

**АЛГОРИТМ ПРИДУШЕННЯ ПАРАЗИТНОЇ КУТОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ**

Михальова А.Г.

Науковий керівник - к.т.н., доцент. Посошенко В.О.

Харківський національний університет радіоелектроніки, каф. МІРЕС,  
м. Харків, Україна

e-mail: anastasiia.mykhalova@nure.ua

The algorithm for suppression of parasitic angular modulation in radio-electronic equipment designed for the enrichment of ore with a useful substance that has active conductivity is considered. It is shown that the procedures of this algorithm are based on bandpass, low-pass filtering, and product operations, which allows for practical implementation of the proposed real-time algorithm in both analog and digital formats. It is noted that this algorithm can be improved by processing the original oscillation in quadrature.

При збагаченні руд обладнанням конвеєрного типу з застосуванням радіометодів виникає задача придушення паразитної кутової модуляції, яка визначається реактивними складовими опору об'єкта дослідження (ОД) і неповним узгодженням з контуром датчика [1].

Після входження об'єкта дослідження (ОІ) в активну зону автогенератора (АГ) вихідне коливання АГ отримує амплітудну (АМ) та кутову (КМ) модуляції. Для нас інформативною є АМ (оскільки визначається активною складовою ОД), а КМ є паразитною, що заважає (визначається реактивною складовою ОД та зв'язками з контуром АГ), яку потрібно придушити, або, щонайменше, серйозно послабити [1].

Вихідне коливання АГ має вигляд:

$$U_{\text{вих.АГ}} = U_0 \cdot \cos \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi(t)) + U_{\text{НБ}} \cdot \cos \cos((\omega_0 - \Omega) \cdot t + \varphi(t)) + U_{\text{ВБ}} \cdot \cos((\omega_0 \cdot t + \Omega) + \varphi(t)) \quad (1)$$

де  $U_0$  – початкова амплітуда АГ;  $\omega_0$  – центральна частота АГ;  $\varphi(t)$  – паразитна кутова модуляція;  $\Omega$  – абсолютний розлад бічних складових АМ по відношенню до центральної частоти  $\omega_0$ ; визначається швидкістю руху ОД, розподілом активної речовини ОД, поточним коефіцієнтом зв'язку активної речовини з контуром АГ; наявність у виразі (1) тільки двох бічних складових не повинно бентежити, оскільки їх може бути більше, і це не впливає на спільність міркувань через адитивність виразу (1);  $U_{\text{НБ}}$  і  $U_{\text{ВБ}}$  – амплітуди бічних складових, які значно менші за амплітуду  $U_0$ .

З точки зору енергетики складових у виразі (1) амплітудна модуляція може розглядатися як паразитна. У таких випадках її позбавляються за допомогою операції амплітудного обмеження. У свою чергу ця операція може бути реалізована або за допомогою підсилювача-обмежувача, або на

основі компаратора (або тригера Шмитта). Після здійснення цієї операції формується трапецеїдальне коливання, близьке до меандру. Методом вузькосмугової фільтрації за допомогою багатоланкового резонансного підсилювача з дуже слабким зв'язком між окремими коливальними системами з цього коливання виділяється гармонійний сигнал виду:

$$U_{oc} = U_{o1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi(t) + \varphi_0) \quad (2)$$

У цьому виразі фаза  $\varphi_0$  є постійною величиною (це набіг фази за рахунок вузькосмугової фільтрації), яка може бути легко врахована або скомпенсована, а тому далі не розглядається.

Сигнал (2) будемо використовувати як опорний для синхронного детектування коливання (1). Для цього перемножимо коливання (1) і (2), використовуючи вираз:  $\cos(A) \cos(B) = 1/2(\cos(A + B) + \cos(A - B))$  з урахуванням того, що  $\cos(C)$  – функція парна.

Отримаємо на виході перемножувача:

$$U_{\text{вих.перемн.}} = 0.5 \cdot (U_0 \cdot U_{oc} \cdot \cos \cos(0) + U_0 \cdot U_{oc} \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t + \varphi(t))) + \\ + 0.5 \cdot (U_{\text{НБ}} \cdot U_{oc} \cdot \cos \cos(\Omega \cdot t) + U_{\text{НБ}} \cdot U_{oc} \cdot \cos \cos(2 \cdot \omega_0 - \Omega) \cdot t + 2 \cdot \varphi(t)) + \\ + 0.5 \cdot (U_{\text{ВБ}} \cdot U_{oc} \cdot \cos \cos(\Omega \cdot t) + U_{\text{ВБ}} \cdot U_{oc} \cdot \cos \cos(2 \cdot \omega_0 + \Omega) \cdot t + 2 \cdot \varphi(t)).$$

Після фільтрації високочастотних складових (з подвоєною вихідною частотою АГ) та потужною постійною складовою на виході ФНЧ формується низькочастотний сигнал, пропорційний кількості корисної речовини в ОД та поточному коефіцієнту зв'язку корисної речовини з коливальною системою АГ:

$$U_{\text{НЧ}} = 0.5 \cdot U_{oc} \cdot (U_{\text{НБ}} + U_{\text{ВБ}}) \cdot \cos \cos(\Omega \cdot t).$$

Причому з урахуванням перемноження високоенергійної амплітуди опорного сигналу та слабкої амплітуди інформаційного сигналу амплітуда підсумкового сигналу виходить як середньо-геометричне від цих сигналів:

$$U_{\text{НЧmax}} = \sqrt{U_{oc} \cdot U_{\text{ИНФ}}}.$$

Наприклад, якщо  $U_{oc} = 1\text{В}$ , а  $U_{\text{ИНФ}} = 50\text{мкВ}$ , то  $U_{\text{НЧmax}} \approx 7\text{мВ}$ .

Вихідний низькочастотний сигнал може бути посилений та переведений у цифровий формат для подальшої обробки.

Ще більше інформації можна отримати за допомогою синхронного детектування в квадратурах. Для цього потрібно сформуванню синусний опорний сигнал  $U_{os}$  з  $U_{oc}$  (вираз (2)).

Список використаних джерел:

1. В.М. Учанін Накладні вихреструміві перетворювачі подвійного диференціювання. – Львів: СПОЛОН, 2013. – 268с.
2. Комплексування інформаційних каналів систем виявлення та спостереження безпілотних літальних апаратів з позицій теорії статистичних рішень / В. М. Карташов, В. О. Посошенко, В. І. Колісник, А. І. Капуста, М. В. Рибников, Є. В. Першин, В. О. Кізка // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – Харків, 2021. – Вип. 207. – С. 102–111.