

三相全数字频率自适应闭环锁相技术

郭晓瑞¹, 郭吉丰¹, 龙英文²

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027;

2. 合肥工业大学 光伏系统工程研究中心, 安徽 合肥 230009)

摘要: 针对三相分布式并网系统中并网电压畸变严重时传统锁相方法精度不高和市电频率突变而引起锁相精度变差的现象, 结合开环锁相与闭环锁相的优点, 提出了一种新的频率自适应三相全数字闭环锁相新算法。新的锁相算法采用带有自适应控制的二阶低通滤波器滤除市电电压中高频谐波, 可以有效地抑制市电电压基波负序和高频谐波的干扰, 快速准确地追踪市电电压正序基波分量的相位。最后, 通过仿真将改进后的数字锁相方法与已有的开环、闭环锁相方法进行比较, 仿真及实验结果表明该锁相方法的正确性及实用性。

关键词: 三相并网系统; 正序; 锁相环; 自适应控制

中图分类号: TM 714

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.02.014

0 引言

当前交流电源的供电方式正由集中式向分布式发展。在小型分布式发电系统中, 存在着风能、太阳能、燃料电池、微型燃气轮机和储能系统等多种能源的组合供电, 其大部分都需要通过逆变电源并联的形式接入微型公共电网^[1-2]。为了使逆变器能够顺利并联运行, 在实际系统中必须设计预同步过程, 以确保逆变器在投入电网运行时其输出电流相位、频率与电网正序基波电压一致, 从而减小对微电网以及逆变器本身的冲击。

实际电网中使用了越来越多的非线性负载, 工业电网中的电压谐波含量及不平衡度都会受到影响^[3-4], 因此对于与电网相接的并网逆变器而言, 快速精确地锁相非常重要, 如果锁相不准确就会导致输出电网电流参考中含有大量的谐波^[5]。锁相环(PLL)是目前使用最普遍的相位同步方法, 它用于获得准确实时的相位信息, 提供计算基准, 其性能对于整个控制系统至关重要。在控制过程中要求锁相电路必须在存在电压畸变如谐波、频率突变、相位突变以及三相不平衡条件下, 能够快速、准确地锁定电压相位, 并需满足收敛速度快、相位估计精度高、抗干扰能力强等要求。对于在市电电压谐波含量非常大的情况下如何锁相已经展开了大量的研究, 一般可以分为开环锁相方法^[6-11]和闭环锁相方法^[5, 12-14]。文献[11]采用提取三相电压正序基波分量的开环锁相方法, 该方法对于污染严重的市电有很好的锁相效果, 但由于采用开环锁相, 锁相精度有待提高。文献[5]采用提取三相市电电压正序基波分量的闭环锁相方法, 但对电压正序基波分量滞后 90° 环节的全通滤波器环

节没有自适应算法, 电网频率变化时会出现较大锁相误差; 另外采用的全通滤波器也不能很好地滤除谐波, 电网电压畸变严重时锁相精度不高。文献[14]虽然解决了文献[5]涉及频率变动的不足, 采用一种在线估算的带通滤波器取代全通滤波器, 但计算方法复杂, 不利于工程应用。

本文在分析三相同步旋转坐标变换原理的基础上, 结合开环锁相方法和闭环锁相方法的优点, 提出了一种新的全数字自适应闭环锁相方法, 并详细分析了该锁相方法的工作原理。最后通过 MATLAB 的 S-Function 中的 C 语言编程, 把本文提出的锁相新算法与文献[11]的开环锁相和文献[5]、[14]的闭环锁相进行比较, 从仿真和实验结果可以看出, 本文方法锁相精度高、谐波含量小、动态响应快, 是具有工业应用前景的技术方案。

1 三相闭环锁相的基本原理

三相闭环锁相系统是一个相位误差反馈系统, 由基于同步旋转坐标变换原理的数字鉴相器、低通滤波器(LPF)和压控振荡器组成, 其基本工作原理是数字鉴相器将输入的三相电压信号和软件 PLL 内部同步信号的相位差转变成直流量, 经过低通滤波器后去控制压控振荡器, 从而调整系统内部信号的频率和相位, 使之与输入电压的正序基波分量相位同步。同步旋转坐标变换实际上由从静止 abc 坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系的变换和从 $\alpha\beta$ 坐标系到 dq 旋转坐标系的变换组成。

三相市电正序基波分量通过 2 个变换矩阵就从三相静止坐标系变换到同步旋转坐标系:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta/dq} \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_{\alpha\beta/dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta_p & \sin \theta_p \\ -\sin \theta_p & \cos \theta_p \end{bmatrix}$$

$$T_{abc/\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

其中, U_A, U_B, U_C 为市电三相电压, θ_p 为市电正序基波相位。

式(1)简化为:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \frac{3U_m}{2} \begin{bmatrix} \sin(\theta - \theta_p) \\ -\cos(\theta - \theta_p) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, U_m 为三相电压的幅值。

如果正序基波相位的给定参考值 θ_p 与实际反馈值 θ 相差不大, 根据正弦函数特性可以认为下式成立:

$$\sin(\theta - \theta_p) \approx \theta - \theta_p \quad (3)$$

这样就可以通过 PI 控制器得到正序基波的相位, 该锁相方法如图 1 所示。图中, ω_c 为 PI 控制器的输出信号, ω_r 为市电正序基波角频率前馈量, $1/s$ 为压控振荡器。

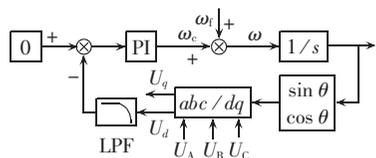


图 1 三相闭环锁相框图

Fig.1 Block diagram of three-phase PLL

从图 1 可以看出, 在相位锁定的情况下三相电压信号中的正序基波分量在 dq 旋转坐标系下为直流分量; 负序基波分量与正序、负序谐波分量经过 dq 变换后均为高频交流分量。一般可以通过设计 LPF 将其滤除, 从而达到锁定正序基波电压相位的目的。如果在三相市电电压负序和谐波含量比较高的情况下, 要求 LPF 带宽非常低, 才能尽可能滤除市电负序及高次谐波, 但这样会影响锁相的追踪速度, 这使 LPF 的设计难度非常大, 因而传统的锁相方法很难满足设计要求。

2 改进的三相闭环锁相方法

含有谐波的三相电压 U_A, U_B, U_C 可以表示为:

$$\begin{cases} U_A = \sum_{n=1}^{\infty} U_{n+} \sin(n\omega t + \sigma_{n+}) + \sum_{n=1}^{\infty} U_{n-} \sin(n\omega t + \sigma_{n-}) + U_0 \\ U_B = \sum_{n=1}^{\infty} U_{n+} \sin\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \sigma_{n+}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} U_{n-} \sin\left(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \sigma_{n-}\right) + U_0 \\ U_C = \sum_{n=1}^{\infty} U_{n+} \sin\left(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \sigma_{n+}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} U_{n-} \sin\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \sigma_{n-}\right) + U_0 \end{cases} \quad (4)$$

其中, $U_{1+}, U_{1-}, U_{n+}, U_{n-}$ 分别为三相市电正序基波、负序基波、 n 次正序、 n 次负序电压幅值; $\sigma_{1+}, \sigma_{1-}, \sigma_{n+}, \sigma_{n-}$ 分别为市电电压正序基波、负序基波、 n 次正序、 n 次负序分量初始相位角; ω 为市电基波角频率; U_0 为市电电压零序分量。

如果市电污染严重, 直接根据图 1 的方法进行锁相, 必然会得到一个畸变的相位。所以首先要对三相市电电压采样信号进行处理, 提取出不失真的正序基波分量。

三相市电正序分量可以通过下式的对称分量变换而得到^[5]:

$$\begin{bmatrix} U_A^+ \\ U_B^+ \\ U_C^+ \end{bmatrix} = T_{p,seq} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T_{p,seq} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \partial & \partial^2 \\ \partial^2 & 1 & \partial \\ \partial & \partial^2 & 1 \end{bmatrix}, \quad \partial = e^{j2\pi/3}$$

为了消除市电高次谐波的影响, 把上式三相静止坐标系通过矩阵 $T_{abc/\alpha\beta}$ 转化到两相 $\alpha\beta$ 坐标系, 可以得到三相市电正序分量在此坐标系下的表现形式:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha^+ \\ U_\beta^+ \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} e^{-j\pi/2} + M_2 \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} e^{-j\pi} \quad (6)$$

$$M_1 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \end{bmatrix}$$

$$M_2 = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

根据式(6)提取市电的正序基波分量, 需要对输入电压采样信号中的基波分量不失真相移 90° 和 180° 的同时, 也要对市电采样中的 2 次及以上谐波进行大幅度衰减, 所以选取的 LPF 的截止频率设定为市电基波频率, 且在市电基波频率点有 90° 相移, 根据文献[11]推荐的二阶 LPF 可表示为:

$$G_{LPF} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \omega_n s + \omega_n^2} \quad (7)$$

其中, ω_n 为市电电压正序基波角频率。

图 2 为 LPF Bode 图。可以看出, LPF 对角频率略低于 ω_n ($\omega_n = 100\pi$ rad/s) 的信号幅值具有放大功能, 对角频率高于 ω_n 的信号具有衰减功能。LPF 能将 2 次谐波衰减 11.2 dB, 3 次谐波衰减 18.7 dB, 5 次谐波衰减 27.8 dB。对于相位需要滞后 180° 的要求, 采用 2 个相同的 LPF 串联实现, 对谐波的衰减幅度会更大。这样根据式(6)中的滞后 90° 和 180° 的环节可将三相市电电压采样信号中的高次谐波进行大幅度衰减, 得到谐波含量比较低的 $\alpha\beta$ 坐标系下的信号后再经过同步旋转坐标变换参与闭环锁相系统的

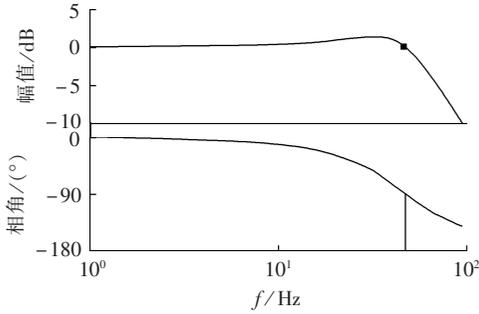


图 2 LPF 波特图

Fig.2 Bode plot of LPF

反馈,就会使闭环锁相系统有效避免电压谐波干扰,进一步提高锁相精度。

3 频率自适应锁相算法

大多数国家都允许市电在一定频率范围内变动,二阶 LPF 中的自然角频率 ω_n 也应随市电正序基波频率的改变而改变,加入频率自适应锁相算法能够保证市电正序基波频率在偏离 50 Hz 或 60 Hz 时的锁相精度。本文根据二阶 LPF 的特点来实现自适应锁相。设定闭环锁相通过查正弦表输出的正弦函数 $\sin \theta$ 和余弦函数 $\cos \theta$ 再经过一个相同的 LPF 滤波后分别为 $\lambda \sin(\theta - \sigma)$ 和 $\lambda \cos(\theta - \sigma)$,其中 λ, σ 分别为幅值的变化量和相位的滞后量。对图 2 分析可以得知,如果 LPF 中的估算角频率 $\hat{\omega}_n < \omega$,正弦余弦信号会被衰减, $\lambda < 1$;反之,如果 $\hat{\omega}_n > \omega$,正弦余弦信号被放大, $\lambda > 1$ 。为了进一步放大误差信号,本文定义频率自适应的反馈函数 $f(\hat{\omega}_n, \omega)$ 为正弦余弦信号经 LPF 滤波后输出信号的平方和:

$$f(\hat{\omega}_n, \omega) = [\lambda \sin(\theta - \sigma)]^2 + [\lambda \cos(\theta - \sigma)]^2 = \lambda^2 \quad (8)$$

如果 $f(\hat{\omega}_n, \omega) > 1$,表示 LPF 中的估算角频率 $\hat{\omega}_n$ 比实际的市电正序基波角频率 ω 偏大, $\hat{\omega}_n$ 需要减小;如果 $f(\hat{\omega}_n, \omega) < 1$, $\hat{\omega}_n$ 需要增大。这样采用函数 $f(\hat{\omega}_n, \omega)$ 作为反馈值与常数 1 相减得到的误差信号再通过积分控制 K_I/s 进行在线频率自适应校正。频率自适应算法如图 3 所示。

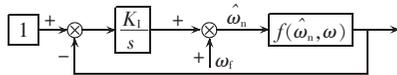


图 3 频率自适应算法

Fig.3 Frequency adaptation algorithm

根据上述算法得到估算角频率 $\hat{\omega}_n$ 和市电实际角频率 ω 之间的关系为:

$$\hat{\omega}_n = \omega_t + \frac{K_I}{s} [1 - f(\hat{\omega}_n, \omega)] \quad (9)$$

改进后的三相全数字闭环锁相控制框图如图 4 所示。图中,LPF1 为一阶 LPF,其主要作用是进一步

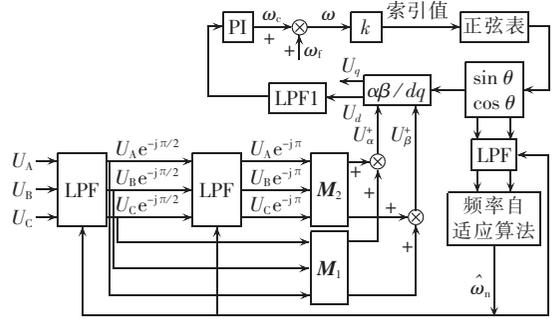


图 4 改进后的三相全数字闭环锁相控制框图

Fig.4 Block diagram of improved three-phase all-digital PLL control

消除高次电压谐波分量,由于本文已经把输入的三相市电电压采样中的非正序基波分量大幅度衰减,为了保证闭环锁相的追踪速度,LPF1 的带宽可以设计得高一些; k 为比例系数,作用是把求取的市电正序基波角频率 ω 转换为数字锁相程序中列出的正弦表中的索引值,就可以方便地得到市电正序基波频率的 $\sin \theta$ 和 $\cos \theta$ 。 k 定义为:

$$k = \frac{180}{\pi} \frac{N}{360} T_s \quad (10)$$

其中, N 为正弦表中表示 $0^\circ \sim 360^\circ$ 正弦函数的个数, T_s 为数字控制中设定的采样周期。

设计实际的闭环锁相回路 PI 参数时,DSP 采样和计算延迟 e^{-Ts} 环节是不能被忽略的,否则将出现理论设计与实际结果不符合的现象。纯滞后延迟环节会使控制系统的相角减小,从而降低系统的相位稳定裕度;另一方面如果控制系统响应速度变慢,系统相角裕度会增大,延迟环节的影响会被减弱,但锁相速度就会变差,所以需要折中考虑。设定 DSP 延迟时间为一个完整的采样周期。为了加快闭环锁相追踪速度,要求锁相环 PI(K_p, K_I) 参数的设计可实现单位阶跃信号响应在 5 个采样周期内达到稳态。图 5 给出了不同的 PI 参数对应的单位阶跃响应曲线,图中,曲线 1 至 5 对应离散域中的 PI 参数分别为 (1.8,0.003)、(0.9,0.002)、(1.1,0.006)、(0.5,0.002) 和 (0.3,0.001),其中曲线 3 对应的 PI 参数就是最终确定在仿真和实验中采用的参数。由于三相锁相环中闭环 PI 控制器和频率自适应积分控制器相互耦合在一起,为了降低耦合度,频率自适应积分控制器的带宽要远低于闭环 PI 锁相控制器的带宽,这就需要

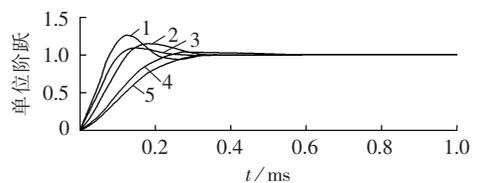


图 5 单位阶跃响应曲线

Fig.5 Response to unit step change for different PI parameters

频率自适应积分控制器的计算间隔周期大于 5 个 DSP 采样周期的时间。为了加快市电频率变化时锁相追踪速度,同时考虑降低系统的耦合度,设定频率自适应积分控制器每间隔 25 个采样周期计算一次。

4 仿真

为了验证本文提出的锁相算法具有较高的锁相精度,对文献[11]提出的开环锁相算法以及文献[5]和文献[14]提出的闭环锁相算法进行了仿真比较。其中采样周期 $T_s=50 \times 10^{-6}$ s, $N=720$, $k=0.00573$, $K_1=1.2$, $G_{LPI}=850/(s+850)$ 。

4.1 谐波分量仿真

三相系统中偶次谐波一般很小,所以只考虑奇次谐波。设定三相电网电压正序基波分量幅值为 311 V,负序基波、3 次零序谐波、5 次负序谐波、7 次正序谐波、9 次零序谐波及 11 次负序谐波幅值为 100 V。

在市电正序基波频率为 50 Hz 和 52 Hz 时分别采用不同的锁相方法,锁相输出的与市电电压正序基波分量同步的正弦信号的 THD 如表 1 所示。可以看出,本文提出的频率自适应锁相算法可以满足市电正序基波频率变化时的精度要求,并且在三相市电严重畸变时,本文提出的锁相算法的精度最高。

表 1 采用不同算法时锁相输出同步信号的 THD 结果
Tab.1 THD of synchronous output signal for different phase-locked methods

市电基波 频率/Hz	锁相精度/%			
	本文	文献[11]	文献[5]	文献[14]
50	0.15	0.73	1.53	0.23
52	0.21	1.23	2.28	0.64

4.2 三相电压不平衡仿真

设定含有直流分量和负序基波分量的三相不平衡市电电压为:

$$\begin{cases} U_A=411 \sin(2\pi f_0 t)+60 \\ U_B=311 \sin(2\pi f_0 t-2\pi/3)+ \\ \quad 100 \sin(2\pi f_0 t+2\pi/3)+40 \\ U_C=311 \sin(2\pi f_0 t+2\pi/3)+ \\ \quad 100 \sin(2\pi f_0 t-2\pi/3)+20 \end{cases} \quad (11)$$

其中 f_0 为 50 Hz。

图 6 表示三相电压不平衡时锁相环输出的与市电电压正序基波分量幅值相等的正弦及余弦信号的仿真波形。图中,曲线 1 至 5 分别表示锁相环输出的正弦放大信号、余弦放大信号、A 相市电电压、B 相市电电压和 C 相市电电压波形。图 7 表示三相电压不平衡时市电 A 相电压正序基波分量及锁相环输出的同幅度正弦信号的相位对比仿真波形。图中,曲线 1 表示 A 相电压正序基波分量,曲线 2 表示锁相环输出的同幅度正弦信号。从图中可以看出,两者相位基

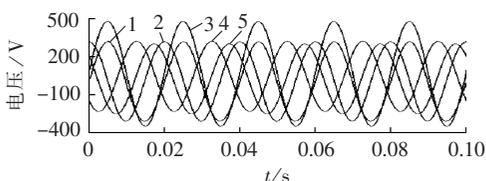


图 6 三相不平衡市电及锁相输出仿真波形

Fig.6 Unbalanced three-phase voltages and simulated waveforms of PLL output

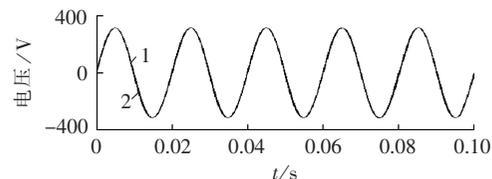


图 7 市电 A 相正序基波分量与锁相输出正弦信号相位比较

Fig.7 Comparison of phase between positive-sequence fundamental component and output sine signal

本重合,锁相得到的正弦同步信号的 THD 为 0.06%。同时采用文献[11]开环锁相、文献[5]闭环锁相及文献[14]闭环锁相得到的正弦同步信号的 THD 分别为 0.21%、0.37% 和 0.17%。

4.3 频率及相位突变仿真

图 8 表示三相市电正序基波频率在 20 ms 时从 50 Hz 突变到 55 Hz 时采用不同锁相方法的仿真对比波形,图 9 表示市电正序基波电压在 20 ms 时相角突变 20° 时采用不同锁相方法的仿真对比波形。图中,a 表示市电正序基波电压分量,b 表示污染市电

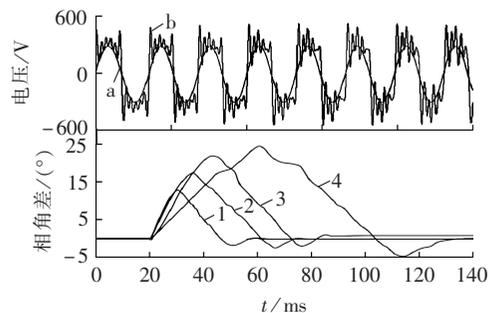


图 8 市电基波频率突变 5 Hz 时不同算法仿真比较
Fig.8 Simulative comparison among different algorithms for fundamental frequency abrupt change by 5 Hz

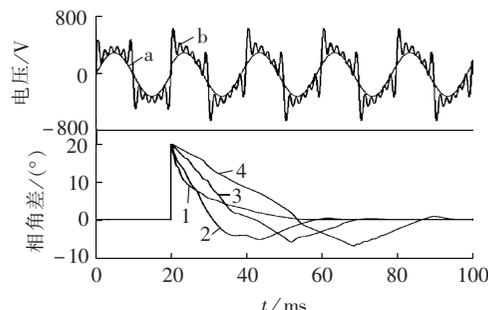


图 9 市电基波相位突变 20° 时不同算法仿真比较
Fig.9 Simulative comparison among different algorithms for fundamental phase abrupt change by 20°

波形,均为 A 相波形;曲线 1 至 4 分别表示采用本文提出的锁相方法、文献[11]开环频率自适应锁相、文献[5]和文献[14]闭环锁相仿真得到的瞬时相角误差变化曲线。可以看出,当三相市电正序基波频率变化或相角突变时,本文提出的频率自适应锁相方法追踪速度最快。

5 实验结果

为了检验本文提出的三相全数字闭环自适应锁相的效果,采用 DSP 32 位定点计算的 TMS320F2812,设定采样及计算频率都为 20 kHz,实验具体参数与上述仿真完全一致。其中三相电网电压正序基波分量幅值为 311 V,负序基波、3 次、5 次、7 次、9 次及 11 次谐波幅值为 100 V。

图 10 为 A 相污染市电电压、正序基波分量与锁相输出波形。图中,曲线 1 为 A 相污染市电电压波形,曲线 2 为 A 相电压的正序基波分量,曲线 3 为 DSP 控制板 D/A 输出最大电压 3.3 V 锁相信号的放大波形,稳态时锁相输出波形的 THD 为 0.19%,曲线 3 和曲线 2 的相位差的余弦值为 0.9992。

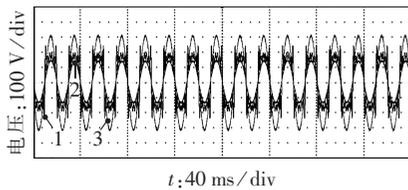


图 10 污染市电电压、正序基波分量与锁相输出波形(A 相)

Fig.10 Waveforms of polluted line voltage, positive-sequence fundamental component and PLL output voltage(phase A)

图 11 表示 DSP 开始工作时锁相追踪基波频率为 50 Hz 三相污染市电的瞬态波形。图中,曲线 1 为 A 相污染市电电压波形,曲线 2 为 A 相电压的正序基波分量,曲线 3 为 DSP 控制板 D/A 输出锁相信号的放大波形。为了更好地体现追踪速度,DSP 程序中设定正弦表索引初始值从 90° 相位开始追踪。可以看出,大概需要 15 ms 就可以完全追踪市电正序基波电压的相位。

图 12 表示 DSP 开始工作时频率自适应锁相算

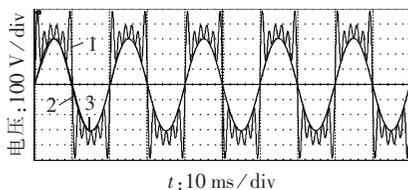


图 11 锁相追踪基波频率为 50 Hz 污染电压的瞬态波形

Fig.11 Dynamic waveforms of PLL tracking for polluted line voltage at 50 Hz

法追踪基波频率为 55 Hz 三相污染市电的瞬态波形,曲线含义同图 11。同样为了更好地体现追踪速度,DSP 程序中设定正弦表索引初始值从 90° 相位开始追踪,数字锁相程序中设定的初始估算角频率 $\hat{\omega}_0$ 为 100π 。可以看出,大概需要 40 ms 就可以完全追踪 55 Hz 的市电正序基波电压的相位。

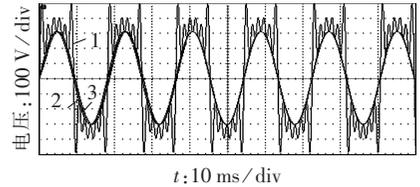


图 12 自适应锁相追踪基波频率突变为 55 Hz 污染电压的瞬态波形

Fig.12 Dynamic waveforms of frequency-adaptive PLL tracking for polluted line voltage changing to 55 Hz

6 结论

本文结合开环锁相和闭环锁相的优点,提出了一种三相全数字频率自适应锁相新算法。该算法能够快速准确追踪市电电压正序基波分量的相位、频率,保证了算法的实用性。在此基础上,实现了对三相电网电压频率的自适应跟踪,减少了频谱泄漏,提高了基波同步参数检测的精度。相对于传统的开环和闭环锁相方法,在谐波和零点漂移严重的情况下,该算法仍然可以精确跟踪电网电压基波正序分量,从而减小并网逆变器对微电网以及逆变器本身的冲击。最后,仿真及实验结果验证了该锁相算法的正确性。

参考文献:

- [1] TAPIA A, TAPIA G, OSTOLAZA J X, et al. Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(2): 194-204.
- [2] CARRASCO J M, FRANQUELO L G, BIALASIEWICZ J T, et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(4): 1002-1016.
- [3] MELHORN C J, DAVIS T D, BEAM G E. Voltage sags: their impact on the utility and industrial customers [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(3): 549-558.
- [4] YALCINKAYA G, BOLLEN M H J, CROSSLEY P A. Characterization of voltage sags in industrial distribution systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 682-688.
- [5] LEE S J, KANG J K, SUL S K. A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system [C] // Industry Applications Conference Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Phoenix, USA: [s.n.], 1999: 2167-2172.
- [6] 郑翔曦, 陈道炼. 基于软件锁相技术的光伏并网系统基准正弦电路 [J]. 电力自动化设备, 2009, 29(6): 102-105.

ZHENG Xiangji, CHEN Daolian. Reference sinusoid circuit of grid-connected photovoltaic system based on software phase lock

- technique[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(6): 102-105.
- [7] 吉正华, 韦芬卿, 杨海英. 基于 dq 变换的三相软件锁相环设计[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(4): 104-106.
JI Zhenghua, WEI Fenqing, YANG Haiying. Three-phase software phase-locked loop based on dq reference frame[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(4): 104-106.
- [8] 侯世英, 张诣. 新型数字锁相环在三相电压型 SVPWM 整流器中的应用[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(7): 48-51.
HOU Shiying, ZHANG Yi. Application of digital PLL in three-phase voltage-source SVPWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(7): 48-51.
- [9] SVENSSON J. Synchronization methods for grid connected voltage source converters[J]. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 2001, 148(3): 229-235.
- [10] MALINOWSKI M, JASINSKI M, KAZMIERKOWSKI M P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation(DPC-SVM)[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2004, 51(2): 447-454.
- [11] CAMARGO R F, PEREIRA A T, PINHEIRO H. New synchronization method for three-phase three-wire PWM converters under unbalance and harmonics in the grid voltages[C]//IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. Recife, Spain: IEEE, 2005: 506-512.
- [12] ROLIM L G B, COSTA D R, AREDES M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing PLL circuit based on the pq theory[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(6): 1919-1926.
- [13] 龚锦霞, 解大, 张延迟. 三相数字锁相环的原理及性能[J]. 电工技术学报, 2009, 24(10): 94-99.
GONG Jinxia, XIE Da, ZHANG Yanchi. Principle and performance of the three-phase digital phase-locked loop[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(10): 94-99.
- [14] KARIMI M, IRAVANI M R. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2004, 19(3): 1263-1270.

作者简介:

郭晓瑞(1978-), 女, 河南许昌人, 博士研究生, 主要研究方向为计算机实时控制技术在电力传动中的应用(E-mail: guoxr@zju.edu.cn);

郭吉丰(1964-), 男, 浙江宁波人, 教授, 博士研究生导师, 主要研究方向为压电驱动、电机及其控制和机电一体化技术;

龙英文(1974-), 男, 山东威海人, 博士后, 主要研究方向为光伏逆变器。

Digital frequency-adaptive PLL technique for three-phase grid-connected inverter

GUO Xiaorui¹, GUO Jifeng¹, LONG Yingwen²

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Aiming at the low accuracy of traditional PLL(Phase Locked Loop) under the conditions of seriously distorted grid voltage and abrupt frequency variations, an all-digital PLL algorithm with frequency-adaptation function is presented for the three-phase grid-connected inverters, which adopts the adaptive second-order low-pass filter to effectively suppress the line negative-sequence fundamental and harmonic components and to quickly track the line positive-sequence fundamental phase with little distortion. The proposed method is compared with existing open-looped and closed-looped methods, and the simulative and experimental results show its correctness and feasibility.

Key words: three-phase grid-connected system; positive sequence; phase locked loops; adaptive control

国电南自中标百万机组 ECMS 项目

近日, 国电南京自动化股份有限公司(以下简称国电南自)中标华润浙江苍南发电厂 2 台 100 万千瓦超超临界燃煤发电机组电气监控管理系统(ECMS)项目。该项目是国电南自继粤电惠来电厂 2 台 100 万千瓦项目、国华徐州电厂 2 台 100 万千瓦项目、陕西清水川电厂 2 台 100 万千瓦项目、华电句容电厂 2 台 100 万千瓦项目后又一重大突破。

华润浙江苍南电厂项目是浙江省实施产业结构调整的一个重点项目, 也是苍南县最大的在建项目。一期工程 2 台 100 万千瓦超超临界火电机组项目, 电厂远景规划装机容量为 6 台 100 万千瓦, 总体投资逾 200 亿元人民币。该项目应用了国电南自 PS6000+ 发电厂电气监控管理系统、PSX810 系列通信管理机等技术, 将以双机双网的高速现场总线接入, 将安装在厂用高低压配电柜的保护测控装置、微机型元件保护装置、AVR、ASS、UPS 控制器、直流系统控制器等数据上传到后台系统统一管理, 极大地提高了发电厂电气系统的自动化及运行管理水平。

至此, 国电南自百万机组 ECMS 应用已达 10 台, 成为国内一流厂家。

(国电南京自动化股份有限公司 张 棋 于灿平)