

离网型同步风力发电机单位功率因数 新型控制策略

张思清, 罗振鹏, 石多峰, 王淑玉, 张志艳

(内蒙古工业大学 电力学院, 内蒙古自治区 呼和浩特 010080)

摘要: 针对离网型直驱永磁风电系统机侧变换器无功容量过大问题, 提出了一种永磁同步风力发电机单位功率因数新型控制策略。该控制策略首先是将同步旋转坐标系基于永磁同步电机转子磁场定向, 其次求解出无功为零时的 d 轴电流 i_{sd} , 通过分析 i_{sd} 和永磁同步电机的空间矢量, 设计出永磁同步电机矢量控制下的一种新型的 i_{sd} 直接给定方案。为了减小谐波电流、降低电机损耗, 引入了比例积分谐振 (PI-RES) 电流内环控制, 并给出了其参数设计。最后, 为了适应离网控制需求, 设计了 PI 电压外环控制, 并给出了其参数设计。仿真结果显示: 运用 PI-RES 控制后电机输出电流谐波得到了明显改善, 并且相比于传统控制方式, 新型控制虽然控制结构简单, 但响应速度更快并且无功波动更小, 验证了设计控制策略的可行性以及参数设计的正确性。

关键词: 离网型风力发电; 单位功率因数控制; 矢量控制; 比例积分谐振 (PI-RES) 控制

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22152

New Control Strategy for Unit Power Factor Stand-alone Synchronous Wind Turbine

ZHANG Siqing, LUO Zhenpeng, SHI Duofeng, WANG Shuyu, ZHANG Zhiyan

(School of Electric Power, Inner Mongolia University of Technology,
Hohhot 010080, Nei Monggol, China)

Abstract: Aiming at the problem of excessive reactive power capacity of stand-alone direct-drive permanent magnet wind power system generator-side converter, a new control strategy for unit power factor of permanent magnet synchronous wind turbine was proposed. In this control strategy, firstly, the synchronous rotating coordinate system was based on the rotor field orientation of the motor. Secondly, the d -axis current i_{sd} was solved when the reactive power was zero. By analyzing the i_{sd} and the space vector of the permanent magnet synchronous motor, a new type of i_{sd} direct setting scheme under the vector control of permanent magnet synchronous motor was designed. At the same time, in order to reduce the harmonic current and the motor loss, the proportional integral resonance (PI-RES) current inner loop control was introduced and its parameter design was given. Finally, in order to meet the stand-alone control requirements, PI voltage outer loop control was designed and its parameter design was given. The simulation results show that the harmonics of the motor output current have been significantly improved using the PI-RES control. Compared with the traditional control method, the new control has a simple control structure, but has a faster response and less reactive power fluctuations, which verifies the feasibility of the design for the control strategy and the correctness of the parameter design.

Key words: stand-alone type wind power generation; unit power factor control; vector control; proportional integral resonance (PI-RES) control

离网型风力发电主要为无电网地区的居民提供生活、生产所需的电力。此种情况下通常希望风机成本低并且使用寿命长, 这可以从降低变

换器容量和减少发电机损耗两个方面考虑。降低变换器容量最有效的方法就是在发电机发出有功不变的情况下将其发出无功控制为零, 而减

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61763037); 内蒙古自治区高等学校科学技术研究项目 (NJZY19077); 内蒙古工业大学科学研究项目 (ZD201718)

作者简介: 张思清 (1994—), 男, 硕士, Email: 1058969010@qq.com

通讯作者: 罗振鹏 (1976—), 男, 博士, 副教授, Email: luozhenpeng2004@163.com

小谐波电流能大大地减小发电机损耗、增加其寿命^[1-3]。所以本文将以单位功率因数控制和减小谐波电流两个问题为出发点进行分析。

在直驱永磁风力发电的机侧控制方法中,常规的最大转矩电流比控制,会在负荷功率增大时使无功功率快速增大,这对机侧变换器容量提出了更高的要求。针对这一问题,机侧变换器的单位功率因数是一个很好的解决方案,文献[4]利用传统的无功外环控制策略,能够实现单位功率因数控制,但是响应速度较慢;文献[5]提出通过控制电机 d 轴电压为零来实现永磁同步发电机的单位功率因数运行,此方法虽然能够实现单位功率因数运行,但在实际操作中比较复杂,尤其是在同步旋转坐标系定向时;文献[6]提出双静止坐标系下的单位功率因数控制,该控制方式结构简单,由于是在静止坐标系下对数据进行处理,所以控制效果不如旋转坐标系下好。

若要实现变换器的单位功率因数运行,那么其电流谐波应该为零,但由于变换器自身特性、开关频率以及永磁同步电机自身缺陷等原因,电路中一定会产生相应的谐波电流,所以降低谐波电流也是单位功率因数控制的重要组成部分。文献[7-11]都有提出通过减小其输入、输出电流的谐波含量来降低电机损耗。为了减小谐波影响,文献[7]通过分析系统在5次、7次谐波时的数学模型,然后采用矢量比例积分(vector proportional integral, VPI)控制器来抑制谐波;文献[8]针对永磁风力发电机提出了一种非理想型的比例积分谐振(proportional integral-resonant, PI-RES)控制器来抑制发电机的电流谐波。

针对离网型永磁直驱同步风力发电机现有的单位功率因数控制的问题与不足,以及谐波电流对发电机损耗影响,本文设计了一种通过直接给出矢量控制下 i_{sd} 参考值的单位功率因数新型控制方法,并在此基础上引入PI-RES电流内环控制,以减小谐波电流,并给出了具体原理及参数设计。与传统控制方式相比,本文所设计的新型控制无功控制更加简单,在Matlab/Simulink中进行仿真实验,仿真结果显示:在运用PI-RES控制后发电机输出电流谐波得到了明显改善,与传统控制方式相比,其响应速度更快、无功波动更小,并且能够通过切换 i_{sd} 给定值调节发电机输出电压,验证了所提策略以及设计参数的合理性和有效性。

1 单位功率因数新型控制原理

当永磁同步发电机采用电动机惯例,即以输入电流为正时,则机侧变换器主电路结构如图1所示,其中: e_{sd}, e_{sb}, e_{sc} 为永磁同步发电机三相定子磁链感应电动势; i_{sd}, i_{sb}, i_{sc} 为三相定子电流; R_s 为定子电阻; L_s 为定子电感与外串滤波电感的等效电感; u_{sd}, u_{sb}, u_{sc} 为变流器相电压; R_L 为负载电阻; C 为直流侧支撑电容; u_{dc} 为直流侧电压; i_{dc} 为直流电流; i_c 为电容充放电电流, i_l 为负载电流^[4]。

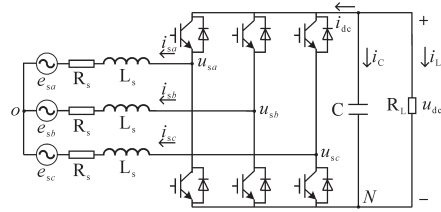


图1 机侧变换器主电路结构图

Fig.1 Main circuit structure diagram of machine side converter

假设 $d-q$ 坐标系以同步速度旋转且 q 轴超前于 d 轴,将 d 轴定位于转子永磁体磁链方向上,得到按转子磁场定向的定子电压方程:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} di_{sd}/dt - \omega_s L_{sq} i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} di_{sq}/dt + \omega_s L_{sd} i_{sd} + \omega_s \Psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{sd}, u_{sq} 分别为同步发电机的 d, q 轴电压; R_s 为定子绕组电阻; i_{sd}, i_{sq} 为定子绕组 d, q 轴电流; L_{sd}, L_{sq} 为发电机定子的 d, q 同步电感; ω_s 为同步转速; Ψ_f 为转子磁链。

当忽略定子电阻时,由式(1)可得电机稳态电压方程:

$$\begin{cases} u_{sd} = -\omega_s L_{sq} i_{sq} \\ u_{sq} = \omega_s L_{sd} i_{sd} + \omega_s \Psi_f \end{cases} \quad (2)$$

永磁风力发电机的有功功率 P_{gen} 和无功功率 Q_{gen} 可表示为

$$\begin{cases} P_{gen} = 3(u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq})/2 \\ Q_{gen} = 3(u_{sq} i_{sd} - u_{sd} i_{sq})/2 \end{cases} \quad (3)$$

将式(2)代入式(3)中可得稳态时发电机的有功功率 P_{gen} 和无功功率 Q_{gen} :

$$\begin{cases} P_{gen} = 3\omega_s \Psi_f i_{sq}/2 \\ Q_{gen} = 3(\omega_s L_{sd} i_{sd}^2 + \omega_s \Psi_f i_{sd} + \omega_s L_{sq} i_{sq}^2)/2 \end{cases} \quad (4)$$

若要使发电机能够单位功率因数运行,就得让发电机无功功率为零,则由式(4)可得出:

$$L_{sd} i_{sd}^2 + \Psi_f i_{sd} + L_{sq} i_{sq}^2 = 0 \quad (5)$$

而由式(4)可知 i_{sq} 与发电机有功功率有关系,所以只有通过调节 i_{sd} 来控制发电机输出无功功率,求解出式(5)的 i_{sd} :

$$i_{sd} = (-\Psi_f \pm \sqrt{\Psi_f^2 - 4L_{sq}^2 i_{sq}^2}) / (2L_{sd}) \quad (6)$$

由式(6)可知,只有满足 $\Psi_f \geq 2L_{sq}i_{sq}$ 系统才能正常工作;只要 i_{sd} 与 i_{sq} 满足式(6)关系,那么额定情况下,不论负载处于何种状态,均能实现发电机的单位功率因数运行;在任意一个 i_{sq} 值,即任意一种负载状态下,均有两个 i_{sd} 可以满足发电机的单位功率因数运行。

永磁同步电机的空间矢量图,如图2所示。其中: u_s 为发电机定子电压, φ 为功率因数角。

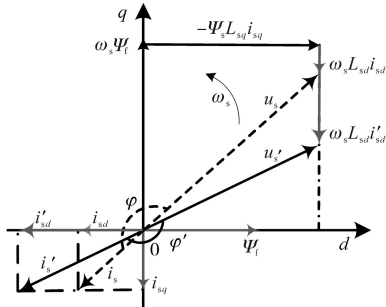


图2 电机空间矢量图

Fig.2 Motor space vector diagram

由图2可知:在 i_{sq} 一定时, i_{sd} 的两个结果都可以使功率因数角 φ 为 180° 。并且在取幅值较小的 i_{sd} 时,输出电压 u_s 的幅值 U_s 会较大;在取幅值较大的 i_{sd} 时,输出电压 u_s 的幅值 U_s 会较小。由变流器的运行特性可知,在空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)方式下,直流侧电压 u_{dc} 与交流侧电压幅值 U_s 之间必须满足:

$$U_s / u_{dc} \leq m / \sqrt{3} \quad (7)$$

式中: m 为调制比,且 $m < 1$ 。

所以在系统满足式(7)的条件下,可选择幅值较小的 i_{sd} 作为给定;当系统不满足式(7)的条件下,可选择幅值较大的 i_{sd} 作为给定。如果用较小的 i_{sd} 作为给定,就会随着负载的增加而出现发电机端电压过高,而不满足式(7)的情况,工作范围受限;为了满足式(7)通常使用恒端电压的控制方法,此时 i_{sd} 就不满足式(6)关系,也即变换器此时会有无功功率,在相同的负载情况下恒端电压控制就增加了变换器运行容量,而如果采用上述的单位功率因数控制就可以在保证单位功率因数的前提下降低输出电压,而不需要恒端电压的控制方法。这样就能够既减小变换器系统运行容量,又使系统的工作范围更广。另外由于 i_{sd} 的给定值是由 i_{sq} 运算后直接给出,不用经过外环控制环节,所以理论上系统动

态响应速度会比传统无功外环控制更快、更稳,其控制效果更好。

2 控制系统设计

2.1 PI控制电流内环设计

由式(1)知变流器输出 d, q 轴电压相互耦合,因此可采用前馈解耦控制策略,当电流控制器采用PI控制器时,则 u_{sd}, u_{sq} 的控制方程如下^[12-13]:

$$\begin{cases} u_{sd} = -\omega_s L_{sq} i_{sq} + (K_{ip} + K_{ii}/s)(i_{sd}^* - i_{sd}) \\ u_{sq} = \omega_s L_{sd} i_{sd} + \omega_s \Psi_f + (K_{ip} + K_{ii}/s)(i_{sq}^* - i_{sq}) \end{cases} \quad (8)$$

式中: K_{ip}, K_{ii} 分别为电流内环比例调节增益和积分调节增益; i_{sd}^*, i_{sq}^* 分别为 i_{sd}, i_{sq} 的电流指令。

2.2 PI-RES控制电流内环设计

由于变换器自身特性、开关频率以及永磁同步电机自身缺陷等原因,在系统运行时同步电机输出的电流中含有较大的谐波,而大量的谐波会增加发电机的铜损与铁损,引起较大的转矩脉动,降低发电机寿命^[4]。所以发电机电流谐波的抑制在电流环设计中尤为重要。

比例积分控制器能够实现直流信号的无静差控制,而比例谐振控制器能够实现交流信号的无静差控制。综合上述特点,文献[8]提出PI-RES控制器,来对永磁同步发电机的谐波电流进行抑制,其传递函数 $G(s)$ 为^[14-15]

$$G(s) = K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2K_{hwi}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_s)^2} \quad (9)$$

式中: ω_c 为截止频率; h 为谐波次数; K_{hwi} 为 h 次谐波谐振增益。

式(9)中的谐波传递函数可根据具体的情况进行适当的选取。根据式(1)和式(8)做出如图3所示的 i_{sq} 电流环结构,其中 T_s 为电流环采样时间, K_{SVPWM} 为桥路在SVPWM调制下的等效增益。 i_{sd} 电流环结构与其一致,不再赘述。

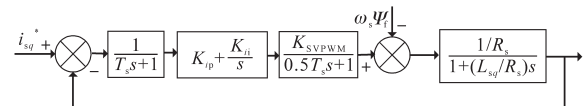


图3 电流内环结构

Fig.3 Structure of the current inner loop

在不考虑扰动变量 $\omega_s \Psi_f$ 影响的情况下,将小时间常数 $T_s, 0.5T_s$ 合并,得到简化的电流内环结构,如图4所示。为实现电流环快速的跟随性能,可按照典型I型系统设计电流调节器。由图4可知,只需利用电流调节器的零点消掉控制对象的极点即可^[16-17],此时开环传递函数 $G_{iopen}(s)$ 为

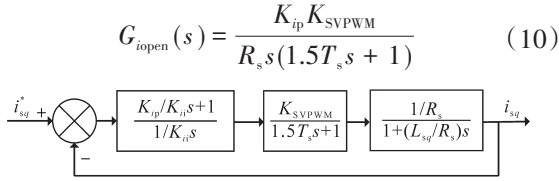


图4 电流内环简化结构

Fig.4 Simplified structure of current inner loop

由典型I型系统动态跟随性能指标和频域指标与参数关系可知,当阻尼比 $\xi=0.707$ 时,有:

$$\frac{1.5T_s K_{SVPWM} K_{ii}}{R_s} = 0.5 \quad (11)$$

则可以求出 K_{ip}, K_{ii} 值为

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{L_{sq}}{3T_s K_{SVPWM}} \\ K_{ii} = \frac{R_s}{3T_s K_{SVPWM}} \end{cases} \quad (12)$$

PI-RES控制中的比例系数 K_p 在PI控制器设计中已经确定,所以只能通过调节谐振增益 K_{wi} 与截止频率 ω_c 来消除谐波信号。 ω_c 的取值可根据电流波形的傅里叶分析来获取,波特图如图5所示。

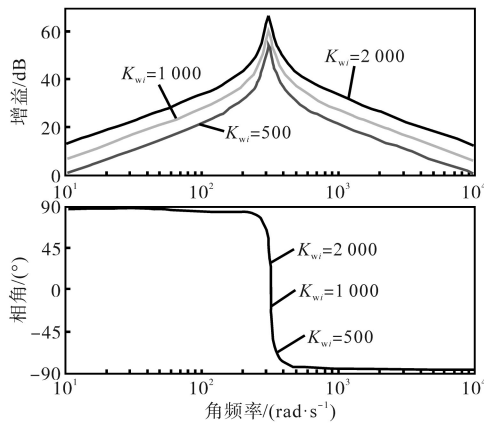


图5 K_{wi} 变化对比波特图

Fig.5 Bode plot with different K_{wi}

假定 $\omega=314 \text{ rad/s}$, $\omega_c=10 \text{ rad/s}$,由图5可以看出通过调节 K_{wi} 可实现其幅频曲线向上或向下平移,既可影响控制器增益,又可影响控制器带宽,因此在理想情况下,合理的 K_{wi} 可以实现对被控交流谐波信号无静差调节,达到消除谐波的目的^[8]。

2.3 PI控制电压外环设计

永磁直驱风电系统在离网状态下,直流侧的电压应由机侧变换器控制,发电机功率则由负载确定,所以外环控制变量为直流母线电压。同步旋转坐标系在基于转子磁场定向的条件下,主要通过调节 q 轴电流给定值控制直流侧电压稳定,

调节 d 轴电流给定值控制无功功率为零。其中 d 轴电流给定值可按照式(6)选取,而 q 轴电流给定值则是电压外环输出值。

通过上述电流环分析,可得其闭环传递函数 $G_i(s)$ 为

$$G_i(s) \approx \frac{1}{3T_s s + 1} \quad (13)$$

由变换器的数学关系得^[13]:

$$i_{dc} \approx 0.75mI_m \cos(\omega_s t) \quad (14)$$

式中: I_m 为线电流幅值。

由图1可知机侧变换器直流侧的数学模型为

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = -i_{dc} - i_L \quad (15)$$

则机侧变换器的电压外环控制结构如图6所示,其中 τ_v 为电压采样时间常数; K_{vp}, K_{vi} 分别为电压环比例调节增益和积分调节增益^[13]。

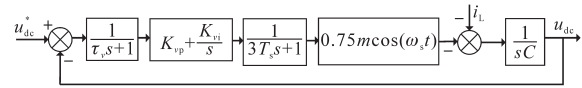


图6 电压外环结构

Fig.6 Voltage outer loop structure

忽略扰动,将 $\cos(\omega_s t)$ 取最大值1后,将电压调节器按照典型II型系统设计,得出其电压外环开环传递函数 $G_{vopen}(s)$:

$$G_{vopen}(s) = \frac{0.75K_{vi}(sK_{vp}/K_{vi} + 1)}{Cs^2[(\tau_v + 3T_s)s + 1]} \quad (16)$$

则电压环的中频带宽 h_v 为

$$h_v = \frac{K_{vp}}{K_{vi}(\tau_v + 3T_s)} \quad (17)$$

按照典型II型系统的参数关系有:

$$\frac{0.75K_{vi}}{C} = \frac{h_v + 1}{2h_v^2(\tau_v + 3T_s)^2} \quad (18)$$

考虑系统的跟随性和扰动性,工程上一般取 $h_v=5$,则可以求出 K_{vp}, K_{vi} 值为

$$\begin{cases} K_{vp} = \frac{4C}{5(\tau_v + 3T_s)} \\ K_{vi} = \frac{4C}{25(\tau_v + 3T_s)^2} \end{cases} \quad (19)$$

3 仿真实验及分析

为了验证单位功率因数控制的正确性和控制器设计的可行性,在Matlab/Simulink中搭建了如图7所示的20 kW离网永磁风力发电机控制模型,其中, θ 为转子的空间角度; n_p 为磁极对数, ω_w 为风力机转速。

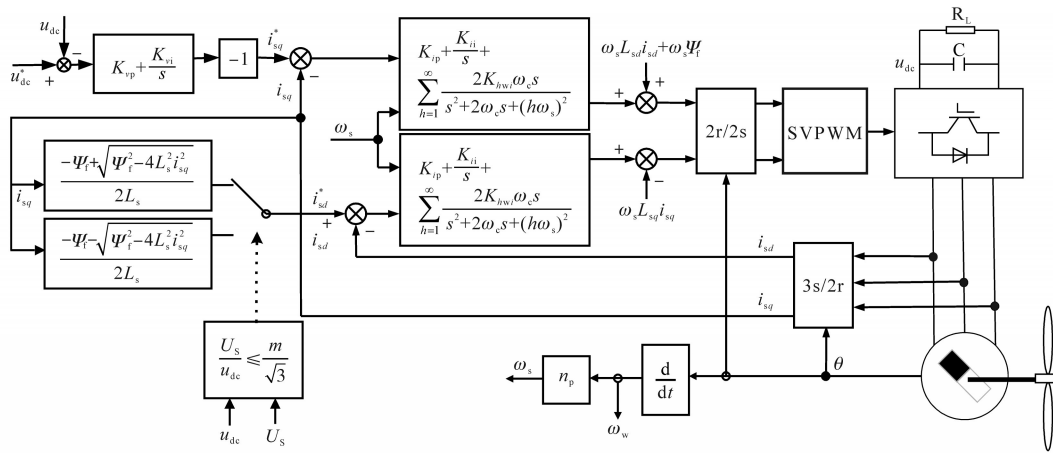


图7 离网型永磁直驱风电及其机侧控制系统

Fig.7 The control system of stand-alone permanent magnet direct drive wind power and its generator side

仿真模型参数如下所示:风机额定功率 $P_w = 20 \text{ kW}$, 叶片半径 $R_w = 5.25 \text{ m}$, 额定风速 $v = 10 \text{ m/s}$, 空气密度 $\rho = 1.225 \text{ kg/m}^3$, 直流侧电容 $C = 0.5 \text{ mF}$, 电机额定功率 $P_{gen} = 20 \text{ kW}$, 定子电阻 $R_s = 0.0002 \text{ }\Omega$, 定子电感 $L_s = 5 \text{ mH}$, 转子磁链 $\Psi_r = 1.2 \text{ Wb}$, 磁极对数 $n_p = 8$, 转动惯量 288 kg/m^2 。在设定电流与电压采样时间都为 $1 \times 10^{-5} \text{ s}$ 条件下, 将上述参数代入式(12)、式(19)中可得: $K_{ip} = 167$; $K_{in} = 6.7$; $\omega_c = 300 \text{ rad/s}$; $K_{vp} = 20$; $K_{vn} = 300$ (考虑限幅作用, 对参数进行了调节); 电压环限幅为 $-200 \sim 200$ 。

3.1 控制结构频域分析

将上述参数代入控制结构中进行频域分析, 通过分析开环和闭环波特图来验证电流内环和电压外环的参数设计, 波特图如图8所示。

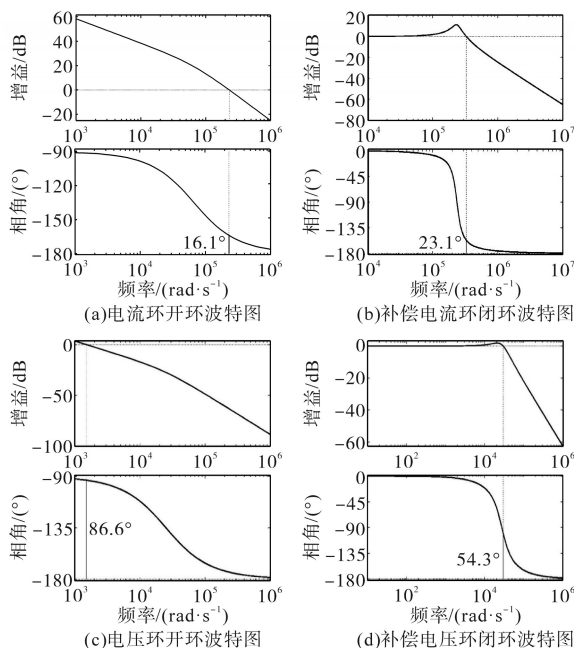


图8 电流环、电压环波特图

Fig.8 Bode plot of current loop and voltage loop

通常希望网络结构的相位裕量为 45° 左右, 此时系统则在满足稳定性的前提下而又不失其快速性。

由图8a、图8b可以看出, 补偿前电流内环相位裕度为 16.1° , 补偿后相位裕度为 23.1° ; 由图8c、图8d可以看出, 补偿前电压外环相位裕度为 86.6° , 补偿后相位裕度为 54.3° 。所以按照典型 I、II 型系统进行设计的电流内环及电压外环闭环控制结构能够使系统快速稳定的运行, 从理论分析上验证了参数设计的合理性。

3.2 PI-RES控制与PI控制对比仿真

设定仿真时间为 0.3 s , 风速 v 为 10 m/s ; 负载 P_L 为 10 kW 。由于 0.15 s 之前系统处于启动过程, 所以取 $0.15 \sim 0.3 \text{ s}$ 时间的电流波形和傅里叶分析, PI控制仿真结果如图9所示。

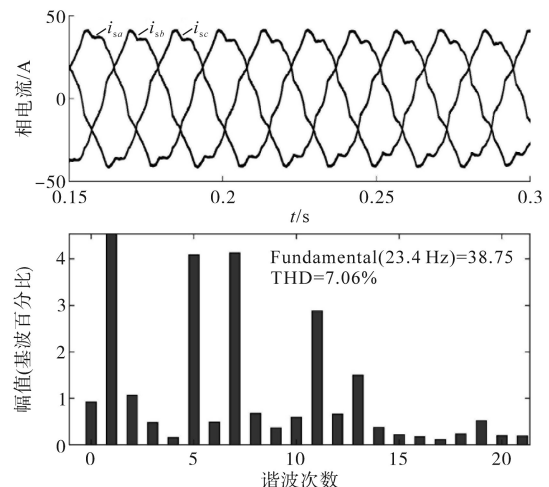


图9 PI控制仿真结果

Fig.9 Simulation results of PI control

由图9可知, 电流环在PI控制下电流中含有较大的谐波, 其中以5, 7, 11和13次谐波为主, 总

谐波畸变率THD为7.36%,所以在PI-RES控制中主要以抑制5,7,11和13次谐波为主,并调节谐振增益 $K_{5wi}=35, K_{7wi}=20, K_{11wi}=12, K_{13wi}=5$,PI-RES控制仿真结果如图10所示。

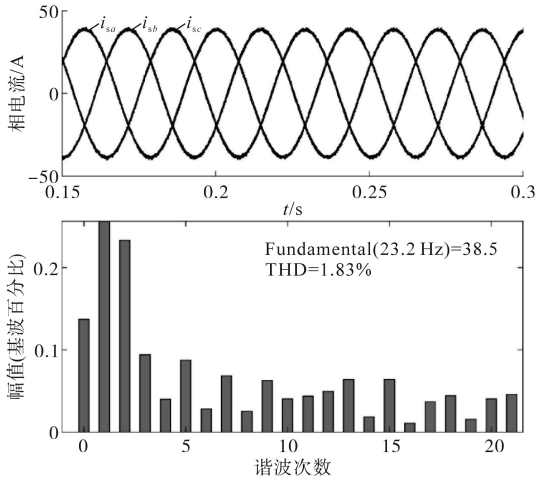


图10 PI-RES控制仿真结果

Fig.10 Simulation results of PI-RES control

由图10可知,电流环在PI-RES控制下电流中的谐波含量相较于PI控制中有所下降,此时总谐波畸变率THD为1.83%,并且可以直观地看出电流的正弦化程度更高了。所以利用PI-RES控制方式来抑制电机电流谐波是可行的,而且也验证了设计参数的合理性。

3.3 单位因数传统控制与新型控制对比仿真

在上述PI-RES控制基础上,对比传统的单位因数控制和新型的单位因数控制。设定仿真时间为4s,仿真的风速 v 和负载 P_L 按照图11曲线进行变化。

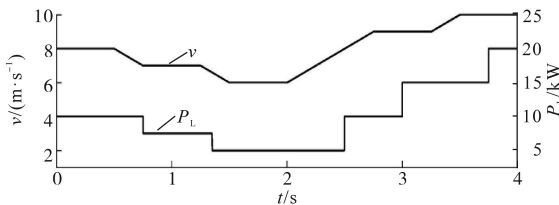


图11 风速和负载曲线

Fig.11 Curves of wind speed and load

单位功率因数传统控制,也即,无功外环为零控制,通过对无功功率给定值设为零,来实现单位功率因数控制。在上述的风速和负载情况下,单位功率因数传统控制仿真结果如图12所示。在同样的风速和负载情况下,单位功率因数新型控制仿真结果如图13所示,并随机截取一段时间的 u_{sa} 与 i_{sa} 波形,观察其相位关系。

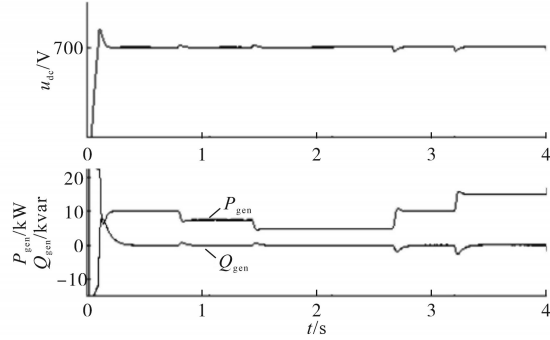


图12 单位功率因数传统控制仿真结果

Fig.12 Simulation results of traditional unit power factor control

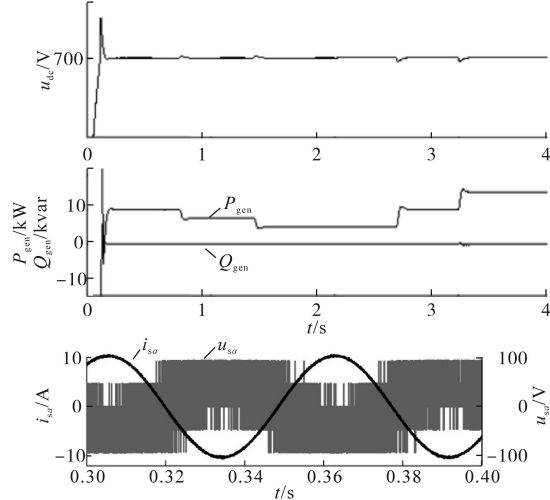


图13 新型单位功率因数控制仿真结果

Fig.13 Simulation results of new unit power factor control

由图11~图13可知,在额定风速、额定负载以内的前提下,尽管风速和负载都变化,但单位功率因数传统控制和新型控制均能够在控制直流侧电压稳定在700V的同时控制电机输出的无功功率为零,而电机输出有功功率则跟随负载的变化而变化,与风速变化无关。单独观察无功功率可知,在传统控制策略下,无功功率会随着负载变化而波动,并且在负载的有功功率越大,其波动越大,最大波动达到了4000var;但在新型控制策略下,即使相同的负载变化,无功功率并不波动,一直保持为零,并且相比传统控制其无功不但无波动,并且响应速度也更快。所以相比传统单位功率因数控制,从图13中的A相电压与A相电流波形可以看出,电压 u_{sa} 与电流 i_{sa} 的相位相差 180° ,所以在单位功率因数新型控制策略下机侧变换器实现了系统的单位功率因数运行。

3.4 i_{sd} 给定值切换仿真

在单位功率因数新型控制策略下, i_{sd} 的给定值有两种给定方式,并且从理论分析知:不同的给定值除了都能控制无功功率为零外,还能够调

节输出电压。

i_{sd} 给定值切换仿真参数设置如下:控制风速 8 m/s,负载 10 kW,仿真时间 0.7 s。在 0.5 s 时由较小的 i_{sd} 给定切换至较大的 i_{sd} 给定,由于 0.15 s 之前系统处于启动过程,所以取 0.3~0.7 s 的波形,仿真结果如图 14 所示。

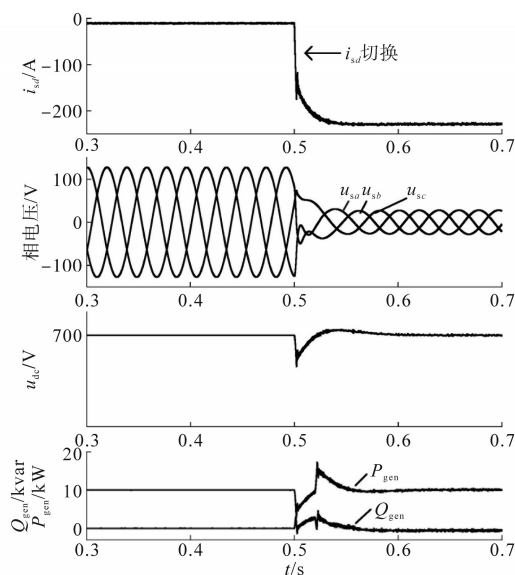


图 14 i_{sd} 切换仿真结果

Fig.14 Simulation results of i_{sd} switching

从图 14 中可知:在两个 i_{sd} 给定值控制下均能够在稳定直流侧电压的前提下控制无功功率为零,能够实现机侧变换器单位功率因数运行;并且在较大的 i_{sd} 给定控制下能够使电机的输出电压降低,验证了理论分析;但在切换时,系统会有所抖动,并且较大的 i_{sd} 给定控制下,功率波动较大。

4 结论

本文提出了一种适用于离网型直驱永磁同步风力发电机的单位功率因数新型控制策略,依靠直接给出 i_{sd} 给定值的方法,使其相较于传统的单位功率因数控制,动态响应速度更快、稳定性更好、实现方法更为简单;在不同的 i_{sd} 控制下,该控制策略还能实现控制电机输出电压的能力,为变换器正常运行提供了条件;并且在引入 PI-RES 控制后,有效地解决了 PI 控制中电机输出电流谐波问题。仿真结果验证了理论分析的正确性及其控制策略的可行性。

参考文献

[1] 韩冰,邵如平,杨波.风光储微电网控制策略研究[J].电气传

动,2016,46(12):52-56.

Han Bing, Shao Ruping, Yang Bo. Research on control strategy based on wind/PV/battery microgrid[J]. Electric Drive, 2016, 46(12):52-56.

[2] 张兴,陈玲,杨淑英,等.离网型小型风力发电系统逆变器的控制[J].电力系统自动化,2008,32(23):95-99.

Zhang Xing, Chen Ling, Yang Shuying, et al. Inverter control of an isolated small wind power generation system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(23):95-99.

[3] 袁凌,桑鹏飞,员一泽,等.基于风力发电机组的离岸岛屿能量循环系统[J].中国电机工程学报,2019,39(9):2569-2575.

Yuan Ling, Sang Pengfei, Yuan Yize, et al. Offshore island energy cycle system based on wind turbine[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(9):2569-2575.

[4] 黄守道,高剑,罗德荣.直驱永磁风力发电机设计及并网控制[M].电子工业出版社,2014:23-25.

Huang Shoudao, Gao Jian, Luo Derong. Design and grid connection control of direct drive permanent magnet wind turbine [M]. Electronic Industry Press, 2014:23-25.

[5] 姚骏,廖勇,李辉,等.直驱永磁同步风力发电机单位功率因数控制[J].电机与控制学报,2010,14(6):13-20.

Yao Jun, Liao Yong, Li Hui, et al. Unity power factor control of a direct-driven permanent magnet synchronous wind power generator[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(6):13-20.

[6] 张为民,谢常莹,胡伟,等.基于双静止坐标系的风力发电机单位功率因数运行控制策略[J].电气应用,2019,38(8):116-121.

Zhang Weimin, Xie Changying, Hu Wei, et al. Unit power factor operation control strategy of wind power generator based on dual static coordinate systems[J]. Electrotechnical Application, 2019, 38(8):116-121.

[7] 年珩,宋亦鹏.谐波电网下基于矢量比例积分电流调节器的双馈异步发电机运行控制技术[J].中国电机工程学报,2013,33(6):101-111,15.

Nian Heng, Song Yipeng. DFIG operation control strategy under distorted grid conditions based on VPI current regulators[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6):101-111, 15.

[8] 肖磊,黄守道,黄科元,等.直驱型永磁同步风力发电机机侧变流器谐波抑制[J].中国电机工程学报,2011,31(6):31-37.

Xiao Lei, Huang Shoudao, Huang Keyuan, et al. Harmonic suppression for the motor-side converter of the directly-driven wind turbine with PM synchronous generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6):31-37.

[9] 胡文华,张军仁,董运.一种提高系统稳定性的改进谐振控制器[J].电气传动,2020,50(2):77-81.

Hu Wenhua, Zhang Junren, Dong Yun. Application of improved resonant controller in medium frequency inverter[J]. Electric Drive, 2020, 50(2):77-81.

(下转第16页)

ding-mode model reference adaptive system speed identification for vector control of permanent magnet synchronous motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 897-902.

[4] 朱璘,程明,花为,等.基于滑模变结构模型参考自适应的电气无级变速器无传感器控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 64-72.
Zhu Ying, Cheng Ming, Hua Wei, *et al.* Sensorless control for electrical variable transmission based on sliding mode model reference adaptive system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 64-72.

[5] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. EKF-based sensorless IPM synchronous motor drive for flux-weakening applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 768-775.

[6] 张猛,肖曦,李永东.基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 36-40.
Zhang Meng, Xiao Xi, Li Yongdong. Speed and flux linkage observer for permanent magnet synchronous motor based on EKF[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(36): 36-40.

[7] Frick D, Domahidi A, Vukob M, *et al.* Moving horizon estimation for induction motors[C]// 3rd IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED 2012), IEEE, 2012: 1-6.

[8] Zhou L, Wang Y. Speed sensorless state estimation for induction motors: A moving horizon approach[C]//2016 American Control Conference (ACC), IEEE, 2016: 2229-2234.

[9] 徐艳平,张保程,周钦.永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 222-230.
Xu Yanping, Zhang Baocheng, Zhou Qin. Two-vector based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(20): 222-230.

[10] Ferrari-Trecate G, Mignone D, Morari M. Moving horizon estimation for hybrid systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(10): 1663-1676.

[11] 鲍德.凸优化[M].北京:清华大学出版社, 2013.
Stephen Boyd. Convex optimization[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2013.

收稿日期:2020-09-27
修改稿日期:2020-11-17



(上接第9页)

[10] 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): 95-103.
Gong Wenming, Meng Yanfeng, Hu Shuju, *et al.* A method with PIR controller for the elimination of harmonic currents in a DFIG based wind power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 95-103.

[11] 林立,何洋,周建华,等.直驱永磁同步风力发电机侧系统建模及仿真[J]. 电气传动, 2020, 50(2): 73-76.
Lin Li, He Yang, Zhou Jianhua, *et al.* Modelling and simulation for generator side of direct-driven permanent magnet synchronous generator wind energy systems[J]. Electric Drive, 2020, 50(2): 73-76.

[12] 杨博,束洪春,朱德娜,等.永磁同步发电机无源滑模控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(5): 79-88.
Yang Bo, Shu Hongchun, Zhu Dena, *et al.* Passive sliding mode controller design of permanent magnetic synchronous generator[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(5): 79-88.

[13] 张兴,张崇巍. PWM整流器及其控制[M]. 机械工业出版社, 2010: 89-98.
Zhang Xing, Zhang Chongwei. PWM rectifier and its control[M]. China Machine Press, 2010: 89-98.

[14] Zhang Haiyang, Xu Haiping, Fang Cheng, *et al.* Torque ripple suppression method of direct-drive permanent magnet synchronous motor based on proportional-integral and quasi resonant controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 41-51.

[15] Gao J, Wu X, Huang S, *et al.* Torque ripple mini of permanent magnet synchronous motor using a new proportional resonant controller[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(2): 208-214.

收稿日期:2020-07-10
修改稿日期:2020-09-07