \\ [R_{g_2}] i_{g_2, \alpha\beta} + v_{c_2, \alpha\beta} - v_{g_2, \alpha\beta} \end{cases} \quad (1)$$

状态变量 $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ 取电感电流 $i_{f_2, \alpha\beta}$ 、 $i_{g_2, \alpha\beta}$ 及滤波电容电压 $v_{c_2, \alpha\beta}$ ，控制输入量 $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ 取电压 $v_{u_2, \alpha\beta}$ ，外部输入量 $\mathbf{w}_{\alpha\beta}$ 取电网电压 $v_{g_2, \alpha\beta}$ 。则在 $\alpha\beta$ 坐标系下的光伏主电路状态空间方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}_{\alpha\beta} \mathbf{x}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}_{1\alpha\beta} \mathbf{w}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}_{2\alpha\beta} \mathbf{u}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}_{\alpha\beta} \mathbf{x}_{\alpha\beta} + \mathbf{D}_{1\alpha\beta} \mathbf{w}_{\alpha\beta} + \mathbf{D}_{2\alpha\beta} \mathbf{u}_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (2)$$

其中，

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta} &= [i_{f_2, \alpha} \quad i_{g_2, \alpha} \quad v_{c_2, \alpha} \quad i_{f_2, \beta} \quad i_{g_2, \beta} \quad v_{c_2, \beta}]^T, \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta} &= [v_{u_2, \alpha} \quad v_{u_2, \beta}]^T, \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta} = [v_{g_2, \alpha} \quad v_{g_2, \beta}]^T, \\ \mathbf{A}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{f_1} + R_{d_1}}{L_{f_1}} & \frac{R_{d_1}}{L_{f_1}} & -\frac{1}{L_{f_1}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_{d_1}}{L_{g_1}} & -\frac{R_{g_1} + R_{d_1}}{L_{g_1}} & \frac{1}{L_{g_1}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{f_1}} & -\frac{1}{C_{f_1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{f_1} + R_{d_1}}{L_{f_1}} & \frac{R_{d_1}}{L_{f_1}} & -\frac{1}{L_{f_1}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_{d_1}}{L_{g_1}} & -\frac{R_{g_1} + R_{d_1}}{L_{g_1}} & \frac{1}{L_{g_1}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{f_1}} & -\frac{1}{C_{f_1}} & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{1\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_{g_2}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{g_2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{2\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{f_2}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{f_2}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_{\alpha\beta} &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0], \quad \mathbf{D}_{1\alpha\beta} = [0 \quad 0], \quad \mathbf{D}_{2\alpha\beta} = [0 \quad 0] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{D}_{1\alpha\beta} &= 0, \quad \mathbf{D}_{2\alpha\beta} = 0. \end{aligned}$$

由式(2)可知, 光伏主电路状态空间方程在 $\alpha\beta$ 坐标系下是相互独立的, 据此将状态空间方程简化为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{w} + \mathbf{B}_2\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}_1\mathbf{w} + \mathbf{D}_2\mathbf{u} \end{cases} \quad (3)$$

光伏主电路状态空间模型为

$$\mathbf{P}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} & \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_{f_2} + R_{d_2}}{L_{f_2}} & \frac{R_{d_2}}{L_{f_2}} & -\frac{1}{L_{f_2}} \\ \frac{R_{d_2}}{L_{g_2}} & -\frac{R_{g_2} + R_{d_2}}{L_{g_2}} & \frac{1}{L_{g_2}} \\ \frac{1}{C_{f_2}} & -\frac{1}{C_{f_2}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{其中, } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{R_{d_2}}{L_{f_2}} & -\frac{R_{g_2} + R_{d_2}}{L_{g_2}} & \frac{1}{L_{g_2}} \\ \frac{1}{C_{f_2}} & -\frac{1}{C_{f_2}} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_1 = -\frac{1}{L_{g_2}}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{f_2}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = [0 \quad -1 \quad 0],$$

$$\mathbf{D}_1 = 0, \quad \mathbf{D}_2 = 0$$

2 基于改进鲁棒重复控制与 QPR 的电流控制策略

为提高光伏逆变器抑制电流谐波能力, 使其保持良好的静、动态跟踪性能, 该文设计了基于改进鲁棒重复控制与 QPR 控制相并联的电流控制策略。

2.1 重复控制基本原理

重复控制是源于内模原理的一种控制方法, 其中内模原理的本质是通过将外部输入信号的数学模型嵌入到系统内部的控制环节中, 从而实现对外部信号的零静差跟踪^[14-15]。传统重复控制的结构如图 2 所示, 其中 $R(s)$ 、 $Y(s)$ 为输入信号和输出信号的传递函数, $K(s)$ 为鲁棒补偿器的传递函数, e^{-T_s} 为内模迟滞项, $P(s)$ 为被控对象的传递函数, $G(s)$ 为广义被控对象, 且 $G(s) = K(s)P(s)$ 。

对于传统的重复控制, 当满足 $\|1 - G(s)\|_{\infty} < 1$ 时, 系统为稳定状态。

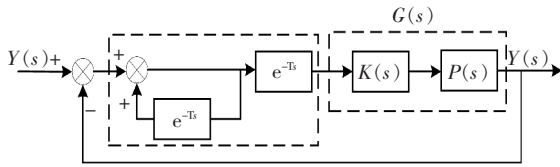


图 2 传统重复控制结构

Figure 2 Traditional repetitive control structure

2.2 改进重复控制设计

在传统重复控制中,当外部信号频率过高时,输出信号的频率将无限增大,频率增大与控制目标相悖,因此要求被控对象 $P(s)$ 需要具有低通特性。然而,在实际运用中,逆变器信号具有大量高次谐波,故传统重复控制适用性较差。

基于此,针对光伏逆变器,提出一种“嵌入式”的重复控制,如图 3 所示, $D(s)$ 为扰动信号。将传统重复控制中内模的 e^{-Ts} 替换为 $Q(s)e^{-Ts}$ 。其中 $Q(s)$ 为增强控制稳定性的参数,一般取小于 1 的常数或低通滤波器 (low pass filter, LPF)。当满足 $\|Q(s) - K(s)P(s)\|_{\infty} < 1$ 时,即保证 $Q(s) - K(s)P(s)$ 的无穷大范数小于 1,控制系统为稳定状态;当 $Q(s) = K(s)P(s)$ 时,系统的稳定性能最佳。引入 $Q(s)$ 后,当输入信号为 0 时,改进的重复控制的内模环节会随着周期进行而衰减输出,不会完全输出上一周期的控制信号。若 $Q(s)$ 为小于 1 的常数,则输出信号的幅值会呈现逐渐衰减的趋势;若 $Q(s)$ 为 LPF,则输出信号中的高频分量衰减的速度会逐渐加快,而低频分量与之相反,衰减的速度会逐渐减慢。因此对于工程应用中信号功率谱多在中、低频段的情况,运用改进重复控制能够同时提高系统的信号跟踪能力和稳定性^[16]。

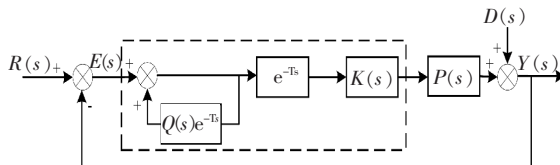


图 3 “嵌入式”重复控制的结构

Figure 3 "Embedded" system block diagram structure for repetitive control

2.3 内模设计

由内模控制的原理可知,在闭环控制系统中加入某信号时,若该信号可作为自制系统的输出信号,

则该信号可被反馈系统完全追踪。对于光伏逆变器,设其内模的表达式为

$$G(s) = \frac{e^{-\tau_d s}}{1 - W e^{-\tau_d s}} \quad (5)$$

式中 $e^{-\tau_d s}$ 为延迟环节,为提高控制能力,内模结构的延迟时间 τ_d 取值略小于基准周期 τ ,即 $\tau_d = \tau - \frac{1}{\omega_c}$; ω_c 为低通滤波器的截止频率^[17]。由式(5)可计算内模的对数幅频和相频特性:

$$20 \lg |G(j\omega)| = 20 \lg \left| \frac{\cos(-\tau_d \omega t) + j \sin(-\tau_d \omega t)}{1 - W [\cos(-\tau_d \omega t) + j \sin(-\tau_d \omega t)]} \right|$$

$$\angle G(j\omega) = \angle \left(\frac{\cos(-\tau_d \omega t) + j \sin(-\tau_d \omega t)}{1 - W [\cos(-\tau_d \omega t) + j \sin(-\tau_d \omega t)]} \right) \quad (6)$$

由式(6)可知,当 $W = 1$ 时,在输入信号角频率 $\omega = 2\pi A / \tau_d$ ($A \in N$) 处,系统内模的开环增益值趋近于无穷,此时系统对输入信号可实现无静差跟踪,且跟踪性能最佳。然而此时系统为临界稳定状态,受干扰后可能失稳,因此通常将 $Q(s)$ 设为小于 1 的常数或低通滤波器,使系统保持稳定

将 W 设置为低通滤波器,其表达式为

$$W(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (7)$$

其中, $\omega_c = 2000$ 。

内模、内波全频段伯德细节如图 4、5 所示。由图 4 可知,当 $\omega = 2\pi A / \tau_d$ kHz 时,系统幅频增益较大。由图 5 可知,在 $\omega = 2\pi A / \tau_d$ kHz 处存在 $(360A)^\circ$ 的相角滞后,改进重复控制可以在延迟一周期后实现信号无静差跟踪。

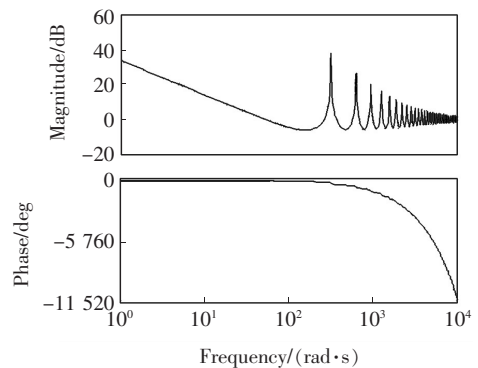


图 4 内模伯德(全频段)

Figure 4 Internal model bode diagram (full band)

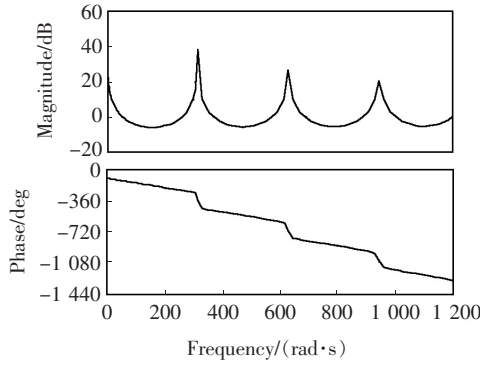
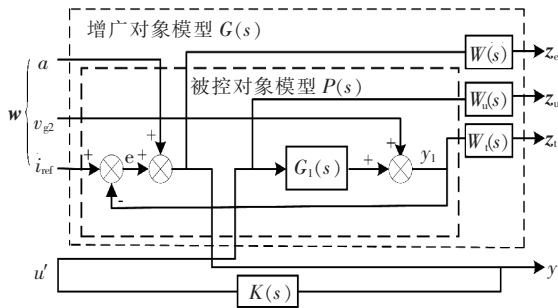


图5 内模伯德(细节)

Figure 5 Inner model bode diagram (detail view)

2.4 改进鲁棒补偿器的设计

重复控制器中补偿器的作用是保障控制系统的稳定性和跟踪精度,可将补偿器的设计等效为标准 H_∞ 控制问题^[18],而 H_∞ 控制问题的核心是使输入输出间闭环传递函数的 H_∞ 范数取极小值。标准 H_∞ 控制结构如图6所示, w 为系统输入, $w = [v_{g2} \ i_{ref} \ a]^T$; z 为系统输出, $z = [z_e \ z_u \ z_t]^T$; z_e 为内模延迟环节的输入; a 为内模延迟环节的输出; $W(s)$ 、 $W_u(s)$ 、 $W_t(s)$ 均为加权函数。

图6 H_∞ 控制结构Figure 6 Structure diagram of H_∞ control

控制器闭环系统数学表达式中拉普拉斯变换过程为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} w \\ u' \end{bmatrix} \\ u' = \mathbf{K}y \end{cases} \quad (8)$$

式中 \mathbf{G} 为广义传递函数矩阵; \mathbf{K} 为鲁棒控制器参数矩阵。

2.4.1 广义传递函数矩阵 \mathbf{G}

传递函数矩阵设计中状态变量 x 取电感电流 i_{f2} 、 i_{g2} 及滤波电容电压 v_{c2} , $x = [i_{f2} \ i_{g2} \ v_{c2}]^T$,

同时 $w = [v_{g2} \ i_{ref} \ a]^T$, 输出 $y = i_{ref} - i_{g2}$, 则由图6可列控制系统状态方程及输出方程分别为

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}_1 x + \mathbf{B}_{11} w + \mathbf{B}_{12} u' \\ z'_e = \mathbf{C}'_{e1} x + \mathbf{D}'_{e1} w + \mathbf{D}'_{e2} u' \\ \begin{cases} z'_u = \mathbf{C}'_{u1} x + \mathbf{D}'_{u1} w + \mathbf{D}'_{u2} u' \\ z'_t = \mathbf{C}'_{t1} x + \mathbf{D}'_{t1} w + \mathbf{D}'_{t2} u' \end{cases} \\ y = \mathbf{C}_2 x + \mathbf{D}_{21} w + \mathbf{D}_{22} u' \end{cases} \quad (9)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{f2} + R_{d2}}{L_{f2}} & \frac{R_{d2}}{L_{f2}} & -\frac{1}{L_{f2}} \\ \frac{R_{d2}}{L_{g2}} & -\frac{R_{g2} + R_{d2}}{L_{g2}} & \frac{1}{L_{g2}} \\ \frac{1}{C_{f2}} & -\frac{1}{C_{f2}} & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{11} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_{g2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{12} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{f2}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}'_{e1} &= [0 \ -1 \ 0], \\ \mathbf{D}'_{e1} &= [0 \ 1 \ 1], \mathbf{D}'_{e2} = 0, \mathbf{C}'_{u1} = [0 \ 0 \ 0], \\ \mathbf{D}'_{u1} &= [0 \ 0 \ 0], \mathbf{D}'_{u2} = 1, \mathbf{C}'_{t1} = [0 \ 1 \ 0], \\ \mathbf{D}'_{t1} &= [0 \ 0 \ 0], \mathbf{D}'_{t2} = 0, \mathbf{C}_2 = [0 \ -1 \ 0], \\ \mathbf{D}_{21} &= [0 \ 1 \ 0], \mathbf{D}_{22} = 0. \end{aligned}$$

设加权函数 W 、 W_u 和 W_t 分别为

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{W}_u = \begin{bmatrix} A_u & B_u \\ C_u & D_u \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{W}_t = \begin{bmatrix} A_t & B_t \\ C_t & D_t \end{bmatrix} \quad (12)$$

结合式(9)~(12),则有:

$$z_e = \begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} z'_e \quad (13)$$

$$z_u = \begin{bmatrix} A_u & B_u \\ C_u & D_u \end{bmatrix} z'_u \quad (14)$$

$$z_t = \begin{bmatrix} A_t & B_t \\ C_t & D_t \end{bmatrix} z'_t \quad (15)$$

从而可得出广义传递函数矩阵为

$$G = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & 0 & 0 & B_{11} & B_{12} \\ B_c C'_{e1} & A_e & 0 & 0 & B_e D'_{e1} & B_e D'_{e2} \\ B_u C'_{u1} & 0 & A_u & 0 & B_u D'_{u1} & B_u D'_{u2} \\ B_t C'_{t1} & 0 & 0 & A_t & B_t D'_{t1} & B_t D'_{t2} \\ D_c C'_{e1} & C_e & 0 & 0 & D_c D'_{e1} & D_c D'_{e2} \\ D_u C'_{u1} & 0 & C_u & 0 & D_u D'_{u1} & D_u D'_{u2} \\ D_t C'_{t1} & 0 & 0 & C_t & D_t D'_{t1} & D_t D'_{t2} \\ C_2 & 0 & 0 & 0 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (16)$$

2.4.2 线性矩阵不等式法求解 $K(s)$

H_∞ 控制结构中补偿器 $K(s)$ 的值可由线性矩阵不等式法求解。 H_∞ 控制问题的标准结构如图 7 所示,其中 w 为输入信号, z 为被控输出信号, $K(s)$ 为待设计的控制器, $P(s)$ 为广义被控对象。

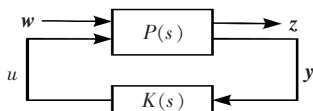


图 7 H_∞ 控制结构

Figure 7 Structure diagram of H_∞ control

设被控对象 P 的最小实现为

$$P(s) = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} (sI - A)^{-1} \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

则其相应的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 u \\ z = C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y = C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{cases} \quad (18)$$

设 H_∞ 控制器 $u = K(s)y$ 实现如下状态空间:

$$\begin{cases} \dot{x}_k = A_k x_k + B_k y \\ u = C_k x_k + D_k y \end{cases} \quad (19)$$

式中 $x_k \in R^k$ 为控制器的状态; A_k, B_k, C_k, D_k 均为待确定的控制器参数矩阵。则整个目标系统的状态空间模型为

$$\begin{cases} \dot{x}_{cl} = A_{cl} x_{cl} + B_{cl} w \\ z = C_{cl} x_{cl} + D_{cl} w \end{cases} \quad (20)$$

其中, 状态变量 $x_{cl} = [x \ x_k]^T$, $A_{cl} = \begin{bmatrix} A + B_2 D_k C_2 & B_2 C_k \\ B_k C_2 & A_k \end{bmatrix}$, $B_{cl} = \begin{bmatrix} B_1 + B_2 D_k C_{21} \\ B_k C_{21} \end{bmatrix}$, $C_{cl} = [C_1 + D_{12} D_k C_2 \ D_{12} C_k]$, $D_{cl} = D_{11} + D_{12} D_k C_{21}$ 。

可按照以下 3 步骤对 H_∞ 控制器进行求解。

步骤 1: 求解正定矩阵 X 和 Y , 使其同时满足

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} N_o & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T X + XA & XB_1 & C_1^T \\ B_1^T X & -\gamma I & D_{11}^T \\ C_1 & D_{11} & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_o & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} N_c & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T Y + YA^T & YC_1^T & B_1 \\ C_1 X & -\gamma I & D_{11} \\ B_1^T C_1 & D_{11}^T & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_c & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (23)$$

其中, N_o, N_c 分别为由子空间 $\ker([C_2 \ D_{21}])$ 、 $\ker([B_2^T \ D_{12}^T])$ 中某一基向量当作列向量而组成的矩阵, 满足 $\text{Im}N_o = \ker([C_2 \ D_{21}])$, $\text{Im}N_c = \ker([B_2^T \ D_{12}^T])$ 。

步骤 2: 求解矩阵 $X_2 \in R^{n \times n_k}$, 使其满足 $X - Y^{-1} = X_2 X_2^T$, 其中 n_k 为矩阵 $X - Y^{-1}$ 的秩。再用步骤 1 求解的 X 与 X_2 构造矩阵:

$$X_{cl} = \begin{bmatrix} X & X_2^T \\ X_2 & I \end{bmatrix} \quad (24)$$

步骤 3: 将计算得到的矩阵 X_{cl} 代入不等式 $H_{X_{cl}} + P_{X_{cl}}^T K Q + Q^T K^T Q_{X_{cl}} < 0$ 中, 用计算线性矩阵不等式的方法进行求解, 即可得到 H_∞ 控制器的参数矩阵 K 。

2.4.3 基于量子遗传算法的加权函数设计

量子遗传算法以量子计算理论为基础的概率搜索算法^[19], 其结合了量子计算与遗传计算的优势, 在传统遗传算法中通过量子编码染色体, 使单个染色体可以表征更多的数据信息, 扩大搜索的范围, 提高算法的并行性和多样性^[20]。

在 H_∞ 控制结构中, 加权函数分为 $W(s), W_u(s), W_t(s)$ 三部分。 $W(s)$ 为表征信号跟踪偏差情况的加权函数, 该文取为 $W(s) = \frac{2\ 000}{s + 2\ 000}$;

$W_u(s)$ 为表征输出控制的加权函数, 由于控制输入信号不能过大, 通常取 $W_u(s) = 0.1$; $W_t(s)$ 为表征系统补灵敏度函数 T 的加权函数, 假设其数学结构形式为 $W_t(s) = \frac{as^2 + bs + c}{s^2 + ds + e}$, 当补灵敏度函数 T 确定时, 为保证系统有足够的裕度, $W_t(s)$ 需要在

频率较低频段增益保持低水平,在频率较高频段幅值保持高水平,同时需满足

$$\sigma[W^{-1}(j\omega)] + \sigma[W_i^{-1}(j\omega)] \geq 1 \quad (25)$$

算法流程如图 8 所示。

步骤 1:设置参数初始值,设定系统模型和加权函数。

步骤 2:计算鲁棒补偿器 $K(s)$ 。

步骤 3:检验约束项是否满足条件。若满足,则计算目标函数的适应值,若不满足,则重新计算加权函数。

步骤 4:判断是否为最优位置。若满足,则进行步骤 5,若不满足,则更新最优位置。

步骤 5:确定是否达到最大进化代数。若满足,则输出最优个体解,结束流程,若不满足,则返回步骤 2。

由此可得到:

$$W_i(s) = \frac{857s^2 + 563s + 400c}{s^2 + 748s + 200} \quad (26)$$

$$K(s) = \frac{7.63747s^4 + 1.078 \times 10^{11}s^3 + 6.83 \times 10^{15}s^2 + 1.794 \times 10^{17}s + 3.558 \times 10^{19}}{s^5 + 3.943 \times 10^5s^4 + 4.866 \times 10^{10}s^3 + 1.317 \times 10^{15}s^2 + 5.466 \times 10^{18}s + 4.28 \times 10^{19}} \quad (27)$$

2.5 QPR 控制的实现

QPR 控制对高次谐波有较强的滤除效果,可减小外界干扰对系统造成的不良影响^[21-22]。其传递函数为

$$F(s) = K_p + \frac{2K_R\omega_c S}{s^2 + 2\omega_c S + \omega_0^2} \quad (28)$$

QPR 控制器有 3 个控制参数,分别为 K_p 、 K_R 、 ω_c 。 K_p 的值由系统对比例增益的需求而定,选取适当 K_p 的值有利于提高系统的抗干扰性能,选取 $K_p = 6$; K_R 的值由系统对峰值增益的需求而定,取 $K_R = 400$; ω_c 由截止频率的带宽而定,取 $\omega_c = 5 \text{ rad/s}$ 。

2.6 改进电流控制策略

综合以上分析,提出的基于改进鲁棒重复控制和 QPR 控制的电流控制策略如图 9 所示。

“QPR+改进鲁棒重复控制”结合了 QPR 控制器良好的动态调节性能,以及重复控制良好的稳态控制性能。当电流指令不变时,由于稳态电流误差足够小,此时主要由重复控制器进行电流控制,相对于 QPR 控制而言,系统将获得更好的稳态电流控制精度;而当电流指令突变时,电流误差变大,由于

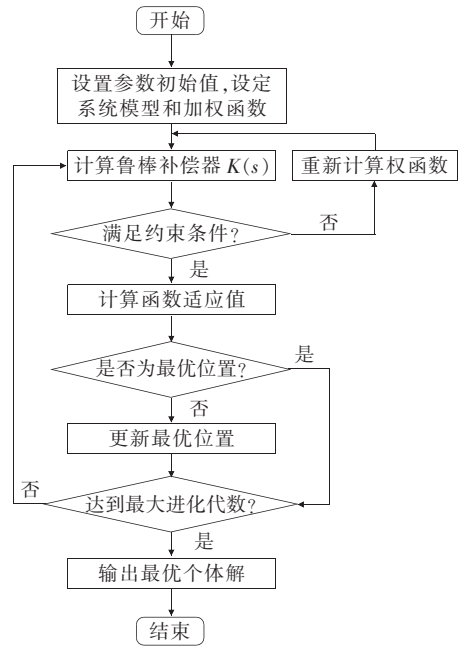


图 8 量子遗传算法设计加权函数 $W_i(s)$ 流程
Figure 8 Process of designing weighting function $W_i(s)$ with quantum genetic algorithm

一个基波周期的延迟,重复控制器的输出不会即刻产生变化,此时主要由 QPR 控制器进行电流的动态跟踪,从而有效克服单一重复控制器的动态响应延迟问题,保证系统动态响应的快速性。

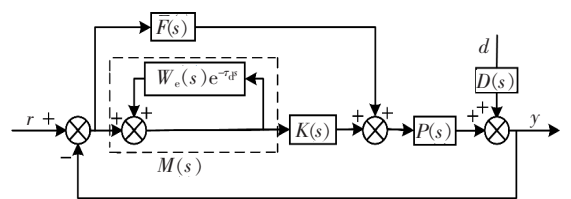


图 9 基于改进鲁棒重复控制与 QPR 控制的电流控制策略
Figure 9 Current control strategy based on improved robust repetitive control and QPR control

3 仿真与验证

为验证所提出的电流控制策略,该文将其与 QPR 控制及传统鲁棒重复控制的性能进行了比较。在 RTDS 平台上搭建如图 10 所示光伏主电路仿真结构,将三相静止坐标系下的电流 i_{abc} 、 i_{abc} 与电压 v_{abc} 进行坐标变换,变换为 $dq0$ 坐标系下的 i_{dq} 与

v_{dq} ,进而得到瞬时功率 P 、 Q 。通过比较 P 、 Q 与功率参考值 P_{ref} 、 Q_{ref} ,对误差进行 PI 控制,得到内环电流控制器的参考电流 i_{dref} 和 i_{qref} ,再经坐标变换得到参考电流 $i_{\alpha ref}$ 和 $i_{\beta ref}$,输出功率即由参考电流 $i_{\alpha ref}$ 和 $i_{\beta ref}$ 决定,电流跟踪能力和谐波畸变率由电流控制环节决定。

仿真结构光伏主电路参数如下: $S=30\text{ kV}\cdot\text{A}$, $V_{LL}=380\text{ V}$, $f=50\text{ Hz}$, $L_{l_2}=1.1\text{ mH}$, $R_{l_2}=0.1\ \Omega$,

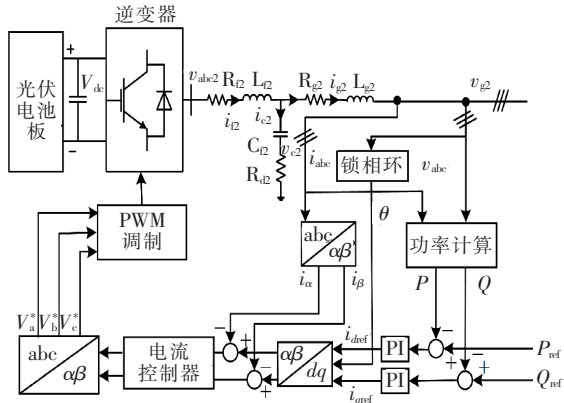


图 10 光伏主电路仿真结构

Figure 10 Simulation structure of photovoltaic main circuit

$C_{f_2}=30.86\ \mu\text{F}$, $R_{d_2}=1.118\ \Omega$, $L_{g_2}=0.484\text{ mH}$, $R_{g_2}=0.1\ \Omega$ 。

3.1 静态(动态)跟踪性能对比

逆变器采用 QPR 控制、鲁棒重复控制、QPR+改进鲁棒重复控制时的电流波形与静态(动态)误差波形,如图 11、12 所示。图 11 中,采用 QPR 控制时,静态误差的峰值大约为 3;采用鲁棒重复控制时,静态误差的峰值大约为 1;与之相比,采用 QPR+改进鲁棒重复控制时静态误差更小。图 12 中,当 $t=0.5\text{ s}$ 时,逆变器输出功率由 10 kW 突增至 30 kW ,可知,采用 QPR 控制时,动态误差的峰值大约为 3;采用鲁棒重复控制时,动态误差的峰值大约为 2;与之相比,采用 QPR+改进鲁棒重复控制时动态误差更小,且误差的峰值小于 1。由此得知,采用 QPR+改进鲁棒重复控制可以有效的提高逆变器控制的静态(动态)跟踪性能。

3.2 非线性负载接入时性能对比

接入非线性负载时逆变器采用 QPR 控制、鲁棒重复控制、QPR+改进鲁棒重复控制时电流波形与谐波含量如图 13 所示。仿真中将三相不可控整

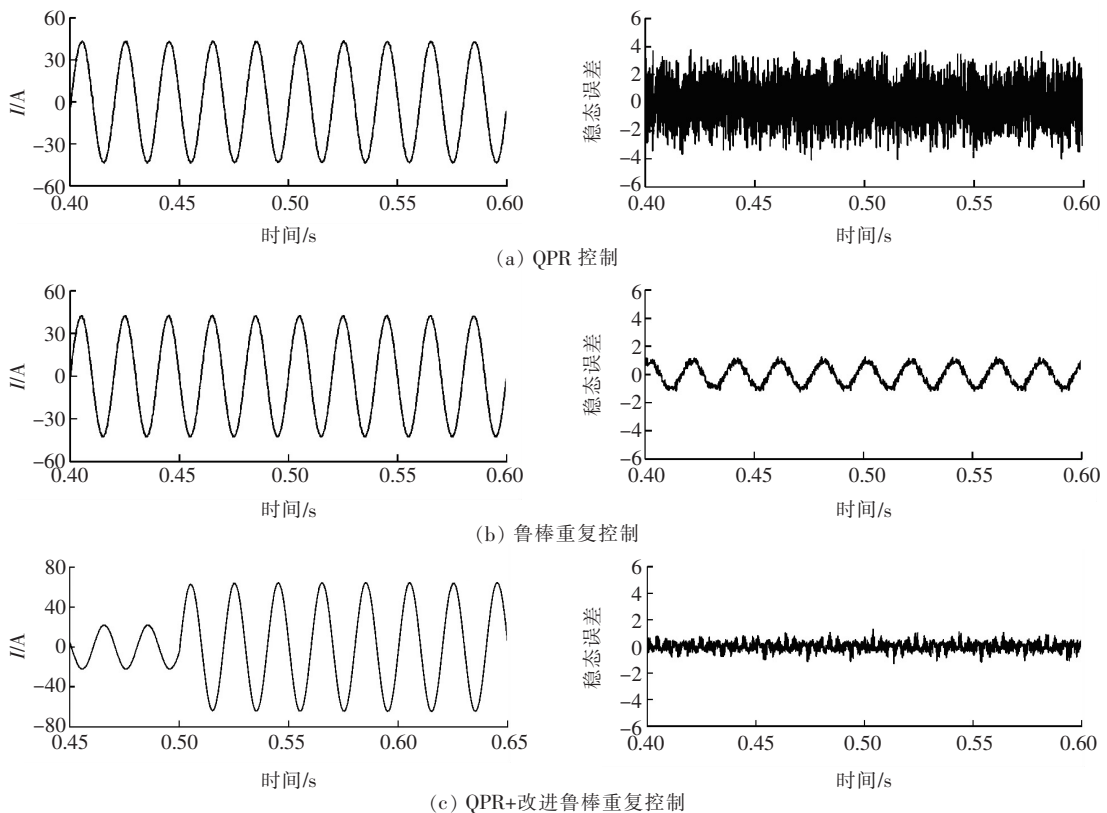


图 11 3 种控制策略下的电流与静态误差波形

Figure 11 Current and static error waveforms using three control strategies

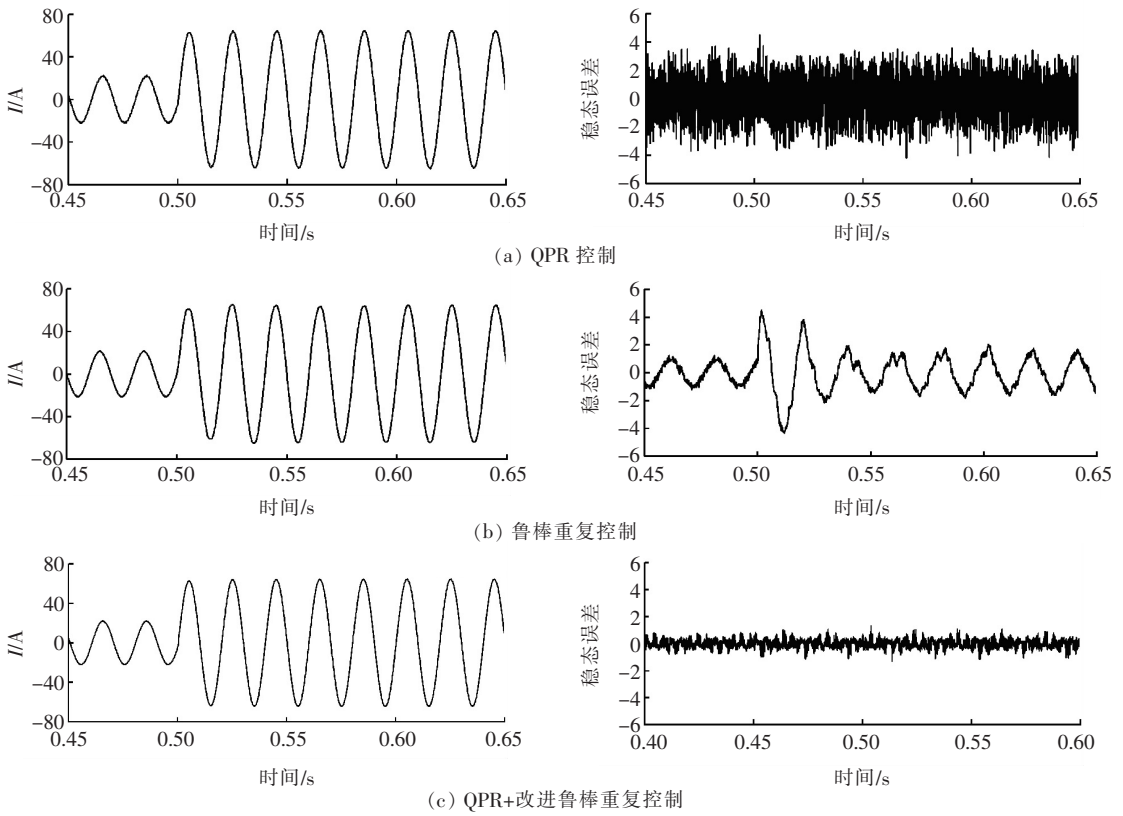


图 12 3 种控制策略下的电流与动态误差波形

Figure 12 Current and dynamic error waveforms using three control strategies

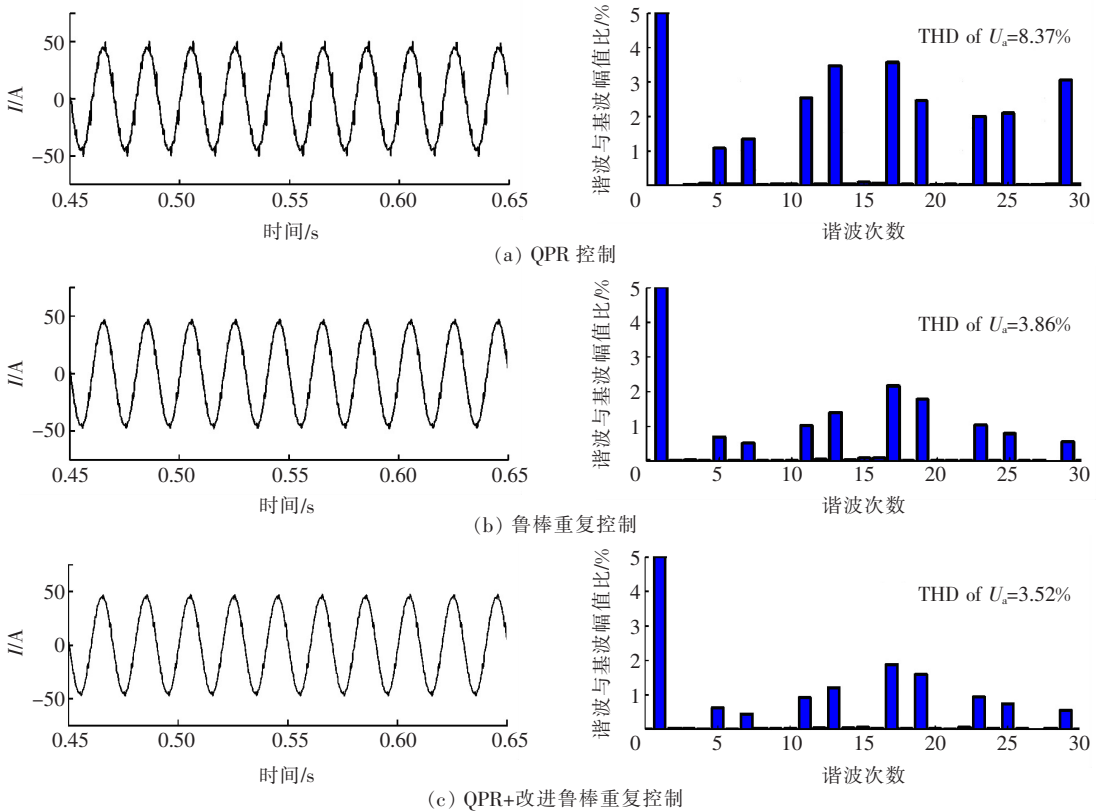


图 13 3 种控制策略下的电流与谐波含量波形

Figure 13 Current and harmonic content waveforms using three control strategies

流负荷作为非线性负载,其中, $R=4\ \Omega$, $L=20\ \text{mH}$, $C=80\ \mu\text{F}$ 。采用QPR控制时,电流中谐波含量大约为8.37%;采用鲁棒重复控制时,电流谐波含量大约为3.86%;与之相比,采用QPR+改进鲁棒重复控制时,谐波含量为3.52%,较前2种策略均小。由此得知,采用QPR+改进鲁棒重复控制可以有效降低在非线性负载接入而引起的谐波含量,具有更优的谐波抑制能力。

4 结语

为提高光伏逆变器的PQ控制性能,降低逆变器输出电流谐波,该文提出一种基于改进鲁棒重复控制与QPR的微网光伏电流控制策略,并在RTDS平台上搭建仿真模型进行验证。结果表明,该策略可以有效提高光伏逆变器的静态跟踪性能和动态跟踪性能,同时在应对非线性负载接入时,具有较强的谐波抑制能力。该文所提出的电流控制策略能够为微网光伏逆变器功率控制优化提供理论支撑,具有一定的有效性和工程应用价值。

参考文献:

- [1] 苗长越,王维庆,王海云,等. 光伏接入对系统小干扰稳定的影响研究[J]. 高压电器,2019,55(7):211-215.
MIAO Changyue, WANG Weiqing, WANG Haiyun, et al. Research of the influence of photovoltaic access on small disturbance stability of the system[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(7): 211-215.
- [2] 梁伟豪,周潮,涂智豪,等. 分布式光伏接入对配电网可靠性影响的快速评估方法[J]. 供用电,2020,37(2):60-66.
LIANG Weihao, ZHOU Chao, TU Zhihao, et al. Fast evaluation method of the impact of distributed photovoltaic access on the reliability of distribution network[J]. Distribution & Utilization, 2020, 37(2): 60-66.
- [3] 喻恒凝,黄力,张思东,等. 分布式光伏和电动汽车接入对配电网网损和电压偏移影响的分析研究[J]. 智慧电力,2020,48(1):28-34.
YU Hengning, HUANG Li, ZHANG Sidong, et al. Effects of distributed photovoltaic generation and electric vehicle integrating into distribution network on line loss and voltage drift[J]. Smart Power, 2020, 48(1): 28-34.
- [4] 陆善婷,杨敏红,程军照. 含高渗透率分布式光伏的实

用型配电网无功电压控制技术研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(4): 115-120.

LU Shanting, YANG Minhong, CHENG Junzhao. Practical reactive power and voltage optimization method for active distribution network with high penetration distributed PVs[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(4): 115-120.

- [5] 唐雪晨,王文锦,卢国波,等. 基于人工鱼群算法的多目标分布式光伏电源规划[J]. 电网与清洁能源,2019,35(1):84-90.

TANG Xuechen, WANG Wenjin, LU Guobo, et al. Multi-objective distributed photovoltaic generation allocation using artificial fish swarm algorithm[J]. Power System and Clean Energy, 2019, 35(1): 84-90.

- [6] 何玉鹏,王杰,董颖华,等. 配电网中的分布式光伏系统发电性能仿真[J]. 中国电力,2021,54(2):127-132.

HE Yupeng, WANG Jie, DONG Yinghua, et al. Simulation of operational performance of PV systems in distribution network[J]. Electric Power, 2021, 54(2): 127-132.

- [7] 张鑫,赖伟坚,林泽宏,等. 光伏逆变器无源分数阶滑动模式控制器设计[J]. 电力系统保护与控制,2019,47(24):145-153.

ZHANG Xin, LAI Weijian, LIN Zehong, et al. Passive fractional-order sliding-mode controller design for PV inverters[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(24): 145-153.

- [8] 李捷,华秀娟,李正红,等. 基于光伏并网的网源协调保护配合方法研究[J]. 电网与清洁能源,2019,35(9):103-110.

LI Jie, HUA Xiujuan, LI Zhenghong, et al. Research on coordination and protection of network sources based on grid-connection of photovoltaic[J]. Power System and Clean Energy, 2019, 35(9): 103-110.

- [9] Timbus A, Liserre M, Teodorescu R, et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 654-664.

- [10] 支琴,吴映阳,金之俭,等. 基于比例积分谐振调节的光伏并网逆变器电流控制方法[J]. 上海交通大学学报, 2018, 52(12): 1642-1648.

ZHI Qin, WU Yingyang, JIN Zhijian, et al. Current control method of photovoltaic grid connected inverter based on proportional integral resonance regulation[J].

- Journal of Shanghai Jiaotong University, 2018, 52(12):1642-1648.
- [11] 赵兴国,董钺,郭培健,等. 离网逆变器负载电流直接前馈控制方法的研究[J]. 电气传动, 2018, 48(7):18-22.
ZHAO Xingguo, DONG Yue, GUO Peijian, et al. Research on load current direct feed forward control method of off grid inverter [J]. Electrical Drive, 2018, 48(7):18-22
- [12] 杨兴武,王楠楠,陈磊,等. 弱电网下 LCL 型并网逆变器鲁棒重复控制策略[J]. 电力电子技术, 2018, 52(10):15-18.
YANG Xingwu, WANG Nannan, CHEN Lei, et al. Robust repetitive control strategy for LCL type grid connected inverter in weak current network [J]. Power electronics technology, 2018, 52(10): 15-18.
- [13] 徐玉琴,方楠. 基于稳压控制的独立光储微电网控制策略研究及仿真分析[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(21):67-74.
XU Yuqin, FANG Nan. Control strategy research and simulation analysis of an independent optical storage-microgrid based on voltage stabilizing control[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(21):67-74.
- [14] Francis B A, Wonham W M. The internal model principle of control theory[J]. Automatica, 1976, 12(5): 457-465.
- [15] Francis B A, Wonham W M. The internal model principle for linear multivariable regulators [J]. Applied Mathematics and Optimization, 1975, 2(2):170-194.
- [16] 陈宏. 基于重复控制理论的逆变电源控制技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2003.
- [17] Weiss G, Häfele F. Repetitive control of MIMO systems using H^∞ design[J]. Automatica, 1999, 35(7): 1185-1199.
- [18] 程永乐,王冰,王亮. 光伏并网逆变器鲁棒控制器设计[J]. 可再生能源, 2014, 32(1):24-28.
CHENG Yongle, WANG Bing, WANG Liang. Robust controller design of photovoltaic grid connected inverter[J]. Renewable energy, 2014, 32(1):24-28.
- [19] Han K H, Kim J H. Quantum-inspired evolutionary algorithm for a class of combinatorial optimization[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2002, 6(6):580-593.
- [20] Hey T. Quantum computing: an introduction [J]. Computing & Control Engineering Journal, 1999, 10(3):105-112.
- [21] 张贵涛,龚芬,王丽晔,等. 光伏并网逆变器电能质量控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2017, 32(4):50-56.
ZHANG Guitao, GONG Fen, WANG Liye, et al. Power quality control strategy of photovoltaic grid connected inverter [J]. Journal of power science and technology, 2017, 32(4):50-56.
- [22] 宋绍剑,阳喜,刘斌,等. 基于电网阻抗的并网逆变器准比例谐振控制[J]. 中国电力, 2019, 52(12): 90-96.
SONG Shaojian, YANG Xi, LIU Bin, et al. Quasi-proportional resonance control of grid-connected inverter based on grid impedance [J]. Electric Power, 2019, 52(12):90-96.