

计及电网背景谐波的单相系统基波正交信号最优延时构造方法

李希年¹, 庞清乐²

(1. 山东工商学院 信息与电子工程学院, 山东 烟台 264005; 2. 青岛理工大学 信息与控制工程学院, 山东 青岛 266520)

摘要:单相并网逆变器的检测与控制中广泛利用延时构造正交信号,经Park变换,将基波交流量变为同步参考坐标系下的直流量。推导了延时构造基波正交信号所导致的电网背景谐波的变化,建立了含有谐波的单相电压利用延时构造基波正交信号所组成系统的解析表达式,详细研究了谐波在该系统中的变化规律及其Park变换后的阶次变化。综合考虑正交信号延时与滤波时间,给出了电网谐波干扰下单相系统基波正交信号的最优延时构造方法。仿真与实验结果证明了理论分析的正确性。

关键词:逆变器;正交信号;延时;谐波分析;Park变换;滑动平均滤波器

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202011017

0 引言

近年来,以太阳能和风能为代表的新能源发电飞速发展,其中并网逆变器是新能源并网发电的核心,其通常采用Park变换,将基波交流量变为dq同步坐标系下的直流量^[1]。由于只含有一相的电量信息,单相逆变器需要利用瞬时电压的正交信号构造OSG(Orthogonal Signal Generation),才能进行Park变换。构造正交信号的方法可以分为基于广义积分器^[2-3]、卡尔曼滤波^[4]与增强型锁相环^[5]等的闭环方法,以及延时^[6-7]与微分^[8-10]等开环方法。闭环方法能够得到精确的正交信号,具有较强的抑制干扰的能力,但其结构复杂、计算量大,并且系统动态响应的时间长。开环方法的原理简单,系统动态性能好。

延时法为典型的开环方法,其计算量小、易于实现,应用广泛,如:文献[11]将单相电压延时 $T/4$ (T 为基波周期),直接得到正交信号;文献[12]利用对称系统三相电压之间的矢量关系,将单相电压延时 $T/6$ 构造虚拟三相对称电压;文献[13]则利用 $T/12$ 延时构造虚拟三相对称系统的线电压,进而得到正交信号。这3种方法具有明确的物理意义,但延时较大。为了减小正交信号延时,文献[6]提出了基于任意较小延时的通用正交信号构造方法,并采用 $T/10$ 延时构造正交信号;文献[7]利用微分构造虚拟三相

对称系统的另外两相电压来进一步减小延时;文献[8]则采用微分法直接计算单相电压的正交信号。

上述方法均能准确计算单相电压的基波正交信号,其区别在于系统总的检测时间。若只考虑基波分量,则构造正交信号的延时越小,系统准确提取Park变换后直流分量的时间越短,从而延时最小的微分法为最优方法。但是新能源发电接入的低压配电网因临近非线性负载而含有大量的低次谐波^[9],计及滤波时间,则并非构造正交信号的延时越小,系统准确提取Park变换后直流分量的时间越短。研究发现,由于周期不一致,延时构造基波正交信号所导致的谐波幅值和相角的变化与基波不同,并且根据延时的不同,谐波可能会变为单相电压及其正交信号所组成系统中的正序或负序等对称分量甚至不对称分量,进而导致Park变换后不同的谐波阶次变化。

本文推导了延时构造基波正交信号所导致的谐波变化,利用延迟时间与谐波阶次之间的数值关系,建立了含有谐波的单相电压经延时构造正交信号所组成系统的解析表达式,详细研究了谐波在该系统中的变化规律及其Park变换后的阶次变化。综合考虑正交信号延时与滤波时间,给出了计及电网不同背景谐波的单相系统基波正交信号的最优延时构造方法。仿真与实验证明了理论分析的正确性。

1 基波正交信号构造方法

1.1 延时法

含有谐波的单相电压为:

$$u(t) = u_1(t) + u_h(t) = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sum_{h=2k+1} U_h \sin(h\omega_1 t + \varphi_h) \quad (1)$$

其中, ω_1 为基波角频率; U_1 和 φ_1 分别为基波电压的幅值和初始相角; $h=2k+1$ ($k=1, 2, \dots$)为谐波阶次; U_h

收稿日期:2020-04-10;修回日期:2020-09-15

基金项目:山东省高等学校科技计划项目(J15LN10);山东省高等学校青创科技支持计划项目(2019KJN041);山东工商学院财富管理项目(2019ZBK054)

Project supported by Shandong Provincial Higher School Science and Technology Plan Project(J15LN10), Shandong Provincial Science and Technology Support Program of Youth Innovation Team in Colleges(2019KJN041) and the Wealth Management Program of SDTBU(2019ZBK054)

和 φ_h 分别为 h 次谐波分量的幅值和初始相角。

单相电压基波正交信号可由 $T/4$ 延时直接得到,但延时较大,会降低系统的动态性能。为减小延时,利用三相对称系统的特点间接构造正交信号。如图 1 所示,将单相电压看作对称系统的 a 相电压 u_a ,利用 $-u_c$ 滞后 u_a 60° 的特点,构造如下虚拟三相对称电压:

$$\begin{cases} u_a = u(t) \\ u_b = -u(t) + u(t - T/6) \\ u_c = -u(t - T/6) \end{cases} \quad (2)$$

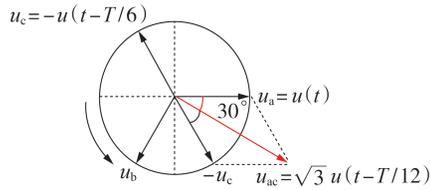


图 1 基于虚拟三相对称系统的正交信号延时构造方法

Fig.1 Schematic diagram of time delay based OSG based on virtual three-phase symmetric system

然后,经 Clarke 变换得到其正交信号。同理,利用线电压 u_{ac} 滞后 u_a 30° 的特点,可得到如下虚拟三相电压:

$$\begin{cases} u_a = u(t) \\ u_b = -2u(t) + \sqrt{3}u(t - T/12) \\ u_c = u(t) - \sqrt{3}u(t - T/12) \end{cases} \quad (3)$$

上述 $T/6$ 与 $T/12$ 延时具有明确的物理意义,但延时较大。针对此问题,文献[6]提出基于任意较小 $\Delta t = T/n$ 延时的正交信号构造方法,将单相电压看作 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的 α 轴电压,即 $u_\alpha = u(t)$ 。以基波电压为例,其经 Δt 延时变为:

$$\begin{aligned} u_{\alpha 1}(t - \Delta t) &= U_1 \sin[\omega_1(t - \Delta t) + \varphi_1] = \\ &= U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \cos(\omega_1 \Delta t) - \\ &= U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \sin(\omega_1 \Delta t) \end{aligned} \quad (4)$$

则基波正交信号 $u_{\beta 1}$ 为:

$$\begin{aligned} u_{\beta 1}(t) &= -U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) = -u_{\alpha 1}(t) \cot(\omega_1 \Delta t) + \\ &= u_{\alpha 1}(t - \Delta t) / \sin(\omega_1 \Delta t) \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $u_{\alpha 1}(t) = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$, 为电压基波分量。

计及式(1)中谐波,式(5)可以展开为:

$$\begin{aligned} u_\beta(t) &= u_{\beta 1}(t) + u_{\beta h}(t) \frac{\sin(h\omega_1 \Delta t)}{\sin(\omega_1 \Delta t)} - \\ &= u_{\alpha h}(t) \frac{\cos(\omega_1 \Delta t) - \cos(h\omega_1 \Delta t)}{\sin(\omega_1 \Delta t)} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $u_{\beta h}(t) = -\sum_{h=2k+1} U_h \cos(h\omega_1 t + \varphi_h)$, 为谐波正交信号; $u_{\alpha h} = u_h$, 为单相电压中的谐波分量。

经 Clarke 反变换,由式(1)、(6)得到三相电压为:

$$\begin{cases} u_a = u_{\alpha 1} + u_{\alpha h}(t) \\ u_b = u_{\beta 1} + \left[\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos(\omega_1 \Delta t) - \cos(h\omega_1 \Delta t)}{\sin(\omega_1 \Delta t)} \right] u_{\alpha h}(t) + \\ \quad \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sin(h\omega_1 \Delta t)}{\sin(\omega_1 \Delta t)} u_{\beta h}(t) \\ u_c = u_{\beta 1} + \left[-\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos(\omega_1 \Delta t) - \cos(h\omega_1 \Delta t)}{\sin(\omega_1 \Delta t)} \right] u_{\alpha h}(t) - \\ \quad \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sin(h\omega_1 \Delta t)}{\sin(\omega_1 \Delta t)} u_{\beta h}(t) \end{cases} \quad (7)$$

其中,当 $h = nk + 1$ 时, $\cos(h\omega_1 \Delta t) = \cos(\omega_1 \Delta t)$, $\sin(h\omega_1 \Delta t) = \sin(\omega_1 \Delta t)$; 而 $h = nk - 1$ 时, $\cos(h\omega_1 \Delta t) = \cos(\omega_1 \Delta t)$, $\sin(h\omega_1 \Delta t) = -\sin(\omega_1 \Delta t)$; 当 $h \neq nk \pm 1$ 时, $\cos(h\omega_1 \Delta t) \neq \cos(\omega_1 \Delta t)$, $\sin(h\omega_1 \Delta t) \neq \pm \sin(\omega_1 \Delta t)$, 即式(6)同时含有该谐波分量及其正交信号。从而,式(7)的三相电压可以简化为:

$$\begin{cases} u_a = u_{\alpha 1} + \sum_{h=2k+1} U_h \sin(h\omega_1 t + \varphi_h) + \\ \quad \sum_{h \neq nk \pm 1} U_h \sin(h\omega_1 t + \varphi_h) \\ u_b = u_{\beta 1} + \sum_{h=2k+1} U_h \sin\left(h\omega_1 t + \varphi_h \mp \frac{2}{3}\pi\right) + \\ \quad \sum_{h \neq nk \pm 1} U_h k_b \sin(h\omega_1 t + \varphi_h + \varphi_{hb}) \\ u_c = u_{\beta 1} + \sum_{h=2k+1} U_h \sin\left(h\omega_1 t + \varphi_h \pm \frac{2}{3}\pi\right) + \\ \quad \sum_{h \neq nk \pm 1} U_h k_c \sin(h\omega_1 t + \varphi_h + \varphi_{hc}) \end{cases} \quad (8)$$

其中, k_i 与 φ_{hi} ($i=b, c$) 分别为 i 相电压中谐波的幅值变化系数与相角偏移量。

式(8)说明由单相电压及其延时 $\Delta t = T/n$ 构造正交信号所组成的系统中, $h = nk + 1$ 次谐波变为正序分量, $h = nk - 1$ 次谐波变为负序分量, 剩余谐波均变为不对称分量。

1.2 微分法

基于一阶微分的单相电压正交信号为:

$$\begin{aligned} u_\beta(t) &= \frac{u_\alpha(t - \Delta t) - u_\alpha(t)}{\omega_1 \Delta t} = \\ &= U_1 \frac{\cos(\omega_1 t - \omega_1 \Delta t/2 + \varphi_1) \sin(-\omega_1 \Delta t/2)}{\omega_1 \Delta t/2} + \\ &= \sum_{h=2k+1} U_h \frac{\cos(h\omega_1 t - h\omega_1 \Delta t/2 + \varphi_h) \sin(-h\omega_1 \Delta t/2)}{\omega_1 \Delta t/2} \end{aligned} \quad (9)$$

当 $\omega_1 \Delta t$ 趋于 0 时,式(9)可以简化为:

$$u_{\beta}(t) \approx -U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) - \sum_{h=2k+1} h U_h \cos(h\omega_1 t + \varphi_h) \quad (10)$$

经 Clarke 反变换, 得到虚拟三相电压为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = U_1 \begin{bmatrix} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \\ \sin(\omega_1 t + \varphi_1 - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_1 t + \varphi_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \sum_{h=2k+1} \frac{\sqrt{1+3h^2}}{2} U_h \begin{bmatrix} \sin(h\omega_1 t + \varphi_h) \\ \sin(h\omega_1 t + \varphi_h - \theta_h) \\ \sin(h\omega_1 t + \varphi_h + \theta_h) \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, $\theta_h = \pi/2 + \arctan(\sqrt{3}h)$ 。

可以看出, 微分法会导致谐波的幅值放大, 并且当 $h \neq 1$ 时, $\theta_h \neq 2\pi/3$, 即该系统中的所有谐波均变为不对称分量。

表 1 给出了由单相电压及其延时构造正交信号所得系统中 $h=2k+1$ 次谐波的具体变化情况。其中, A、B、C、D、E 分别为采用 $T/4$ 、 $T/6$ 、 $T/12$ 、 $T/18$ 延时与微分法得到的三相系统; F 为将单相电压看作两相电压为 0 的虚拟三相不对称电压的系统^[10]; 符号 $+h$ 和 $-h$ 分别表示 h 次谐波为该系统中的正序和负序分量; $\pm h$ 表示 h 次谐波为不对称分量, 即该系统同时含有 h 次谐波的正序与负序分量。

表 1 单相电压利用延时构造正交信号所组成系统中谐波分量的变化

Table 1 Change of harmonics in system composed by single-phase voltage and time delay based OSG

系统	h 次谐波分量									
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
A	+1	-3	+5	-7	+9	-11	+13	-15	+17	-19
B	+1	± 3	-5	+7	± 9	-11	+13	± 15	-17	+19
C	+1	± 3	± 5	± 7	± 9	-11	+13	± 15	± 17	± 19
D	+1	± 3	± 5	± 7	± 9	± 11	± 13	± 15	-17	+19
E	+1	± 3	± 5	± 7	± 9	± 11	± 13	± 15	± 17	± 19
F	± 1	± 3	± 5	± 7	± 9	± 11	± 13	± 15	± 17	± 19

由表 1 可以看出, 由 $T/4$ 延时构造的系统中, 所有 $h=2k+1$ 次谐波均为对称分量, 其中 $h=4k+1$ 和 $h=4k-1$ 次谐波分别为正序和负序分量。由其他 $\Delta t=T/n$ ($n \neq 4$) 延时构造的系统中, 只有 $h=nk \pm 1$ ($n \neq 4$) 次谐波为对称分量, 剩余谐波均变为不对称分量。例如, 由 $T/6$ 延时构造的系统中, $h=6k+1$ 和 $h=6k-1$ 次谐波分别为系统的正序和负序分量; 经 $T/12$ 延时构造的系统中, $h=12k+1$ 与 $h=12k-1$ 次谐波分别为系统的正序和负序分量。微分法构造的系统中, 所有谐波均变为不对称分量; 而虚拟三相不对称电压法中的基波与谐波均变为不对称分量。

2 Park 变换计算基波电压幅值

为实现交流电压的检测, 需要利用 Park 变换, 将

基波交流量变为 dq 同步坐标系下的直流量。

表 2 给出了表 1 中系统经 Park 变换后的谐波阶次变化, 表中 DC 表示直流量。可以看出, 由 $T/4$ 延时构造正交信号所组成的系统中, 原单相电压中的 $h=2k+1$ 次谐波变为 dq 同步坐标系下的 $h=4k$ 次谐波; 由其他延时与微分法构造的系统中, $h=2k+1$ 次谐波经 Park 变换均变为 dq 同步坐标系下的 $h=2k$ 次谐波; 虚拟三相不对称电压法中的基波变为 dq 同步坐标系下的直流量与 2 次谐波, $h=2k+1$ 次谐波变为 $h=2k$ 次谐波。

表 2 单相电压利用延时构造正交信号所组成系统中谐波经 Park 变换后的阶次变化

Table 2 Harmonic order change after Park transformation in system composed by single-phase voltage and time delay based OSG

系统	h 次谐波分量阶次变化									
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
A	DC	4	4	8	8	12	12	16	16	20
B	DC	2,4	6	6	8,10	12	12	14,16	18	18
C	DC	2,4	4,6	6,8	8,10	12	12	14,16	16,18	18,20
D	DC	2,4	4,6	6,8	8,10	10,12	12,14	14,16	18	18
E	DC	2,4	4,6	6,8	8,10	10,12	12,14	14,16	16,18	18,20
F	DC,2	2,4	4,6	6,8	8,10	10,12	12,14	14,16	16,18	18,20

电网中绕组采用三角形接法的变压器可以有效抑制 $h=6k-3$ ($k=1, 2, \dots$) 次谐波, 因此实际电力系统中主要存在 $h=6k \pm 1$ ($k=1, 2, \dots$) 次谐波, 对其分析更具实际意义。由表 2 可知, $h=6k \pm 1$ 次谐波经 $T/4$ 延时法与 Park 变换变为 dq 同步坐标系下的 $h=4k$ 次谐波, 经 $T/6$ 延时法变为 $h=6k$ 次谐波, 经 $T/12$ 延时法与 Park 变换则变为 dq 同步坐标系下的 $h=4k$ 和 $h=6k$ 次谐波, 经微分法和虚拟三相不对称电压法均变为 dq 同步坐标系下的 $h=6k$ 和 $h=6k \pm 2$ 次谐波。

为准确提取表 2 中的直流量, 本文采用滑动平均滤波器 MAF (Moving Average Filter) 消除 Park 变换后的偶数次谐波, 其表达式为:

$$\bar{u}(t) = \frac{1}{T_w} \int_{t-T_w}^t u(\tau) d\tau \quad (12)$$

其中, T_w 为滤波窗口宽度。

其 s 域传递函数为:

$$G_{\text{MAF}}(s) = \frac{\bar{u}(s)}{u(s)} = \frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s} \quad (13)$$

将 $s = j\omega_h = jh\omega_1$ 代入式 (13), 可得:

$$G_{\text{MAF}}(j\omega) = \left| \frac{\sin(h\omega_1 T_w / 2)}{h\omega_1 T_w / 2} \right| \angle \left(-\frac{h\omega_1 T_w}{2} \right) \quad (14)$$

将 $T_w = T/n$ 代入式 (14) 可以得到 $G_{\text{MAF}}(j\omega) = 0$ 的解为 $h = nk$ ($n, k = 1, 2, \dots$), 这说明窗宽为 T/n 的 MAF ($\text{MAF}(T/n)$) 能够消除所有的 $h = nk$ 次谐波。对于 Park 变换后频率按照一定规律变化的偶数次谐波, MAF 的滤波时间明显短于常规低通滤波器。

表 3 为计及 MAF 滤波时间,不同延时法准确提取 Park 变换后直流分量的总时间。表中, Δt_{OSG} 为构造正交信号延时; Δt_{MAF1} 为计及所有 $h=2k+1$ 次谐波的 MAF 滤波时间; Δt_1 为准确提取 Park 变换后直流分量的总时间, $\Delta t_1 = \Delta t + \Delta t_{\text{MAF1}}$; 考虑到实际电网电压主要存在 $h=6k \pm 1$ 次谐波, Δt_{MAF2} 与 Δt_2 分别为只计及 $h=6k \pm 1$ 次谐波的滤波时间与总检测时间。

表 3 不同延时法提取 Park 变换后直流分量的总时间

Table 3 Total time delay of DC component estimation after Park transformation

系统	Δt_{OSG}	Δt_{MAF1}	Δt_1	Δt_{MAF2}	Δt_2
A	$T/4$	$T/4$	$T/2$	$T/4$	$T/2$
B	$T/6$	$T/2$	$2T/3$	$T/6$	$T/3$
C	$T/12$	$T/2$	$7T/12$	$T/6+T/4$	$T/2$
D	T/n	$T/2$	$T/n+T/2$	$T/2$	$T/n+T/2$
E	>0	$T/2$	$>T/2$	$T/2$	$>T/2$
F	0	$T/2$	$T/2$	$T/2$	$T/2$

由表 3 可以看出,经 $T/4$ 延时法与 Park 变换,原单相电压中的 $h=2k+1$ 次谐波变为 $h=4k$ 次谐波,需要采用 MAF($T/4$) 滤波,其系统总延时为 $T/2$; 而其他 T/n ($n \neq 4$) 延时法所得系统中, $h=2k+1$ 次谐波均变为 dq 同步坐标系下的 $h=2k$ 次谐波,需要采用 MAF($T/2$) 滤波,系统总延时为 $T/n+T/2$ ($n \neq 4$)。

经 $T/4$ 延时法, $h=6k \pm 1$ 次谐波变为 dq 同步坐标系下的 $h=4k$ 次谐波,需采用 MAF($T/4$) 滤波; 经 $T/6$ 延时法, $h=6k \pm 1$ 次谐波变为 dq 同步坐标系下的 $h=6k$ 次谐波,需采用 MAF($T/6$) 滤波; 经 $T/12$ 延时构造正交信号所得系统中,需将 MAF($T/4$) 与 MAF($T/6$) 级联,以消除 Park 变换后的 $h=4k$ 和 $h=6k$ 次谐波。

其他 T/n ($n \neq 4, 6, 12$) 延时法中, $h=6k \pm 1$ 次谐波变为 dq 同步坐标系下的 $h=4k$ 、 $h=6k$ 与 $h=12k \pm 2$ 次谐波,需要采用 MAF($T/2$) 才能消除所有谐波,因此系统总延时为 $T/n+T/2$ ($n \neq 4, 6, 12$)。考虑到实际微分运算的延时,其准确提取 Park 变化后直流分量的总时间大于 $T/2$ 。

表 3 说明,计及电网背景谐波时,并非构造基波正交信号的延时越小,系统准确提取 Park 变换后直流分量的时间就越短。对于所有 $h=2k+1$ 次谐波, $T/4$ 延时法、微分法与虚拟三相不对称电压法的总检测时间均为 $T/2$,但后两者的滤波时间长,会减小闭环系统的控制带宽,增大调节时间,因此,建议选用滤波时间短的 $T/4$ 延时法。当只考虑 $h=6k \pm 1$ 次谐波时, $T/6$ 延时法为最佳方案,其系统总延时为 $T/3$ 。

与延时法不同,文献[14]中的 Hilbert 变换法能够保证基波和谐波分量同时生成精确的正交信号,并且该正交信号中所有量的幅值均保持不变。因此,由 Hilbert 变换法构造的系统中,所有 $h=2k+1$ 次谐波均为正序分量,经 Park 变换变为 $h=2k$ 次谐波; 而 $h=6k \pm 1$ 次谐波则变为 dq 同步坐标系下的 $h=6k$ 和 $h=6k-2$ 次谐波; 两者均需采用 MAF($T/2$) 滤波。因

此,该方法的总检测时间长,且计算量大,非最优方法。

图 2 为基于延时构造正交信号与 Park 变换的单相电压检测原理图,图中 1-PLL 表示单相锁相环。为了在频率波动时仍能准确计算电压的正交信号,需要将电网电压频率 f 反馈于延时构造正交信号与 MAF,以实现其频率自适应。其中的谐波分析模块实时检测电网电压的谐波畸变情况,根据表 3 结果确定构造正交信号的最优延时与 MAF 的滤波窗口宽度,提高系统动态性能。

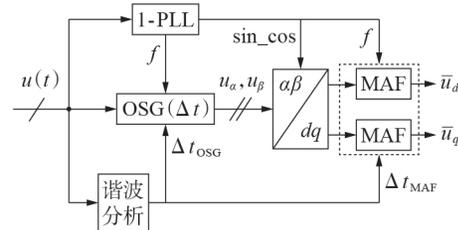


图 2 基于延时构造正交信号与 Park 变换的单相电压检测原理图

Fig.2 Schematic diagram of single-phase voltage detection based on time delay based OSG and Park transformation

3 仿真研究

为了直观地比较延时导致的谐波分量变化,对只含有 $h=5$ 次谐波的单相电压利用延时构造正交信号所得系统进行仿真(仿真所得各电压均为标么值)。在 $0.002 \sim 0.015$ s 之间加入该谐波,图 3 为对应的虚拟三相电压。可以看出,经 $T/4$ 延时法构造的三相电压为对称系统,相电压 u_a 滞后 u_c 120° , $h=5$ 次谐波为正序分量; 由 $T/6$ 延时法构造的系统中,相电压 u_a 超前 u_c , 即其变为负序分量; 经 $T/12$ 延时法与微分法得到的三相电压均为不对称系统,由式(7)可知,图 3(c)中 u_b 和 u_c 的 $h=5$ 次谐波的幅值分别升高至 u_a 的 $\sqrt{13}$ 和 $\sqrt{7}$ 倍,图 3(d)中 u_b 和 u_c 的 $h=5$ 次谐

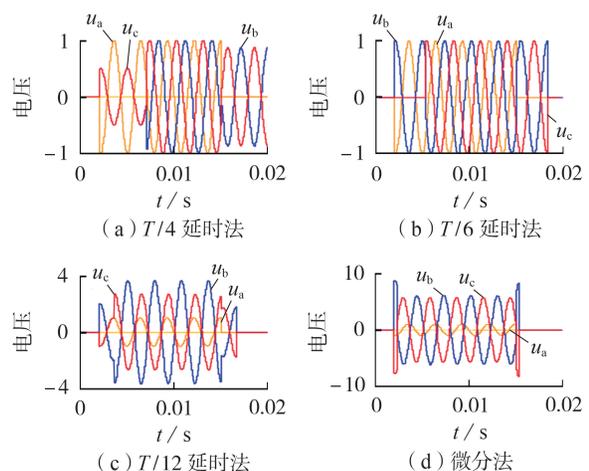


图 3 虚拟三相电压

Fig.3 Virtual three-phase voltage

波的幅值均升高为 u_a 的 $\sqrt{19}$ 倍。图3的仿真结果与表1结论一致,充分说明了延时构造基波正交信号对谐波的影响。

设定单相电压为220 V(即1.0 p.u.),频率为50 Hz,0.03~0.08 s之间,电压暂降为0.5 p.u.,相角跳变 20° 。为了直观地比较Park变换后的谐波阶次变化,仿真中只加入 $h=5$ 次谐波, $U_5=0.1$ p.u.。图4为MATLAB/Simulink环境下的电压暂降波形。

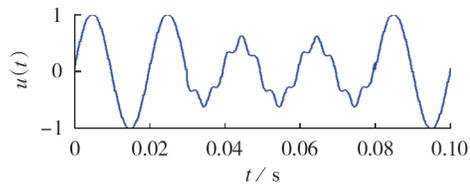


图4 单相电压暂降波形

Fig.4 Waveform of single-phase voltage sag

图5为故障电压利用延时法构造正交信号所得系统经Park变换后的 dq 轴电压分量。可以看出,经 $T/4$ 与 $T/6$ 延时构造的系统中, $h=5$ 次谐波经Park变换分别变为 $h=4$ 和 $h=6$ 次谐波。

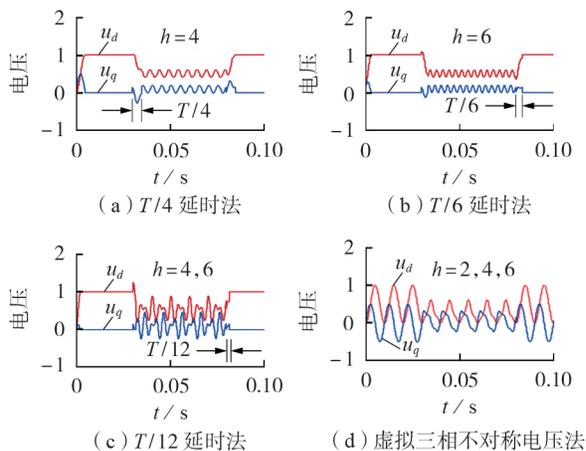


图5 Park变换后的谐波阶次变化

Fig.5 Harmonic order change after Park transformation

由表2可知,微分法与 $T/12$ 延时法导致的 $h=5$ 次谐波的变化相同,因此图5中只给出了 $T/12$ 延时法的仿真结果,经Park变换,其变为 dq 同步坐标系下的 $h=4$ 和 $h=6$ 次谐波。虚拟三相不对称电压法中的所有电量均为不对称分量,经Park变换,基波变为直流分量与 $h=2$ 次谐波, $h=5$ 次谐波变为 $h=4$ 和 $h=6$ 次谐波。

滤波后的电压幅值计算结果详见附录图A1,其中(a)为计及所有 $h=2k+1$ 次谐波、采用MAF($T/2$)滤波后的幅值计算结果,(b)为只考虑 $h=6k\pm 1$ 次谐波、采用表3中相应MAF滤波后的仿真结果。可以看出, $T/4$ 延时法与虚拟三相不对称电压法的幅值计算结果完全相同,两者对 $h=2k+1$ 与 $h=6k\pm 1$ 次谐波的检测时间均为 $T/2$ 。计及 $h=2k+1$ 次谐波时, $T/6$ 延时法的检测时间最长, $\Delta t=2T/3$; $T/12$ 延时法次之, $\Delta t=$

$7T/12$ 。当只考虑 $h=6k\pm 1$ 次谐波时, $T/4$ 延时、 $T/12$ 延时、微分与直接Park变换4种方法的检测时间均为 $T/2$; $T/6$ 延时法的检测时间最短, $\Delta t=T/3$ 。

4 实验验证

为了进一步证明本文理论分析的正确性,在实验室环境下,采用AMETEK 4500Ls可编程交流电源产生单相电压暂降,利用dSPACE DS1103进行实验验证,系统采样频率为10 kHz。

本文对 $T/4$ 和 $T/6$ 延时法进行验证,图6为实验结果。可以看出,经 $T/4$ 延时构造正交信号的系统中, $h=5$ 次谐波为正序分量,经Park变换变为 dq 同步坐标系下的 $h=4$ 次谐波;经 $T/6$ 延时法构造的系统中, $h=5$ 次谐波为负序分量,经Park变换变为 $h=6$ 次谐波。实验结果与仿真完全一致,两者证明了理论分析的正确性。

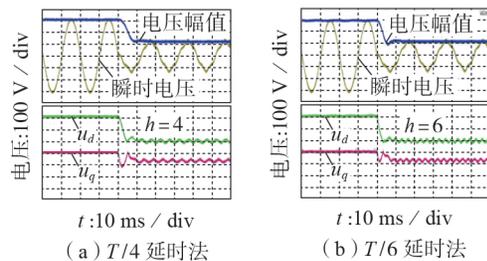


图6 实验结果

Fig.6 Experimental results

5 结论

单相并网逆变器的检测与控制中广泛利用延时构造正交信号,将 abc 或 $\alpha\beta$ 坐标系下的基波交流量变为 dq 同步坐标系下的直流量,但电网背景谐波会影响该直流量的准确计算。为实现基波信号的快速检测,本文详细研究了延时构造基波正交信号所导致的谐波变化规律。

(1)经 $\Delta t=T/n$ 延时构造基波正交信号, $h=nk+1$ 和 $h=nk-1$ 次谐波分别变为单相电压及其正交信号所组成系统中的正序和负序分量,其他谐波均变为不对称分量;

(2)计及 $h=2k+1$ 次电网背景谐波, $T/4$ 延时法为构造单相系统基波正交信号的最优选择,其准确提取Park变换后直流分量的总时间为 $T/2$;

(3)当只考虑 $h=6k\pm 1$ 次谐波时, $T/6$ 延时为最佳方法,其系统总检测时间为 $T/3$ 。

本文所提出的计及电网背景谐波的单相系统基波正交信号最优延时构造方法有效提高了系统的动态性能,可以为相关工程技术人员提供一定参考。

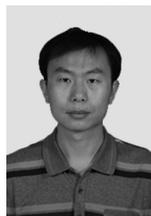
附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

[1] 许津铭,谢少军,张斌锋. 分布式发电系统中LCL滤波并网

- 变频器电流控制研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16):4153-4166.
- XU Jinming, XIE Shaohun, ZHANG Bin Feng. Overview of current control techniques for grid-connected inverters with LCL filters in distributed power generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16):4153-4166.
- [2] 卢子广, 林远, 胡立坤, 等. 新型三相 PWM 整流器无交流电压传感器控制方法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(5):28-33, 47.
- LU Ziguang, LIN Yuan, HU Likun, et al. Three-phase PWM rectifier control without AC-voltage sensors[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(5):28-33, 47.
- [3] 涂娟, 汤宁平. 基于改进型 DSOGI-PLL 的电网电压同步信号检测[J]. 中国电机工程报, 2016, 36(9):2350-2356.
- TU Juan, TANG Ningping. Synchronizing signal detection for grid voltage based on modified DSOGI-PLL[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9):2350-2356.
- [4] BAGHERI A, MARDANEH M, RAJAEI A, et al. Detection of grid voltage fundamental and harmonic components using Kalman filter and generalized averaging method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2):1064-1073.
- [5] GHARTEMANI M K, IRAVANI M. A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, 17(2):617-622.
- [6] XIONG L, ZHUO F, WANG F, et al. A fast orthogonal signal-generation algorithm characterized by noise immunity and high accuracy for single-phase grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3):1847-1851.
- [7] 赵国亮, 刘宝志, 肖湘宁, 等. 一种无时延的改进 $d-q$ 变换在动态电压扰动识别中的应用[J]. 电网技术, 2004, 28(7):53-57.
- ZHAO Guoliang, LIU Baozhi, XIAO Xiangning, et al. Application of improved $d-q$ transform without time delay in dynamic voltage disturbance identification[J]. Power System Technology, 2004, 28(7):53-57.
- [8] 张庆超, 肖玉龙. 一种改进的电压暂降检测方法[J]. 电工技术学报, 2006, 21(2):123-126.
- ZHANG Qingchao, XIAO Yulong. An improved detection method of voltage sag[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(2):123-126.
- [9] 王鹿军, 张冲, 吕征宇. 电网谐波背景下单相并网逆变器的锁相方法[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(14):107-112.
- WANG Lujun, ZHANG Chong, LÜ Zhengyu. Phase-locked loop for single-phase grid-connected inverters in a harmonic distorted grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(14):107-112.
- [10] 文武松, 张颖超, 王璐, 等. 解耦双同步坐标系下单相锁相技术[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(20):114-120.
- WEN Wusong, ZHANG Yingchao, WANG Lu, et al. Phase-locked loop technology for single-phase system in decoupled double synchronous reference frame[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(20):114-120.
- [11] 丁然, 梅军, 赵剑锋, 等. 基于正交虚拟矢量的单相 MMC 系统环流抑制方法[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(8):38-44.
- DING Ran, MEI Jun, ZHAO Jianfeng, et al. Orthogonal virtual vector based circulating current reducing method for single-phase MMC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8):38-44.
- [12] 肖湘宁, 徐永海, 刘昊. 电压凹陷特征量检测算法研究[J]. 电力自动化设备, 2002, 22(1):19-22.
- XIAO Xiangning, XU Yonghai, LIU Hao. Research on the detection method of voltage sag characteristics[J]. Electric Power Automation Equipment, 2002, 22(1):19-22.
- [13] 杨达亮, 卢子广, 杭乃善. 新型单相电压暂降实时检测方法及实现[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(2):110-113.
- YANG Daliang, LU Ziguang, HANG Naishan. Method and realization of real-time single-phase voltage sag detection[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(2):110-113.
- [14] 袁帅, 佟为明. 基于 Hilbert 变换和 dq 变换的电压暂降检测新方法[J]. 高电压技术, 2009, 35(5):1220-1224.
- YUAN Shuai, TONG Weiming. New method for the detection of voltage sag based on Hilbert transform and dq transform[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(5):1220-1224.

作者简介:



李希年

李希年(1982—),男,山东潍坊人,讲师,博士,主要研究方向为光伏并网逆变器控制(E-mail:lixinian@163.com);

庞清乐(1969—),男,山东聊城人,教授,博士,主要研究方向为智能配电网故障定位与故障恢复(E-mail:stefam@163.com)。

(编辑 李莉)

Optimal time delay based fundamental orthogonal signal generation method for single-phase system considering grid background harmonics

LI Xinian¹, PANG Qingle²

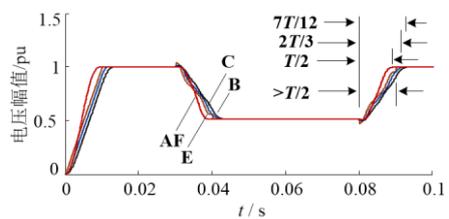
(1. School of Information and Electronic Engineering, Shandong Technology and Business University, Yantai 264005, China;

2. School of Information and Control Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, China)

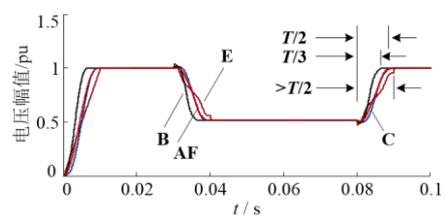
Abstract: The time delay based OSG (Orthogonal Signal Generation) is widely used in the detection and control of single-phase grid-connected inverters, where the fundamental AC signal becomes DC quantity after Park transformation. The variation of grid harmonics caused by the time delay based fundamental OSG is derived, the analytical expression of the system composed by the single-phase voltage with harmonics and time delay based fundamental OSG is established, and the harmonic variation rule and order variation after Park transformation are studied in detail. Taking into account the time of OSG delay and harmonic elimination, the optimal time delay based fundamental OSG method in single-phase system is given. The simulative and experimental results verify the correctness of theoretical analysis.

Key words: electric inverters; orthogonal signal; time delay; harmonic analysis; Park transformation; moving average filter

附录



(a) 计及 $h=2k+1$ 次谐波



(b) 只考虑 $h=6k \pm 1$ 次谐波

图 A1 计算结果比较

Fig.A1 Comparison of calculation results