

双绕组感应发电机静止励磁调节器的锁相环研究

原景鑫, 朱俊杰, 聂子玲, 韩一, 孙兴法

(海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 湖北 武汉 430033)

摘要: 双绕组感应发电机具有随负载变化调节励磁磁场、保持负载电压恒定不变的优点, 通过静止励磁调节器输出的有功电流控制母线电压、无功电流控制负载电压, 两者经过坐标变换形成反馈电流, 实现系统的闭环控制。锁相环(PLL)为坐标变换提供相位信息, 选用合适的PLL可以提高坐标变换的动静态性能, 为控制系统提供快速准确的反馈信息。分析了双绕组感应发电机励磁电压的特点, 分析了双dq变换PLL、延时信号对消PLL、基于延时信号对消的滑动平均滤波PLL的各自工作特点, 最后优选了基于延时信号对消的滑动平均PLL检测励磁电压相位。

关键词: 双绕组感应发电机; 静止励磁调节器; 锁相环; 励磁电压锁相; 双dq坐标变换

中图分类号: TM 346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)12-0074-08

Research on Phase Locked Loop of Static Excitation Regulator for Dual-Winding Induction Generator

YUAN Jingxin, ZHU Junjie, NIE Ziling, HAN Yi, SUN Xingfa

(National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The dual-winding induction generator had the advantage of adjusting the excitation magnetic field while keeping the load voltage constant for the step change in load. The active current of the static excitation regulator controlled the bus voltage and the reactive current controlled the load voltage. Both of them form the feedback current for the closed loop control of the system. Phase locked loop (PLL) provided phase information for coordinate transformation. Appropriate PLL could improve the speed and accuracy of coordinate transformation, and provide fast and accurate feedback information to the control system. The characteristics of excitation voltage of dual winding induction generator was analyzed, and the different working characteristics of double dq transformation PLL, delayed signal cancellation PLL and delayed signal cancellation based moving average filtering PLL were compared. Finally, the simulation of the dual winding induction generator system with three different PLL were carried out, and delayed signal cancellation based moving average filtering PLL was found to be the best one.

Key words: dual-winding induction generator; static excitation regulator; phase locked loop (PLL); excitation voltage phase locking; double dq synchronous reference frame transformation

0 引言

传统的感应发电机系统采用并联励磁电容进行励磁, 输出电压受励磁电容大小、转速和负载变化的限制。针对传统感应发电机输出电压受并联

励磁电容限制的问题, 文献[1-3]提出双绕组感应发电机系统, 采用静止励磁调节器进行励磁补偿, 并提出了基于dq坐标系的双绕组发电机系统闭环控制方法。在基于dq坐标的控制系统中, 静止励磁调节器通过有功电流控制母线电压、无功

作者简介: 原景鑫(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

朱俊杰(1984—), 男, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

聂子玲(1975—), 男, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

电流控制负载电压,两者经过坐标变换形成反馈电流,构成闭环控制系统。要实现对双绕组感应发电机的良好运行控制,要求系统能快速准确地锁定励磁电压的相位,为电流坐标变换提供及时准确的相位信息。

目前有多种用于相位检测的锁相环(Phase Locked Loop, PLL)。闭环 PLL 与开环 PLL 相比,有良好的锁相速度和精度,因而被广泛应用^[4]。基于单 dq 变换^[5-7]的 PLL 能检测三相对称电压的相位,但对于不对称和含有谐波的三相电压不能进行正负序电压分离。自适应 PLL 虽然能锁定三相不对称和含有谐波的三相电压,但是算法复杂^[8]。基于双 dq 变换的 PLL,具有良好的谐波抑制能力,但是其含有低通滤波器,动态性能较差^[9-10]。基于延时信号抵消(Delayed Signal Cancellation, DSC)的 PLL,可以滤除指定次数谐波,有良好的动态性能,但是消除的谐波次数较多时,PLL 的结构复杂,占用的存储空间多,计算量大,而且控制器容易受到谐波的干扰产生误动作^[11-12]。基于延时信号抵消的滑动平均滤波(Moving Average Filtering, MAF) PLL,有良好的动态性能和谐波抑制能力,但是低次谐波含量高时 PLL 综合性能下降^[13]。

不同的 PLL 各有其优缺点,适用场合也各不同。研究不同 PLL 的特点,优选适合于双绕组发电机控制系统的 PLL 对优化控制系统设计、改善负载电压动静态性能有重要意义。本文基于 3/3 相双绕组感应发电机控制系统,比较双 dq 变换 PLL、DSC PLL 和基于 DSC 的 MAF PLL 的不同特点,优选适合于双绕组发电机控制系统的 PLL,最后通过 Simulink 仿真对比采用 3 种 PLL 时负载电压的动静态性能,验证了 PLL 特性分析的正确性,优选了基于 DSC 的 MAF PLL 检测励磁电压。

1 3/3 相双绕组感应发电机

1.1 3/3 相双绕组感应发电机结构

3/3 相双绕组感应发电机结构如图 1 所示。与传统的并联自激电容感应发电机相比,3/3 相双绕组感应发电机定子上有两套绕组:一套是功率绕组,通过整流桥接负载,输出恒定的直流电压;另一套是励磁绕组,外接静止励磁调节器,通过对励磁绕组输出或吸收无功电流,调节励磁磁

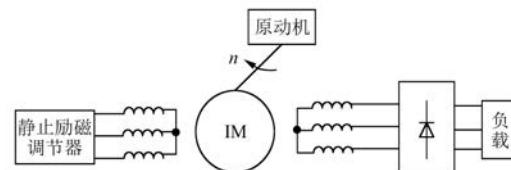


图 1 3/3 相双绕组感应发电机结构图

场,即使负载或转速阶跃变化,负载电压仍能保持恒定。为了有效地提供无功电流,避免电容电压波动较大导致的过补偿或欠补偿,静止励磁调节器的直流侧电容电压必须保持恒定,否则将导致系统不稳定,因此须控制流入静止励磁调节器的有功电流控制直流侧电容电压恒定^[14]。

3/3 相双绕组感应发电机系统原理如图 2 所示。

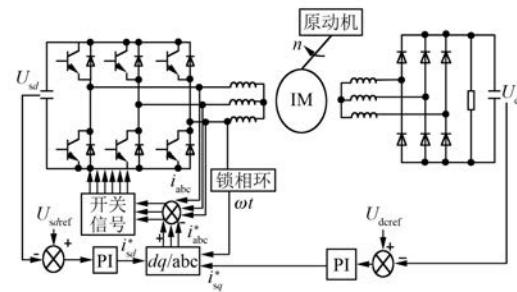


图 2 3/3 相双绕组感应发电机系统原理图

为了使补偿电流随负载电流实时调节,构造负载电压闭环控制系统,用有功电流控制励磁调节器电容电压、无功电流控制负载电压。为控制方便,须使用 PLL 为坐标变换提供相位信息,将反馈的有功和无功电流从 dq 坐标系变换到三相坐标系,与参考电压进行比较,产生励磁调节器的控制信号,实现负载电压恒定。从图 2 可以看出,负载变化时减小的励磁电流,必须通过静止励磁调节器进行实时无功电流补偿才能保持负载电压恒定。

1.2 励磁电压

采用三相全桥作为静止励磁调节器,励磁电压含有奇次谐波,当静止励磁调节器作为双绕组发电机的励磁补偿器时,由于励磁电压等于发电机励磁绕组电压,励磁电压具有频率和幅值突变的性质。

1.2.1 谐波特点

在 dq 坐标系下,不考虑磁滞和涡流损耗时,3/3 相双绕组感应发电机数学模型^[15]可表示为

$$\begin{cases} u_{dq} = D\psi_{dq} + \omega A\psi_{dq} + Ri_{dq} \\ \psi_{dq} = X_{dq} i_{dq} \end{cases} \quad (1)$$

从式(1)可以看出,3/3相双绕组感应发电机定子绕组发出三相对称交流电,经过三相整流电路给负载提供直流电压。

选用三相全桥逆变器作为静止励磁调节器时,设电容电压为 U_D ,相电压为 U_{kN} ,开关函数为 $S_k=1,0(k=A,B,C)$,记上桥臂导通为1,下桥臂导通为0,可得静止励磁调节器的数学模型为

$$\begin{bmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{bmatrix} = \frac{U_D}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

SPWM 调制时静止励磁调节器的每相输出电压是4电平,对A相相电压进行傅里叶分解可得:

$$u_{AN}(t) = \frac{2}{\pi} U_D \left\{ \sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right\} \quad (3)$$

每相相电压中含有5、7、11、13等奇次谐波,n次谐波幅值为 $1/n$ 。设调制比为M,电压为 U_{sd} ,滤除各次谐波后静止励磁调节器输出三相对称的交流电,表达式如下:

$$U_{kN} = \frac{MU_{sd}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} n \right) \quad (k = A, B, C) \quad (4)$$

其中:k对应A、B、C三相,因此可以把静止励磁调节器等效为三相交流电源。

1.2.2 频率特点

如果把静止励磁调节器和双绕组发电机励磁绕组均等效为交流电源,可得等效电路如图3所示。

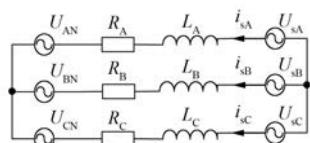


图3 静止励磁调节器和励磁绕组等效电路图

根据基尔霍夫电压定律,可得等效电路方程为

$$L \frac{di_{sk}}{dt} = U_{kN} - R_k i_{sk} - U_{sk} \quad (k = A, B, C) \quad (5)$$

由于线路电阻和漏感较小,可以忽略不计,可得:

$$U_{kN} = U_{sk} \quad (6)$$

式(6)说明静止励磁调节器输出的励磁电压与3/3相双绕组发电机的励磁绕组端电压相等,励磁绕组端电压与励磁电压的特点相同。

图4所示为3/3相双绕组感应发电机带载时等效电路。图4中 I_B 是双绕组发电机定子励磁绕组补偿的无功电流, I_c 是励磁电流, I_L 是负载电流。当电机处于稳态时突增负载,为使输出电压恒定,根据式(7),必须减小感抗压降,导致负载电流频率下降。根据式(8),负载电流频率下降导致励磁电流 I_m 减小,使励磁磁场减弱,需要定子励磁绕组提供同频无功电流 I_B 进行励磁补偿。

$$U = i^*(R + jX) \quad (7)$$

$$\begin{cases} \dot{U}_s = (I_c + I_L)(R_s + jX_s) - \dot{E}_m \\ \dot{E}_m = I_r \left(\frac{R_r}{s} + jX_r \right) \\ \dot{I}_m = \dot{I}_c + \dot{I}_L + \dot{I}_r + \dot{I}_B \end{cases} \quad (8)$$

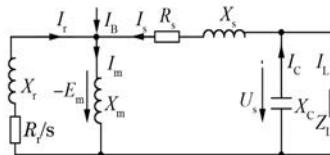


图4 带载时3/3相感应发电机等效电路图

当负载电流突减时,负载电流频率上升, I_m 变大,励磁磁场增强,需要定子励磁绕组吸收无功电流 I_B ,弱化励磁磁场。通过以上分析,得到在负载电流 I_L 阶跃变化时,会出现频率和幅值同时突变,要求补偿电流 I_B 也进行同样的变化,实现 I_B 随 I_L 实时调节。三相全桥静止调节器的励磁电压与励磁电流的关系如式(7)所示,励磁电压的频率随励磁电流的频率发生突变。

静止励磁调节器输出的励磁电压含有5、7、11、13等奇次谐波,在负载电流发生突变时,励磁电压的频率发生突变,幅值会出现波动。当负载电压恒定时,由于励磁电压频率稳定,谐波含量以低次谐波为主;当负载电压突变时,励磁电压频率突变,给励磁电压中引入大量高次谐波,此时谐波含量以高次谐波为主。这些特点要求PLL具有良好的谐波抑制能力,准确锁定

相位,同时也要有良好的动态性能,及时响应电压频率的变化。

2 锁相环

PLL 的功能是锁定被测信号的相位,输出一个与被测信号同频率的信号,相位与被测信号相同或者相差一个固定角度。双 dq 变换 PLL、DSC PLL 和基于 DSC 的 MAF PLL 都是基于双 dq 坐标原理构建 PLL 控制系统,不同之处是对异序分量和谐波消除方法不同,不同的消除方法造成 PLL 不同的特点。

2.1 基于双 dq 变换的控制系统

图 5 所示为正负序 dq 坐标变换矢量图。根据对称分量法,把三相电压分解成正序对称分量 U^+ 、负序对称分量 U^- 和零序对称分量 U^0 。对正序对称分量和负序对称分量分别进行 dq 变换,在 dq 坐标系下消除基波异序分量,利用相位锁定时正序坐标系的 q 轴分量为零,构建闭环控制回路,实现相位锁定。

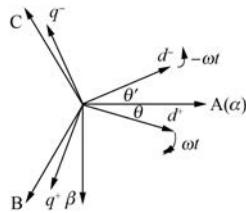


图 5 正负序 dq 坐标变换矢量图

假设任意三相电压的表达式为

$$\begin{cases} u_A = U_A \cos(\omega t + \varphi_A) \\ u_B = U_B \cos(\omega t + \varphi_B - 120^\circ) \\ u_C = U_C \cos(\omega t + \varphi_C + 120^\circ) \end{cases} \quad (9)$$

用对称分量 U^+ 、 U^- 、 U^0 可以将式(9)表示为

$$\begin{aligned} U_k &= U^+ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}k\right) + \\ &U^- \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}k + \varphi_1\right) + \\ &U^0 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}k + \varphi_2\right) \end{aligned} \quad (10)$$

其中: k 分别对应 A、B、C 三相; φ_1 和 φ_2 是由于三相不对称带来的初始相位差。

对式(10)进行正序、负序 dq 变换,变换矩阵分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{T}^+ &= \\ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{T}^- &= \\ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta' & \cos(\theta' + 120^\circ) & \cos(\theta' - 120^\circ) \\ \sin \theta' & \sin(\theta' + 120^\circ) & \sin(\theta' - 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

三相电压变换后的表达式分别为

$$\begin{cases} U_d^+ = U^+ + U^- \cos(-2\omega t + \varphi_1) \\ U_q^+ = U^- \sin(-2\omega t + \varphi_1) \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} U_d^- = U^- \cos \varphi_1 + U^+ \cos 2\omega t \\ U_q^- = U^- \sin \varphi_1 + U^+ \sin 2\omega t \end{cases} \quad (14)$$

从式(13)、式(14)可以看出,在正序电压中含有两倍频的负序电压,在负序电压中含有两倍频的正序电压,消除异序电压分量之后可得相位锁定时的 d 轴和 q 轴分量,表达式为

$$\begin{cases} U_d^+ = U^+ \\ U_q^+ = 0 \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} U_d^- = U^- \cos \varphi_1 \\ U_q^- = U^- \sin \varphi_1 \end{cases} \quad (16)$$

式(15)中的 q 轴正序量为零,表明相位锁定时 $U_q^+ = 0$,因此将 U_q^+ 作为反馈量与零进行比较,利用 PI 调节器进行无差调节,得到被测电压的相位信息。控制原理如图 6 所示。

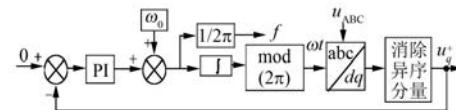


图 6 PLL 控制原理图

3 种 PLL 的控制方法相同,均是基于双 dq 坐标的控制系统,利用相位锁定时 $U_q^+ = 0$ 构建闭环控制,选择合适的 PI 参数使 PLL 具有良好的动静态性能。由于三相电压中含有谐波,要求 PLL 具有谐波抑制能力,采用不同的异序分量和谐波消除方法会影响 PLL 的性能,根据系统动静态性能要求和三相电压谐波特点选择合适的 PLL。

2.2 PLL 特点比较

本节分析 3 种 PLL 的特点,比较不同 PLL 用

于静止励磁调节器的锁相性能,为测量励磁电压选择合适的 PLL。

2. 2. 1 双 dq 变换 PLL

双 dq 变换 PLL 采用数学的方法消除异序分量,根据三相电压在 dq 坐标下的数学表达式,直接减去异序分量,采用高阶低通滤波器滤除谐波,滤波谐波效果好,静态性能稳态无差。

对式(9)的三相电压用式(11)、式(12)的变换矩阵进行 dq 变换,可得:

$$\begin{cases} U_d^+ = U_{sd}^+ + U_{sq}^- \sin 2\omega t + U_{sq}^- \cos 2\omega t \\ U_q^- = U_{sq}^- - U_{sd}^- \sin 2\omega t + U_{sd}^- \cos 2\omega t \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} U_d^- = U_{sd}^- + U_{sq}^+ \cos 2\omega t \\ U_q^+ = U_{sq}^+ + U_{sd}^+ \sin 2\omega t \end{cases} \quad (18)$$

式中: U_{sd}^+ 、 U_{sq}^+ 、 U_{sd}^- 、 U_{sq}^- ——相位锁定后正序和负序分量。

根据式(17)、式(18)可得如图 7 所示的双 dq 变换 PLL 模型。

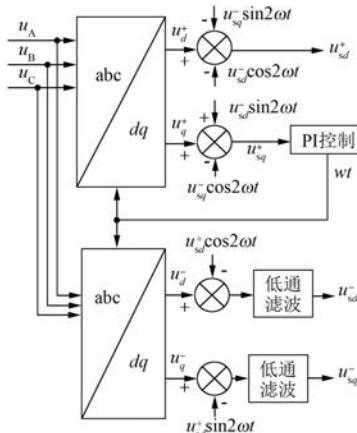


图 7 双 dq 变换原理图

双 dq 变换 PLL 算法简单,计算效率高,但是采用高阶低通滤波器滤波,相当于在 PLL 中引入惯性环节,导致 PLL 的动态性能下降,稳定裕度降低。

2. 2. 2 DSC PLL

DSC PLL 原理图如图 8 所示。

DSC PLL 采用延时对消的方法消除异序分量

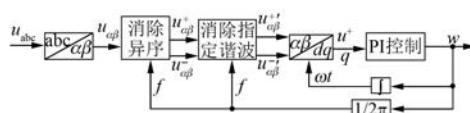


图 8 DSC PLL 原理图

和諦波,不需要低通滤波器滤波,利用正弦信号对称性,将需要消除的信号移相 180°,正负信号抵消,但是要针对指定谐波次数设计对应的 DSC 单元。

将式(10)表示的三相电压变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下,可得:

$$\begin{cases} u_\alpha = U^+ \cos \omega t + U^- \cos(-\omega t + \varphi_1) \\ u_\beta = U^+ \sin \omega t + U^- \sin(-\omega t + \varphi_1) \end{cases} \quad (19)$$

式(13)和式(14)变换到 $\alpha\beta$ 坐标下,可得:

$$\begin{cases} u_\alpha^+ = 0.5 \left[u_\alpha - u_\beta \left(t - \frac{T}{4} \right) \right] \\ u_\beta^+ = 0.5 \left[u_\beta + u_\alpha \left(t - \frac{T}{4} \right) \right] \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} u_\alpha^- = 0.5 \left[u_\alpha - u_\beta \left(t - \frac{3T}{4} \right) \right] \\ u_\beta^- = 0.5 \left[u_\beta + u_\alpha \left(t - \frac{3T}{4} \right) \right] \end{cases} \quad (21)$$

式中: T ——基波周期;

u_α^+ 、 u_β^+ 、 u_α^- 、 u_β^- ——消除异序分量后的直流量。

谐波消除原理和异序分量消除的原理相同,区别是三相坐标下的 n 次谐波在正序和负序 dq 坐标系下分别变为 $n-1$ 次和 $n+1$ 次谐波。

DSC PLL 不需要低通滤波器滤波,根据指定的谐波次数串联相应的 DSC 单元模块,具有良好的快速性,但是消除的谐波次数较多时,串联 DSC 模块的数量增多,导致系统结构复杂,占用存储空间和计算量大,谐波还可能引起 PI 调节器误动作,造成系统不稳定。

2. 2. 3 基于 DSC 的 MAF PLL

基于 DSC 的 MAF PLL 原理如图 9 所示。用延时对消的方法消除基波异序分量,用一阶滤波器滤除谐波,对 DSC PLL 进行改进,避免了 DSC PLL 消除多次谐波时结构复杂、计算量大的缺陷,通过一阶滤波器滤除高次谐波,使 PLL 兼顾良好的动静态性能。PLL 使用一阶滤波器滤波,动态性比 DSC PLL 动态性差,却比双 dq 变换 PLL 好。当被测电压中含有大量低次谐波时,一阶滤波器



图 9 基于 DSC 的 MAF PLL 原理图

的滤波效果变差,PLL 的静态性能变差,出现动态性能不如 DSC PLL,静态性能又不如双 dq 变换 PLL 的情况。

表 1 对 PLL 的优缺点进行了总结。通过对 3 种 PLL 的特点分析,可以归纳出 PLL 的适用范围:双 dq PLL 滤波效果好,适用于谐波次数多、含量高,对动态性能要求低、静态性能要求高的场合;DSC PLL 不含滤波器,动态性能好,适用于谐波次数少、对动态性能要求高、允许稳态误差存在的场合;基于 DSC 的 MAF PLL 适用于低次谐波含量低、高次谐波含量高、对静态性能要求高、允许稳态误差存在的场合。

表 1 PLL 特点比较

PLL 类型	优点	缺点
双 dq 变换 PLL	计算效率高, 稳态无差	动态性能较差, 稳定裕度小
DSC PLL	动态性能好	占用存储单元多, 计算量大, 含有未滤除谐波, 存在稳态误差
基于 DSC 的 MAF PLL	动态性能比双 dq 变换 PLL 好, 结构比 DSC PLL 简单	含有未滤除的低次谐波, 存在稳态误差

励磁电压在负载恒定时,低次谐波含量高,在负载突变时,励磁电压频率和幅值随之突变,此时励磁电压中的谐波成分以高次谐波为主。基于 DSC 的 MAF PLL 适用于高次谐波含量高的电压检测,通过一阶滤波器滤除大量的高次谐波,具有良好的动态性能,但由于低次谐波的存在,会引入稳态误差。因励磁电压频率突变时低次谐波含量很低,造成的稳态误差很小,故优选基于 DSC 的 MAF PLL 检测励磁电压。

3 励磁电压锁相仿真

对 3 种 PLL 进行原理仿真,验证 PLL 的特点。在 Simulink 中搭建的 3/3 相双绕组发电机控制系统包括电机模块、功率负载模块和励磁控制模块,分别对采用 3 种 PLL 的双绕组发电机控制系统进行仿真,验证优选基于 DSC 的 MAF PLL 锁相的正确性。

3.1 3 种 PLL 仿真

为了对比 PLL 性能,在相同的 PLL 参数设置

和相同的电压情况下进行仿真,设定 PI 调节器的比例系数为 2.74,积分系数为 0.47,三相基波电压幅值为 1 kV,在 0.2 s 时三相电压幅值分别跌落 50%、40%、20%,在 0.35 s 时给幅值不对称的三相电压注入 3、5 次谐波,比较 3 种 PLL 的相位及正负序分解波形。

图 10 所示为双 dq 变换 PLL 的相位检测和正负序分解波形。可以看出,双 dq 变换 PLL 可以检测三相对称电压相位,并能正确检测在正负序分量中的不对称信息,在 0.2 s 三相电压幅值不对称时,经过 28 ms 的动态调整达到稳定,在注入 3、5 次谐波后,经过 20 ms 达到稳定,表明双 dq 变换 PLL 可以消除 3、5 次谐波的影响。

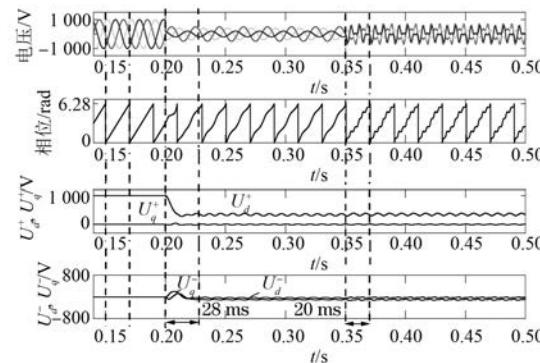


图 10 双 dq 变换 PLL 的正负序分解

图 11 所示为 DSC PLL 的相位检测和正负序分解波形。仿真使用的 DSC PLL 只级联了消除 5 次谐波的 DSC 模块,在 0.2 s 三相电压幅值不对称时,PLL 准确锁相,调节时间约 10 ms,在注入 3、5 次谐波后,PLL 锁相调节时间 5 ms,与双 dq 变换 PLL 相比,锁相时间几乎缩短了一半,说明 DSC PLL 有良好的动态性能,但是由于含有 3 次谐波, U_q^+ 的稳态值为 -4 V。

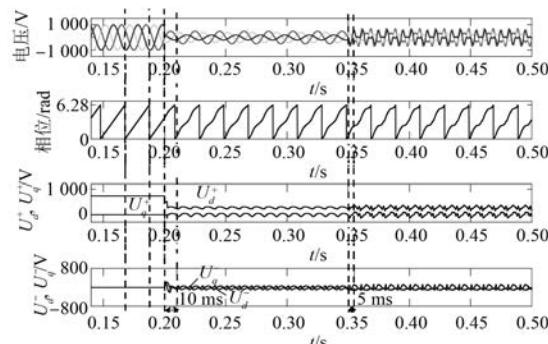


图 11 DSC PLL 的正负序分解

图 12 所示为基于 DSC 的 MAF PLL 相位检测和正负序分解波形。从图 12 可以看出基于 DSC 的 MAF PLL 可以锁定三相电压相位, 在 0.2 s 三相电压幅值不对称时动态调节时间为 12 ms, 在 0.35 s 注入 3、5 次谐波时的调节时间为 11 ms。与 DSC PLL 相比动态性能差别不大, U_q^+ 的稳态值为 -2 V。对比双 dq 变换 PLL, 动态时间明显缩短, 对比 DSC PLL, 稳态误差缩小了一半, 说明基于 DSC 的 MAF PLL 具有良好的锁相性能, 综合性能改善。

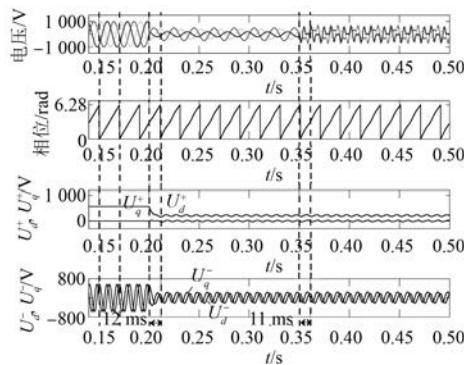


图 12 基于 DSC 的 MAF PLL 的正负序分解

以上仿真表明 3 种 PLL 都可以检测电压的相位信息, 但是动静态性能存在差异, 这是由基波异序分量和谐波消除方法不同造成的。仿真表明双 dq 变换 PLL 动态性能差, 可以达到静态无差; DSC PLL 动态性能好, 但含有未滤除谐波, 存在静态误差; 基于 DSC 的 MAF PLL 动态性能比双 dq 变换 PLL 好, 但含有未滤除的低次谐波, 存在静态误差, 且静态性能比 DSC PLL 好, 有良好的动静态性能, 验证了表 1 中 PLL 特点的正确性。

3.2 双绕组感应发电机锁相对比

给 3/3 相双绕组发电机提供 6 500 r/min 的固定转速, 负载参考电压为 1 kV, 静止励磁调节器直流侧电容参考电压为 1.5 kV, 在 0.5 s 时突加负载, 在 2 s 时突卸负载, 分别用 3 种 PLL 对励磁电压进行锁相, 对比不同 PLL 系统的负载电流、负载电压、静止励磁调节器励磁电流和电容电压的波形。图 13 所示为双 dq 变换 PLL 锁相时系统的波形。在 0.5 s 突加负载时系统直流电压的动态调节时间为 0.71 s, 在 2 s 突卸负载时系统直流电压调节时间为 0.69 s, 负载电压的稳态误差为

零。说明双 dq 变换 PLL 有很好的静态性能, 但是动态调节时间长。

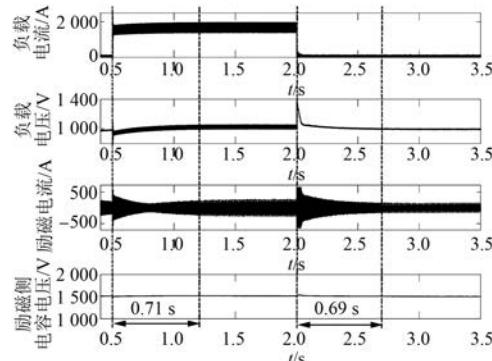


图 13 双 dq 变换 PLL 锁相系统波形

图 14 所示为用级联 3、5、7 次谐波消除单元的 DSC PLL 锁相时的系统电压电流波形。在 0.5 s 突加负载时的调节时间为 0.46 s, 在 2 s 突卸负载时的调节时间为 0.45 s, 稳态误差是 0.6%。与双 dq 变换 PLL 的控制系统相比, 调节时间缩短, 但静态性能比双 dq 变换 PLL 的静态性能差, 这是由于电压中含有未滤除谐波。

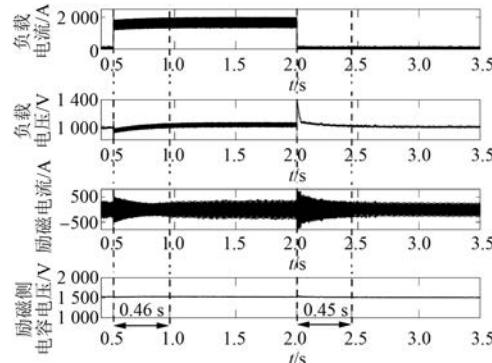


图 14 DSC PLL 锁相系统波形

图 15 所示为用基于 DSC 的 MAF PLL 锁相时

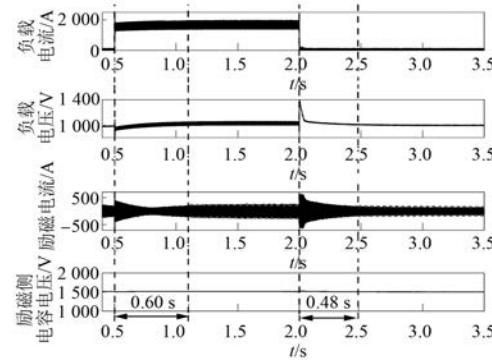


图 15 基于 DSC 的 MAF PLL 锁相系统波形

的系统波形。在 0.5 s 突加负载时的调节时间为 0.60 s, 在 2 s 突卸负载时的调节时间为 0.48 s, 稳态误差为 0.3%。调节时间与 DSC PLL 的调节时间接近, 动态性能比双 dq 变换 PLL 的动态性能好, 静态性能比 DSC PLL 静态性能好。

表 2 列出了不同 PLL 对双绕组异步发电机负载电压的影响, 与表 1 中的理论分析结果一致。仿真表明: 3 种 PLL 动态性能中最好的是 DSC PLL, 最差的是双 dq 变换 PLL; 静态性能最好的是双 dq 变换 PLL, 最差的是 DSC PLL; 基于 DSC 的 MAF PLL 兼顾良好的动静态性能。从算法和 PLL 结构角度看, DSC PLL 结构复杂, 计算效率低; 双 dq 变换 PLL 结构简单, 计算效率高; 基于 DSC 的 MAF PLL 计算效率高, 结构简单, 占用存储空间少。故优选基于 DSC 的 MAF PLL 用于双绕组异步发电机控制系统的相位检测。

表 2 采用不同 PLL 时负载电压性能比较

PLL 类型	动态调节时间/s		稳态误差/%	
	突加	突卸	突加	突卸
双 dq 变换 PLL	0.71	0.69	0	0
DSC PLL	0.46	0.45	0.6	0
基于 DSC 的 MAF PLL	0.60	0.48	0.3	0

4 结语

通过对励磁电压和 3 种锁相环的特点比较及仿真验证, 得出以下结论:

(1) 双 dq 变换 PLL 有良好的谐波抑制能力, 但动态性能较差; DSC PLL 的动态性能好, 可滤除指定次数的谐波, 但无法滤除的高次谐波造成静态性能较差; 基于 DSC 的 MAF PLL 对于高次谐波含量高、低次谐波含量低的电压能较好地兼顾动静态性能。从结构和计算效率角度看, 双 dq 变换 PLL 和基于 DSC 的 MAF PLL 结构简单, 计算效率高, 而 DSC PLL 滤除的谐波次数较多时, 结构复杂, 计算效率低。

(2) 当负载恒定时, 静止励磁调节器输出的励磁电压以低次谐波为主; 当负载突变时, 励磁电压的频率和幅值发生突变, 此时励磁电压中的高次谐波含量较高。基于 DSC 的 MAF PLL 适合于高次谐波含量高、低次谐波含量低的电压检测, 具

有动态性能好、静态误差小等优点。因此, 优选基于 DSC 的 MAF PLL 进行锁相。参数设置合理时, 控制系统具有良好的动静态性能。

【参考文献】

- [1] 王东, 马伟明, 肖飞, 等. 带静止励磁调节器双绕组感应发电机研究 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 145-150.
- [2] 孙时珍, 陈万勇, 张云梅, 等. 定子双绕组异步发电机的电磁优化设计 [J]. 海军航空工程学院学报, 2013, 28(4): 425-430.
- [3] 潘子昊, 王思齐, 蒋志鹏, 等. 五相双绕组感应发电机励磁控制系统硬件设计与实现 [J]. 电力工程技术, 2017, 36(3): 17-21.
- [4] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [5] CHONG H N, LI R, JIM B. Unbalanced grid fault ride through control for a wind turbine inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(3): 845-856.
- [6] 何攀, 席自强. 基于 dq 变换的锁相环设计与仿真 [J]. 湖北工业大学学报, 2017, 32(5): 93-95.
- [7] 杨国韬, 孙志毅, 刘立群, 等. 基于坐标变换的并网锁相环性能分析 [J]. 自动化仪表, 2013, 34(5): 60-65.
- [8] 温华生, 谢潮. 基于 dq 变换的三相自适应锁相环技术 [J]. 上海电力学院学报, 2016, 32(2): 152-155.
- [9] 李研达. 基于双派克变换的新型三相锁相环技术 [J]. 沈阳工业大学学报, 2017, 35(3): 253-257.
- [10] 祁琳, 张新闻, 杨玉龙. 基于矢量变换的锁相环控制研究 [J]. 宁夏工程技术, 2015, 14(2): 103-106.
- [11] 陈东明, 陈明亮, 谢桢, 等. 一种基于阈值开关与双环控制的新型锁相环 [J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(23): 41-48.
- [12] 陈明亮, 肖飞, 刘勇, 等. 一种正负序分离锁相环及其在并网型风力发电系统中的应用 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 181-186.
- [13] 尹万杰, 高桂革, 曾宪文, 等. 一种基于改善滑动平均滤波器的锁相环设计 [J]. 上海电机学院学报, 2015, 18(3): 152-157.
- [14] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制及无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [15] 付立军, 马伟明, 刘德志, 等. 十二/三相感应发电机的数值仿真与试验 [J]. 电工技术学报, 2005, 20(6): 6-10.

收稿日期: 2018-07-01