

УДК 519.7: 62-52

Корнієнко В.І., канд. техн. наук
Гусєв О.Ю., канд. фіз.-мат. наук

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ СПЕКТРАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ КОНТРОЛЮ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСІВ РУДОПІДГОТОВКИ

Національний гірничий університет

Розроблено алгоритм обробки сигналів, що забезпечує підвищення точності в спектральних пристроях контролю технологічних процесів рудопідготовки шляхом покращення їхньої вибірковості і зниження інструментальної похибки. оцінено ефективність і витрати на реалізацію цього алгоритму

Вступ

Найбільш ефективно керування технологічними процесами рудопідготовки досягається шляхом побудови систем оптимального керування ними, що потребує застосування засобів контролю підвищеної точності [1].

При цьому прямі методи і засоби контролю [2] властивостей руди, що переробляється, вимагають значних витрат ручної праці і малопродуктивні, а розробка на їхній основі автоматичних засобів контролю дуже скрутна. Тому істотний розвиток одержали спектральні пристрої, що реалізують непрямі методи контролю, зокрема, по спектральним складовим активної потужності, споживаної приводними двигунами технологічного устаткування [2–5].

Постановка задачі

Принцип дії спектральних пристроїв контролю заснований на виділенні й обробці складових активної потужності, обумовлених взаємодією робочих органів технологічного устаткування з рудними частками.

Створювані на робочих органах навантажувальні моменти визначаються властивостями руди, що переробляється, і режимами роботи устаткування. При цьому через обертання робочих органів інформація про навантажувальний момент у спектрі активної потужності відображається на оборотній частоті технологічного апарата і, як правило, у діапазоні до подвійної оборотної частоти [3, 5].

На рис. 1 представлений типовий спектр 1 активної потужності $P_{акт}$ приводного двигуна конусної дробарки. Для цих дробарок рівень зусиль, що розвиваються при скороченні часток руди, визначається її міцністю, а кількість таких часток визначається крупністю вихідної руди. Зміна кількості часток, що скорочуються, у процесі дроблення приводить до виникнення варіацій навантажувального моменту, що модулює потужність приводного двигуна дробарки [5].

У результаті навантажувальний момент має постійну складову (на нульовій частоті), пропорційну крупності d і міцності ρ руди, що дробиться, і перемінну складову (у смузі частот $f = f_n \dots f_6$), пропорційну крупності d . Цей момент прикладений до ексцентрикового вузла, що обертається з частотою хитань конуса f_k ($f_k > f_6$). Тоді рівень \bar{A} складової 2 (рис. 1) активної потужності на частоті f_k хитань рухливого конуса відповідає постійній складовій навантажувального моменту і пропорційний функції міцності і крупності вихідної руди:

$$\bar{A} = \Phi_1(d, \rho), \quad (1)$$

а рівень \tilde{A} складових 3 і 4 у смугах $f_k \pm (f_n \dots f_6)$, що характеризують перемінну складову навантажувального моменту, пропорційний функції крупності вихідної руди:

$$\tilde{A} = \Phi_2(d), \quad (2)$$

де Φ_1, Φ_2 – функції еквівалентності.

У результаті рівень \bar{A} , скоректований по величині рівня \tilde{A} , корелює тільки з міцністю руди [5].

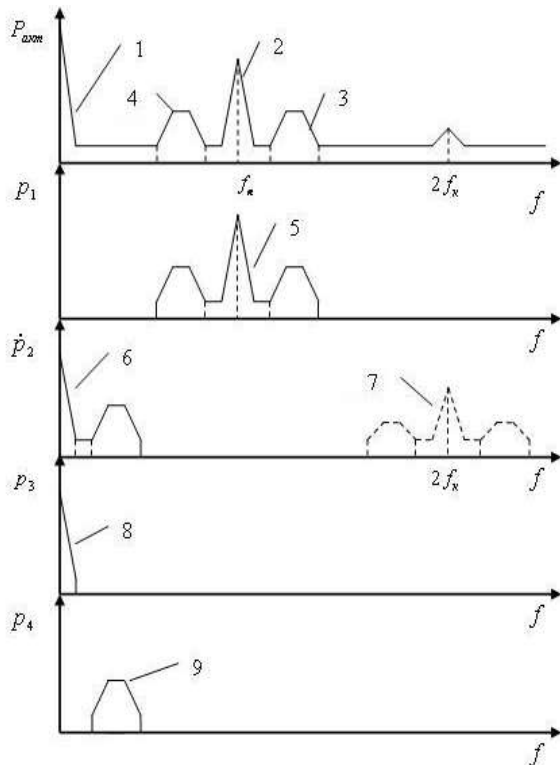


Рис. 1. Перетворення спектру сигналу активної потужності при його демодуляції

Основними проблемами при здійсненні такого підходу є складність реалізації інфранизькочастотної фільтрації аналоговими засобами, а також мала вибірковість фільтрів (ослаблення сигналів сторонніх частот) через близькість розділюваних частот. Так, якщо інформативні складові сигналу активної потужності знаходяться між першою і другою оборотною частотою, то вибірковість складає не краще – 3,5 дБ на кожен порядок фільтра (відношення розділюваних частот не більше 1,5).

З метою зниження похибки контролю шляхом підвищення вибірковості до інформативних складових у відомих пристроях [6] реалізується метод синхронної демодуляції сигналу потужності, заснований на теоремі модуляції (змішування) [7–9]:

$$x(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t \Leftrightarrow 1/2[X(f-f_0)+X(f+f_0)], \quad (3)$$

де t – час; f – частота; $x(t)$, $X(f)$ – часовий сигнал і його перетворення Фур'є.

Цей метод включає множення сигналу активної потужності на гармоніку опорної частоти f_0 , що приводить до зсуву спектра сигналу щодо вихідної інформативної складової 5 (рис. 1) по частоті на $\pm f_0$ (складові 6 і 7), і фільтрацію результуючого сигналу в низькочастотній області (складова 6), де відношення розділюваних частот і, відповідно, вибірковість більше (на рис. 1 прийнято, що $f_0 = f_k$).

Недоліком такого підходу є виникнення паразитної складової 7, що обмежує вибірковість I_e по верхній границі відношенням розділюваних частот B_e між складовими 6 і 7 при $f_0 = f_k$ на рівні:

$$B_e = (2f_k - f_e) / f_e = 2f_k / f_e - 1; \quad (4)$$

$$I_e = -20 \lg B_e. \quad (5)$$

Відомі пристрої мають також велику інструментальну похибку, обумовлену варіацією параметрів аналогових схем, і жорсткі вимоги до точності синхронізації фази гармоніки опорної частоти і складової сигналу активної потужності на оборотній частоті.

Таким чином невирішеною задачею є зниження інструментальної похибки спектральних пристроїв контролю і підвищення їхньої вибірковості.

Мета статті

Розробка алгоритму обробки сигналів у спектральних пристроях, що забезпечує підвищену точність контролю технологічних процесів рудопідготовки, а також оцінка ефективності витрат на реалізацію такого алгоритму обробки.

Демодуляція сигналів

На відміну від відомих підходів пропонується алгоритм включає демодуляцію сигналів по методу спектральної

лупи, заснованого на теоремі зсуву [8, 9]:

$$x(t) \cdot \exp(-j2\pi f_0 t) \Leftrightarrow X(f - f_0). \quad (6)$$

Перевагою такого підходу є відсутність виникнення (на відміну від виразу (3)) паразитної складової 7 у спектрі зсунутого (квадратурного) сигналу.

Демодуляція виконується згідно пропонуємій схемі, яка наведена на рис. 2 і включає наступні операції:

- предфільтрацію сигналу активної потужності $P_{акт}(t)$ [вихідний сигнал $p_1(t)$];
- дискретизацію сигналу аналогового предфільтра $p_1(t)$ [$p_1(k)$];

- зсув дискретного сигналу $p_1(k)$ на опорну частоту f_0 [$\mathcal{P}_2(k)$];
- цифрову низькочастотну фільтрацію квадратурного сигналу $\mathcal{P}_2(k)$ [$p_3(k)$];
- цифрову смугову фільтрацію квадратурного сигналу $\mathcal{P}_2(k)$ [$p_4(k)$];
- усереднення сигналу цифрової низькочастотної фільтрації $p_3(k)$ [\bar{A}];
- усереднення сигналу цифрової смугової фільтрації $p_4(k)$ [\tilde{A}].

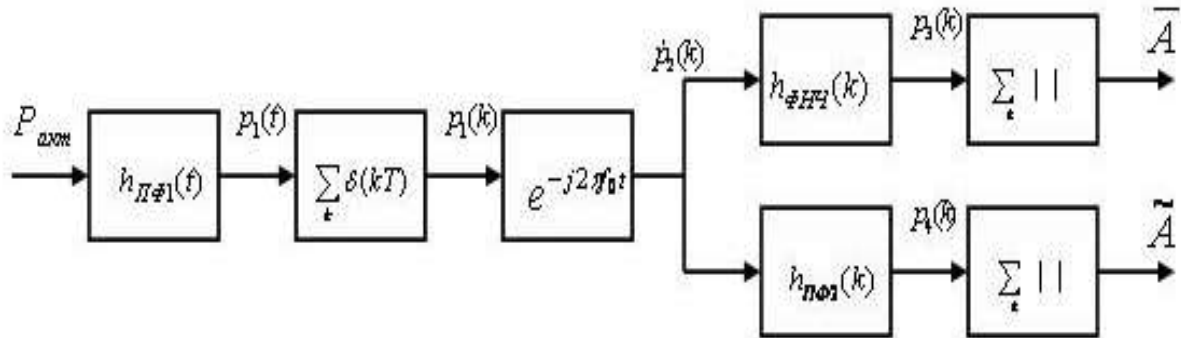


Рис. 2. Схема обробки сигналів в спектральному пристрої контролю

Предфільтрація призначена для виділення зі спектра активної потужності 1 (рис. 1) складової 5 в інформативній смузі частот $f_k \pm f_e$, а також для запобігання накладення спектрів при наступній дискретизації аналогового сигналу:

$$p_1(t) = P_{акт}(t) * h_{ПФ1}(t), \quad (7)$$

де $h_{ПФ1}(t)$ – імпульсна перехідна функція (ПФ) аналогового предфільтра; * – знак операції згортки.

Дискретизація виконується відповідно до теореми Котельникова-Шеннона. Оскільки верхня частота в спектрі сигналу $p_1(t)$ дорівнює $F_e = f_k + f_e$, то частота дискретизації визначається як:

$$F_o \geq \alpha \cdot 2 \cdot (f_k + f_e) = \alpha \cdot 2 \cdot F_e, \quad (8)$$

де α – коефіцієнт запасу по частоті ($\alpha \geq 1$).

Тоді дискретизований сигнал дорівнює:

$$p_1(k) = \sum_k p_1(kT) \cdot \delta(t - kT), \quad (9)$$

де k – такт часу; δ – функція Дірака; $T = F_o^{-1}$ – період дискретизації.

Зсув спектра на опорну частоту f_0 здійснюється шляхом формування квадратурного сигналу (складової 6):

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_2(k) &= p_1(k) \cdot \exp(-2\pi f_0 t) = \\ &= p_1(k) \cdot (\cos 2\pi f_0 t - j \sin 2\pi f_0 t). \end{aligned} \quad (10)$$

Цифрова низькочастотна фільтрація квадратурного сигналу виконується для виділення складової 8:

$$p_3(k) = \mathcal{R}_2(k) * h_{\Phi HC}(k), \quad (11)$$

де $h_{\Phi HC}(k)$ – ПФ цифрового фільтра нижніх частот з частотою зрізу $f_{\Phi HC}$.

Цифрова смугова фільтрація квадратурного сигналу виконується для виділення складової 9:

$$p_4(k) = \mathcal{R}_2(k) * h_{\Pi\Phi 2}(k), \quad (12)$$

де $h_{\Pi\Phi 2}(k)$ – ПФ цифрового смугового фільтра з частотами зрізу $f_{cp1} = f_n$ і $f_{cp2} = f_6$ (зі смугою пропускання $f_n \dots f_6$).

Рівні складових 8 і 9 визначаються як їх середні значення за час спостереження T_n :

$$\tilde{A} = T_n^{-1} \sum_{k=1}^{T_n} |p_i(k)|; \quad i = \overline{1, 2} \quad (13)$$

чи як експонентне (ковзне) середнє:

$$\tilde{A}(k) = \tilde{A}(k-1) + T_n^{-1} \cdot |p_i(k-1) - \tilde{A}(k-1)|, \quad (14)$$

де $i = \overline{1, 2}$.

Тоді відповідно до (1) і (2) крупність вихідної руди дорівнює:

$$d = \Phi_2^{-1}(\tilde{A}), \quad (15)$$

а її міцність визначається як:

$$\rho = \Phi_1^{-1}[\Phi_2^{-1}(\tilde{A}), \bar{A}]. \quad (16)$$

Оцінка ефективності реалізації

Рівень придушення сигналів аналоговим предфільтром поза його смугою пропускання може бути обраний на рівні шуму наступної операції дискретизації [10]:

$$A_{\min} = -20 \lg(\sqrt{1,5} \cdot 2^g), \quad [\text{дБ}], \quad (17)$$

де g – розрядність аналого-цифрового перетворювача, біт.

Так при $g = 16$ біт придушення повинне бути на рівні $A_{\min} = -98$ дБ.

Як тип апроксимації бажаної характеристики фільтра кращим представляється фільтр Баттерворта, що має гладку

амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) в смузі пропускання [10]:

$$|H(f)|^2 = [1 + (f/f_{cp})^{2r}]^{-1}, \quad (18)$$

де f_{cp} – частота зрізу; r – порядок фільтра.

Теорія проектування цифрових фільтрів добре розроблена [7, 10]. Для одержання необхідних ПФ $h(k)$ в (11) і (12) при проектуванні цифрових фільтрів з кінцевою і нескінченною (НІХ) характеристиками використовуються різні ефективні методи з апроксимацією бажаних характеристик за допомогою поліномів Чебишева, еліптичних рівнянь, тощо.

Перевагами цифрової фільтрації є точність, що визначається розрядністю відліків, а також відсутність температурних перекоєчувань, надійність і компактність.

З урахуванням вищевикладеного до параметрів настроювання спектральних пристроїв контролю необхідно віднести:

- смугу пропускання аналогового предфільтра (від $f_k - f_6$ до $f_k + f_6$);
- частоту дискретизації аналогового сигналу (F_0);
- частоту зсуву (f_0);
- частоту зрізу цифрового фільтра нижніх частот ($f_{\Phi HC}$);
- смугу пропускання цифрового смугового фільтра (від f_{cp1} до f_{cp2});
- час усереднення (T_n).

Для оцінки якості демодуляції сигналів методом спектральної лупи і витрат на її реалізацію виконаємо моделювання обробки сигналів у середовищі *Matlab*.

За приклад розглянемо обробку сигналу активної потужності, споживаної приводним двигуном конусної дробарки крупного дроблення ККД-1500/180 [6].

Для цього сигналу математичне очікування частоти хитань рухливого конуса під навантаженням складає $f_k = \bar{f}_k = 1,231 \text{ ч}$ з варіацією $\sigma_f = 0,0231 \text{ ч} = 0,019 f_k$. Спектр перемінної складової навантажувального моменту знаходиться в смузі від

$f_n = 0,2f_k = 0,251 \text{ Гц}$ до $f_e = 0,5f_k = 0,621 \text{ Гц}$. Тоді смуга пропущення аналогового предфільтра складає від $f_k - f_e = 0,61 \text{ Гц}$ до $f_k + f_e = 1,85 \text{ Гц}$.

Прийmemo коефіцієнт запасу по частоті $\alpha = 1,5$, тоді частота дискретизації відповідно до (8) буде $F_D = 5,54 \text{ Гц}$, а період дискретизації $T = F_D^{-1} = 0,18 \text{ с}$.

При частоті зсуву $f_0 = f_k$ смуга пропущення цифрового смугового фільтра буде від $f_{cp1} = f_n = 0,25 \text{ Гц}$ до $f_{cp2} = f_e = 0,62 \text{ Гц}$.

Частота зрізу цифрового фільтра нижніх частот $f_{ФНЧ}$ визначається варіацією частоти хитань конуса. Вважаючи її розподіл нормальним і прийнявши імовірність 0,99 (похибку 0,01), одержимо, що $f_{ФНЧ} = 3\sigma_f = 0,057f_k = 0,07 \text{ Гц}$.

У якості часу спостереження (усереднення) T_n доцільно вибрати середній час дроблення одиничної порції руди (із думпкара чи самоскида) $T_n = 117 / f_k$ [5]. Тоді кількість дискретних відліків дорівнює $L = T_n / T = 528$. Для можливості використання при моделюванні алгоритмів швидкого перетворення Фур'є прийmemo $L^* = 512$ і, відповідно, дискретність по частоті буде $\Delta f = (L^* \cdot T)^{-1} = 0,011 \text{ Гц}$.

Відомо [8], що похибка апроксимації ідеальної (прямокутної) частотної характеристики фізично реалізованим фільтром визначається (для частоти $f = F_e$) як:

$$|H[(2\alpha - 1) \cdot F_e]|^2 \leq \varepsilon_H^2. \quad (19)$$

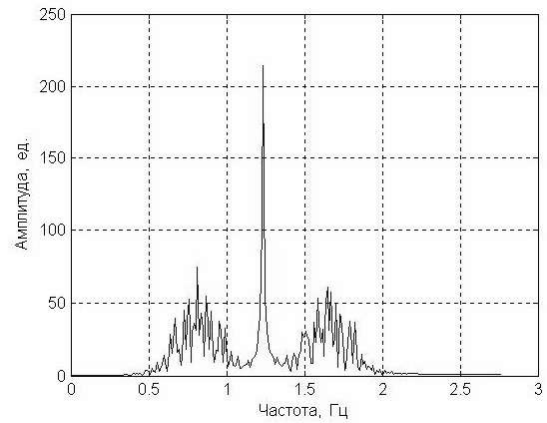
Тоді для фільтра Баттерворта (18) при $f_{cp} = F_e$ одержимо:

$$1 + (2\alpha - 1)^{2r} \geq \varepsilon_H^{-2}. \quad (20)$$

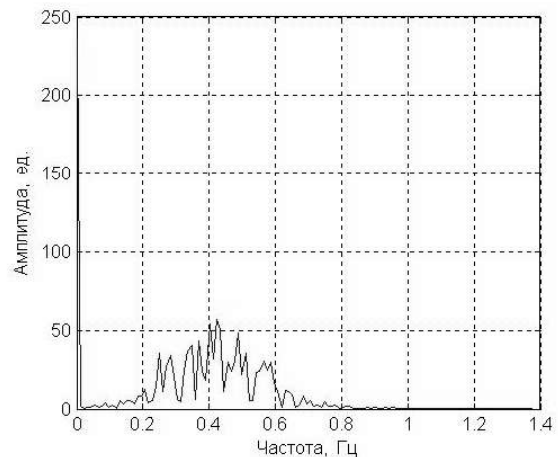
Задавши величину відносної похибки $\varepsilon_H = 0,01 = 1\%$ з урахуванням прийнятого коефіцієнта запасу по частоті $\alpha = 1,5$

по виразу (19) визначимо, що порядок фільтрів Баттерворта повинен бути $r \geq 6,6$.

Спектр вихідного сигналу аналогового предфільтра наведений на рис. 3. а і спектр квадратурного (зсунутого) сигналу – на рис. 3. б.



а)



б)

Рис. 3. Спектри сигналу аналогового предфільтра (а) і квадратурного сигналу (б)

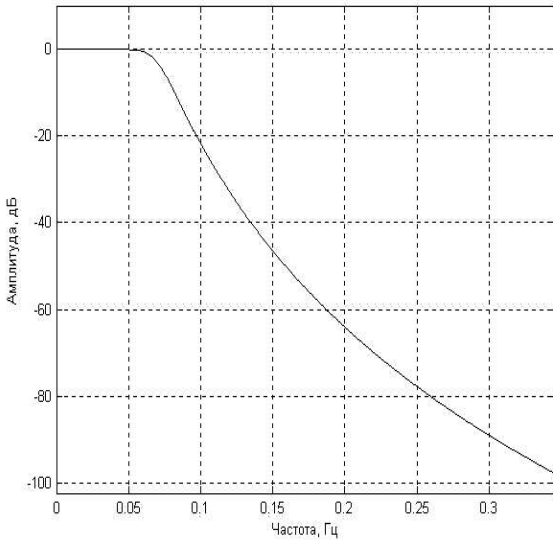
АЧХ цифрового НІХ-фільтра Баттерворта нижніх частот 7-го порядку з розрядністю 16 біт наведена на рис. 4. а і спектр його вихідного сигналу (складова 8 на рис. 1) – на рис. 4. б.

АЧХ цифрового смугового НІХ-фільтра Баттерворта 8-го порядку з розрядністю 16 біт наведена на рис. 5. а і спектр його вихідного сигналу (складова 9 на рис. 1) – на рис. 5. б.

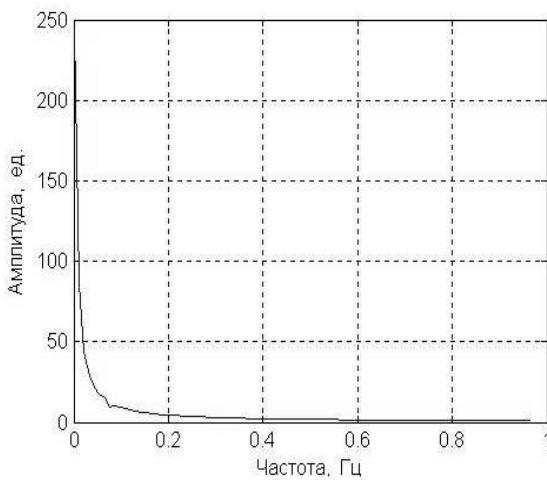
Вибірковість пропонованого алгоритму обробки сигналів по верхній гра-

ниці визначається відношенням частот між складовою 9 на рис. 1 і її дзеркальною складовою від дискретизації:

$$B_{цв} = \frac{F_{\partial}/2 - f_{\epsilon}}{f_{\epsilon}} = \frac{\alpha \cdot f_{\kappa}}{f_{\epsilon}} + \alpha - 1. \quad (21)$$



а)



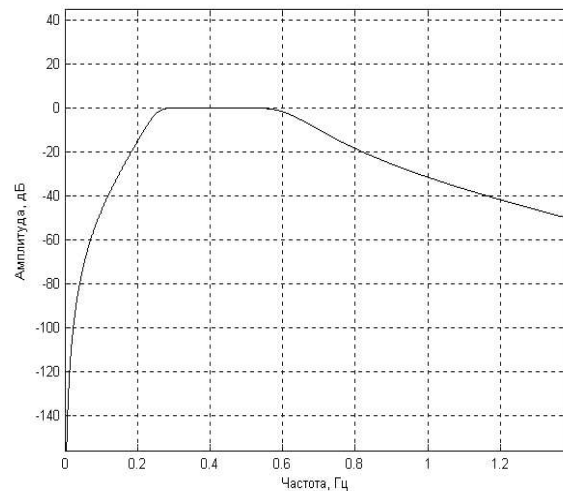
б)

Рис. 4. АЧХ цифрового фільтра нижніх частот (а) і спектр його вихідного сигналу (б)

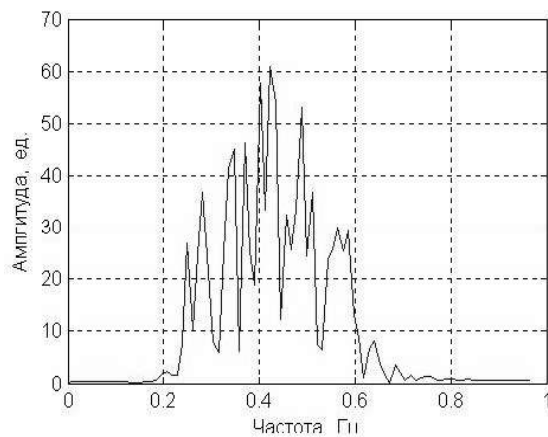
Підвищення відношення розділюваних частот по верхній границі при використанні запропонованого алгоритму в порівнянні з методом синхронної демодуляції визначається значенням коефіцієнта запасу по частоті α , оскільки з урахуванням (4) і (21) маємо:

$$E_u = \frac{B_{цв}}{B_{\epsilon}} = \alpha - 1/3. \quad (22)$$

Із виразів (21) і (22) для прийнятих вище значень параметрів $B_{цв} = 3,5$, а вибірковість складає $-10,88$ дБ на кожен порядок фільтра. При цьому підвищення відношення розділюваних частот складає $E_u = 1,17$ разів, що зумовлює покращення вибірковості на $-1,34$ дБ на кожен порядок фільтра.



а)



б)

Рис. 5. АЧХ цифрового смугового фільтра (а) і спектр його вихідного сигналу (б)

Вибірковість по нижній границі визначається відношенням частот між складовими 8 і 9, що залежить від варіації σ_f частоти хитань рухливого конуса й обчислюється як:

$$B_{\text{ци}} = \frac{f_n}{f_{\text{ФНЧ}}}, \quad (23)$$

де для прийнятих значень параметрів маємо $B_{\text{ци}} = 0,2f_k / 0,057f_k = 3,5$, що чисельно збігається з отриманим вище значенням $B_{\text{цв}}$.

У порівнянні з прямою фільтрацією (безпосереднім виділенням інформативних складових зі спектра сигналу активної потужності без попередньої його демодуляції), де відношення розділюваних частот дорівнює 1,2 з ослабленням по $-1,6$ дБ на порядок фільтра, запропонований алгоритм обробки сигналів у спектральних пристроях контролю покращує вибірковість на $-9,28$ дБ на кожний порядок фільтра (відношення розділюваних частот підвищується у 2,9 разів).

У запропонованому алгоритмі для цифрових фільтрів з розрядністю 16 біт і порядком не нижче 7 інструментальна похибка складає 1-2 %.

Через низьку частоту дискретизації і невисокі порядки цифрових фільтрів запропонований алгоритм обробки досить просто реалізується на стандартних цифрових сигнальних процесорах, наприклад, на TMS320C5xx фірми Texas Instruments.

Висновки

Розроблений алгоритм обробки сигналів підвищує точність спектральних пристроїв контролю за рахунок покращення їхньої вибірковості на $-1,34$ дБ на кожний порядок фільтра в порівнянні з методом синхронної демодуляції (на $-9,28$ дБ у порівнянні з прямою фільтрацією), а також за рахунок зниження інструментальної похибки цифрових пристроїв до 1-2 %.

Подальші дослідження мають бути спрямовані на розробку систем оптимального керування процесами рудопідготовки з використанням засобів контролю, що реалізують запропоновані рішення.

Список літератури

1. Корнієнко В.І. Дослідження точності реалізації оптимального керування

безперервними технологічними процесами// Науковий вісник Національного гірничого університету. – 2008. – №5. – С. 40–45.

2. Автоматизация технологических процессов на горнорудных предприятиях: Справочное пособие / Под ред. В.С. Виноградова. – М.: Недра, 1984. – 167 с.

3. Марюта А.Н., Новицкий И.В. Разработка способа автоматического контроля внутримельничного заполнения и его практическая реализация // Изв. вузов. Цветная металлургия. – 1982. – №2. – С. 119–124.

4. Мещеряков Л.И. Идентификация и диагностирование технического состояния технологических агрегатов // Металлургическая и горнорудная промышленность. – 1997. – № 1, 2. – С. 30–31.

5. Корниенко В.И., Качан Ю.Г. Способ автоматического контроля крупности и крепости исходного материала конусной дробилки. А.с. СССР № 1378918, выдано 07.03.1988, Б.И. № 9.

6. Качан Ю.Г., Корниенко В.И., Лошкарев Л.И. Испытания устройства контроля крупности исходной руды конусной дробилки // Горный журнал. – 1990. – № 1. – С. 59–60.

7. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с.

8. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. – М.: Мир, 1983. – Т. 1. – 312 с.

9. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практические применения. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

10. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. – 992 с.