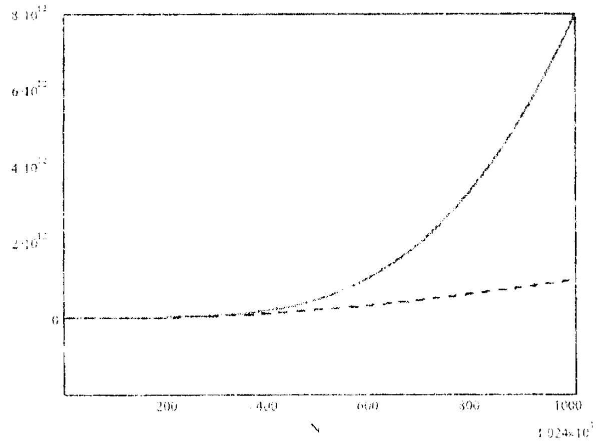

Рисунок 4 - Залежність кількості операцій для традиційного (суцільна лінія) і швидкого зворотного проектування (штрихова лінія) від роздільної здатності (N) зображення (масиву проекційних значень)

здатністю 739x739x369 (рис.4), яка є майже у півтора рази вищою. Отже, при практичному застосуванні швидкого FDK - алгоритму не потрібно робити вибір між якістю реконструкції і швидкістю обробки даних.

Швидкий FDK- алгоритм є першим алгоритмом швидкого зворотного проектування для конусного променя. Аналіз сукупностей зазначених обставин і накопичений досвід впровадження алгоритмів, що виявив серед іншого такі особливості, як необхідність досягнення високої роздільної здатності при реконструкції внутрішньої структури промислових виробів при відносно малій комплексності алгоритму і об'єму оперативної пам'яті здатності виконання окремих простих етапів обробки в потоці (конвейєрно) дає підстави віддати перевагу саме цьому алгоритму. Даний алгоритм легко модифікується з використанням різних методів інтерполяції, що дає змогу одночасно з реконструкцією розв'язувати задачі корегування систематичних похибок, оптимізації відновлюваного зображення стосовно візуальної оцінки і особливостей просторової структури об'єкта контролю.

Література

1. Берник З.А. Проблеми неруйнівного контролю зварних з'єднань магістральних трубопроводів // Методи та прилади контролю якості №4, 1999, С. 20-22.
2. Besson, G. CT reconstruction from Fan-Parallel Data. In IEEE Medical Imaging, Toronto, Canada, 1998, Nov, 8-14.
3. Feldkamp, L. A., L. Davis, and J. Kress. Practical Cone-beam Algorithm. J.Opt.Soc.Am. 1984, 1. 612-619.

УДК 621.376.239:53.086.6

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ АДАПТИВНИХ СИСТЕМ З КОРЕЛЯЦІЙНИМ ПРИЙМАННЯМ СИГНАЛІВ

І.В.Маслов, Л.М.Заміховський

ІФНТУНГ, 76019, м. Івано-Франківськ, вул. Карпатська, 15, тел. 4-80-00 ,

e-mail: rozvidka@ifdtung.if.ua

Рассматривается структурный метод устранения модуляционных искажений входных сигналов синхронных детекторов, суть которого состоит в измерении эффективного значения низкочастотной составляющей их выходного напряжения. Он позволяет устранить погрешность устройства от глубины и индекса паразитной модуляции сигналов и повысить быстродействие по сравнению с известным методом фильтрации выходного напряжения.

The structural method of elimination modulation transformations of input signals of synchronous detectors which essence consists in measurement of effective value of low-frequency part of the output voltage is examined in the article. It allows to liquidate an error of the device from depth or an index of parasitic modulation of signals and to increase the speed in comparison with a known method of a filtration of the output voltage.

Характерною особливістю територіально розподілених виробничих комплексів нафтогазової галузі є велика імовірність впливу завад в комунікаційних мережах передачі інформації. У зв'язку з тим, що передача даних в розосереджених системах контролю параметрів об'єктів завжди діє в умовах недостатньої апріорної інформації про властивості завад в каналах, апаратурні засоби таких систем повинні підлаштовуватись до конкретних умов функціювання, тобто бути адаптивними. У більшості випадків основою реалізації квазіоптимальних адаптивних алгоритмів лінійної обробки сигналів з довільними завадами в системах централізованого контролю параметрів є кореляційний метод безпосереднього перетворення, при якому результат вимірювання отримують внаслідок перемноження сигналів з подальшим усередненням їх добутку. Однак загальним недоліком цього методу є порівняно низька точність, особливо при дослідженні низькочастотних процесів. Тому вдосконалення принципів кореляційної фільтрації сигналів з метою покращання завадостійкості і чутливості пристроїв спостереження і контролю є актуальним завданням.

Основним елементом кореляційного вимірювального пристрою є лінійний аналоговий помножувач, інформативним вихідним параметром якого є постійний сигнал, пропорційний добутку двох сигналів: досліджуваного і управляючого. При роботі синхронного ($\omega = \omega_y$) перетворювача в гармонійному режимі постійна складова його вихідного сигналу залежить від різниці фаз $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_y$ досліджуваного $u(t) = U \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$ і управляючого $u_y(t) = U_y \cdot \sin(\omega_y \cdot t + \varphi_y)$ коливань

$$I_o = k \cdot U \cdot \cos\Delta\varphi ,$$

де k — коефіцієнт передачі помножувача.

У випадках перекриття частотних спектрів досліджуваного процесу і сигналу завади або при модуляції сигналів похибка вимірювання вхідної $u(t)$ напруги збільшується. Так, наприклад, при частотній $\omega(t) = \omega + \beta \cdot \sin(\Omega t + \psi)$ або фазовій $\varphi(t) = \varphi + \beta \cdot \sin(\Omega t + \psi)$ модуляціях, де β - індекс модуляції, Ω — кутова частота, ψ - початкова фаза модулюючого коливання, низькочастотна складова вихідного струму фазочутливого перетворювача (ФЧП) визначається співвідношенням $I(t) = k \cdot U \cdot \cos[\Delta\varphi + \beta \cdot \sin(\Omega t + \psi)]$, яке після розкладання у ряд Фур'є [1] зводиться до такого вигляду:

$$I(t) = k \cdot U \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(\beta) \cdot \cos[\Delta\varphi + n(\Omega t + \psi)] , \quad (1)$$

де $I_n(\beta)$ — функція Бесселя першого роду n-их порядків з індексом модуляції β в ролі аргументу.

Із (1) видно, що у вихідному сигналі перетворювача, крім постійної складової $k \cdot U \cdot I_0(\beta) \cdot \cos\Delta\varphi$, з'являються низькочастотні складові з частотами $n\Omega$. Це свідчить про те, що при фазовій і частотній модуляціях досліджуваного сигналу виникає спотворення його форми, а частотний спектр вихідного сигналу стає нескінченним. Слід звернути увагу і на той факт, що амплітуди всіх складових, у тому числі і постійної, є функціями індексу модуляції і його ростом порядок гармоніки з максимальною амплітудою збільшується, прямуючи при $\beta > 4$ до [2],

$$n = \beta - 0.8086 \cdot \beta^{1/3} - \frac{0.606}{\beta^{1/3}} - \frac{0.0316}{\beta} .$$

Однак, якщо врахувати тільки складові, які перевищують 1% від амплітуди немодульованого коливання, що робиться з енергетичних міркувань, то ширина смуги частот сигналу на виході ФЧП виявляється обмеженою і вираховується за формулою $F = (1 + \beta + \sqrt{\beta}) \cdot \Omega / \pi$. При несинусоїдальній формі модулюючого коливання $u(t) = U \cdot \sin[\omega t + \varphi + \sum_{i=1}^{n} \beta_i \cdot \sin(\Omega_i t + \psi_i)]$ у вихідному сигналі перетворювача

$$I(t) = kU \sum_{p,r,q=-\infty}^{\infty} I_p(\beta_1) \cdot I_r(\beta_2) \cdot I_q(\beta_3) ... \cos[\Delta\varphi + p(\Omega_1 t + \psi_1) + r(\Omega_2 t + \psi_2) + q(\Omega_3 t + \psi_3) + ...]$$

з'являються складові, частоти яких є комбінаціями $p\Omega_1$, $r\Omega_2, q\Omega_3$ тощо, а амплітуди визначаються добутками функцій Бесселя окремих спектрів. Ширина смуги частот такого сигналу при $\beta_i > 4$ становить

$$F \le 3/2 \cdot \pi \cdot \sum_{i=1}^{n} \beta_i \cdot \Omega_i .$$

Оцінимо вплив фазової і частотної модуляції досліджуваного процесу на параметри синхронного перетворення. Оскільки асимптотичний розклад функції Бесселя залежить від значень β, то відносну похибку $\delta = 1 - I_o(\beta)/I_o(0)$ пристрою можна знайти за формулами

$$\delta = \beta^2/4 \text{ при } \beta < 0.4 ,$$

$$\delta = 1 - \frac{0.7979}{\sqrt{\beta}}\left[\left(1 - \frac{0.0703}{\beta^2} - \frac{0.1121}{\beta^4}\right)\cos(\beta - 0.7854) - \left(\frac{0.125}{\beta} - \frac{0.732}{\beta^3}\right)\sin(\beta - 0.7854)\right]$$

для $0.4 \le \beta \le 4$,

$$\delta = \frac{0.7979}{\sqrt{\beta}}\cos(\beta - 0.7854) \quad \text{при } \beta > 4 .$$

Наведені співвідношення доказують, що боротьба з частотно- і фазомодульованими завадами на вході ФЧП за допомогою фільтрації його вихідного сигналу лише погіршує швидкодію, не даючи суттєвого виграшу в точності. Вказаний недолік ФЧП з розглянутим типом завад на його вході можна повністю усунути при вимірюванні ефективного значення низькочастотної складової вихідного сигналу. Із рівняння Парсеваля

$$\frac{2}{T}\int_0^T f^2(x)dx = \frac{a_0^2}{2} + \sum_{k=1}^{\infty}(a_k^2 + b_k^2) ,$$

де a_0, a_k з b_k - коефіцієнти Фур'є функції $f(x)$, випливає, що квадрат ефективного значення величини $I(t)$ за час, кратний періоду коливань, дорівнює сумі квадратів ефективних значень її гармонічних складових .

Оскільки $I_n(\beta) = -I_n(\beta)$ при $n = 2p+1$ і $I_{-n}(\beta) = I_n(\beta)$ при $n = 2p$, отримаємо

$$I_o^2(t) = k^2 U^2 \cos^2 \Delta\varphi \left[I_o^2(\beta) + 2\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2(\beta) \right].$$

Через те, що між функціями Бесселя різних порядків існує співвідношення [1]

$$I_0^2(\beta)+2\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2(\beta)=1,$$

то

$$I_o^2(t)=k^2U^2\cos^2\Delta\varphi .$$

Нескладно довести, що при складній формі модульованого коливання

$$I_o^2(t)=k^2U^2\cos^2\Delta\varphi\prod_{i=1}^{n}\left[I_o^2(\beta)+2\sum_{n=1}^{\infty}I_n^2(\beta)\right]=$$

$$=k^2U^2\cos^2\Delta\varphi .$$

Звідси випливає, що ефективне значення низькочастотної складової вихідного сигналу синхронного перетворювача при частотній і фазовій модуляціях вхідної напруги не залежить від β. Якщо визначити середньоквадратичне значення величини $I(t)$ в проміжку часу $T_o \neq T$, то отримуємо

$$I_o^2(t)=k^2v^2\cos^2\Delta\varphi\,\Big[1+ \qquad (2)$$

$$+\frac{1}{T_o}\sum_{n=-\infty}^{\infty}I_o(2\beta)\frac{\sin n\Omega T_o}{n\Omega}\Big].$$

При $n\Omega\neq 0$ і великому значенні T_o сума у виразі (2) може приймати будь-яке мале значення і $I_o^2(t)=k^2U^2\cos^2\Delta\varphi$.

Розглянемо тепер випадок амплітудної модуляції вимірюваного сигналу. При гармонійній формі модулюючого коливання маємо

$$u(t)=U\left[1+m\sin(\Omega t+\psi)\right]\sin(\omega t+\varphi),$$

де m — глибина модуляції.

Тоді

$$I(t)=kU\cos\Delta\varphi\left[1+m\cdot\sin(\Omega t+\psi)\right]. \qquad (3)$$

Із (3) випливає, що завада, яка викликає амплітудну модуляцію u(t), збільшує пульсацію вихідного сигналу синхронного перетворювача, не змінюючи середнього значення. Найбільш поширений спосіб боротьби з такою завадою – фільтрація. Другий спосіб полягає в гетеродинному перетворенні амплітудномодульованого коливання в фазо- або частотномодульоване [2]. В цьому випадку сигнал $I(t)$ розкладається за допомогою фільтрів нижніх і верхніх частот на дві складові, які відтак використовуються для амплітудної модуляції коливань стабільного генератора. Сигнали, що при цьому отримуються.

$$I_1(t)=kU\cos\Delta\varphi\cos(\omega_g t+\varphi_g),$$

$$I_2(t)=kUm\cos\Delta\varphi\sin(\Omega t+\psi)\cos(\omega_g t+\varphi_g),$$

де: $k=kk_n$, k_n — коефіцієнт передачі додаткових помножувачів, після зміщення $I_2(t)$ по фазі на $\pi/2$ додають.

Тоді приходимо до виразу

$$I_\Sigma(t)=kU\cos\Delta\varphi\left[\cos(\omega_g t+\varphi_g)-\right.$$

$$\left.-m\sin(\Omega t+\psi)\sin(\omega_g t+\varphi_g)\right], \qquad (4)$$

який при $m\leq 0{,}4$ зводиться до такого вигляду:

$$I_\Sigma(t)=kU\cos\Delta\varphi\cos\left[\omega_g t+\varphi_g+\right. \qquad (5)$$

$$\left.+m\sin(\Omega t+\psi)\right],$$

Після цього можливі два шляхи усунення паразитної модуляції. В першому випадку можна провести безпосередньо вимірювання ефективного значення сигналу $I_\Sigma(t)$, а в другому – сигналу, який отримуємо після синхронного гетеродинного детектування струму $I_\Sigma(t)$. У другому варіанті приходимо до співвідношення (1), в якому β заміняється на m. Принципова різниця між цими двома методами полягає в тому, що в першому випадку спектр сигналу зсувається в область високих частот при $\omega_g >> \Omega$, а в другому – в низькочастотну область. Оскільки вимірювання діючого значення частотномодульованого сигналу для усунення впливу β здійснюється за час, кратний періоду коливання, то в першому варіанті отримуємо помітний виграш у швидкодії. Другий спосіб характеризується більшою складністю реалізації і не має виграшу у швидкодії порівняно з методом використання аналогової фільтрації вихідного сигналу ФЧП.

Переписавши (5) у вигляді

$$I_\Sigma(t)=kU\cos\Delta\varphi\sum_{n=-\infty}^{\infty}I_n(m)\cos\left[(\omega_g+n\Omega)t+\right.$$

$$\left.+n\psi+\varphi_g\right.$$

і враховуючи попередні результати, отримуємо при $t=T$

$$I_o^2(t)=k^2U^2\cos^2\Delta\varphi .$$

Для $t=T_o$, $I_o^2(t)$ можна вичислити з (2), якщо $n\Omega$ замінити на $\omega_g+n\Omega$.

При аналізі процесу перетворення амплітудної модуляції сигналу в частотну вважалось, що $m\leq 0.4$. В цьому випадку зміна змінної частини кругової частоти

$$\omega(t)=\frac{m\Omega\cos(\Omega t+\psi)}{1+m^2\sin^2(\Omega t+\psi)}$$

точно відтворює зміну модулюючого сигналу. Однак при $m>0.4$ поява непарних вищих гармонік викликає нелінійні спотворення модульованого коливання. Так, при $m=1$ спотворення досягають 16%.

Всі отримані співвідношення справедливі і для ФЧП, що працюють в релейному режимі, якщо прийняти $k=2/\pi$ при гармонійній формі вхідного сигналу і $k=1$ - при меандрі.

Література

1. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. — М.: Наука, 1964. — 772 с.

2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Сов. радио, 1987. — 608 с.