



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **66357** (13) **U**
(51) МПК (2011.01)
G01R 23/00

ДЕРЖАВНА СЛУЖБА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ
УКРАЇНИ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

видається під
відповідальність
власника
патенту

(54) СПОСІБ ВИМІРУ ЧАСТОТИ ГАРМОНІЙНИХ КОЛИВАНЬ

1

2

(21) u201110367

(22) 25.08.2011

(24) 26.12.2011

(62) u200801514, 05.02.2008

(46) 26.12.2011, Бюл.№ 24, 2011 р.

(72) БОНДАРЕНКО МАКСИМ ВАСИЛЬОВИЧ,
СЛЮСАР ВАДИМ ІВАНОВИЧ

(73) БОНДАРЕНКО МАКСИМ ВАСИЛЬОВИЧ,
СЛЮСАР ВАДИМ ІВАНОВИЧ

(57) Спосіб виміру частоти гармонійних коливань, що включає операції аналого-цифрового перетворення сигналу, запам'ятовування його значень в N наступних моментах часу, який **відрізняється** тим, що операцію аналого-цифрового перетворення сигналу здійснюють за синхронною квадратур-

ною схемою з рівномірною дискретизацією, а оцінку частоти гармонійних коливань розраховують за сукупністю з N відліків кожної з квадратурних складових напруг сигналів згідно з виразом:

$$f = \frac{1}{2\pi T} \arctg \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-2} U_k^C U_{k+1}^S - \sum_{k=0}^{N-2} U_k^S U_{k+1}^C}{\sum_{k=0}^{N-2} U_{k+1}^C U_k^C + \sum_{k=0}^{N-2} U_{k+1}^S U_k^S} \right),$$

де U_k^C , U_{k+1}^C та U_k^S , U_{k+1}^S - косинусна і синусна квадратурні складові напруг сигналів у k-му та k+1-му часових відліках, T - період дискретизації.

Корисна модель відноситься до вимірювальної техніки й може бути використана для виміру відхилень миттєвої частоти від номінального значення, для демодуляції частотно-модульованих сигналів у радіовимірювальних, радіоприймальних пристроях, у цифрових телевізійних декодерах СЕ-КАМ та радіолокації.

Відома значна кількість способів демодуляції дискретного частотно-модульованого сигналу, виміру частоти гармонійних коливань, докладний огляд яких наведений, наприклад, в [1].

Один з найбільш простих способів полягає в тому, що для обчислення значень миттєвої частоти в ньому використовуються три послідовні вибірки сигналу, наприклад A_1 , A_2 і A_3 , на підставі яких визначають частоту відповідно до виразу [1]:

$$\omega = \frac{1}{T} \arccos \left\{ \frac{A_1 + A_3}{2A_2} \right\}, \quad (1)$$

де T - період дискретизації.

Можна показати, що даний спосіб оцінювання є оптимальним за мінімумом середньоквадратичної похибки виміру. Використана в ньому операція ділення на вибірку A_2 зменшує залежність вихідного сигналу від амплітуди несучої, тобто деякою мірою замінює амплітудний обмежник, що особливо важливо для демодуляції частотно-модульованих сигналів.

Разом з тим наявність операції ділення в розглянутому способі є його недоліком, оскільки при $A_2 = 0$ виконати її неможливо.

Розвитком даного підходу до виміру частоти є спосіб [2], що включає, зокрема, операції аналого-цифрового перетворення сигналу, запам'ятовування його значень в N послідовних одна за одною тріадах моментів часу, спільну обробку всіх отриманих тріад відліків аналого-цифрового перетворення.

Слід зазначити, що підсумовування кількох тріад відліків сигналу дозволило знизити вплив флуктуаційних завад. Крім того, у розглянутому способі вдалося виключити можливість збоїв, обумовлених діленням на нуль, хоча для цього й треба було ввести операцію логарифмування.

Недоліком відомого способу [2] є не оптимальність обробки відліків напруг сигналу (використовуються не самі напруги, а їхні модулі). Крім того, у розглянутому способі, щоб уникнути зсуву нульової точки аналого-цифрового перетворювача АЦП, необхідно виконувати додаткове зважування цифрових відліків сигналів.

Найбільш близьким за технічною сутністю до винаходу, що заявляється, є спосіб виміру частоти гармонійних коливань [3], що включає операції аналого-цифрового перетворення сигналу, запам'ятовування його значень в N наступних момен-

(19) **UA** (11) **66357** (13) **U**

тах часу, який полягає в тому, що частоту сигналу визначають відповідно до виразу:

$$f = \frac{1}{2\pi T} \arccos \left\{ \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N U_{2n} \cdot (U_{1n} + U_{3n}) \cdot \left[\sum_{n=1}^N U_{2n}^2 \right]^{-1} \right\} \quad (2)$$

де T - інтервал дискретизації АЦП, U_{1n} , U_{2n} , U_{3n} - напруги першого, другого і третього відліків, що оброблюються в n -му положенні ковзного вікна, N - кількість трійок відліків, що усереднюються (загальна кількість зсувів вікна обробки), причому вибір частоти дискретизації сигналу, розміщення триад у часі й вибір їхньої кількості здійснюються за умови

нерівності нулю суми $\sum_{n=1}^N U_{2n}^2$.

Спосіб-прототип дозволяє оптимально, за методом найменших квадратів, оцінити частоту гармонійних коливань по серії цифрових відліків напруг сигналів.

Недоліком способу-прототипу є неможливість його використання для виміру частоти сигналів, представлених у комплексній формі запису, тобто таких, що мають квадратурні складові напруг.

З урахуванням сказаного, технічне завдання, що вирішується заявленою корисною моделлю, полягає у забезпеченні оптимального виміру частоти гармонійних коливань сигналу у комплексній формі запису, представленого сукупністю цифрових відліків квадратурних складових напруг.

Сутність корисної моделі полягає в тому, що на відміну від прототипу операцію здійснюють за синхронною квадратурною схемою з рівномірною дискретизацією, а оцінку частоти гармонійних коливань розраховують за сукупністю з N відліків кожної з квадратурних складових напруг сигналів згідно з виразом:

$$f = \frac{1}{2\pi T} \arccos \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-2} U_k^C U_{k+1}^S - \sum_{k=0}^{N-2} U_k^S U_{k+1}^C}{\sum_{k=0}^{N-2} U_k^C U_k^C + \sum_{k=0}^{N-2} U_k^S U_k^S} \right) \quad (3)$$

де U_k^C , U_{k+1}^C та U_k^S , U_{k+1}^S - косинусна і синусна квадратурні складові напруг сигналів у k -му та $k+1$ -му часових відліках.

Запропонований спосіб дозволяє оптимально оцінити частоту гармонійних коливань, для доведення чого слід скористатися ідеями, викладеними в [1].

Нехай на вході АЦП є присутнім гармонійний комплексний сигнал виду

$$i(t) = A \exp(j(\omega t + \varphi)) \quad (4)$$

де A - амплітуда сигналу; $\omega = 2\pi f$ - кругова частота вхідного сигналу; φ - початкова фаза вхідного сигналу.

Нехай сигнал (4) рівномірно дискретизується за допомогою синхронно тактовних аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) із періодом дискретизації T . Зневажаючи шумами, запишемо вирази для k -го відліку синфазної й квадратурної складових напруг на виходах АЦП:

$$U_k^C = A \cos(\omega T k + \varphi) \quad (5)$$

$$U_k^S = A \sin(\omega T k + \varphi) \quad (6)$$

де C і S - синфазна й квадратурна складові, відповідно.

Розглянемо наступні суми відліків напруг на виходах АЦП:

$$U_k^C + U_{k+1}^C = (1 + \cos(\omega T)) U_k^C - \sin(\omega T) U_k^S \quad (7)$$

$$U_k^S + U_{k+1}^S = (1 + \cos(\omega T)) U_k^S - \sin(\omega T) U_k^C \quad (8)$$

Перепишемо вирази (7) і (8) у вигляді

$$U_{k+1}^C - \mu U_k^C + \nu U_k^S = 0 \quad (9)$$

$$U_{k+1}^S - \mu U_k^S - \nu U_k^C = 0 \quad (10)$$

де $\mu = \cos(\omega T)$ й $\nu = \sin(\omega T)$.

Для оцінки частоти ω скористаємося методом найменших квадратів. Нехай отримана вибірка з N відліків. Використовуючи вирази (9) і (10), запишемо цільову функцію у вигляді

$$F = \sum_{k=0}^{N-2} (U_{k+1}^C - \mu U_k^C + \nu U_k^S)^2 + \sum_{k=0}^{N-2} (U_{k+1}^S - \mu U_k^S - \nu U_k^C)^2 = \min \quad (11)$$

Мінімізуємо значення функції F . Прирівнявши похідні F по μ і ν нулю й вирішуючи отриману систему рівнянь, одержимо оцінки μ і ν :

$$\mu = \frac{\sum_{k=0}^{N-2} U_{k+1}^C U_k^C + \sum_{k=0}^{N-2} U_{k+1}^S U_k^S}{\sum_{k=0}^{N-2} (U_k^C)^2 + \sum_{k=0}^{N-2} (U_k^S)^2} \quad (12)$$

$$\nu = \frac{\sum_{k=0}^{N-2} U_k^C U_{k+1}^S - \sum_{k=0}^{N-2} U_k^S U_{k+1}^C}{\sum_{k=0}^{N-2} (U_k^C)^2 + \sum_{k=0}^{N-2} (U_k^S)^2} \quad (13)$$

Остаточна оцінка частоти ω має вигляд

$$\omega = \frac{1}{T} \arctg \left(\frac{\nu}{\mu} \right) \quad (14)$$

Використовуючи результати (12) і (13), перепишемо вираз (14) у наступному виді

$$\omega \frac{1}{T} \arctg = \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-2} U_k^C U_{k+1}^S - \sum_{k=0}^{N-2} U_k^S U_{k+1}^C}{\sum_{k=0}^{N-2} U_{k+1}^C U_k^C + \sum_{k=0}^{N-2} U_{k+1}^S U_k^S} \right) \quad (15)$$

що відповідає виразу (3).

Для підтвердження можливості реалізації способу, що заявляється, був використаний спеціальний модуль цифрової обробки сигналів з двома синхронними АЦП, що дозволяє оцифровувати радіочастотний сигнал (безперервний або імпульсний) за квадратурною схемою, накопичувати його дискретні відліки в буферному оперативному запам'ятовуючому пристрої (ОЗП) в темпі їхнього надходження й далі через системну шину завантажувати отримані відліки напруг сигналів для обробки у ПЕОМ.

Крім того, працездатність заявленого способу була доведена шляхом моделювання його операцій у пакеті Mathcad.

Джерела інформації:

1. Хохлов Б. Н. Декодирующие устройства цветных телевизоров. - М.: Радио и связь, 1992.-С. 88-101.

2. Хохлов Б. Н. Декодирующие устройства цветных телевизоров. - М.: Радио и связь, 1992.-С. 97-101.

3. Патент РФ № 2111496, G01R23/00. Способ измерения частоты гармонических колебаний. // Слюсар В. И., Покровский В. И., Сахно В. Ф., Слюсарь И. И. - Оpubл. 20.05.98, Бюл. № 14. - прототип.