

逆变器并联系统的新功率算法及实现

汪洪亮¹, 岳秀梅², 裴雪军¹, 康勇¹

(1. 华中科技大学 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074; 2. 黄石理工学院 电气与电子信息学院, 湖北 黄石 435003)

摘要: 针对数字域下传统功率计算的积分延时影响并联系统的稳定性和动态性能的问题, 提出一种无积分单元的功率计算方法。该方法根据正弦信号的三要素复原信号的原理, 复现电压电流信号, 仅用前后两拍的数值就可以实时计算平均功率。且在负载突变后, 仅需一个采样周期即可得到平均功率真实值, 动态跟踪好。减小了计算延时, 提高了并联系统的稳定性和动态性能, 因抛弃了正余弦表, 占用 DSP 资源少, 计算量小。仿真和理论计算对比表明该方法稳态误差小于 0.04% 和负载突变的动态响应快。两台 75 kVA/50 Hz 的单相逆变器并联实验验证了该方法的有效性。

关键词: 并联逆变器; 功率计算; 正余弦表; 动态响应

中图分类号: TM 464 文献标志码: A 文章编号: 1007-449X(2010)05-0037-07

New power calculation method and realization of parallel inverters

WANG Hong-liang¹, YUE Xiu-mei², PEI Xue-jun¹, KANG Yong¹

(1. Department of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 2. Department of Electrical and Electronic Engineering, Huangshi Institute of Technology, Huangshi 435003, China)

Abstract: As the integral delay of traditional power calculation impacts the parallel inverters stability and dynamic performance in digital-domain, a method without integral unit is presented, which is based on sinusoidal signal three-elements to reproduce the time-domain voltage and current in digital-domain. It can obtain the real-time active power and reactive power only according to the last and present values of voltages and currents. Moreover, it has good dynamic performance because it knows the true power value only one sampling time delay once the load step change. In addition, it occupies much smaller DSP space because of the absence of sine and cosine tables and simplifies greatly power calculation process. The comparisons of ideal value and simulation value express that the proposed method has great precision and fast dynamic response because of the steady error is smaller than 0.04%. The experiments results show that the propose method is effective under various loads by using two 75 kVA/50 Hz inverters.

Key words: parallel inverters; power calculation; sine and cosine tables; dynamic response

收稿日期: 2009-04-04

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(50737004)

作者简介: 汪洪亮(1982—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子装置和电机的先进控制、故障保护;

岳秀梅(1981—), 女, 硕士, 讲师, 研究方向为电力电子技术、逆变器的控制和并联;

裴雪军(1978—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子电路、装置、系统及其控制技术;

康勇(1965—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用、电力电子装置控制技术、电力电子电路的电磁兼容。

0 引言

随着用电需求量的不断增加,对逆变电源的容量和可靠性^[1]的要求越来越高,逆变器并联运行^[2-4]是提高电源系统可靠性和扩大供电容量的一种重要途径。通过逆变器的冗余并联^[5-6],可以提高系统的可靠性。

功率需要通过计算来间接得到,能否快速精确计算出基波功率是实现功率调节的前提。数字控制域中,传统的功率计算方案^[7]利用正余弦函数的正交性,提取正弦电压、电流的实部和虚部,从而求出有功功率和无功功率。但是,引入了积分环节存在一个工频周期的延时,而且数字域中引入了正余弦表,占用了较多的 DSP 资源,计算量大。文献[8]对无互联线逆变器并联系统小信号模型的分析表明功率检测的等效滤波器时间常数 τ 越小,逆变器无线并联系统的越稳定。将滑窗函数^[8]的思想引入到功率计算单元中,极大地减小了功率检测时间常数 τ ,提高了并联系统的稳定性。但由于动态过程后并不能立即真实地反映功率,存在一个工频周期的计算不准。所以,在动态过程中,此方案只是快速性和准确性的折衷方案。

若能够在动态过程后一个采样周期就能得到精确的功率值,则有较大的理论和实践指导意义。针对此问题,本文首先分析了功率下垂调节原理,在分析常用两种功率计算方法,得出了引起上述问题的根本原因是在数字域中引入了积分环节,故提出了另外一种功率计算方法。该方法从正弦波形复现的三要素出发,在数字域中利用电压、电流的前后两拍的值来确定电压、电流的三要素,从而实时地计算出功率值。动态过程后,仅需一个采样周期的延时就得到了精确的功率值。

1 并联调节原理

逆变器并联系统由于环流的存在,逆变器之间输出有功、无功功率存在差异,即负载的功率没有在并联的逆变器之间均分。为有效抑制逆变器之间的环流,实现负载有功无功的均分,需要分析并联系统中,逆变器输出的有功、无功功率主要决定因素,从而采取更有效的环流抑制策略。

两台逆变器并联时的等效电路如图 1 所示, U_1 和 U_2 为单台逆变器的输出电压有效值,单台逆变器与负载端的相位差分别为 φ_1 和 φ_2 , U_0 为负载电压, $Z_1 \angle \theta_1$ 、 $Z_2 \angle \theta_2$ 分别为逆变器等效输出阻抗。

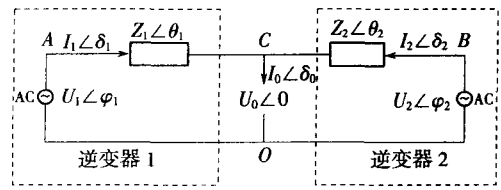


图 1 2 台逆变器并联时的等效电路

Fig. 1 Equivalent circuits of two paralleling inverters

$Z_1 e^{j\theta_1} = R_1 + jX_1$, 由电路原理可知

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= \frac{U_1 R_1}{R_1^2 + X_1^2} (U_1 - U_0 \cos \varphi_1) + \frac{U_1 U_0 X_1}{R_1^2 + X_1^2} \sin \varphi_1, \\ Q_1 &= \frac{U_1 X_1}{R_1^2 + X_1^2} (U_1 - U_0 \cos \varphi_1) - \frac{U_1 U_0 R_1}{R_1^2 + X_1^2} \sin \varphi_1. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

则有

$$\left. \begin{aligned} U_1 - U_0 \cos \varphi_1 &= \frac{R_1 P_1 + X_1 Q_1}{U_1}, \\ U_0 \sin \varphi_1 &= \frac{X_1 P_1 - R_1 Q_1}{U_1}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

通常,由于逆变器输出阻抗的 $X_1 \gg R_1$, 即 X_1 起主导作用,而 R_1 较小,可忽略不计,相位 φ_1 很小时 $\sin \varphi_1 \approx \varphi_1$, $\cos \varphi_1 \approx 1$ 。当逆变器输出阻抗表现为纯感性时输出有功、无功功率的计算式为

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &\approx \frac{X_1 P_1}{U_1 U_0}, \\ U_1 - U_0 &\approx \frac{X_1 Q_1}{U_1}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式(3)表明,在输出阻抗主要表现为感抗时,输出电压幅值由无功功率决定,输出电压相位由有功功率决定,可以通过调节逆变器输出电压的相位来实现并联系统中有功负载在各逆变器之间的均分,即将输出有功功率大的逆变器作滞后相位调节,将输出有功功率小的逆变器作相位超前调节,即等效形成了输出电压相位的负反馈调节。实际中,输出有功功率大的相位滞后的更多,而输出有功小者的相位滞后的较少,以实现输出电压相位的等效调节。

逆变器输出有功功率与输出电压的相位成正比,即功率的大小决定了其输出电压的相位,于是根据功率大小相应作滞后相位的调节。锁相环能够快速无静态误差地跟踪相位给定。由于电压相位的改变决定了各逆变器输出有功功率的变化,因而,即使在不知道系统的实际公共负载大小以及类型的情况下,要调节各逆变器输出的有功功率,可不必关注各逆变器输出电压与公共负载端电压的实际相位关系,只需针对有功功率的大小对输出相位给定作相

应的调整即可。利用负反馈原理^[9],构造电压和频率下垂控制为

$$\left. \begin{aligned} f_1 - f_{10} &= -K \frac{X_1}{2\pi t U_1 U_0} (P_1 - P_{10}) = -K_1 (P_1 - P_{10}), \\ U_1 - U_{10} &= -K \frac{X_1}{U_1} (Q_1 - Q_{10}) = -K_2 (Q_1 - Q_{10}). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

图 2 为电压和频率下垂控制示意图。采用检测的有功功率 P 和无功功率 Q 作为频率与幅值的下垂控制量,若频率 f 偏离稳态工作点 A_0 ,则有功调节使得 A_1 、 A_2 逐步向 A_0 靠拢。同理,若电压幅值 U 偏离稳态工作点 B_0 ,则无功调节使得 B_1 、 B_2 逐步向 B_0 靠拢。

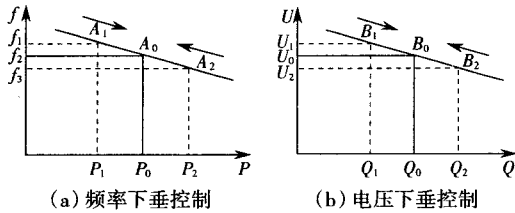


图 2 电压和频率下垂控制特性

Fig. 2 Droop control characteristics of frequency and voltage

2 传统功率计算方案

设输出电压、电流的瞬时值为

$$v = \sqrt{2} V \sin(\omega t + \varphi_v), \quad i = \sqrt{2} I \sin(\omega t + \varphi_i). \quad (5)$$

式中: V 、 I 为输出相电压、相电流的有效值; φ_v 、 φ_i 为其初始相位角。以有功功率为例。每一相的平均功率(一个基波周期内的平均值)为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = VI \cos(\varphi_v - \varphi_i). \quad (6)$$

2.1 全波傅里叶变换法

线路的电压、电流可由互感器、霍尔元件等直接检测得到,而功率则需要通过计算间接得到,准确有效的功率计算方法是实现功率调节的前提。全波傅里叶变换法^[7]如图 3 所示。

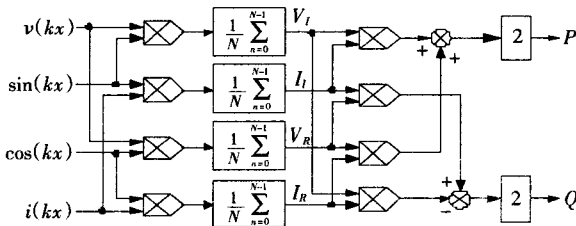


图 3 数字域正交提取功率计算示意图

Fig. 3 Diagram of power calculation by extracting orthogonal factor in digital domain

采用 DSP 进行数字控制时,无法直接进行连续

域中的积分运算,设采样点数为 N ,将其改写为离散域中的累加运算为

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \cos \omega t d(\omega t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} V \sin \varphi_v \triangleq V_R, \\ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \sin \omega t d(\omega t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} V \cos \varphi_v \triangleq V_I, \\ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \cos \omega t d(\omega t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} I \sin \varphi_i \triangleq I_R, \\ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \sin \omega t d(\omega t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} I \cos \varphi_i \triangleq I_I. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} P &= VI \cos(\varphi_v - \varphi_i) = VI(\cos \varphi_v \cos \varphi_i + \sin \varphi_v \sin \varphi_i) = \\ &2(V_R I_R + V_I I_I), \\ Q &= VI \sin(\varphi_v - \varphi_i) = VI(\sin \varphi_v \cos \varphi_i - \cos \varphi_v \sin \varphi_i) = \\ &2(V_R I_I - V_I I_R). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

数字域中, N 为一个基波周期内对瞬时电压、电流的采样次数,以 k 来记录是第几次采样,一个基波周期开始的时候, k 清零,直至记满一个基波周期时, $k = N - 1$,再次将 k 清零。在 DSP 上存储一个基波参考正交坐标系,将一个基波周期(对应于 2π)分成 N 等分,记下每个等分点处的正弦、余弦值,汇合起来生成一个正弦表和一个余弦表,可用查表的方法读取不同采样次数时对应的正弦、余弦值进行计算。每次采样之后,进行 $v(kx)$ 、 $i(kx)$ 和 $\cos(kx)$ 、 $\sin(kx)$ 的相乘,并在一个基波周期的范围内,将这些乘积进行累加,乘以系数 $2/N$ 后,得到 V_R 、 V_I 、 I_R 和 I_I ,进而可得到 P 和 Q 。

对于三相系统,分别求出每一相的功率。将三相累加,得到三相总的平均功率。

该方法因为包含周期累加的环节,所以一个工频周期才能计算一次功率值,对于输出功率较稳定的场合,可以满足调节需要。另外,利用的正余弦正交性,实际上是提取电压、电流的中的基波成分计算基波功率,因而不会受检测值中谐波成分的影响,保证了检测的准确性。

但由于负载突变,则一个工频周期(最大 2 个工频周期)才能得到功率的真实值,数字域中引入的正余弦,存在量化误差且占用 DSP 资源,计算繁琐。

2.2 带滑动窗口的全波傅里叶变换法

由于正交提取法中只能一个基波周期计算一次功率值,故存在一个基波周期的延时,引入滑窗后的功率计算如图 4 所示^[8]。

如果按照传统的功率计算方法,在第 $a + N$ 点计算一个周期的功率值,下一周期计算功率的电压

电流数据重新采样,第 $a+2N$ 点进行功率计算,这样功率检测的时间常数就为一个工频周期。若设置长度为 N 的存储空间,将 $a+1+N$ 点的采样值放入第 $a+2$ 的单元空间,在 $a+1+N$ 点进行功率计算,则功率计算延时由 N 个采样周期(一个工频周期)减少到一个采样周期。

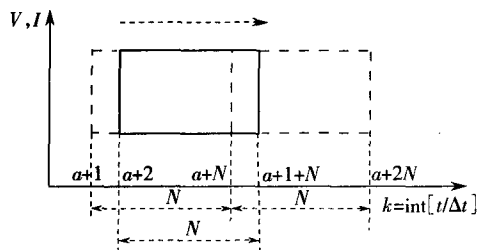


图4 带滑动窗的功率计算示意图

Fig. 4 Diagram of power calculation with sliding windows

假定 $N=60$ (开关频率为 3 kHz),按照传统的功率计算方法,在计算出一个周期的功率后,下一周期计算功率的电压电流数据重新采样。这样功率检测的滤波器时间常数就为一个工频周期。如果将采得的上一个工频周期内的 60 个数据存储在 DSP 的数据存储单元中,当采得第 61 个数据时,舍去一个工频周期前采得的数据,即第 1 个采得的数据,将最新采得的数据存放至第一个数据的数据存储单元中。第 2 个数据到第 61 个数据也正好组成一个工频周期采样值,用这些数据可算得最近一个工频周期的有功功率和无功功率。如此循环。这样,功率检测的滤波器时间常数就变为 $1/60$ 个工频周期,即一个采样周期,为传统功率计算时间的 $1/60$ 。根据并联系统的小信号模型分析,减小功率检测的时间 τ 可以提高并联系统的稳定性。

但是电压、电流的幅值或相位瞬时突变时,由于滑窗中还保留了突变前的信息,所以在一个工频周期内计算的功率不准确,必须到一个工频周期之后才能较准确地反映真实的功率。与传统的功率计算相比,此方法在快速性和准确性方面是一个折衷方案。

2.3 基于同步旋转坐标变换的检测计算

在三相系统中,基于同步旋转坐标变换法检测方法通过坐标变换,将经过采样、AD 转换之后的三相负载电压电流变换到同步旋转 d - q 坐标系中,得到其 d - q 轴分量 U_d 、 I_d 和 U_q 、 I_q 。这样,经过变换之后, d - q 轴上的直流分量分别对应负载电压电流的基波分量, d - q 轴上的交流分量则对应负载电流的各次谐波分量^[10-12]。采用恒定功率变换,则有

$$T_{abc-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin\omega t & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (9)$$

功率计算为

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{1}{2} (U_d I_d + U_q I_q) \\ Q &= \frac{1}{2} (U_q I_d - U_d I_q) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

该同步变换是假定三相电压、电流对称得到的,所以该变换法仅适合于三相对称系统,对于单相系统和不对称系统该方法失效。

3 功率计算方案

设时域中,正弦信号 $y = Y_m \sin(\omega t + \varphi)$,若知道三要素,则就可以唯一确定波形。而现实中基波分量频率 ω 是已知的,所以只需确定 2 个参数幅值 Y_m 和初相位 φ 。而一般的 φ 是要一个参考。如图 5 中虚线即为正弦信号的参考相位。

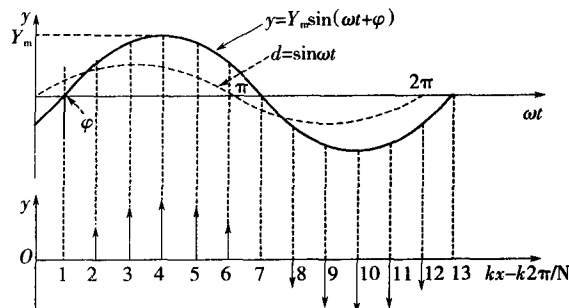


图5 连续正弦信号图

Fig. 5 Diagram of continuous sinusoidal signal

对时域正弦信号 $y = Y_m \sin(2\pi f t + \varphi)$ 采样,第 k 个采样值即记为 y_k 。有

$$y_k = Y_m \sin(kx + \varphi) = Y_m \cos\varphi \sin kx + Y_m \sin\varphi \cos kx, \quad (11)$$

式中 $x = 2\pi T_c / T_s = 2\pi / N$, N 为工频周期与采样周期的比值。

由式(11)知

$$y_{k+1} = Y_m \sin[(k+1)x + \varphi] = Y_m \cos\varphi \sin(k+1)x + Y_m \sin\varphi \cos(k+1)x. \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \sin kx & \cos kx \\ \sin(k+1)x & \cos(k+1)x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_m \cos\varphi \\ Y_m \sin\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_k \\ y_{k+1} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

定义 $S_k = \sin kx$, $T_k = \cos kx$, 则

$$\begin{bmatrix} S_k & T_k \\ S_{k+1} & T_{k+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_m \cos\varphi \\ Y_m \sin\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_k \\ y_{k+1} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

取矩阵 $V_k = \begin{bmatrix} S_k & T_k \\ S_{k+1} & T_{k+1} \end{bmatrix}$, 则有

$$\begin{bmatrix} Y_m \cos\varphi \\ Y_m \sin\varphi \end{bmatrix} = V_k^{-1} \begin{bmatrix} y_k \\ y_{k+1} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

求解可得

$$V_k^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{\cos x}{\sin x} \cos kx + \sin kx & \frac{1}{\sin x} \cos kx \\ \cos kx + \frac{\cos x}{\sin x} \sin kx & \frac{1}{\sin x} \sin kx \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} Y_m \cos\varphi \\ Y_m \sin\varphi \end{bmatrix} = V_k^{-1} \begin{bmatrix} y_k \\ y_{k+1} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

假定单相电压、电流为

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi_u), \quad i = U_m \sin(\omega t + \varphi_i).$$

由式(17)知

$$\begin{bmatrix} U_m \cos\varphi_u \\ U_m \sin\varphi_u \end{bmatrix} = V_k^{-1} \begin{bmatrix} u_k \\ u_{k+1} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} I_m \cos\varphi_i \\ I_m \sin\varphi_i \end{bmatrix} = V_k^{-1} \begin{bmatrix} i_k \\ i_{k+1} \end{bmatrix}. \quad (19)$$

则有有功功率、无功功率为

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{1}{2} U_m I_m \cos(\varphi_u - \varphi_i) = \\ &\frac{1}{2} (U_m \cos\varphi_u I_m \cos\varphi_i + U_m \sin\varphi_u I_m \sin\varphi_i), \\ Q &= \frac{1}{2} U_m I_m \sin(\varphi_u - \varphi_i) = \\ &\frac{1}{2} (U_m \sin\varphi_u I_m \cos\varphi_i - U_m \cos\varphi_u I_m \sin\varphi_i). \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

代入求解,得

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{1}{2\sin^2 x} (U_k I_k + U_{k+1} I_{k+1}) - \frac{\cos x}{2\sin^2 x} (U_k I_{k+1} + U_{k+1} I_k), \\ Q &= \frac{1}{2\sin x} (U_k I_{k+1} - U_{k+1} I_k). \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

一旦采样点数 N 确定,则 x 为定值,由式(21)可知有功功率、无功功率仅是前后两拍电压、电流的组合表达式,如图 6 所示。

功率计算中并没有含有正弦函数 $\sin kx$,余弦函数 $\cos kx$,数字域中省去了大量的 DSP 存储空间,减小量化误差,计算简单,对于动态变化,只需要 1 个

采样周期就可恢复真实值。

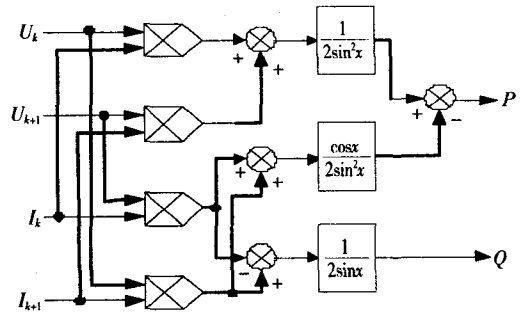


图 6 功率算法示意图

Fig. 6 Diagram of a new power calculation

4 仿真和实验结果

取采样点数 $N = 60$,工频频率 $f = 50$ Hz。则 $x = \pi/30$,代入式(21)可得

$$\left. \begin{aligned} P &= 45.76(U_k I_k + U_{k+1} I_{k+1}) - \\ &45.51(U_k I_{k+1} + U_{k+1} I_k), \\ Q &= 4.78(U_k I_{k+1} - U_{k+1} I_k). \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

为了便于运算,电压给定不变幅值为 311 V,相位为 0,电流的幅值、相位不同的功率计算结果为

$$\left. \begin{aligned} u &= 220\sqrt{2} \sin(100\pi t), \\ i_1 &= 200\sqrt{2} \sin(100\pi t - \pi/3), \\ i_2 &= 200\sqrt{2} \sin(100\pi t - \pi/2), \\ i_3 &= 100\sqrt{2} \sin(100\pi t - \pi/3), \\ i_4 &= 100\sqrt{2} \sin(100\pi t - \pi/2). \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

4.1 稳定运行

电压瞬时值为 u ,负载电流为 i_1, i_2, i_3, i_4 下的有功功率、无功功率分别为 P_1, P_2, P_3, P_4 和 Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 。采用所提出的功率算法,各种负载电流下的有功功率、无功功率仿真结果如图 7 所示。

由图 7 仿真的数值和理论计算值对比如表 1 所示,结果表明稳态误差小于 0.04%。稳定运行时,该方法能实时地计算功率。

表 1 理论值和仿真值对比

Table 1 Comparisons of ideal value and simulation value

负载工况	有功功率 P/W		无功功率 Q/Var	
	理论值	仿真值	理论值	仿真值
i_1	22 000	21 994	38 105	38 097
i_2	0	0	44 000	43 982
i_3	11 000	11 000	19 052	19 046
i_4	0	0	22 000	21 992

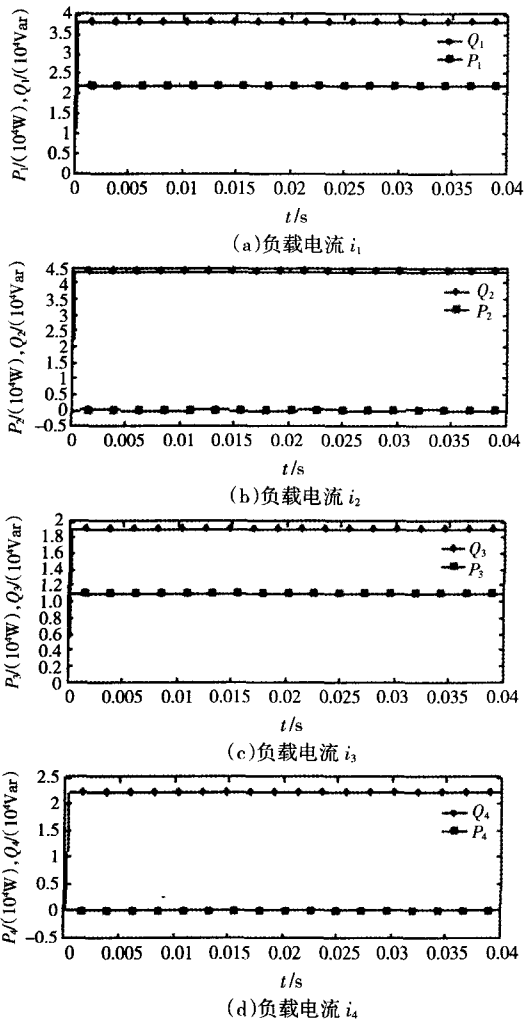


图7 不同电流下的功率计算

Fig. 7 Power calculation of different currents

4.2 动态过程

图8、图9、图10分别为0.01 s和0.03 s时电流

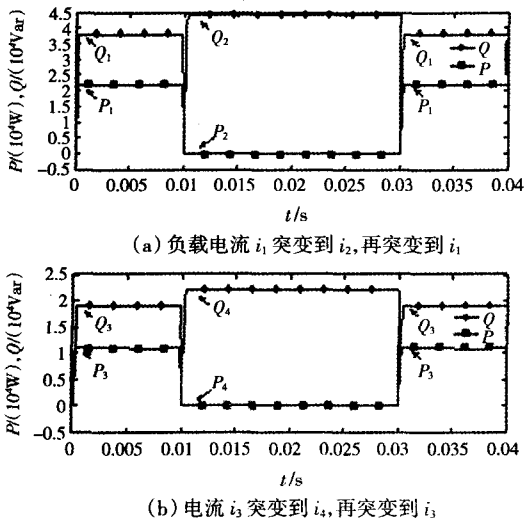


图8 电流的相位突变功率计算

Fig. 8 Power calculation with the phase of current varying abruptly

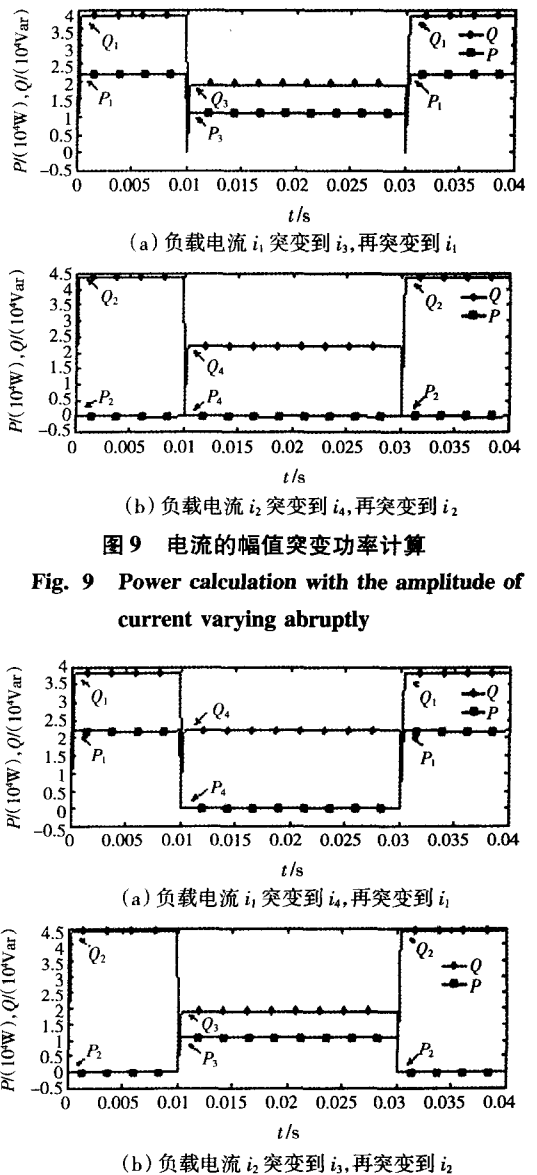


图9 电流的幅值突变功率计算

Fig. 9 Power calculation with the amplitude of current varying abruptly

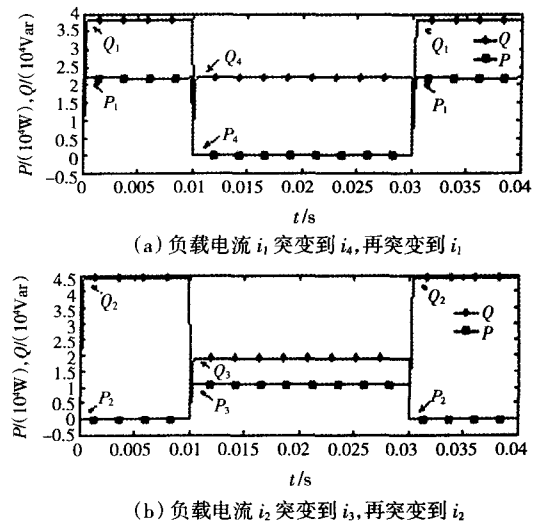


图10 电流的幅值和相位同时突变的功率计算

Fig. 10 Power calculation with the amplitude and phase of current varying abruptly

相位突变, 电流的幅值突变和电流的相位幅值同时突变时, 采用所提出的方法的有功功率, 无功功率仿真结果。

结果表明负载突变后仅需一个采样周期就可得到功率的真实值。第一个采样周期的计算值存在一个尖峰, 这是由于利用前一状态和当前状态复原的错误正弦信号计算得出的错误值, 到突变后的第二个采样周期的计算值就是真实值, 仅存在一个错误值, 且PI调节器中存在限幅, 所以这个尖峰对并联系统的冲击并不大。

从稳态运行和动态运行可知: 稳态运行能实时计算功率, 且精确度高, 负载突变下动态响应快。搭建了2台75 kVA 单行逆变器进行实验。直流电压

350 ~ 640 V, IGBT 开关管 1 700 V/2 400 A, 开关频率 3 kHz, 输出电压有效值为 220 V。运用功率算法, 采用功率下垂控制逆变器并联运行。

图 11 为带总负载为 130 A, 2 台逆变器并联稳态运行电压、电流波形, 可以看出 2 台逆变器的电流差值不到 10 A。

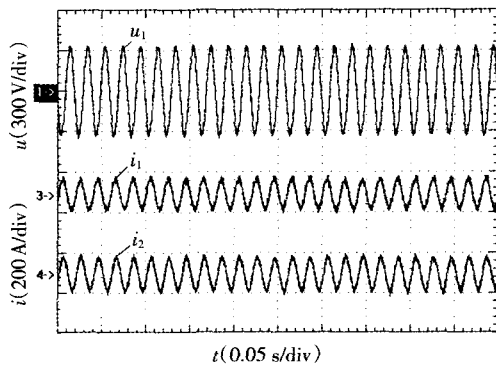


图 11 并联稳态运行电压、电流波形

Fig. 11 Voltage and current waveforms in steady-state operation for parallel inverters

图 12 为负载突变下的 2 台逆变器并联运行电压、电流波形, 在 t_1 时刻, 总负载电流由 90 A 突增到 240 A。2 台逆变器的电流同时增大, 且电流差值不到 12 A。

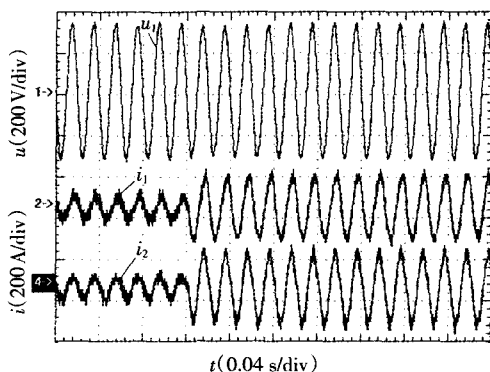


图 12 并联负载突变电压、电流波形

Fig. 12 Voltage and current waveforms in load varying for parallel inverters

5 结 语

本文提出的功率计算方法, 能够用于单向和三相系统, 弥补了电压、电流的幅值或相位突变后, 传统功率算法至少需要一个工频周期的延时才获得功率的精确值而导致的降低系统稳定性的问题。该方法从正弦波形的三要素出发, 仅需信号的两拍数值, 从原理上克服了积分所带来的一个工频周期的延时, 有效地提高了系统的稳定性。且不用正余弦表和滑动窗口, 节约 DSP 的大量资源, 计算量小。仿

真和实验验证了该方法的有效性。

参 考 文 献:

- [1] 汪洪亮, 岳秀梅, 裴雪军, 等. 组合式三相逆变器软硬件限流保护策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(9): 92-97.
WANG Hongliang, YUE Xiumei, PEI Xuejun, et al. A hardware and software current limit protection strategy for the combined three-phase inverter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2008, 23(9): 92-97.
- [2] GUERRERO J M, DE VICUNA L G, MATAS J, et al. A wireless load sharing controller to improve dynamic performance of parallel-connected UPS inverters[C]//*IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference*, June 15-19, 2003, Acapulco, Mexico. 2003, 3: 1408-1413.
- [3] GUERRERO J M, MATAS J, DE VICUNA L G, et al. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 54(2): 994-1004.
- [4] BYUN Y B, KOO T G, JOE K Y, et al. Parallel operation of three-phase UPS inverters by wireless Load sharing control[C]//*IEEE 21st International Telecommunications Energy Conference*, September 10-14, 2000, Phoenix, USA. 2000: 526-532.
- [5] AKAGI H, KANAZAWA Y, NABAE A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components[J]. *IEEE Transactions on Industry Application*, 1984, 20(3): 625-630.
- [6] 张宇. 三相逆变器动态特性及其并联系统环流抑制的研究[D]. 武汉: 华中科技大学电气与电子工程学院, 2005: 31-34.
- [7] DE BRABANDERE K, BOLSENS B, VAN DEN KEYBUS J. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, 22(4): 1107-1115.
- [8] 阎加荣, 谢少军. 提高无互连线并联系统稳定性的一种功率运算方法[J]. 电工技术学报. 2007, 22(3): 85-91.
KAN Jiarong, XIE Shaojun. An arithmetic of power to improve the stability of parallel UPS without control interconnection[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2007, 23(9): 85-91.
- [9] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 4版. 北京: 科学出版社, 2001: 251-258.
- [10] WELLS J R, NEE B M, CHAPMAN P L, et al. Selective harmonic control: a general problem formulation and selected solutions[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, 20(6): 452-460.
- [11] GEORGE S, AGARWAL V. A DSP based optimal algorithm for shunt active filter under nonsinusoidal supply and unbalanced load conditions [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, 22(2): 593-601.
- [12] 杨柳, 刘会金, 陈允平. 三相四线制系统任意次谐波电流的检测新方法[J]. 中国电机工程学报. 2005, 25(13): 41-44.
YANG Liu, LIU Huijin, CHEN Yunping. A new algorithm for random harmonic current detection in three phase four wire system [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25(13): 41-44.