

# 基于 $R_d$ 阻尼型 LCLLC 滤波器的 永磁同步发电机绕组谐波抑制\*

贺文军<sup>1</sup>, 何山<sup>1,2</sup>, 陈小丹<sup>1</sup>, 王本广<sup>1</sup>, 丁正龙<sup>1</sup>

(1. 新疆大学 电气工程学院, 新疆 乌鲁木齐 830049;

2. 教育部可再生能源发电与并网控制工程研究中心, 新疆 乌鲁木齐 830049)

**摘要:** 在永磁风力发电系统中, 为了减轻机侧变流器产生的脉宽调制 (PWM) 高频脉冲波对定子绕组的绝缘损害, 降低谐波电流造成的发电机损耗, 在分析传统 PI 控制策略的基础上, 提出了一种新的策略。将谐振控制器与二自由度 (2DOF) PID 控制器相结合, 设计谐振二自由度 PID (R-2DOF PID) 控制器, 并通过粒子群 (PSO) 算法优化控制器参数, 获得较强的电流跟踪能力、稳定的控制和良好的谐波电流抑制效果。同时, 在机侧变流器端设计  $R_d$  阻尼型 (滤波器电容支路串联电阻) LCLLC 滤波器衰减 PWM 高频脉冲中的高次谐波, 与传统 PI 控制结合  $R_d$  阻尼型 LCL 滤波器的谐波抑制策略相比, 提出的控制器不仅能抑制电流谐波, 实现电流环的无差拍控制, 而且能减小外界扰动带来的影响, 增强控制器的动态稳定性。使用 MATLAB/Simulink 对永磁同步发电机进行仿真试验, 仿真结果表明, LCLLC 滤波器对于滤除 PWM 高频脉冲的谐波成分效果较好, R-2DOF PID 控制器可对周期信号进行无误差跟踪, 达到抑制谐波的目的。

**关键词:** 永磁风力发电系统; 机侧变流器;  $R_d$  阻尼型 LCLLC 滤波器; 高次谐波; 定子绕组

**中图分类号:** TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)01-0084-07

**doi:** 10.12177/emca.2019.128

## Harmonic Suppression of Permanent Magnet Generator Winding Based on $R_d$ Damped LCLLC Filter\*

HE Wenjun<sup>1</sup>, HE Shan<sup>1,2</sup>, CHEN Xiaodan<sup>1</sup>, WANG Benguang<sup>1</sup>, DING Zhenglong<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830049, China;

2. Engineering Research Center of Ministry of Education for Renewable Energy Power  
Generation and Grid Connection Control, Urumqi 830049, China)

**Abstract:** In the permanent magnet wind power generation system, it is necessary to reduce the insulation damage of the stator winding caused by the pulse width modulation (PWM) high frequency pulse wave generated from the generator side converter, and reduce the generator loss caused by the harmonic current. Based on the analysis of the traditional PI control strategy, a new strategy is proposed, in which a resonant two-degree-of-freedom (R-2DOF) PID controller is designed by combining the resonant controller with a 2DOF PID controller, and particle swarm optimization (PSO) algorithm is used to optimize the controller parameters. The controller has strong current tracking capability, stable control and good harmonic current suppression. At the same time, the  $R_d$  damping type (filter capacitor branch series resistance) LCLLC filter is used for the generator side converter to attenuate the high-order harmonics in the PWM high frequency pulses. In comparison with the existing harmonics suppression strategy

收稿日期: 2019-09-27; 收到修改稿日期: 2019-11-11

\* 基金项目: 新疆维吾尔自治区重点实验室开放课题(2017D04021)

作者简介: 贺文军(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为风力发电机绕组保护。

何山(1974—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为风力发电机组故障诊断与保护。(通信作者)

combining traditional PI control with  $R_d$  damping type LCL filter, the proposed controller can not only suppress current harmonics, but also achieve the no-error control of the current loop. Moreover, the proposed controller can reduce the influence of external disturbance and enhance the dynamic stability. Simulation experiment of permanent magnet synchronous generator is carried out on MATLAB/Simulink. Simulation results show that the LCLLC filter has a good effect on filtering the harmonic components of the PWM high frequency pulse wave. The R-2DOF PID controller can track the periodic signal without error and achieve the suppression of harmonics.

**Key words:** permanent magnet wind power generation system; generator side converter;  $R_d$  damped LCLLC filter; higher order harmonic; stator winding

## 0 引言

随着市场对永磁同步发电机(PMSG)风电机组的需求逐年增加,提高发电机运行效率、抑制谐波电流和延长发电机寿命正变得越来越重要。大功率变流器在永磁风电系统中的应用越来越多,已成为系统中主要的谐波源,产生的谐波会对永磁风力发电机内部绝缘结构产生负面影响<sup>[1]</sup>。发电机的谐波源分为:(1)由发电机空载电动势引起的低次谐波;(2)机侧变流器产生的高次谐波<sup>[2]</sup>。对发电机谐波抑制的研究包括:电机优化设计和控制策略优化。通过优化定子绕组的分布和定子槽形结构,可以削弱谐波和降低磁路饱和,但对机侧变流器在发电机内部产生的高次谐波电压和电流的衰减效果不明显<sup>[3]</sup>。

在变流器的控制过程中,电流环起着至关重要的作用,其精确的控制和稳定是系统正常运行的基础,也是保证永磁风力发电机定子电流波形质量的关键。因此,有必要对电流环进行优化控制和谐波抑制的研究<sup>[4]</sup>。文献[5]提出了一种基于改进的空间电压矢量调制(SVPWM)的变流器谐波消除策略,以抑制电流波形的过度畸变。文献[6]提出在SVPWM策略下,调制比不变的条件通过增加载波频率降低谐波畸变程度,原因是谐波畸变程度与载波频率成反比,定子电流幅值不变。这2种控制方式仅对变流器开关频率处的电流谐波有较好的抑制效果。文献[7]提出了一种基于改进重复控制的谐波抑制策略,对于抑制特定阶次的谐波,有良好效果,在滤波器、PWM变换器等装置中得到了应用,但需要对谐波电流分量进行傅里叶变换后才可控,否则会造成动态响应速度降低<sup>[8-9]</sup>。文献[10]提出的准比例谐振控制器,具有效率高、共振频率增益大等优点,但是,当应用于发电机侧变流器时,存在控制带宽较窄且系统动态响应不佳的缺

点。文献[11]提出了一种双闭环控制器来实现电流的跟踪和抗干扰。文献[12-14]将二自由度(2DOF)PID控制策略应用于光伏并网逆变控制系统中,增强了系统的鲁棒性,并且具有较好的谐波抑制效果。文献[15]提出了改善定子电流波形质量的方法,基于PMSG数学模型,设计了比例积分谐振(PIR)控制器,但未充分考虑控制器的稳定性、电流谐波抑制、动态响应性能。

针对谐波和外界干扰对发电机造成的影响,本文提出了一种新的策略,即在传统滤波器结构的基础上,设计 $R_d$ 阻尼型LCLLC滤波器衰减SVPWM产生的高次谐波。在变流器控制方面,将谐振控制器和2DOF PID控制器的优点相结合,设计了谐振二自由度PID(R-2DOF PID)控制器,用来消除发电机谐波分量,以提高电流环的跟踪性能和控制器的稳定性。

## 1 传统发电机端谐波抑制策略

### 1.1 基于 $R_d$ 阻尼型LCL滤波器的谐波抑制策略

传统LCL滤波器具有良好的高频衰减率,在风电并网系统中广泛应用。但是,LCL滤波器存在自身谐振,会导致系统不稳定和输入电流的谐波畸变率增大。目前,普遍采用串联电阻法( $R_d$ 阻尼法)的LCL型滤波器结构来避免或减少谐振的产生。 $R_d$ 阻尼型LCL型滤波器机侧谐波抑制电路如图1所示。

由图1可得机侧输出电流、电压的传递函数:

$$\frac{i_r(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{C_f R_s + 1}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 + L_2) R C_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (1)$$

式中: $u_{inv}$ 为机侧变流器输出电压; $C_f$ 为滤波电容; $R$ 为阻值不为零的电阻; $L_1$ 、 $L_2$ 为滤波电感。

串联电阻会产生损耗,可得电阻的能量损耗:

$$P_d = 3R \sum_h [i_r(h) - i_g(h)]^2 \quad (2)$$

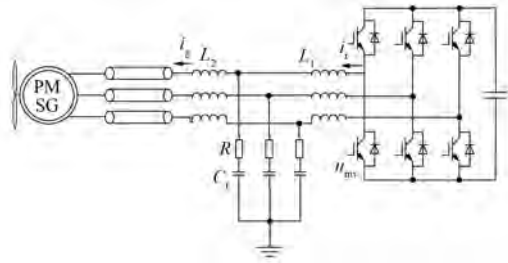


图1  $R_d$  阻尼型 LCL 滤波器机侧谐波抑制电路图

式中： $i_r(h)$ 、 $i_g(h)$  为机侧变流器输出电流、发电机端输入电流。

由式(1)和式(2)可知,  $R_d$  阻尼型 LCL 滤波器会导致系统损耗增加和谐振产生, 且仅在低频段具有较好的谐波幅值衰减特性。

### 1.2 基于变流器控制的传统抑制策略

转子磁场定向 SVPWM 是 PMSG 机侧变流器常用的控制方法, 控制策略框图如图 2 所示。

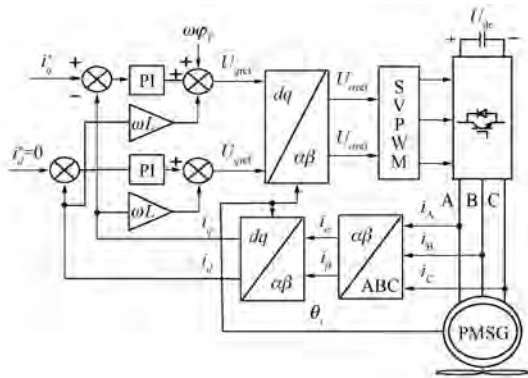


图2 机侧变流器传统 PI 控制策略框图

由图 2 可以看出, 机侧 PWM 变流器采用常规 PI 控制策略, 结构简单, 可以获得较好的稳态性能, 但难以同时实现良好的跟随性能、定子谐波抑制效果和抗扰性能, 且通常只考虑 2 种性能, 很难获得满意的效果。当 PI 控制器反馈电流中包含高次谐波时, 如需消除谐波, 需将谐波提取并进行坐标变换, 对提取出的谐波进行调控, 增加了计算和控制的复杂性。

## 2 $R_d$ 阻尼型 LCLLC 滤波器结合 R-2DOF PID 控制器的谐波抑制策略

### 2.1 基于 $R_d$ 阻尼型 LCLLC 滤波器的机端谐波抑制

为了消除定子绕组的高次谐波, 在机侧加入

$R_d$  阻尼型 LCLLC 型滤波器, 结构如图 3 所示。

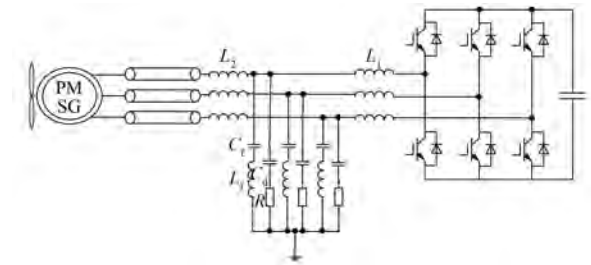


图3  $R_d$  阻尼型 LCLLC 滤波器机侧谐波抑制电路图

由图 3 可得其传递函数为

$$G_{LCLLC}(s) = \frac{(L_f C_f s^2 + 1)}{(L_1 L_2 L_f C_f C_d s^5 + L_1 L_2 C_f s^3 + L_1 L_2 C_d s^3 + L_1 L_f C_f s^3 + L_2 L_f C_f s^3 + L_1 s + L_2 s)} \quad (3)$$

式中： $L_f$ 、 $C_d$  为高频衰减支路的电容、电感。

为了便于对比分析, 将 2 种滤波器取相同参数值, 具体参数如表 1<sup>[5]</sup> 所示。

表 1 滤波器参数

滤波器参数	类型	
	LCL	LCLLC
$L_1$ /mH	0.2	0.1
$L_2$ /mH	0.08	0.08
$C_f$ /μF	30	20
$R$ /Ω	—	5
$C_d$ /μF	—	10
$L$ /μF	—	7.6

$R_d$  阻尼型 LCLLC 和  $R_d$  阻尼型 LCL 滤波器的特性对比如图 4 所示。

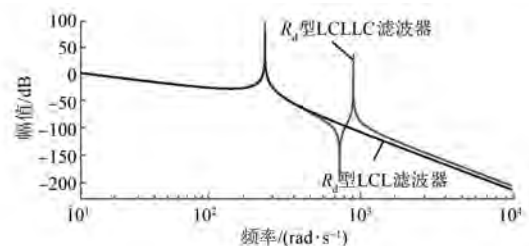


图4 LCLLC 和 LCL 滤波器( $R_d$  阻尼型)特性对比图

由图 4 可知,  $R_d$  阻尼型 LCLLC 型滤波器在高、低频段的谐波抑制能力均较强, 且不会有谐波发生。

## 2.2 基于 R-2DOF PID 控制器的电流谐波抑制策略

### 2.2.1 准谐振控制器设计分析

因为谐振控制器受到带宽和精度的限制,所以文中采用准谐振控制器,其传递函数为

$$G_R(s) = \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (4)$$

式中:  $K_r$  为谐振系数;  $\omega_c$  为截止频率;  $\omega_0$  为谐振频率。

准谐振控制器的幅频特性如图 5 所示。

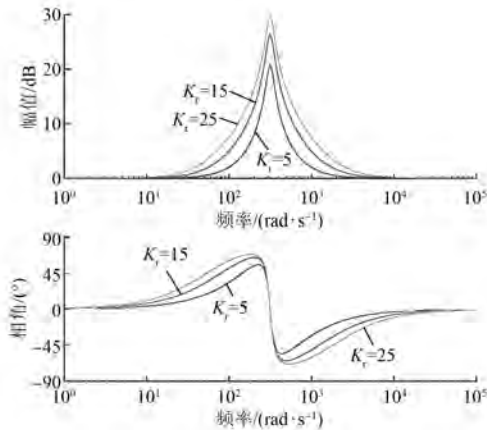


图 5 准谐振控制器的幅频特性

由图 5 可以看出,准谐振控制器的增益与  $K_r$  成正比,调节参数  $K_r$ ,可以抑制电流谐波,并且获得良好的电流跟踪性能。

### 2.2.2 R-2DOF PID 电流环控制器设计

与 PID 控制相比,R-2DOF PID 控制策略加入了一个可独立设置参数改变性能的函数体,有 2 组可以独立整定的参数,能抑制干扰并使目标跟踪性能达到最优,从而使这 2 种性能均达到最优,大大提高了控制效果。目前,比较常用的是目标值前馈型 2DOF PID 控制器,其构成框图如图 6 所示。

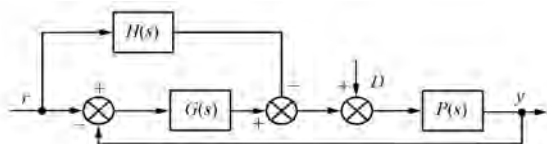


图 6 目标值前馈型 2DOF PID 控制框图

在分析准谐振控制器和图 6 结构的基础上,提出将 2 种控制器相结合的控制策略。R-2DOF

PID 控制器的策略框图如图 7 所示。图 7 中,  $L, R$  为 PMSG 的等效电感、等效电阻。

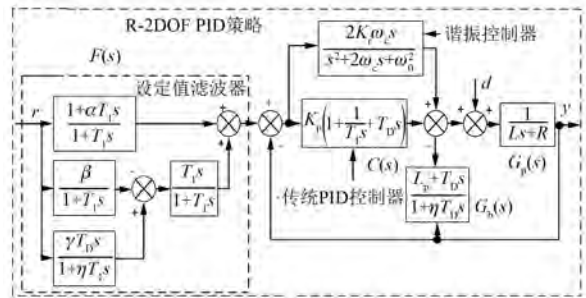


图 7 R-2DOF PID 控制器的电流回路框图

由图 7 的策略框图可推得控制器传递函数为

$$Y(s) = \frac{C(s)G_p(s)F(s)}{1 + [C(s) + C_b(s)]G_p(s)}R(s) + \frac{D(s)}{1 + [C(s) + C_b(s)]G_p(s)} \quad (5)$$

式中:  $F(s)$  为设定值滤波器的传递函数,  $F(s) = \frac{1 + \alpha T_1 s}{1 + T_1 s} + \frac{T_1 s}{1 + T_1 s} \left( \frac{-\beta}{1 + T_1 s} + \frac{\gamma T_D s}{1 + \eta T_D s} \right)$ ;  $G_p(s)$  为被控对象 PMSG 的传递函数;  $C(s), C_b(s)$  为构成微分正向 PID 控制器,  $C(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$ ,  $C_b(s) = K_p \frac{T_D s}{1 + \eta T_D s}$ ;  $K_p, T_I, T_D$  为比例、积分时间、微分时间系数;  $\alpha, \beta, \gamma$  为二自由度化系数;  $\eta$  为  $C_b(s)$  的差分增益系数,一般取 1。

传递函数  $F(s)$  满足终值定理,使其输入与输出值相等,可实现跟踪控制。由式(5)可知,当扰动  $D(s)$  发生变化时,用于实现抑制的控制算法为

$$C(s) + C_b(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{1 + \eta T_D s} \right) \quad (6)$$

调整参数实现扰动抑制后,当输入  $R(s)$  发生变化时,跟踪参考输入为

$$F(s)C(s) = K_p \left[ \alpha + \left( \frac{1}{T_I s} - \frac{\beta}{1 + T_1 s} \right) + \frac{\gamma T_D s}{1 + \eta T_D s} \right] \quad (7)$$

由式(7)可知,可以通过调节参数  $\alpha, \beta$  和  $\gamma$  实现最优跟踪,从而减少准谐振控制器引起的过度调节。

### 2.2.3 R-2DOF PID 控制器参数的选取

PID 控制器控制框图如图 8 所示。

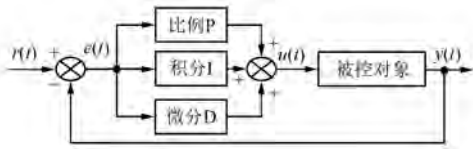


图8 PID控制器控制框图

由图8可得PID控制器输入输出关系:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (8)$$

式中:  $u(t)$  为PID输出的控制量;  $e(t)$  为给定输入量与实际输出量的偏差值。

给定量与实际输出量的偏差为

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (9)$$

式中:  $r(t)$  为系统的给定量;  $y(t)$  为系统的实际输出量。

R-2DOF PID 控制器需要优化的参数为  $K_p$ 、 $T_i$ 、 $T_d$ 、 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$ , 其中二自由度系数  $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$  为半固定可调参数。为了获取良好的动态特性, 将电流绝对偏差与时间乘积的积分作为目标函数:

$$J = \int_0^x t |e(t)| dt \quad (10)$$

适应度函数为

$$f = \frac{1}{J} \quad (11)$$

R-2DOF PID 控制器基于粒子群(PSO)算法优化参数过程如图9所示。



图9 PSO算法优化参数过程

根据 PSO 算法进行参数寻优, 设定学习因子  $c_1 = c_2 = 2$ , 粒子群规模为 60, 最大迭代次数  $G = 100$ , 惯性权值  $w = 0.5$ 。

根据文献[15], 将二自由度系数搜索空间取为  $\alpha \geq 0$ 、 $\beta \leq 1.5$ 、 $\gamma < 1$ , 参数选取结果如表2所示。

表2 R-2DOF PID 控制器参数表

参数	$\alpha$	$\beta$	$\gamma$	$\eta$	$T_D$	$K_p$	$T_i$
数值	0.54	0.06	0.08	1.0	1.2	3	0.001 4

通过 MATLAB/Simulink 软件分析可以得出 R-2DOF PID 控制器的 Bode 图和 Nyquist 特性图, 如图10所示。

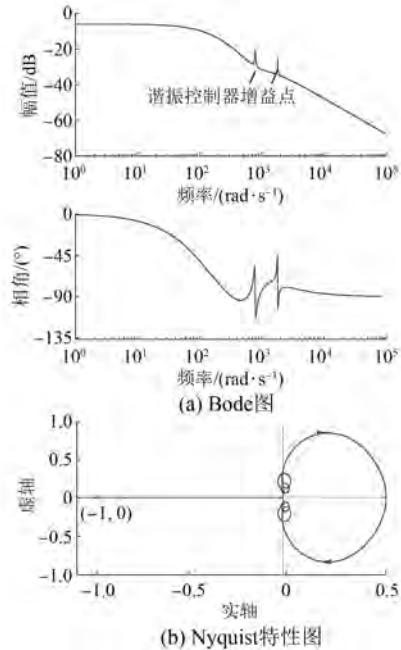


图10 R-2DOF PID 控制器的 Bode 图和 Nyquist 特性图

### 3 仿真及结果分析

基于 MATLAB/Simulink 软件搭建机侧变流器-PMSG 系统的仿真模型。系统的仿真参数设置如表3所示。

表3 机侧变流器-PMSG 仿真参数设置表

参数名称	参数值
发电机额定功率/kW	7.5
定子额定电压/V	380
定子额定电流/A	17.5
发电机额定转速/( $r \cdot \min^{-1}$ )	1 500
直流侧电压 $U_{dc}$ /V	400
变流器开关频率/kHz	10
开关死区时间/ $\mu s$	5

当电流控制器实现给定与反馈跟随控制时, 谐波电压干扰将会被消除, 并且不会出现 3 次谐

波电流。因此,为了更好地模拟实际系统,在仿真过程中人为注入 5、7 次谐波。

### 3.1 加入谐波扰动前后的三相定子电流的谐波抑制效果对比分析

图 11(a)为  $R_d$  阻尼型 LCL 滤波器与 PI 控制相结合的传统策略,可知 5 次、7 次谐波的存在使三相定子电流正弦性变差。图 11(b)为  $R_d$  阻尼型 LCLLC 滤波器和 R-2DOF PID 策略相结合的策略,谐波分量被消除,电流波形的正弦性好,与采用 PI 控制器的电流波形质量对比,可知注入的谐波幅值明显得到抑制。

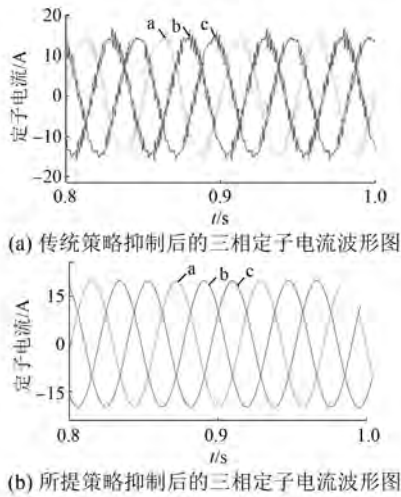


图 11 三相定子电流波形图

### 3.2 加入谐波扰动前后的电流环跟踪性能对比分析

图 12 所示为谐波扰动时的电流跟踪波形。图 12(a)、图 12(b) 分别对应 PI、R-2DOF PID 控

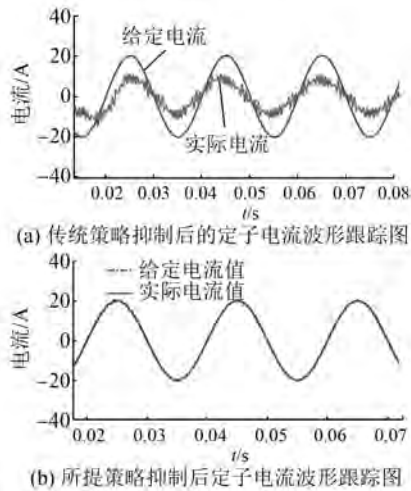


图 12 定子电流跟踪波形图

制器在正弦指令信号下的电流跟踪效果,可见 R-2DOF PID 控制器具有较好的谐波抑制能力和电流跟踪性能,而 PI 控制器的跟踪性能和谐波抑制效果均较差。

### 3.3 传统谐波抑制策略下的相电流波形分析

图 13 所示为采用  $R_d$  阻尼型 LCL 滤波器结合传统 PI 控制策略的仿真波形结果。由图 13(a)、图 13(b) 中单相定子电流波形和其 FFT 分析结果可知,5 阶、7 阶的谐波比例分别为 11.25%、7.82%,电流正弦性较差。由图 13(c) 可知,采用传统策略,  $i_d$  和  $i_q$  ( $d$ 、 $q$  轴定子电流) 的波动程度较大,不能有效抑制谐波。

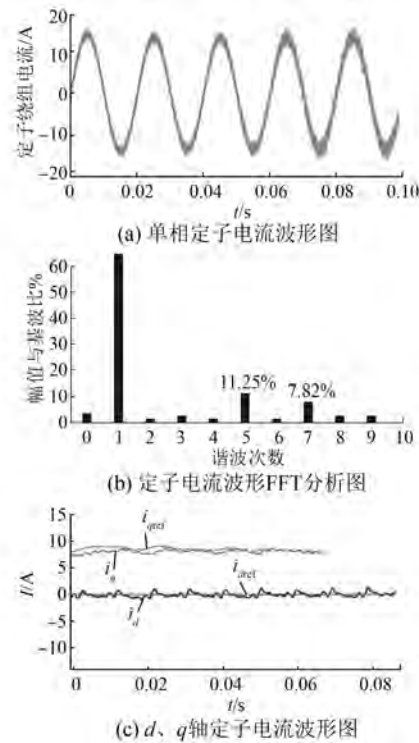


图 13  $R_d$  阻尼型 LCL 滤波器+机侧 PI 控制策略

### 3.4 所提谐波抑制策略下的相电流波形分析

图 14 所示为采用  $R_d$  阻尼型 LCLLC 滤波器结合 R-2DOF PID 控制策略的仿真波形结果。由图 14(a)、图 14(b) 中单相定子电流波形和其 FFT 分析结果可知,所提抑制策略效果明显,5 阶、7 阶的谐波比例降为 3.75%、2.82%,定子电流趋于正弦。由图 14(c) 可知,通过加入 R-2DOF PID 控制器,  $i_d$  和  $i_q$  ( $d$ 、 $q$  轴定子电流) 的波动程度得到大幅减弱,波形失真情况得到改善。

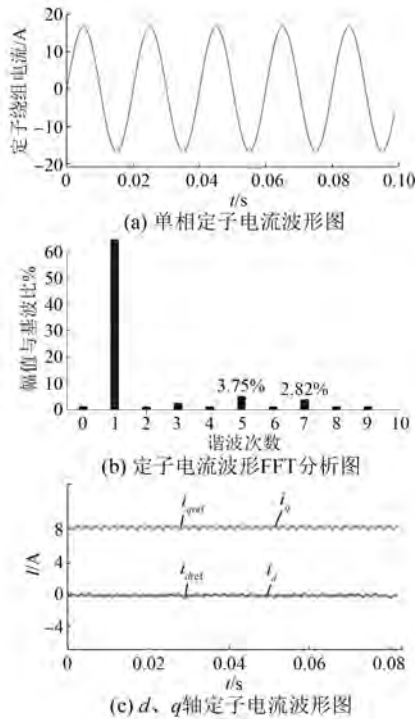


图 14  $R_d$  阻尼型 LCLLC 滤波器+R-2DOF PID 控制策略

## 4 结 语

基于 MATLAB/Simulink 工具箱建立了机侧变频器-发电机谐波抑制模型,将准谐振控制器良好的谐波抑制效果与 2DOF PID 控制器跟踪性好、抗干扰性强等特点相结合,提出了新的控制策略,同时实现了电流的谐波抑制、无差跟踪控制和控制器稳定的目标。对 2 种抑制策略的效果进行了对比分析,得出以下结论:

(1)  $R_d$  阻尼型 LCLLC 型滤波器与  $R_d$  阻尼型 LCL 滤波器相比,高次谐波衰减效果更好,且不会因为阻尼的增加,而削弱本身所具有的良好开关频率谐波抑制特性。

(2) 提出的 R-2DOF PID 控制策略,在 PSO 算法的优化下,能显著抑制电流谐波,且具有较好的电流跟踪能力。此外,二自由度系数的优化,加强了系统的干扰抑制能力,提高了电流的控制精度。

(3) 所提  $R_d$  阻尼型 LCLLC 型滤波器结合 R-2DOF PID 控制策略可以有效改善谐波扰动,从而减轻谐波对发电机绕组绝缘的损害。

## 【参考文献】

[ 1 ] 高泽梅,王淑红,武潇,等.PWM 供电对永磁同步电动机的性能影响及谐波抑制[J].武汉大学学报(工学版),2017,50(3): 395.

[ 2 ] 曾令全,魏辉,李华.PWM 型逆变器输出谐波对异步电机损耗的影响分析[J].微电机,2011,44(4): 68.

[ 3 ] 宋广兴,高剑,黄守道.PWM 整流器参数对永磁同步发电机电流谐波的影响[J].微电机,2017,50(4): 47.

[ 4 ] 张树全,戴珂,谢斌,等.多同步旋转坐标系下指定次谐波电流控制[J].中国电机工程学报,2010,30(3): 55.

[ 5 ] 李飞,张兴,朱虹,等.一种 LCLLC 滤波器及其参数设计[J].中国电机工程学报,2015,35(8): 2009.

[ 6 ] 赵文华,刘勇,韩素芳.三相电压型高频 PWM 整流器的 LCL 滤波器研究与设计[J].电机与控制应用,2012,39(9): 20.

[ 7 ] 蒋美娜,马晓春,孙占龙,等.重复控制下指定次谐波电流控制方法[J].电力系统及其自动化学报,2018,30(1): 133.

[ 8 ] WU X H, PANDA S K, XU J X. Design of a plug-in repetitive control scheme for eliminating supply-side current harmonics of three-phase PWM boost rectifiers under generalized supply voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (7): 1800.

[ 9 ] ZHANG M, HUANG L, YAO W, et al. Circulating harmonic current elimination of a CPS-PWM-based modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 2083.

[ 10 ] 麦志勤,肖飞,刘计龙,等.基于准比例谐振级联 PI 的双三相永磁同步电机谐波电流抑制策略[J].电工技术学报,2018,33(24): 5751.

[ 11 ] SONG Z, YU Y. Dual-loop-based current controller for transformerless grid-tied converters with improved disturbance attenuation against voltage measurement errors[J].Energies, 2019, 12(5): 1.

[ 12 ] LIU G, CHEN B, WANG K, et al. Selective current harmonic suppression for high-speed PMSM based on high-precision harmonic detection method [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15 (6): 3457.

(下转第 109 页)

器端,使用 Windows、Linux、安卓、Mac 等操作系统,均能访问该平台。

选取 2 台重要关键设备电机和 1 个分级筛作为重点监测对象,在设备不停机的情况下对电机的三相电压、电流、电机温度、电机振动等参数进行实时在线监测。电压和电流互感器监测电机三相电信号,经三相智能电表计算出各个电参数;温度传感器监测电机温度,经温度变送器输出模拟信号到信号隔离器。振动传感器监测分级筛振动,经振动模块输出模拟信号到信号隔离器。信号隔离器输出信号到串口服务器,并通过 RS485 总线转 4G 模块向远程运维监测云平台传送<sup>[5]</sup>。

为了增加系统可靠性,采用冗余设计方案,主从设备互为备份自动切换<sup>[6]</sup>。远程运维监测系统通过 4G 云网关获取各个模块的数据,利用大数据技术和人工智能技术对其进行训练和调整预测算法,按照算法模型预测故障发生概率,实现生产设备的远程集中监控、效率分析、实时故障报警,根据生成的维护计划,提前制定采取针对性措施来控制 and 防止事故的发生,减少非计划停机的次数,从而避免设备突发性故障造成的设备损坏以及停工停产等巨大损失,减少计划维修所造成的一些浪费。基于专家库的故障诊断和故障预测,以及远程分析,判断其运转是否正常,有无异常与劣化征兆。当故障发生时,能够快速提出解决方案并指导解决故障,不断提高设备完好率和使用率,从而实现了对电机的综合监控及保护。

该项目实施后,根据实际测算,生产效率提升了 35.75%,结合能源管理功能,能源利用率提升

了 20.11%,运营成本降低了 26.21%。由此促使企业的运维工作从传统模式向自动化、信息化、智能化的方向过渡,以实现运行维护的良好运作和企业的良性发展。

### 3 结 语

本文从传统的设备人工运维方式结合信息化系统和互联网的优势,通过互联网技术采集被监测设备生产及环境数据,进行远程诊断和维护,辅助运维人员展开工作。通过对企业电机等设备的运维工作自动化,管理的规范化,有效降低了运维成本,提高了企业产品生产质量,展现了远程运维服务的价值,提升了工作效率与安全水平,提高了企业的服务能力和形象。

#### 【参考文献】

- [ 1 ] 庞国锋,徐静,马明琮.远程运维服务模式[M].北京:电子工业出版社,2019.
- [ 2 ] 蔡自兴,约翰·德尔金,龚涛.高级专家系统:原理、设计及应用[M].2版.北京:科学出版社,2014.
- [ 3 ] 祝常红.数据采集与处理技术[M].北京:电子工业出版社,2008.
- [ 4 ] TOLİYAT H A.电机建模、状态监测与故障诊断[M].周卫平,译.北京:机械工业出版社,2014.
- [ 5 ] 罗旋,丁友田,幸莉,等.电机运行状态在线综合监测系统的研究与构建[J].电子世界,2014(20): 28.
- [ 6 ] 雷万云.云计算——技术、平台及应用案例[M].北京:清华大学出版社,2011.
- [ 13 ] 杨延西,刘丁.基于模糊遗传算法的二自由度 PID 控制器优化设计[J].仪器仪表学报,2006,27(8): 868.
- [ 14 ] 成燕,徐博,刘晓飞,等.基于 LCL 型并网逆变器的二自由度控制技术研究[J].现代电子技术,2017, 40(6): 171.
- [ 15 ] 龚文明,孟岩峰,胡书举,等.一种应用 PIR 控制器的双馈风力发电机组电流谐波控制方法[J].电工技术学报,2013,28(9): 95.

(上接第 90 页)