

**МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ  
ВИЗНАЧЕННЯ ВИДУ МОДУЛЯЦІЇ ТА СИМВОЛЬНОЇ ШВИДКОСТІ  
ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ ДЛЯ ПРИЙМАЛЬНИХ СИСТЕМ ДИСТАНЦІЙНОГО  
ЗОНДУВАННЯ ЗЕМЛІ**

*У статті запропоновано метод визначення виду модуляції та символної швидкості передачі даних в умовах апіорної невизначеності структури сигналів при прийомі інформації наземними засобами від космічних апаратів (КА) систем дистанційного зондування Землі (ДЗЗ). Описано розроблену математичну модель автоматизованої системи. Дослідження цієї моделі проведено за допомогою програмного комплексу “Matlab”.*

**Постановка проблеми.** Сучасні космічні системи ДЗЗ мають різноманітні технічні характеристики радіоліній, які слід враховувати при створенні наземних приймальних станцій. У цих радіолініях (залежно від технічних характеристик цільової апаратури) використовують різні види модуляції та швидкості передачі даних. Тому з метою розширення можливостей існуючих наземних приймальних станцій виникає необхідність створення для них універсальних приймальних трактів з автоматизованим визначенням виду модуляції та символної швидкості передачі даних. Такий приймальний тракт надасть можливість приймати інформацію від КА ДЗЗ, для яких невідомі технічні характеристики радіоліній, тобто в умовах апіорної невизначеності структури сигналів цих радіоліній.

**Огляд останніх досліджень і публікацій.** Наприкінці ХХ століття фахівці аерокосмічного агентства США вперше звернули увагу на необхідність створення систем з автоматизованим визначенням параметрів прийому інформації з метою обміну повідомленнями у відкритому космосі між космічними системами різних розробників, які мають різні параметри радіоліній. Для цього в 1998 році розпочато роботи щодо розробки теоретичних основ автономних програмно-визначених систем [1]. Результати цих досліджень і розробок наведено в [2–4]. При цьому для автоматизованого способу визначення структури сигналів та виду модуляції використовують вейвлет-перетворення [2, 3] або математичний апарат нечіткої логіки [4]. Основним недоліком запропонованих способів є необхідність післясеансної обробки інформації, що, у свою чергу, призводить до можливості прийому інформації від КА тільки через декілька сеансів зв'язку з ним.

**Формулювання завдання дослідження. Метою статті** є розробка та дослідження математичної моделі для визначення виду модуляції та символної швидкості передачі даних, яка дозволить налаштувати демодулятор у процесі прийому та отримати інформацію безпосередньо під час проведення першого сеансу зв'язку з КА.

**Виклад основного матеріалу.** У космічних системах ДЗЗ широко використовують сигнали з фазовою маніпуляцією. Зокрема, при аналізі робіт [5–7] з'ясовано, що

застосовують сигнали з *двійковою фазовою маніпуляцією* (BPSK – англ. *binary phase-shift keying*) та *квадратурною фазовою маніпуляцією* (QPSK – англ. *quadrature phase-shift keying*), а також різновиди таких сигналів.

Особливістю апаратної реалізації приймальних систем ДЗЗ є використання аналізатора спектра для візуального контролю процесу прийому інформації. При цьому в сучасних цифрових приймальних системах широко застосовують пряме дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) для відображення смуги частот, на якій здійснюється прийом інформації та візуальний контроль оператором наявності корисного сигналу. Тому доцільно використовувати результати обчислення швидкого ДПФ для якісного аналізу смуги частот з метою оцінювання спектральних характеристик сигналів.

Спектральний аналіз смуги частот необхідно здійснювати в такому порядку:

- а) виявлення корисного сигналу;
- б) визначення його центральної частоти;
- в) встановлення ширини спектра сигналу;
- г) визначення відношення сигнал/шум;
- д) обчислення ймовірної швидкості передачі даних.

Розглянемо елементи аналізу спектральних характеристик більш детально.

Виявлення корисного сигналу здійснюється шляхом аналізу масиву даних обчислень перетворення Фур'є:

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j2\pi nm/N}, \quad (1)$$

де  $X(m)$  –  $m$ -й компонент ДПФ;

$m$  – індекс ДПФ у частотній області;

$x(n)$  – послідовність вхідних відліків;

$n$  – часовий індекс вхідних відліків;

$N$  – кількість відліків вхідної послідовності та частотних відліків результату ДПФ.

Компонент  $X(m)$  має комплексну форму, його описують виразом

$$X(m) = X_r(m) + jX_i(m). \quad (2)$$

Для виявлення корисного сигналу необхідна амплітуда сигналу, яку визначають за таким виразом:

$$X_{am}(m) = \sqrt{X_r(m)^2 + X_i(m)^2}. \quad (3)$$

За відсутності корисного сигналу необхідно визначити рівень шумів у частотній смузі прийому як

$$A_{ms} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} X_{am}(n)}{N-1}, \quad (4)$$

де  $A_{ms}$  – рівень шумів у прийнятій смузі частот.

Визначення рівня шумів необхідно проводити перед сеансом прийому інформації, коли КА відсутній у зоні радіовидимості. При його входженні в зону радіовидимості згідно з розрахованими цілевказівками здійснюють пошук корисного сигналу, що зводиться до визначення максимального значення амплітуди сигналу  $Xam(m)$ .

Відомо, що для забезпечення стійкого прийому спеціальної інформації з імовірністю похибок  $P_{ош} = 10^{-3}$  необхідно забезпечити співвідношення сигнал/шум на вході приймача  $E_o/N_o > 6$  dB [5]. Крім того, слід вважати, що корисний сигнал виявлено та рівень сигналу достатній для демодуляції, якщо виконується умова  $Xam_{max}(m) > G$ , де  $G$  – поріг амплітуди, а  $m$  відповідає центральній частоті спектра сигналу (рис. 1).

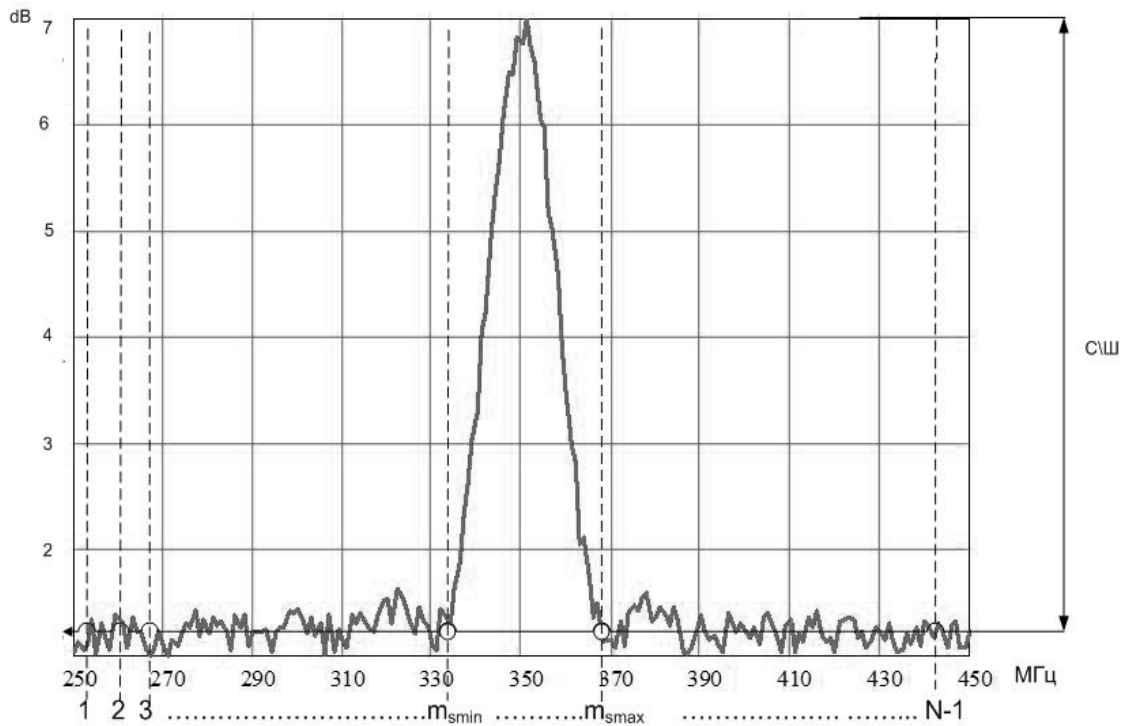


Рис. 1. Виявлення корисного сигналу та визначення спектральних характеристик

Визначивши максимальний рівень сигналу  $Xam_{max}(m)$  та рівень шумів  $Ams$ , можна розрахувати відношення сигнал/шум  $E_o/N_o$ (dB) за таким виразом:

$$E_o/N_o = 20 \times \log_{10} \left( \frac{0,707 \times Xam_{max}(m)}{Ams} \right). \quad (5)$$

Індекси ДПФ, за яких спектр сигналу спадає до рівня шуму (див. рис. 1), визначимо як  $m_{smin}$  та  $m_{smax}$ . Тоді ширину спектра сигналу можна розрахувати як

$$\Delta f = (m_{smax} - m_{smin}) \times f_o, \quad (6)$$

де  $\Delta f$  – ширина спектра сигналу;

$f_o$  – крок частотної сітки перетворення, який залежить від технічних характеристик аналого-цифрового перетворювача (АЦП) і параметрів  $m$  та  $N$  у виразі (1).

Використовуючи отримані результати, необхідно знайти тривалість символу  $T_s$ , яку розраховують числовим методом в апаратній реалізації приладу, що важливо для налагодження автоматичного підстроювання частоти, і визначають при розв'язанні рівняння розподілення потужності для сигналів з фазовою маніпуляцією [8]:

$$P(f) = \frac{E_s}{2} \times \left( \left( \frac{\sin(\pi \times (f - f_c) \times T_s)}{\pi \times (f - f_c) \times T_s} \right)^2 + \left( \frac{\cos(\pi \times (-f - f_c) \times T_s)}{\pi \times (-f - f_c) \times T_s} \right)^2 \right). \quad (7)$$

Для дискретних систем вираз (7) з урахуванням умовних позначень виразів (1)–(6) набуває такого вигляду:

$$Xam_{\text{вим}}(m_{\text{вим}}f_{\text{д}}) = \frac{Xam_{\text{max}}}{2} \left[ \left( \frac{\sin(\pi \times (m_{\text{вим}}f_{\text{д}} - m_s f_{\text{д}}) \times T_s)}{\pi \times (m_{\text{вим}}f_{\text{д}} - m_s f_{\text{д}}) \times T_s} \right)^2 + \left( \frac{\cos(\pi \times (-m_{\text{вим}}f_{\text{д}} - m_s f_{\text{д}}) \times T_s)}{\pi \times (-m_{\text{вим}}f_{\text{д}} - m_s f_{\text{д}}) \times T_s} \right)^2 \right], \quad (8)$$

де  $Xam_{\text{вим}}(m_{\text{вим}}f_{\text{д}})$  – рівень амплітуди сигналу для індексу  $m_{\text{вим}}f_{\text{д}}$  швидкого ДПФ у частотній області;

$T_{\text{ymb}} = T_s$  – тривалість символу для BPSK модуляції;

$T_{\text{ymb}} = T_s / 2$  – тривалість символу для QPSK модуляції;

$m_s$  – індекс швидкого ДПФ центра спектра сигналу.

Індекс  $m_s$  визначають відповідно до виразу

$$m_s = \frac{(ms_{\text{max}} - ms_{\text{min}})}{2} + ms_{\text{min}}. \quad (9)$$

Для розв'язання рівняння (8) необхідно, щоб виконувалась умова

$$\begin{cases} m_{\text{вим}} > ms_{\text{min}} \\ m_{\text{вим}} < ms_{\text{max}} \\ m_{\text{вим}} \neq m_s \end{cases}. \quad (10)$$

Отже, при виконанні умови (10) у рівнянні (8) лишається невідомою лише величина  $T_s$ .

Розв'язок рівняння (8) відносно  $T_s$  надає можливість визначення символної швидкості передачі даних. Математичну модель, описану виразами (1)–(10), реалізовано в модулі перетворення Фур'є та аналізу сигналів, який дозволяє розв'язувати рівняння (8) числовим методом і є центральним елементом розробленої системи визначення виду модуляції та петлі керуючих рішень (рис. 2). Результати розв'язання рівняння (8) є вихідними даними для розрахунку параметрів системи фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ), яка, у свою чергу, є ключовим елементом визначення виду модуляції.

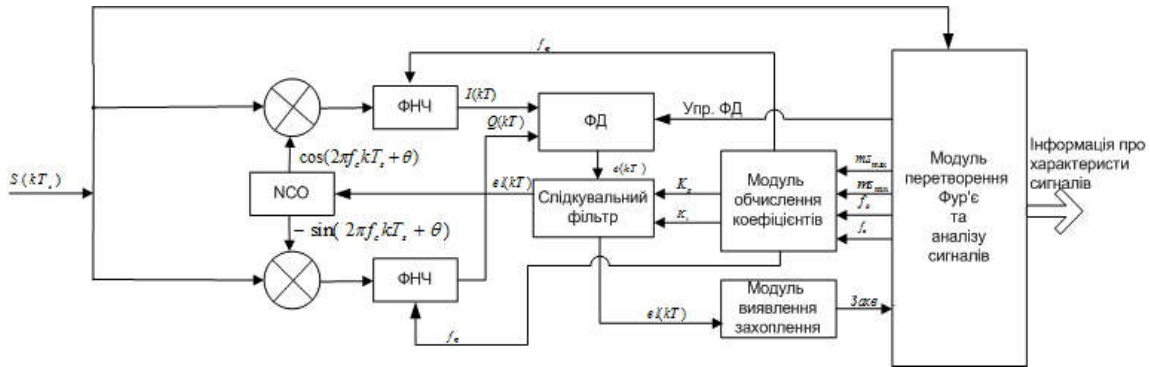


Рис. 2. Система визначення виду модуляції на петлі керуючих рішень

Система ФАПЧ побудована за схемою петлі керуючих рішень з квадратурним фазовим детектором. Практичну реалізацію складових системи доцільно реалізувати на базі програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС), зокрема, використовуючи технологію *вентильної матриці, яка програмується в умовах експлуатації* (FPGA – англ. *field-programmable gate array*). Апаратна основа при використанні технології FPGA наділяє прилад можливістю швидкої зміни алгоритмів обробки інформації з метою дослідження та оцінювання ефективності методів демодуляції та декодування прийнятої інформації.

Детально розглянемо принцип визначення виду модуляції та математичну модель автоматизованої системи визначення виду модуляції (див. рис. 2). Вихідні дані АЦП  $S(kTs)$  перемножуються з гармонічними коливаннями в *цифровому гетеродині* (NCO – англ. *numerically controlled oscillator*). Після фільтрації у фільтрі низьких частот (ФНЧ) квадратурні складові сигналу  $I(kT)$  та  $Q(kT)$  потрапляють на фазовий детектор (ФД). Залежно від очікуваного виду модуляції ФД описують відповідним математичним виразом [9]. При BPSK ФД реалізується як

$$e(kT) = \text{sign}(I(kT)) \times Q(kT), \tag{11}$$

при QPSK – як

$$e(kT) = \text{sign}(I(kT)) \times Q(kT) - \text{sign}(Q(kT)) \times I(kT). \tag{12}$$

Сигнал похибки  $e(kT)$  є входним сигналом для слідкувального пропорційно-інтегруючого фільтра. Вихідний сигнал фільтра  $el(kT)$  задає величину частоти цифрового гетеродина NCO та описується таким виразом:

$$el(kT) = K_p \times e(kT) + K_i \times e(kT - 1) + el(kT - 1), \tag{13}$$

де  $K_p$  – пропорційна константа;

$K_i$  – інтеграційна константа.

Величини констант залежать від ширини спектра сигналу та від швидкості передачі даних. При неправильно вибраних константах система ФАПЧ не буде здійснювати захоплення за несучу, відповідно, визначення виду модуляції не можливе. Згідно з [10], константи  $K_p$  та  $K_i$  визначають як

$$K_p = \frac{g_1}{K_0 \times K_d}, \quad (14)$$

$$K_i = \frac{g_2}{K_0 \times K_d}, \quad (15)$$

де  $K_0$  – коефіцієнт передачі НСО;

$K_d$  – коефіцієнт передачі ФД;

$g_1$  та  $g_2$  – коефіцієнти стійкості системи зі зворотним зв'язком, які повинні задовольняти такі умови [10]:

$$\begin{cases} g_2 \geq \frac{g_1^2}{4} \\ g_2 < g_1 \end{cases} \quad (16)$$

Для дискретних систем ФАПЧ коефіцієнти  $g_1$  та  $g_2$  визначають за виразами [10]:

$$g_1 = 2 - \exp(-\omega_p \times \xi \times T) \times \cos(\omega_p \times T \times \sqrt{1 - \xi^2}), \quad (17)$$

$$g_2 = \exp(-2 \times \omega_p \times \xi \times T) - 1 + g_1, \quad (18)$$

де  $T = 1/F_d$  – період дискретизації;

$F_d$  – частота дискретизації АЦП;

$\omega_p = 2 \times \pi \times \Delta f$  – резонансна частота контуру;

$\xi$  – демпінг-фактор, для стійкої роботи системи ФАПЧ слід вважати 0,5.

Правильно визначені коефіцієнти пропорційно-інтегруючого фільтра надають можливість автоматизованій системі швидко та якісно здійснити захоплення за вхідний сигнал, але виникає необхідність виявити ознаку захоплення системи ФАПЧ саме за корисний сигнал, яка є індикатором про визначення модуляції та надає команду приладу символної синхронізації про початок роботи. Одним із факторів, який визначає здійснення захоплення за сигнал, є властивість квадратур мати однакову амплітуду в разі супроводу ФАПЧ за частотою та фазою. Тобто захоплення слід вважати здійсненим за умови

$$\sum_{k=0}^{L-1} (|I(kT)| - |Q(kT)|) \leq B, \quad (19)$$

де  $L$  – кількість відліків оцінки захоплення за сигнал;

$B$  – поріг дисбалансу  $I$  та  $Q$  складових, при якому слід вважати, що захоплення здійснено.

Величина порога залежить від частоти дискретизації та виду модуляції.

На основі описаного математичного апарату з використанням виразів (1)–(19) створено модель автоматизованої системи визначення виду модуляції в програмному середовищі Matlab (рис. 3).

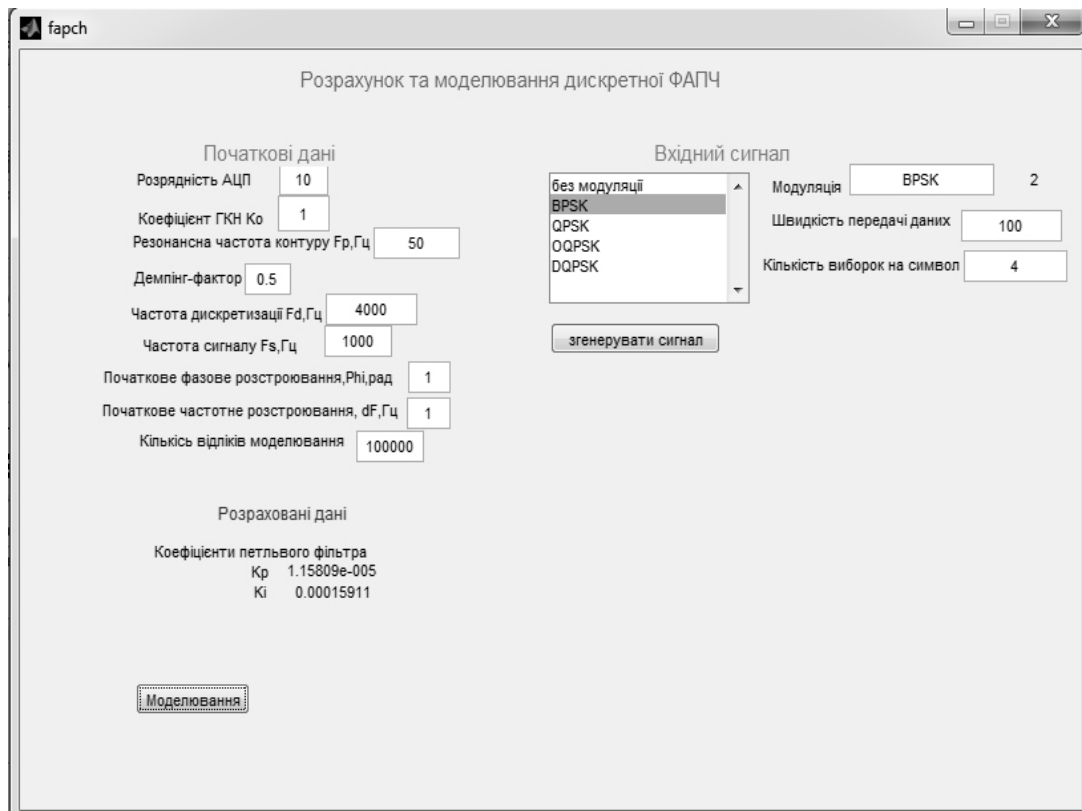


Рис. 3. Інтерфейс математичної моделі автоматизованої системи визначення виду модуляції та символної швидкості передачі даних

Модель дозволяє досліджувати характеристики ФАПЧ та визначає вид модуляції вхідного сигналу. Вхідними даними для моделювання є технічні параметри АЦП та спектральні характеристики сигналу, за допомогою них здійснюють конфігурацію математичної моделі демодулятора.

Використання розробленої математичної моделі можливе для розрахунку стійкості систем зі зворотним зв'язком, побудованих на основі ФАПЧ для приймальних систем спеціального призначення. У математичну модель вбудовано генератор сигналів з BPSK, QPSK та OQPSK модуляцією. Генератор сигналів є незалежною складовою від математичної моделі демодулятора та дозволяє зберігати генерований сигнал в окремий файл, що важливо для дослідження математичної моделі в режимі автоматизованого визначення виду модуляції. У результаті моделювання відображається процес захоплення за несучу (рис. 4, 5). Модель дозволяє відображати результат роботи слідкувального фільтра, за яким можна оцінити швидкість захоплення за вхідний сигнал (рис. 6).

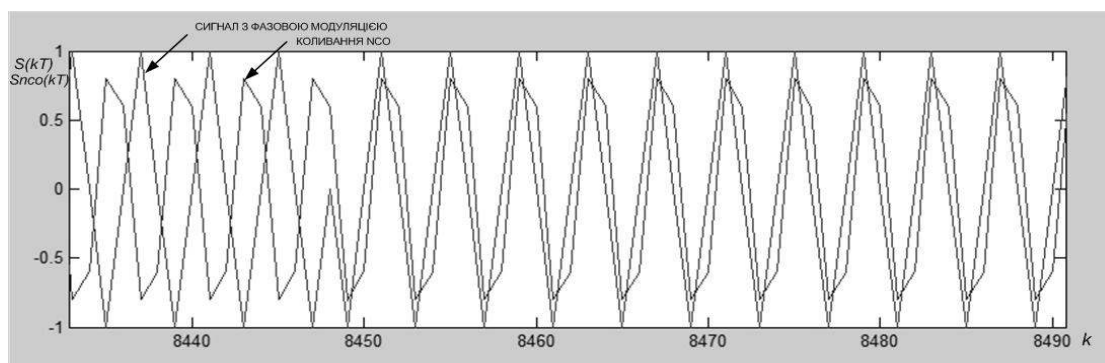


Рис. 4. Модульоване коливання та коливання NCO перед початком роботи ФАПЧ

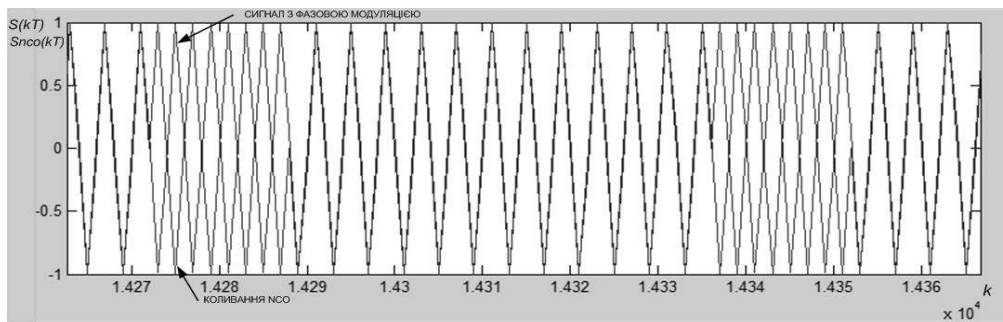


Рис. 5. Модульоване коливання та коливання NCO при утриманні захоплення за вхідний сигнал

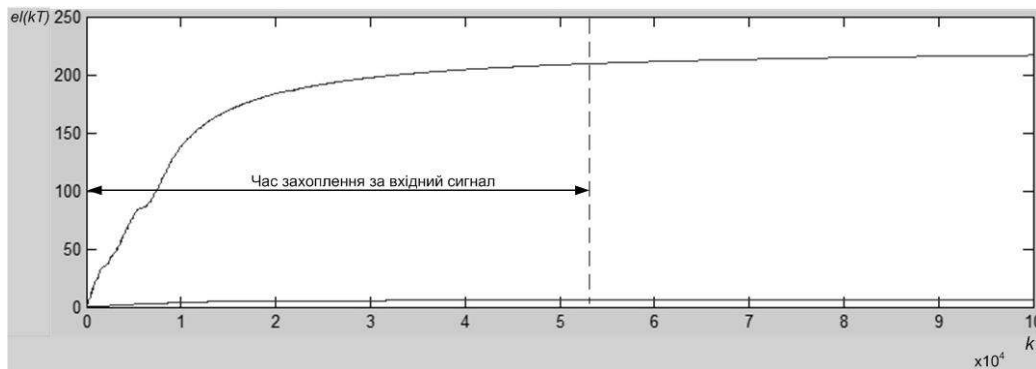


Рис. 6. Результат роботи слідкувального фільтра

Слід зазначити, що модель дозволяє визначати величини коефіцієнтів слідкувального фільтра, які в подальшому використовують для налагодження роботи апаратної реалізації приймальних систем.

### Висновки

1. Розроблена математична модель дозволяє аналізувати сигнали в заданій смузі частот з метою оцінювання можливості демодуляції за заданою завчасно ймовірністю похибки прийому інформації. Це дозволяє встановити можливість прийому інформації від КА. У разі задовільних умов прийому визначають спектральні характеристики сигналу в заданій смузі частот. Результати спектрального аналізу використовують для визначення виду модуляції та символної швидкості передачі даних.

2. Особливістю запропонованої моделі є те, що відразу після визначення виду модуляції та символної швидкості можна записувати бітовий потік цільової інформації. Таким чином, поставлену в статті мету досягнуто.

3. Математична модель надає можливість визначення технологічних даних для створюваних приймальних систем спеціального призначення та проводити дослідження стійкості систем зі зворотним зв'язком, якою і є автоматизована система визначення виду модуляції та символної швидкості передачі даних для приймальних систем ДЗЗ.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Hamkins J. Autonomous Software-Defined Radio Receivers for Deep Space Applications / J. Hamkins, Marvin K. Simon. – Jet Propulsion Laboratory California Institute of Technology, 2006. – 431 p.
2. Prakasam P. Automatic modulation identification of QPSK and GMSK using wavelet transform for adaptive demodulator in SDR / P. Prakasam, M. Madheswaran // Proceedings of



the International Conference on Signal Processing Communications and Networking (ICSCN'07). – Chennai, India, 2007. – 507 p.

3. Azzouz E. Automatic Modulation Recognition of Communication Signals / E. E. Azzouz, A. K. Nandi. – Kluwer Academic Publishers. – Boston : Mass, 1996. – 447 p.

4. Lopatka J. Automatic modulation classification using statistical moments and a fuzzy classifier / J. Lopatka, M. Pedzisa // Proceedings of the 5th International Conference on Signal Processing (WCCC-ICSP'00) Vol. 3. – Beijing, China, 2000. – Vol. 3. – 1500 p.

5. TM Space Data Link Protocol. Recommendation for Space Data System Standards, CCSDS 130.1-G-2. Green Book. Washington, D.C.: CCSDS, November 2012. – 32 p.

6. Direct Access System User's Guide for the EOS-AM Spacecraft (ICD-107) / NASA Goddard Space Flight Center. – Prepared by: Lockheed Martin Corporation, Lockheed Martin Missiles & Space, 1998. – 55 p.

7. Каменев В. Е. Спутниковые сети связи : учеб. пособ. / В. Е. Каменев, В. В. Черкасов, Г. В. Чечин. – М. : Альпина Паблишер, 2004. – 536 с.

8. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория : справочник / Под ред. Я. Д. Ширмана. – 2-е изд. перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.

9. Mohamed Khalid Nezami. RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers. – Milcom, 2003. – 513 p.

10. Phaselock Techniques, 3rd Edition / Floyd M. Gardner. – California : A JOHN WILEY & SONS, INC., 2005. – 450 p.

Подано 28.05.2015

**С. П. Фриз, А. В. Кальватинский**

**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ И СИМВОЛЬНОЙ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ**

*В статье предложен метод определения вида модуляции и символьной скорости передачи данных в условиях априорной неопределенности структуры сигналов при приеме информации наземными средствами от космических аппаратов систем дистанционного зондирования Земли. Описана разработанная математическая модель автоматизированной системы. Исследование этой модели проведено с помощью программного комплекса "Matlab".*

**S. Fryz, O. Kalvatinsky**

**THE MATHEMATICAL MODEL AUTOMATED SYSTEM TO DETERMINE THE MODULATION TYPES AND SYMBOL RATE, FOR CONSIDER RECEIVING DATA OF REMOTE SENSING**

*This paper proposes a method for the determination of modulation type and symbol rate data transmission in conditions of a priori uncertainty structure signals when receiving information from ground-based spacecraft systems for remote sensing of the earth. We describe a mathematical model developed by the automated system. The study of this model are performed using software package "Matlab".*