

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2108548

基于 i_p-i_q 法的改进谐波电流检测方法^{*}

王清亮 应欣峰 宋曦 杨林

(西安科技大学电气与控制工程学院 西安 710054)

摘要: 针对现有谐波电流检测算法难以准确检测次同步谐波和超同步谐波电流的问题,提出了一种改进的 i_p-i_q 谐波电流检测算法。首先明确了低通滤波器平缓衰减性和动态调节能力不足是谐波电流检测精度不高的根本原因,然后采用在基频附近具有陡峭衰减特性的自调谐滤波器取代低通滤波器,实现了在不降低整数次谐波电流滤除效果的同时加强了次同步谐波和超同步谐波电流的检测效果;通过基于改进双曲正弦函数的自适应滤波算法改善 i_p-i_q 算法的动态特性,建立步长参数与谐波补偿电流的函数关系,实现步长参数的动态调整,克服了次同步谐波和超同步谐波电流的时变准稳态特性对谐波检测的不利影响,并通过电流畸变率、谐波含有率指标来评价改进算法的检测效果,仿真实验验证了改进算法的有效性。相较于传统 i_p-i_q 谐波电流检测法,本文方法可将谐波电流检测精度提高了 23.59%,实现了次同步谐波和超同步谐波环境下对谐波电流的准确检测。

关键词: 次同步谐波;超同步谐波; i_p-i_q 法;低通滤波器;自调谐滤波器;自适应滤波

中图分类号: TM935 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Improved harmonic current detection method based on i_p-i_q method

Wang Qingliang Ying Xinfeng Song Xi Yang Lin

(School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

Abstract: Aiming at the problem that the existing harmonic current detection algorithms are difficult to accurately detect subsynchronous harmonic current and supersynchronous harmonic current, an improved i_p-i_q harmonic current detection algorithm is proposed. Firstly, it is clear that the low pass filter gentle attenuation characteristics and insufficient dynamic adjustment ability are the fundamental reasons for the low harmonic current detection accuracy. Secondly, the low pass filter is replaced by a self-tuning filter with steep attenuation characteristics near the fundamental frequency. The self-tuning filter can enhance the detection effect of subsynchronous harmonic current and supersynchronous harmonic current without reducing the filtering effect of the integer harmonic current; The dynamic characteristics of i_p-i_q algorithm are ameliorated through the adaptive filtering algorithm based on the improved hyperbolic sinusoidal function. The adaptive filtering algorithm establishes the functional relationship between the step size parameter and the harmonic compensation current, and realizes the dynamic adjustment of the step size parameter. This algorithm overcomes the adverse influence of the time-varying quasi steady state characteristics of subsynchronous harmonic current and supersynchronous harmonic current on harmonic detection. In this paper, the detection effect of the improved algorithm is evaluated by current distortion rate and harmonic content rate. Simulation experiments verify the effectiveness of the improved algorithm. Compared with the traditional i_p-i_q harmonic current detection method, this method can improve the detection accuracy of harmonic current by 23.59%, and realize the accurate detection of harmonic current in the environment of subsynchronous harmonic and supersynchronous harmonic.

Keywords: subsynchronous harmonics; supersynchronous harmonics; i_p-i_q method; low pass filter; self-tuning filter; adaptive filtering

0 引言

随着风电、光伏为代表的新能源发电广泛应用,大量的

变流器接入配电网。变流器的快速响应特性会使多变流器间,以及变流器与配电网之间的动态交互作用引起功率振荡^[1-5],产生一对幅值相等、频率关于基波对称的次同步谐

收稿日期:2021-12-08

* 基金项目:国家自然科学基金(51777166)项目资助

波和超同步谐波,其中次同步谐波频率为 10~40 Hz,超同步谐波频率为 60~90 Hz。次同步谐波在风力发电系统中产生负阻尼效应引发次同步振荡。风速和光照的随机变化会引起变流器直流侧扰动电压波动,使得次同步谐波和超同步谐波的幅值随时间发生变化,呈准稳态特性,严重时还会引发汽轮机轴系扭振,影响配电网的安全稳定运行,迫切需要对其进行补偿治理。

有源电力滤波器(active power filter, APF)是对低压配电网谐波进行补偿的主要装置,而谐波电流检测的准确与否是决定 APF 补偿效果的关键因素之一。现有的谐波电流检测算法主要包括快速傅里叶变换法、自适应检测法和基于瞬时无功功率理论检测法等。快速傅里叶变换法只能对稳态谐波电流进行检测且计算量较大,不适合于准稳态谐波电流的实时检测^[6-7]。自适应检测法在配电网的谐波电流变化时有较好调整能力,但算法收敛速度慢,不能满足谐波电流的实时跟踪要求^[8-9]。基于瞬时无功功率理论检测法可满足谐波电流实时检测要求,主要包括 p-q 法和 i_p-i_q 法,其中, p-q 法仅适用于三相电压对称且无畸变的情况下,而 i_p-i_q 法通过锁相技术克服了非理想电压影响,有较好的实时性和检测精度,更能满足 APF 的谐波电流检测要求,应用最为广泛^[10-11]。

实际应用中,采用 i_p-i_q 法的 APF 能够较好地检测出整数次谐波电流。但是,当谐波电流同时包含整数次谐波、次同步谐波和超同步谐波电流时,该方法对谐波电流的检测效果不理想。

基于此,本文提出了一种改进 i_p-i_q 谐波电流检测算法。首先分析现有方法无法准确检测次同步谐波和超同步谐波的机理,在此基础上,有针对性地采用具有陡峭衰减特性的自调谐滤波器,在不降低整数次谐波检测精度的基础上,滤除次同步谐波和超同步谐波电流,利用自适应滤波算法改善 i_p-i_q 法的动态调节能力,进一步提高谐波电流实时检测精度。以包含非线性负载和光伏并网逆变器的低压配电网为测试对象,其电流由整数次谐波、次同步谐波、超同步谐波和基波分量组成,通过设置谐波分别处于稳态和非稳态时变情形下来综合测试本文方法的性能。采用谐波畸变率和谐波电流含有率来量化评价本文方法对次同步谐波和超同步谐波电流的检测效果。本文方法对提高配电网电能品质、预防谐振发生具有重要意义。

1 i_p-i_q 谐波电流检测算法不足性

i_p-i_q 法的谐波电流检测思路是通过低通滤波器提取出三相负载电流中的基波电流分量,与三相负载电流作差后,得到总谐波电流。因此,基波电流的准确提取是影响谐波电流检测精度的关键环节,检测原理如图 1 所示。

图 1 中, PLL 为锁相环; i_a, i_b 和 i_c 分别为三相负载电流; i_α, i_β 为 $\alpha\beta$ 坐标下的电流; C_{32}, C 为变换矩阵; C^{-1}, C_{23} 分别为 C 和 C_{32} 的反变换矩阵; \bar{i}_p, \bar{i}_q 为瞬时有功电流 i_p 和

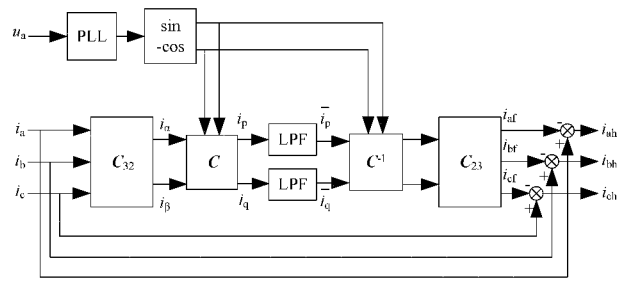


图 1 i_p-i_q 法原理

瞬时无功电流 i_q 经低通滤波器(low pass filter, LPF)滤波得到的直流分量; $i_{\alpha f}, i_{\beta f}$ 和 $i_{\alpha h}, i_{\beta h}$ 分别为三相基波电流, $i_{\alpha ch}, i_{\beta ch}$ 和 $i_{\alpha h}, i_{\beta h}$ 分别为三相谐波电流。

瞬时有功电流和瞬时无功电流分别为:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = CC_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} =$$

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} I_1 \cos \varphi_1 + \sum_{k=2}^{\infty} \pm I_k \cos[(k \mp 1)\omega_1 t + \varphi_k] + \sum_{m=2}^{\infty} I_m \cos[(\omega_m - \omega_1)t + \varphi_m] + \sum_{r=2}^{\infty} I_r \cos[(\omega_r - \omega_1)t + \varphi_r] \\ - I_1 \sin \varphi_1 + \sum_{k=2}^{\infty} - I_k \sin[(k \mp 1)\omega_1 t + \varphi_k] + \sum_{m=2}^{\infty} - I_m \sin[(\omega_m - \omega_1)t + \varphi_m] + \sum_{r=2}^{\infty} - I_r \sin[(\omega_r - \omega_1)t + \varphi_r] \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中,变换矩阵 $C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$; 变换

矩阵 $C = \begin{bmatrix} \sin \omega_1 t & -\cos \omega_1 t \\ -\cos \omega_1 t & -\sin \omega_1 t \end{bmatrix}$; I_1, I_k, I_m, I_r 分别为基波、整数次谐波、次同步谐波和超同步谐波电流的有效值; $\omega_1, \omega_m, \omega_r$ 分别为基波、次同步谐波和超同步谐波电流的角频率; $\varphi_1, \varphi_k, \varphi_m, \varphi_r$ 分别为基波、整数次谐波、次同步谐波和超同步谐波电流的初相角; k 为谐波次数。

由式(1)得,电流中的次同步谐波电流经变换后成为角频率 $\omega_m - \omega_1$ 的交流分量,在 $-80\pi \sim -20\pi \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 之间,超同步谐波电流变换后为角频率 $\omega_r - \omega_1$ 的交流分量,在 $20\pi \sim 80\pi \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 之间;基波电流分量变换后为直流分量,整数次谐波电流分量变换后,其中正序谐波电流变为 $k-1$ 次谐波,负序谐波电流变为 $k+1$ 次谐波。

i_p-i_q 法中,基波电流提取与 LPF 性能密切相关。二阶 Butterworth 低通滤波器是 i_p-i_q 法中使用最为广泛的滤波

器,本文以其为例,分析在整数次谐波、次同步谐波和超同步谐波电流同时存在条件下 LPF 的局限性。

图 2 是截止角频率 ω_c 为 $20\pi \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ 的二阶 Butterworth 低通滤波器幅频特性,图中, ω_s 为阻带截止角频率。

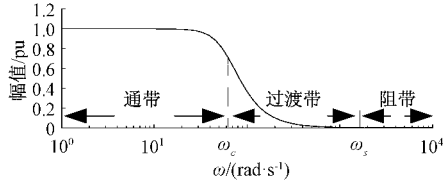


图 2 二阶 Butterworth 低通滤波器幅频特性

由图 2 可知,直流电流分量位于通带内,可以无衰减地通过 LPF,整数次谐波分量因谐波次数变为 6 的整数倍,位于阻带附近,故该分量能被较好地滤除。而次同步谐波和超同步谐波分量角频率与通带截止角频率相近,位于过渡带内,滤除效果越差。

综上所述, i_p-i_q 法存在如下问题:

1)对次同步谐波和超同步谐波电流的检测精度不高。 i_p-i_q 适用于检测整数次谐波电流,因 LPF 较为平缓的衰减特性,当谐波电流中同时包含整数次谐波、次同步谐波和超同步谐波电流时, i_p-i_q 法的检测效果不佳。

2)不具备良好的动态调节能力。受变流器控制策略影响,次同步谐波和超同步谐波电流的幅值呈时变特性,因 i_p-i_q 法的 LPF 不能自动调节通带截止角频率,使得其对次同步谐波和超同步谐波电流的衰减比例固定,会导致经 LPF 后的基波电流中依然含有次同步谐波和超同步谐波电流分量。

2 滤波器改进原理

为了提高 i_p-i_q 法中滤波器的性能,文献[12-13]采用滑动平均滤波器代替 LPF,提高了 i_p-i_q 法对特定次的整数次谐波电流检测精度,但是由于其设定的窗口宽度需随着应用场合的不同而人为调整,因此该方法不适用于具有时变特性的次同步谐波和超同步谐波电流的环境。文献[14-16]将变步长自适应滤波器取代 LPF,能够在谐波电流发生变化时自动改变步长参数,但由于次同步谐波和超同步谐波电流频率邻近基频,导致上述变步长自适应滤波器稳态误差较大。

基于此,为使 i_p-i_q 法能在准确检测整数次谐波电流的同时,提高对次同步谐波和超同步谐波电流检测精度,本文采用选频特性陡峭的自调谐滤波器代替 i_p-i_q 法的 LPF。

自调谐滤波器(self-tuning filter, STF)结构简单,在基频附近具有陡峭的衰减特性,可自动调节截止角频率参数,在无静差跟踪基波电流分量的同时较好地衰减其他频率分量,且不存在相位延迟及幅值变化,能够在保证整数次谐波电流滤波效果的基础上,更好地滤除次同步谐波和超同步谐波电流。

STF 的传递函数为^[17-18]:

$$H(s) = \frac{i'_{\alpha\beta}(s)}{i_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(s+K) + j\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} \quad (2)$$

式中: $i_{\alpha\beta}(s)$ 为输入电流, $i'_{\alpha\beta}(s)$ 为输出电流, ω_c 为截止角频率, K 为常数,能使滤波器在 ω_c 处具有单位增益、零相移。

令 $\omega_c = 100\pi \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, STF 幅频特性如图 3 所示。从图 3 中可知, STF 与带通滤波器具有相似的幅频特性,且其通带较窄,能有效地衰减中心频率两侧的 10~40 Hz 与 60~90 Hz 电流分量。

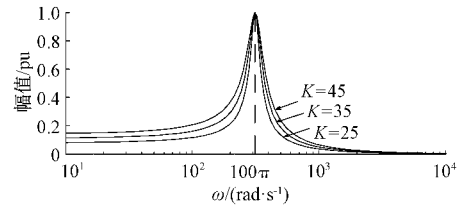


图 3 STF 幅频特性

将经 C_{32} 坐标变换后的 i_α, i_β 进行拉普拉斯变换,可得 STF 的输入和输出电流分别为:

$$i_{\alpha\beta}(s) = i_\alpha(s) + j i_\beta(s) \quad (3)$$

$$i'_{\alpha\beta}(s) = i'_\alpha(s) + j i'_\beta(s) \quad (4)$$

将式(3)和(4)分别代入式(2),有:

$$i'_\alpha(s) = \frac{K}{s} [i_\alpha(s) - i'_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} i'_\beta(s) \quad (5)$$

$$i'_\beta(s) = \frac{K}{s} [i_\beta(s) - i'_\beta(s)] + \frac{\omega_c}{s} i'_\alpha(s) \quad (6)$$

该过程可表示为图 4。

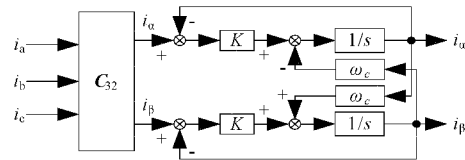


图 4 STF 模块框图

3 改进的 i_p-i_q 谐波电流检测算法

3.1 自适应滤波算法

STF 良好的选频特性可保证对次同步谐波和超同步谐波电流的滤除效果。但是在次同步谐波和超同步谐波电流幅值呈现时变特性时, STF 动态调节能力不强,导致滤波精度会随着该电流幅值的增大而减小。

自适应滤波算法能够在参考信号发生变化时,参照输入信号的特征,不断地调整内部参数达到跟踪输入信号的优点,本文将自适应滤波算法与 i_p-i_q 法相结合,以克服时变谐波电流对检测精度的影响。

自适应滤波算法原理如图 5 所示。

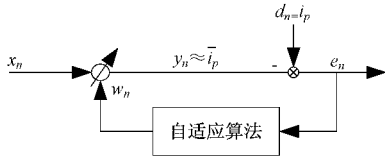


图 5 自适应滤波算法原理图

图 5 中,输入信号 x_n 为直流量 1,输出信号 y_n 为直流分量 \bar{i}_p ,参考信号 d_n 为负载电流的采样值 i_p ,误差信号 e_n 表示的是 i_p 与直流分量 \bar{i}_p 之间的差值,权值 w_n 由误差信号 e_n 进行调节,使权值 w_n 达到最优,此时误差最小。当次同步谐波和超同步谐波电流幅值时变时,自适应滤波算法可通过权值自调整,准确跟踪检测 i_p 中的直流分量,其迭代关系式如下:

$$\begin{cases} y_n = w_n \cdot 1 \\ e_n = i_p - y_n = i_p - w_n \\ w_{n+1} = w_n + 2\mu_n e_n \end{cases} \quad (7)$$

式中: μ_n 为步长因子。通常引入双曲正弦函数使步长因子跟随误差信号同步变化,表达式为:

$$\mu_n = g \cdot \sinh(l | e_n |^2) \quad (8)$$

式中: g, l 为步长参数。

误差信号 e_n 包含着两部分电流,分别是基波分量转换后对应的直流电流和呈时变特性的次同步谐波和超同步谐波电流。由于传统自适应滤波算法的步长参数固定,若其选取不当,则会导致稳态误差变大,难以准确检测直流电流分量。

3.2 改进的基于双曲正弦函数自适应滤波算法

针对上述问题,本文在双曲正弦函数基础上,通过动态改变步长参数对其进行改进。改进的基于双曲正弦函数自适应滤波算法步长动态调整的过程为:1)采用误差信号 e_n 和 e_{n-1} 的自相关估计值 p_n 控制上一时刻数据对当前状态的影响,并代替 e_n 对步长因子进行更新,以提高步长因子与误差信号的相关性,减少趋于稳态时因相关性过小造成步长因子衰减过快的问題。2)通过引入自适应步长参数 g_n, l_n 代替固定的步长参数 g, l ,令其分别为 p_n 和 e_n 的函数,使 g_n, l_n 可以随着 e_n 的变化进行自适应调整,在初始阶段, e_n 较大以加快收敛速度,当靠近最优值时, e_n 接近于 0,步长参数较小,算法趋于稳态。改进后的自适应滤波算法中, μ_n 的更新公式如下:

$$\begin{cases} p_n = \beta p_{n-1} + (1-\beta)e_n e_{n-1} \\ g_n = \delta g_{n-1} + \gamma p_n^2 \\ l_n = \eta e_n e_{n-1} \\ \mu_n = g_n \cdot \sinh(l_n | p_n |^2) \end{cases} \quad (9)$$

式中:参数 $\beta(0 < \beta < 1)$ 为遗忘因子,用以调整过去数据的影响程度。由于稳态时算法的参数接近最优,因此使 $\beta \approx 1$;参数 $\delta(0 < \delta < 1)$ 和 $\gamma(\gamma > 0)$ 是函数 a_n 的控制参数,其中 δ 值约等于 1,而 γ 值通常为较小正数;参数 $\eta(\eta > 0)$ 主要

控制算法的稳态误差。在仿真实验中,一般使参数 β 和 δ 值固定,通过改变参数 η, γ 来调节算法的性能。

为了保证算法的稳定性,步长因子约束范围为:

$$\mu_n = \begin{cases} \mu_{\max}, & \mu_n > \mu_{\max} \\ \mu_n, & \mu_{\min} \leq \mu_n \leq \mu_{\max} \\ \mu_{\min}, & \mu_n < \mu_{\min} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $0 < \mu_{\min} < \mu_{\max} < 1/\lambda_{\max}$, λ_{\max} 为输入信号 x_n 自相关矩阵特征根的最大值。 μ_{\max} 能在误差较大时保证算法动态性能, μ_{\min} 则在误差较小时,使算法兼顾稳态误差及收敛速度,一般取较小的正数, $\mu_{\max} = 0.1, \mu_{\min} = 0.0006$ 。

3.3 改进的谐波电流检测算法

本文在现有 i_p-i_q 法上采用 STF 代替低通滤波器,以滤除输出电流 i'_a, i'_β 中大部分的次同步谐波和超同步谐波电流,之后电流经 C 变换后通过改进的基于双曲正弦函数自适应滤波算法进一步滤除包含在 i_p, i_q 中的随时间变化的次同步谐波和超同步谐波分量,获得能准确反映基波电流的直流电流分量 i_p, i_q 。最后将该电流经坐标反变换后成为三相基波电流,并与三相负载电流作差,即可得到 APF 所需要补偿的全谐波电流,该谐波电流由整数次谐波分量、次同步谐波分量和超同步谐波分量构成。

综上所述,本文的改进谐波电流检测算法原理如图 6 所示。

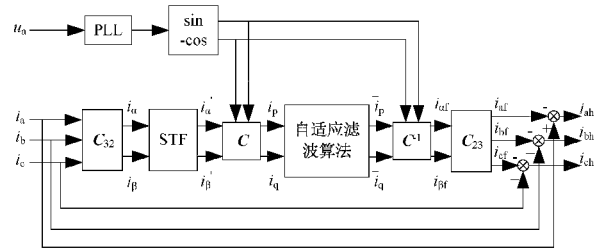


图 6 改进的谐波电流检测算法原理

4 仿真分析

本文以低压 380 V 配电网为例进行分析。在公共连接点(point of common coupling, PCC)接有大量非线性负载和光伏发电设施。整数次谐波电流由带阻感性负载的三相整流桥产生,阻感性负载参数为 $L=2 \text{ mH}, R=8 \Omega$;次同步谐波和超同步谐波电流由施加直流扰动电压后的光伏并网逆变器产生;根据文献[19-20],在 MATLAB/Simulink 平台上搭建光伏发电模型,光伏发电模型参数设置如表 1 所示。参照国际电工委员会标准 IEC 61000-4-7 推荐的数字化标准中对谐波频率分辨率为 5 Hz,在光伏逆变器直流侧选取 15 Hz、20 Hz 的扰动电压产生次同步谐波和超同步谐波电流,扰动电压的频率、幅值和相位如表 2 所示。仿真中,STF 和自适应滤波算法参数如下: $K=20, \beta=0.98, \delta=0.98, \gamma=7 \times 10^{-6}, \eta=3 \times 10^{-4}$ 。

为了验证本文谐波电流检测算法在含整数次谐波、次同步谐波和超同步谐波电流条件下的检测效果,分别采用

表 1 光伏发电模型参数

参数	数值
开路电压 U_{oc}/V	37.20
短路电流 I_{sc}/A	8.48
最大功率点电压 U_m/V	29.80
最大功率点电流 I_m/A	7.89
最大输出功率 P_m/W	235.12
滤波器等效电阻 R/Ω	0.10
滤波器等效电感 L/mH	7.00
直流侧电容 $C/\mu F$	5 000

表 2 扰动电压的频率、幅值和相位

时间/s	扰动电压 频率/Hz	扰动电压 幅值/A	扰动电压 相位/(°)
0~1	15	5.15	112.27
	20	7.52	123.53
1~2	15	8.54	102.17
	20	15.19	79.39

总谐波畸变率 THD_i 和各次谐波电流含有率 HRI_h 反映谐波电流的检测精度,表达式为:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h)^2}}{I_1} \times 100\% \quad (11)$$

$$HRI_h = \frac{I_h}{I_1} \times 100\% \quad (12)$$

式中: I_h 为第 h 次谐波电流, I_1 为基波电流。

算例 1: 验证自调谐滤波器的检测效果。仿真实验中负载电流的 THD_i 为 29.08%, 整数次谐波分量以 5、7、11、13 次为主, 其 HRI_h 分别为 25.13%、10.06%、6.41%、3.85%; 次同步谐波分量以 30 Hz、35 Hz 为主, 其 HRI_h 分别为 5.29%、4.35%; 超同步谐波分量以 65 Hz、70 Hz 为主, 其 HRI_h 分别为 4.36%、5.30%; 基波电流为 56.96 A。

下面以 A 相为例进行分析。图 7 为负载电流及电流频谱, 图 8 分别为采用传统 i_p-i_q 法、只采用 STF 的 i_p-i_q 法

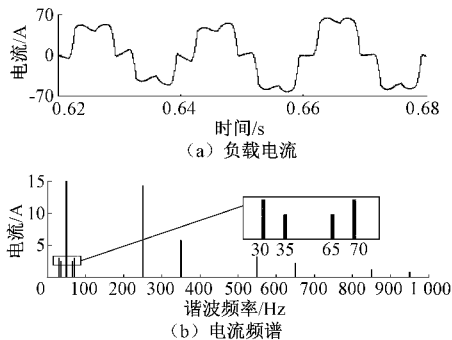


图 7 负载电流分析

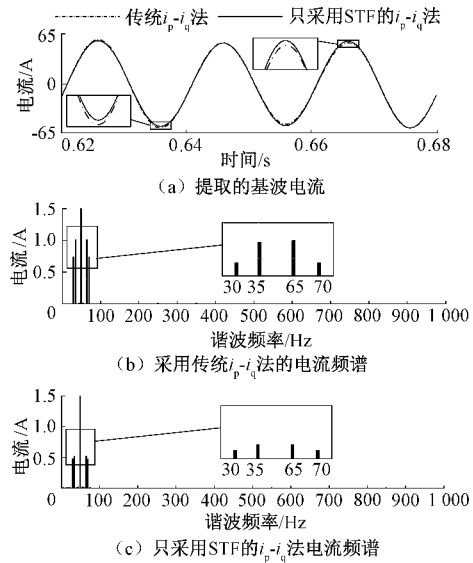


图 8 基波电流检测效果分析数据

(不含自适应滤波算法) 提取的基波电流及其电流频谱, 表 3 为指标 THD_i 和 HRI_h 的计算值。

表 3 THD_i 和 HRI_h 的计算值

检测方法	基波电流 $THD_i/\%$	次同步谐波		超同步谐波	
		$HRI_h/\%$	$HRI_h/\%$	$HRI_h/\%$	$HRI_h/\%$
		30 Hz	35 Hz	65 Hz	70 Hz
传统 i_p-i_q 法	2.19	1.28	1.77	1.77	1.29
只采用 STF 的 i_p-i_q 法	1.26	0.83	0.90	0.90	0.83

从图 7、8 和表 3 可得, 传统 i_p-i_q 法只能滤除整数次谐波, 提取出的基波电流中含有较高的次同步谐波和超同步谐波分量。而只采用 STF 的 i_p-i_q 法能有效减小提取出的基波电流中次同步谐波和超同步谐波含量, 其中, THD_i 降低了 42.47%, HRI_h 分别减少了 35.16%、49.15%、49.15%、35.66%, 基波电流具有更小的稳态波动和谐波含量。

图 9 为检测出的谐波电流, 图 10 为谐波电流相对误差曲线。

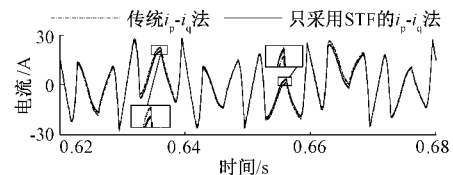


图 9 谐波电流

根据图 9 和 10 可知, 只采用 STF 的 i_p-i_q 法可以在保证检测整数次谐波电流的基础上, 准确检测出次同步谐波和超同步谐波电流。

因此, 在含整数次谐波、次同步谐波和超同步谐波电流

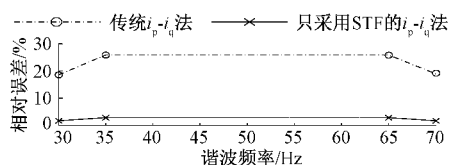


图 10 谐波电流相对误差曲线

的条件下,STF 比 LPF 具有更好的滤波效果,能够降低检测算法对次同步谐波和超同步谐波电流的实时检测误差。

算例 2:为了进一步验证本文方法在次同步谐波和超同步谐波电流幅值随时间变化时的有效性,在算例 1 的基础上,1~2 s 时间段负载电流 THD_i 从 29.08% 变为 31.06%,次同步谐波分量的 HRI_h 分别变为 10.69%、7.21%,超同步谐波分量的 HRI_h 分别变为 7.23%、10.71%。

图 11 为分别采用传统 i_p-i_q 法、只采用 STF 的 i_p-i_q 法及本文 STF+改进自适应滤波算法的 i_p-i_q 法提取的基波电流及电流频谱,指标 THD_i 和 HRI_h 的计算值如表 4 所示。

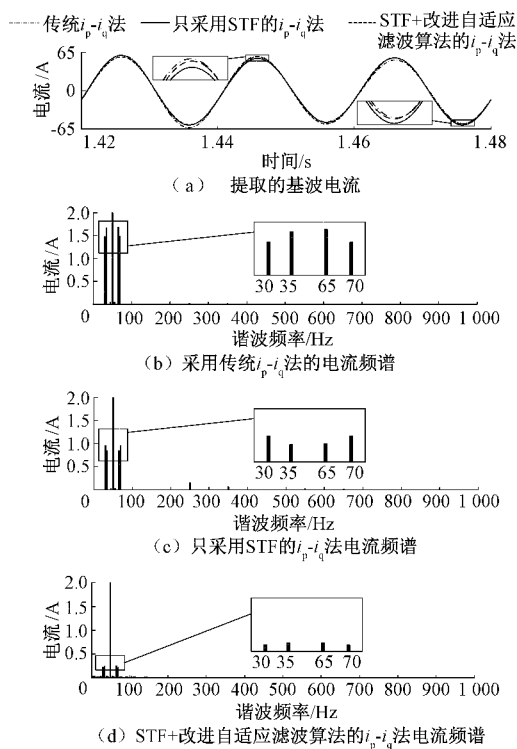


图 11 不同方法下基波电流的检测效果

表 4 THD_i 和 HRI_h 的计算值

检测方法	基波电流 THD _i /%	次同步谐波				超同步谐波	
		HRI _h /%		HRI _h /%		HRI _h /%	
		30 Hz	35 Hz	65 Hz	70 Hz	30 Hz	70 Hz
传统 i_p-i_q 法	3.92	2.59	2.93	2.94	2.60		
只采用 STF 的 i_p-i_q 法	2.26	1.67	1.49	1.49	1.68		
STF+改进自适应 滤波算法的 i_p-i_q 法	0.62	0.38	0.43	0.43	0.38		

由图 11 和表 4 可知,相比于传统 i_p-i_q 法和只采用 STF 的 i_p-i_q 法,本文提出的 STF+改进自适应滤波算法的 i_p-i_q 法得到的基波电流中次同步谐波和超同步谐波含量最少,THD_i 分别降低了 84.18% 和 72.57%,且 HRI_h 均小于 0.5%,基波电流稳态波动最小。

图 12 为检测出的谐波电流,图 13 为谐波电流相对误差曲线。

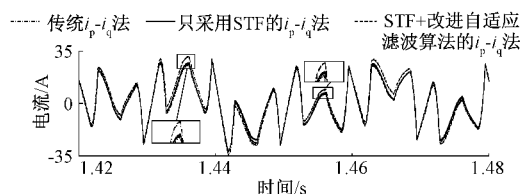


图 12 谐波电流

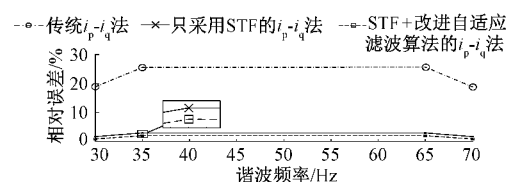


图 13 谐波电流相对误差曲线

根据图 12 和 13,本文的 STF+改进自适应滤波算法的 i_p-i_q 法对次同步谐波和超同步谐波电流检测精度最高。

因此,本文改进算法能够在次同步谐波和超同步谐波电流幅值呈时变特性时,使谐波电流的实时检测精度得到较大程度的提高,算例中,次同步谐波和超同步谐波电流检测精度分别提高了 18.06% 和 23.59%。

5 结 论

针对现有 i_p-i_q 谐波电流检测算法难以准确检测次同步谐波和超同步谐波电流的问题,本文提出了一种基于自调谐滤波器和自适应滤波算法的改进谐波电流检测算法,结论如下。

1) 采用自调谐滤波器能在保证准确滤除整数次谐波电流的同时,改善 i_p-i_q 法对次同步谐波和超同步谐波电流的检测效果。

2) 通过自动调整步长参数使 i_p-i_q 法具备良好的动态调节能力,克服了 i_p-i_q 法无法准确检测具有时变特性的次同步谐波和超同步谐波电流的不足。

3) 本文主要针对光伏并网逆变器产生的次同步谐波和超同步谐波电流检测方法进行研究,这两类谐波电流都在基频附近,下一步可对远离基频的次同步谐波和超同步谐波电流检测方法进行研究,进一步提高本文算法的适用范围。

参考文献

[1] 郭昆丽,冉媛,巩晓璇. SVC 抑制次同步谐振的仿真研究[J]. 国外电子测量技术,2018,37(3):6-12.

- [2] 谢小荣,刘华坤,贺静波,等.直驱风机风电场与交流电网相互作用引发次同步振荡的机理与特性分析[J].中国电机工程学报,2016,36(9):2366-2372.
- [3] 赵书强,李忍,高本锋,等.光伏并入弱交流电网次同步振荡机理与特性分析[J].中国电机工程学报,2018,38(24):7215-7225,7448.
- [4] 吕佃顺,许洪华,马强,等.直驱变频器接入弱电网次同步振荡机理分析[J].太阳能学报,2021,42(5):423-429.
- [5] LANGELLA R, TESTA A, MEYER J, et al. Experimental-based evaluation of pv inverter harmonic and inter-harmonic distortion due to different operating conditions[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2016, 65(10): 2221-2233.
- [6] 张超,王维庆,邱衍江,等.大规模风电并网地区次同步谐波检测方法[J].高电压技术,2019,45(7):2194-2202.
- [7] 陈倩,王维庆,王海云,等.基于混合卷积窗四谱线插值和改进全相位的谐波检测组合优化算法[J].电力系统及其自动化学报,2020,32(8):1-6.
- [8] 张红梅,韩万刚.一种新的变步长 LMS 自适应滤波算法研究及其应用[J].仪器仪表学报,2015,36(8):1822-1830.
- [9] 吕广强,刘娱,段海军. APF 中一种改进的变步长 LMS 自适应谐波检测算法[J].电力系统保护与控制,2016,44(7):96-101.
- [10] 张敢,施火泉,邹嘉丰.改进型 i_p-i_q 电网谐波电流检测算法[J].电子测量技术,2017,40(10):37-41.
- [11] 艾永乐,许增渊,李向前,等.基于 i_p-i_q 改进的谐波和有功电流检测研究[J].电子测量与仪器学报,2018,32(2):172-178.
- [12] 张桂红.电网畸变条件下有源电力滤波器控制技术研究[J].电力电容器与无功补偿,2018,39(6):38-42,47.
- [13] 王一帆,裘智峰,张亮.基于改进 i_p-i_q 法的谐波多功能精细检测方法[J].电子测量技术,2021,44(11):1-8.
- [14] 彭咏龙,张坤锋,李亚斌,等.基于自适应算法的谐波检测方法研究[J].电测与仪表,2018,55(9):6-9.
- [15] 张建忠,耿治,徐帅,等.一种有源电力滤波器的改进自适应谐波检测算法[J].电工技术学报,2019,34(20):4323-4333.
- [16] 曹雷,张立广,贾红敏.基于自适应滤波器的电力谐波检测[J].电子测量技术,2019,42(16):138-142.
- [17] BIRICIK S, REDIF S, ÖZERDEM Ö C, et al. Real-time control of shunt active power filter under distorted grid voltage and unbalanced load condition using self-tuning filter[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(7): 1895-1905.
- [18] 曹以龙,朱振远,江友华,等.非理想电网下基于双基波分量提取的 APF 研究[J].电力电子技术,2019,53(11):1-3.
- [19] 陶顺,姚黎婷,廖坤玉,等.光伏逆变器直流电压扰动引起的间谐波电流解析模型[J].电网技术,2018,42(3):878-885.
- [20] 金建东,金丽娜.三相光伏并网逆变器的建模与仿真[J].国外电子测量技术,2018,37(5):51-55.

作者简介

王清亮(通信作者),博士,教授,主要研究方向为分布式发电的电能质量分析与控制。

E-mail:738423403@qq.com

应欣峰,硕士研究生,主要研究方向为分布式新能源发电。

E-mail:1432328170@qq.com