

УДК 621.396.96

**ПРОБЛЕМИ СИНТЕЗУ ПРИСТРОЇВ ТАКТОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ  
ПРИЙМАЧІВ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ  
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ**

*Бойко Ю. М., к.т.н, доцент; Єрмоєнко О. І., старший викладач  
Хмельницький національний університет, м. Хмельницький, Україна,  
[boiko\\_julius@ukr.net](mailto:boiko_julius@ukr.net)*

**SYNTHESIS PROBLEMS OF CLOCK SYNCHRONIZATION DEVICES FOR  
RECEIVER OF SATELLITE TELECOMMUNICATION DATA TRANSMISSION  
SYSTEMS**

*Boiko J. M., PhD, Associate Professor; Eromenko A. I., Senior Lecturer  
Khmelnitsky National University, Khmelnytsky, Ukraine,*

**Вступ**

Забезпечення необхідних показників ефективності супутникових каналів зв'язку неодмінно пов'язано із оптимізацією параметрів приймального тракту [1]. Від якості роботи приймача та схеми демодулятора, залежать завадостійкість прийому інформації, займана смуга частот, рівень завад в сусідніх каналах, час входження в синхронізм тощо. В супутникових системах зв'язку з їх напруженою енергетикою, застосовують в основному методи когерентного детектування [1, 2, 3]. Так як в спектрі використаних в супутникових цифрових системах зв'язку сигналів не міститься залишок несучої, то опорне колювання необхідне для когерентного прийому сигналів виділяється з інформаційного сигналу в системі виділення несучої. Важливим моментом обробки прийнятих сигналів, є момент визначення границь посилок сигналів в демодуляторі які визначаються використанням пристроїв тактової синхронізації (ПТС). Відновлення синхронізації необхідне для правильного декодування сигналу. Необхідно забезпечити відновлення наступних видів синхронізації: циклової (кадрової), тактової (символьної) і фазової. Замкнене коло тактової синхронізації необхідне для визначення меж цифрових символів так, щоб зробити відлік прийнятого сигналу в найменш спотвореній його частині, для підвищення завадостійкості розпізнавання переданого символу. У випадку супутникового каналу немає можливості безпосередньо синхронізувати передавач і приймач, як було зазначено вище, тому копію несучої в приймачі необхідно відновлювати з прийнятого сигналу. В зв'язку з цим, демодуляцію можна розбити на дві частини: формування опорного колювання і безпосередньо демодуляція. Отже, одним із основних процесів, який впливає на загальну завадостійкість приймання цифрових кодованих сигналів є процес синхронізації сиг-

налів в демодуляторах приймачів. В цьому випадку, структура модему системи передавання інформації, архіважливий чинник підвищення ефективності системи в цілому [5, 6]. Якість роботи пристроїв модему впливає на завадостійкість приймання інформації, зайняту смугу частот, рівень завад у сусідніх каналах, час входження в синхронізм. Всі ці фактори впливають на пропускну здатність цифрової системи передавання інформації, а отже оптимізація структурної схеми дозволить звести до мінімуму втрати пропускну здатності [7, 8].

### **Постановка задачі**

Архіважливе завдання системи синхронізації — формування на приймальному боці радіолінії опорного коливання в більшості випадків ускладнюється наявністю шуму, який спотворює прийнятий сигнал, а в деяких випадках випадковим характером самого сигналу. Такі явища призводять до флуктуаційного відхилення фази утвореного системою синхронізації опорного коливання. Крім того, наявність шумів та завад в системі обробки сигналів напряму пов'язана із вибором параметрів фільтруючих систем, вибір, аналітичний опис, метод оцінювання яких є актуальною задачею підвищення завадостійкості системи зв'язку в цілому. Синтез системи синхронізації повинен здійснюватись із врахуванням перелічених негативних факторів шляхом мінімізації їх впливу на процес оброблення сигналу. Для кожної системи синхронізації виділяють два режими роботи: режим входження в синхронізм режим виявлення (режим пошуку), режим стеження. В режимі входження в синхронізм здійснюється пошук сигналу, грубе оцінювання його невідомих параметрів. Після чого система захоплює сигнал і переходить в режим стеження, в якому здійснюється точна оцінка невідомих параметрів прийнятого сигналу. Перехід у синхронний режим здійснюється з допомогою інформації, яку передають на початку сеансу зв'язку або по самому інформаційному каналу. Отже, ефективність передачі корисних даних знижується внаслідок втрат на передачу даних, необхідних лише для синхронізації і необхідного часу для пошуку сигналу і переходу в режим стеження усіх систем синхронізації приймача. В зв'язку з цим питання підвищення ефективності роботи систем синхронізації набувають підвищеної актуальності, особливо у випадку використання в системі зв'язку частотних, фазових та квадратурних методів маніпуляції.

Дослідження та узагальнення основних концептуальних положень сучасної теорії систем тактової синхронізації вимагає необхідність розширення теоретичної інтерпретації аналітичного опису функціонування та оптимізації параметрів приймачів в умовах реального комплексу завад та впливів на систему обробки маніпульованих сигналів шляхом дослідження зміни густини розподілу помилки синхронізації стосовно систем тактової синхронізації, аналізу залежностей середнього часу та дисперсії для системи тактової синхронізації, використання різних стохастичних моделей з

розширенням технічної інтерпретації апарату марківських моделей, методу кумулянтів і методу статистичної лінеаризації [2].

Оптимізацію систем тактової синхронізації (ПТС) можна провести за двома підходами. В першому випадку, ПТС розглядається як самостійний пристрій, а якість роботи оцінюється мірою точності, найчастіше, дисперсією флуктуаційної помилки. За такого підходу пристрій який має високу точність є кращим. У випадку іншого підходу, до вибору критерію оптимальності враховують конкретне призначення ПТС, а саме створення умов для мінімізації ймовірності бітової помилки (BER). Тоді показником оптимальності можуть виступити енергетичні втрати по відношенню сигналу до шуму, які забезпечують задану величину ймовірності бітової помилки (BER) [3].

### **Особливості синтезу системи тактової синхронізації**

Використовуємо перший критерій та аналізуємо роботу ПТС. Міркуємо таким чином: на вході системи тактової синхронізації присутня суміш сигналів у вигляді послідовності відеоімпульсів і «білого» гаусівського шуму:

$$r(t) = \sum_{k=0}^N U(t; S_0, \xi) + n(t) = U(t\xi) + n(t), \quad (1)$$

$$U(t; S_0, \xi) = S_0 h[t - (k-1)T - \xi]. \quad (2)$$

де  $S_0 = \pm 1$  — полярність  $k$ -го символу  $U(t; S_0, \xi)$ ,  $h$  — форма імпульсу сигналу,  $\xi$  — випадкова стала на інтервалі спостереження  $[0, kT]$  — затримка в каналі,  $k$  — ціле число,  $T$  — тактовий інтервал.

Для густини розподілу тактових переходів отримаємо наступний вираз:

$$\mu(\xi | y(t), 0 \leq t \leq KT) = \frac{\mu_0(\xi) \prod_{k=0}^K \cosh \left\{ \frac{2}{N_0} \int_{T_k(\xi)} U(t) h[t - (k-1)T - \xi] dt \right\}}{\int_0^T \mu_0(\xi) \prod_{k=0}^K \cosh \left\{ \frac{2}{N_0} \int_{T_k(\xi)} U(t) h[t - (k-1)T - \xi] dt \right\} d\xi}. \quad (3)$$

де  $\mu_0$  — апіорна ймовірність розподілу,

$T_k(\xi) = \{(k-1)T + \xi \leq t \leq kT + \xi\}$  — кроки розбиття інтервалу спостереження досліджуваного сигналу (формула 2) [2].

На рис. 1 представлено епюри вхідного впливу ПТС за відсутності шуму рис. 1 а, та за його наявністю рис. 1 б.

Прийmemo, що апіорна густина розподілу є рівномірною на інтервалі  $[0, T]$ , в цьому випадку оптимальне за критерієм максимуму апостеріорної густини розподілу оціночне значення  $\xi$  тактових переходів буде:

$$\hat{\xi} = \arg \max_{\xi \in [0, T]} \Gamma(U, \xi),$$

$$\Gamma(U, \xi) = \ln \mu(\xi) = \sum_{k=0}^K \ln \cosh \left[ \frac{2}{N_0} \int_{T_k(\xi)} U(t) h[t - (k-1)T - \xi] dt \right]. \quad (4)$$

З формули отримаємо уяву про алгоритм оптимальної роботи синхронізатора: назначаємо  $\xi \in [0, T]$ , початковий  $\xi$  — відрізок спостереження  $U(t)$  корелюється з кінцевим значенням  $\xi$  — відрізком імпульсу, обчислюється логарифм гіперболічного косинусу кореляції та результат

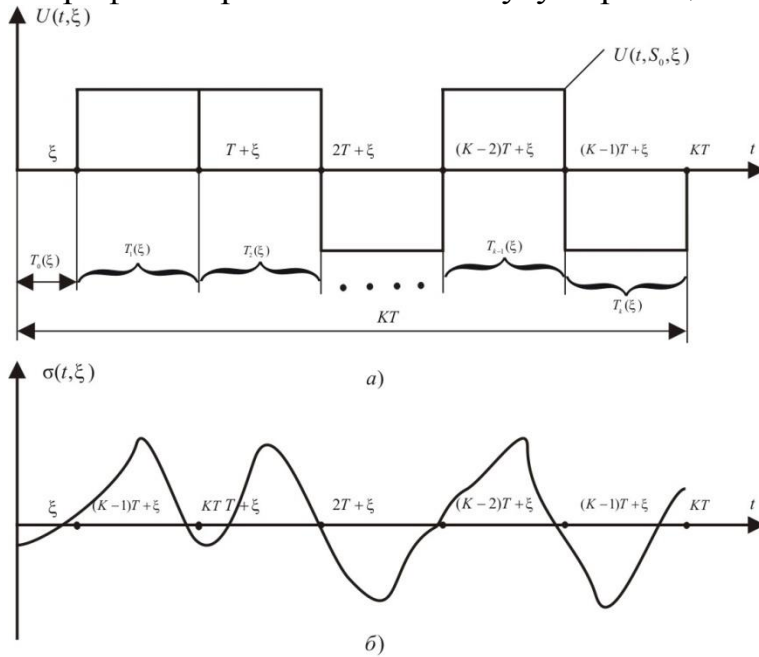


Рис. 1. Епюри вхідного впливу ПТС за відсутності шуму — а, та за його наявності — б

запам'ятовується. Далі нова порція спостережень  $U(t)$  в інтервалі  $\xi \leq t \leq \xi + T$  корелюється із цілим імпульсом, знов обчислюємо логарифм із гіперболічного косинусу кореляції, складаємо з попереднім результатом та запам'ятовуємо. Знову проводимо таку процедуру для  $(k-1)$  спостережень тривалістю  $T$ . Для останнього інтервалу в розбитті спостережень кінцевий  $(T - \xi)$  відрізок спостереження корелюється

із початковим  $(T - \xi)$  - відрізком імпульсу сигналу, обчислюємо  $\ln \cosh$  кореляції і результат додаємо до суми перших  $k$  чисел. Так знаходимо значення (4) для  $\xi$ . Подібну процедуру повторюємо для усіх  $\xi \in [0, T]$ , після чого проводимо пошук максимального значення функції і отже визначаємо оптимальну оцінку  $\xi$ , тобто те значення де функція набуває максимуму. Для проведення адекватних досліджень обмежимося великим але кінцевим значенням  $\xi$ .

Проведемо побудову алгоритму оптимальної системи синхронізації з використанням умови максимуму функції правдоподібності (4):

$$\left. \frac{\partial \Gamma(U, \xi)}{\partial \xi} \right|_{\xi = \hat{\xi}} = \sum_{k=0}^K \left[ \frac{2}{N_0} \int_{T_k(\hat{\xi})} \frac{\partial h[t - (k-1)T - \hat{\xi}]}{\partial \hat{\xi}} dt + \right. \\ \left. + U(kT + \hat{\xi})h(T) - U[(k-1)T + \hat{\xi}]h(0) \right] \cdot \tanh \left\{ \frac{2}{N_0} \int_{T_k(\hat{\xi})} U(t) h[t - (k-1)T - \hat{\xi}] dt \right\} = 0. \quad (5)$$

З виразу (5) встановимо можливі принципи оптимізації ПТС. Міркуємо так: в тому випадку коли оцінка  $\hat{\xi}$  відповідає максимуму  $\Gamma(U, \xi)$ , то функція  $\frac{\partial \Gamma(U, \xi)}{\partial \xi}$  додатна у випадку  $\xi < \hat{\xi}$  і від'ємна для  $\xi > \hat{\xi}$  в околі точки  $\xi = \hat{\xi}$ . В цьому випадку  $\frac{\partial \Gamma(U, \xi)}{\partial \xi}$  використаємо для фіксації сигналу помилки у випадку оптимальної оцінки. Представимо структуру оптимального замкненого ПТС у випадку  $h(0) = h(T) = 0$  рис. 2.

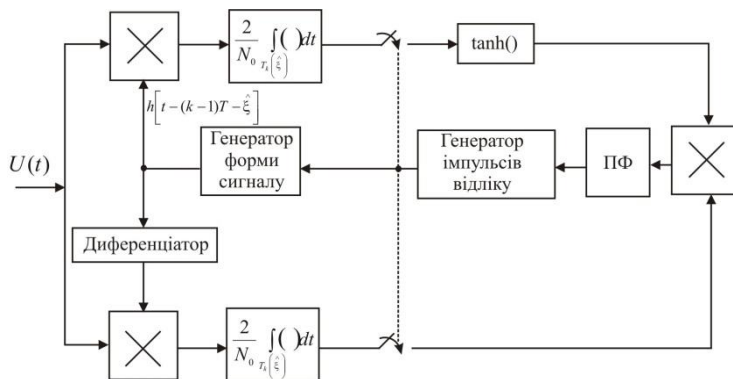


Рис. 2. Структура схема оптимального замкненого ПТС: ПТ — петльовий фільтр

зою імпульсного генератора і роботою інтеграторів із скиданням. В цьому випадку положення або фаза імпульсів відліку практично і буде оптимальною оцінкою меж символів. У випадку прямокутної форми імпульсу сигналу утворюється структура синфазно-середньофазного ПТС схему якої представимо рисунком 3.

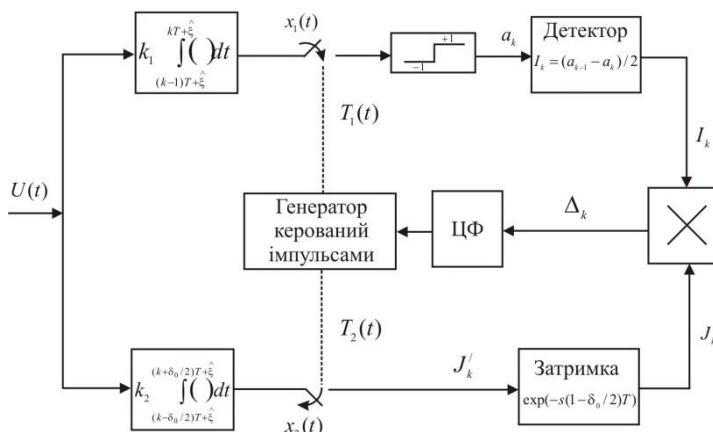


Рис. 3. Структурна схема ПТС у випадку фіксації моментів опитування та скидання

ді  $I_k = 0$ ; якщо  $a_k = -1$ ,  $a_{k-1} = +1$ , тоді  $I_k = +1$ ; якщо  $a_k = +1$ ,  $a_{k-1} = -1$ , тоді  $I_k = -1$ , та визначає знак помилки синхронізації. В середньофазній гілці

В схемі елементи верхнього та нижнього кола і перемножувачі утворюють дискримінатор який є вимірювальним елементом ПТС. Вихідний сигнал дискримінатора  $\varepsilon(t)$  після фіксації та фільтрації далі використовується для керування частотою або фа-

В схемі ПТС вхідний процес  $U(t)$  обробляється синфазним і середньо фазним інтеграторами у вигляді узгоджених фільтрів протягом символного інтервалу  $T$ . В синфазному тракті компаратор визначає полярність символу, а детектор визначає переходи відповідно до алгоритму: якщо  $a_k = a_{k-1}$ , то-

визначається величина помилки синхронізації, тут  $\delta_0 T$  - інтервал обробки. Узгодження гілок забезпечує ланка затримки  $(1 - \delta_0/2) \cdot T$  так, що ці сигнали співпадають. Сукупність елементів гілок, а також перемножував утворюють вимірвальний елемент – дискримінатор ПТС. Вихідний сигнал  $\Delta_k$  обробляється за допомогою фільтрації і далі використовується для керування частотою імпульсного генератора і інтеграторів з метою – усунути помилку синхронізації. Позначимо як  $\gamma$  - нормовану помилку синхронізації. Тоді для послідовності двійкових символів для випадку відсутності завад ( $\gamma = 0, \delta_0 = 1$ ), а за наявності ( $\gamma > 1/4, \delta_0 = 1/2$ ). За відсутності помилки синхронізації вихідний сигнал помилки  $\xi = 0$ .

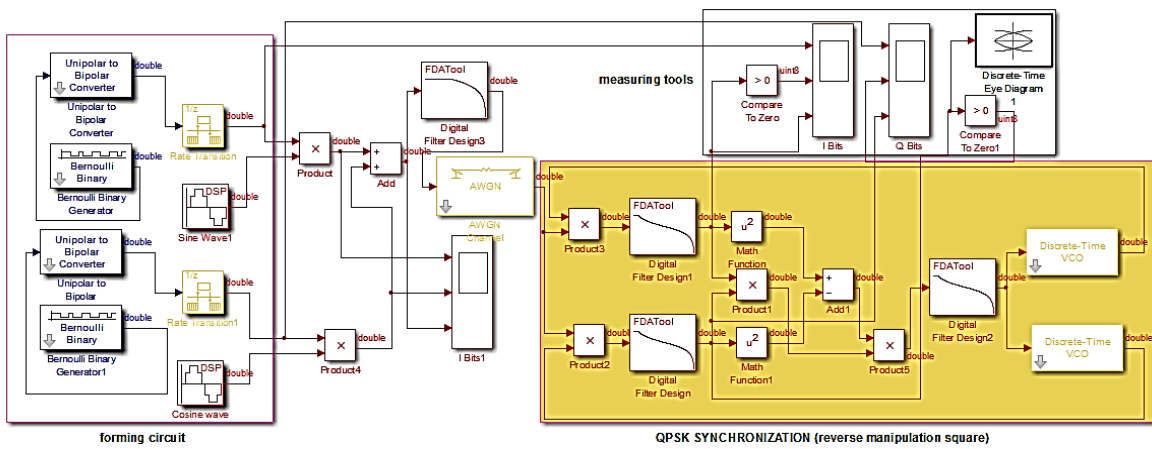


Рис.4. Імітаційна схема системи синхронізації для QPSK

На рис. 4 представлено розроблену імітаційну схеми тактової синхронізації з керованим генератором (КГ) (VCO) та квадратичною не лінійністю

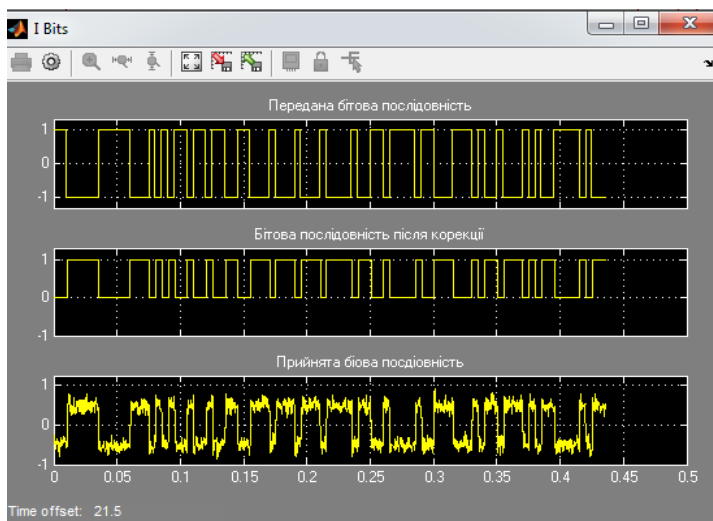


Рис.5. Бітові послідовності в системі синхронізації для QPSK

для випадку дослідження синхронізації в каналі з QPSK — маніпуляцією, а на рис. 5. бітові послідовності в системі синхронізації для QPSK. На схемі рис. 4 використано блоки формування сигналів (forming circuit), безпосередньо кола синхронізації з ФАП які містять КГ та фільтруючі системи (Digital Filter Design). Результати роботи оцінювались за допомогою вимірвальних інструментів

(measuring tools). На рис. 6 представлено око-діаграми дослідження систе-

ми синхронізації отримані методом імітаційного моделювання. Представляємо вхідний вплив наступним чином  $r(t) = U(t) + n(t)$ .

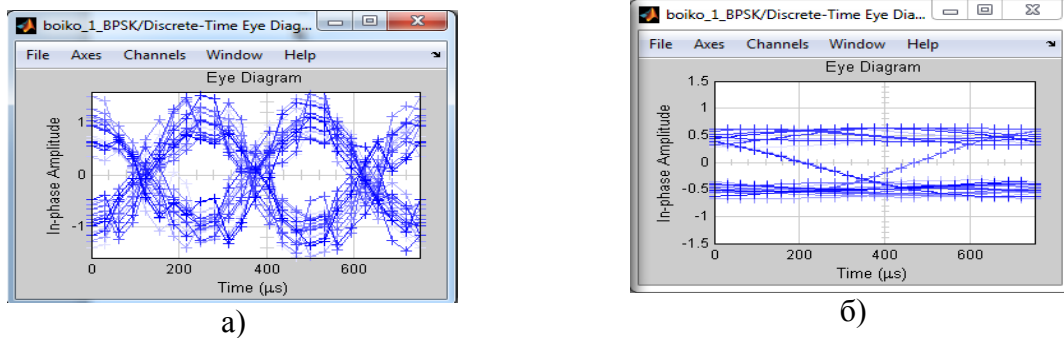


Рис.6. Око-діаграми дослідження системи синхронізації: *a* – бітової послідовності на виході каналу; *б* – бітової послідовності після системи синхронізації

Сигнал представимо аналітично наступним чином:  $U(t) = U_0 \sum_i S_i h(t - iT - \xi)$ ,  $h(t) = 1, 0 \leq t \leq T, h(t) = 0, t \in (0, T)$ . Тобто маємо послідовність імпульсів  $U_0$  — прямокутної форми  $h(t)$ , які відображають потік двійкових символів  $S_i \in \{+1, -1\}$ ,  $n(t)$  — гаусівський білий шум. Проведемо дослідження з метою визначення дискримінаційної та флуктуаційної характеристики. Позначимо помилку синхронізації  $\gamma = (\hat{\xi} - \xi) / T$ .

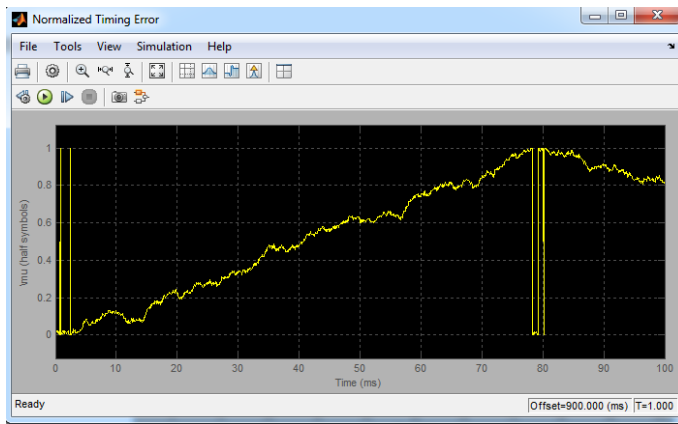


Рис.7. Дисплей для нормованої помилки синхронізації в системі приймача на половині символного інтервалу

На рис.7 представлено результати симуляції схеми у вигляді дисплею символної помилки в системі синхронізації для нормованої помилки синхронізації в системі приймача  $\gamma = \gamma(t) = \left( \xi(t) - \hat{\xi}(t) \right) / T$  —

на половині символного інтервалу).

Вираз для сигналу помилки представимо в наступному вигляді:

$$\Delta_k = \frac{(U_{2k} + n_{2k}) \operatorname{sgn}(U_{1k} + n_{1k}) - \operatorname{sgn}(U_{1k+1} + n_{1k+1})}{2} \quad (6)$$

де  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ;  $U_{1k} = k_1 U_0 \sum_i S_i \int_{(k-1)T}^{kT} h(t - iT - \gamma T) dt = k_1 U_0 T \{ (1 - \gamma) S_k + \gamma S_{k+1} \}$ ;

$U_{2k} = k_1 U_0 \sum_i S_i \int_{(k-\delta_0/2)T}^{(k+\delta_0/2)T} h(t-iT-\gamma T) dt = k_2 U_0 T \{(\gamma + \delta_0/2) S_{k+1} - (\gamma - \delta_0/2) S_k\}$ ;  $U_0$  — амплітуда імпульсів;  $k_1, k_2$  — коефіцієнти передачі інтеграторів,  $n_{a_k} = N(0, \sigma_\beta^2)$ ,  $\beta = 1, 2$ ,  $\sigma_\beta^2 = k_\beta^2 \delta_\beta N_0 T / 2$ ,  $\delta_1 = 1$ ,  $\delta_2 = \delta_0$ .

Дискримінаційну характеристику представимо виразом:

$$\alpha(\gamma) = \begin{cases} \left\{ \gamma Q\left[\sqrt{h_0^2}(1-2\gamma)\right] - \frac{1}{8}[\delta_0 - 2\gamma] \left[ Q\left(\sqrt{h_0^2}\right) - Q\left(\sqrt{h_0^2}(1-2\gamma)\right) \right] \right\}, & \gamma \leq \frac{\delta_0}{2} \\ \frac{\delta_0}{2} Q\left[\sqrt{h_0^2}(1-2\gamma)\right], & \frac{\delta_0}{2} \leq \gamma \leq \frac{1}{2} \end{cases} \quad (7)$$

де  $Q(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy$ , а  $h_0^2 = \frac{U_0^2 T}{N_0}$  — відношення сигнал до шуму.

На рис. 8 представлено нормовані дискримінаційні характеристики отримані методом математичного моделювання за різних значень відношення сигнал до шуму.

Важливим етапом синтезу оптимальної системи ПТС, є етап порівняння різних схем з метою визначення кращої з точки зору фактора порівняння.

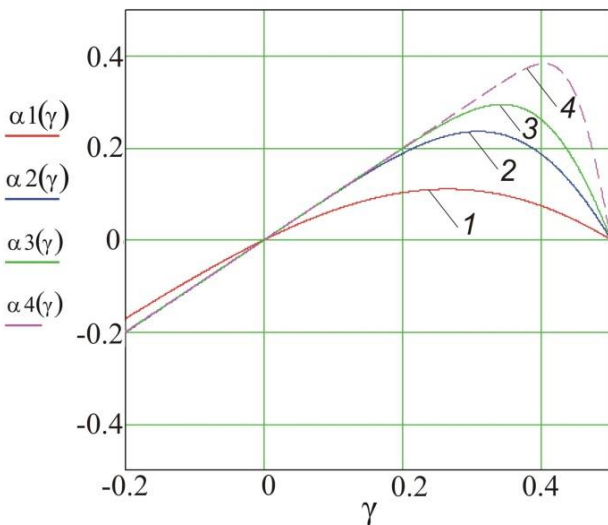


Рис. 8. Графіки нормованих дискримінаційних характеристик за різних значень відношення сигнал до шуму:  
1 -  $h_0^2 = 1$ , 2 -  $h_0^2 = 4$ , 3 -  $h_0^2 = 10$ , 4 -  $h_0^2 = 50$

нійністю позначали ПТС - 1, у випадку квадратичної нелінійності ПТС - 2, і синфазно-середньофазну схему ПТС - 3. Ширину вікна стробу позначали за  $T$ . Визначали характер впливу відношення сигнал до шуму на точність синтезованих ПТС за умови, що дисперсія помилки синхронізації для лінійного режиму однакова рис. 9.

Тому порівнюємо описану вище синфазно-середньофазну систему, з модульною та квадратичною представленою імітаційною схемою на рис. 5.

Проводили порівняння різних схем ПТС за різних значень нормованої дисперсії флуктуаційної помилки:

$$\sigma_\gamma^2 = 2 \int_0^{1/2} \gamma^2 P(\gamma) d\gamma. \quad (8)$$

Порівняння за точністю проводилось для лінійного режиму  $h_0^2 \uparrow$  за рівних значень  $\chi_0 = \frac{4}{U_0 k T}$  -

параметр, зворотний нормованій шумовій смузі лінійної моделі ПТС. Схему із модульною нелінійністю позначали ПТС - 1, у випадку квадратичної нелінійності ПТС - 2, і синфазно-середньофазну схему ПТС - 3.



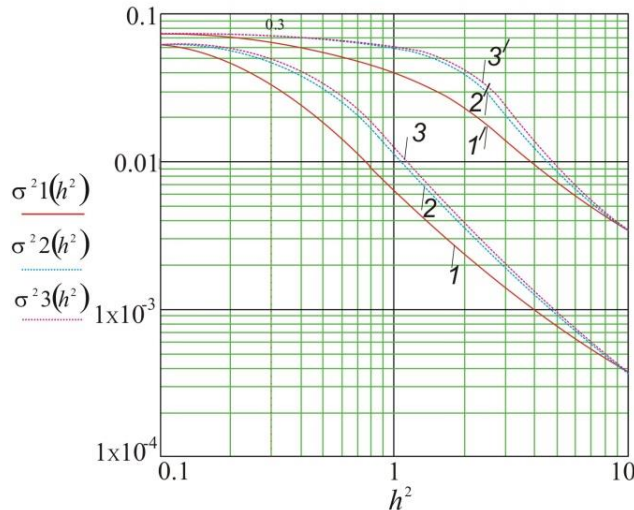


Рис.9. Графіки залежності дисперсії помилки  $\sigma_{\gamma}^2$  від відношення сигнал до шуму  $h_0^2$  за умови, що дисперсія помилки синхронізації однакова:  
 1 -  $\chi_0 = 50$ , 1' -  $\chi_0 = 10$  для ПТС - 1; 2 -  $\chi_0 = 50$ , 2' -  $\chi_0 = 10$  для ПТС - 2; 3 -  $\chi_0 = 50$ , 3' -  $\chi_0 = 10$  для ПТС - 3

перед ПТС – 2 склав майже 0,98дБ, для ПТС -3 – 2,7 дБ.

Оціночні залежності тривалості перехідного процесу в системі в залежності від відхилення поточного значення дисперсії  $\sigma_{пточ}^2$  помилки синхронізації від її значення у стаціонарному стані  $\sigma_{стац}^2$ :

$$\Delta = \frac{\sigma_{стац}^2 - \sigma_{пточ}^2(t_n)}{\sigma_{стац}^2} \cdot 100\% , \text{ при заданих значеннях відношення сигнал до}$$

шуму і нормованої смуги ПТС дозволяють встановити, що у випадку звуження смуги ПТС, тобто зменшення помилки стеження, час перехідного процесу збільшувався. Крім того, у випадку зміни смуги ПТС вихід на стаціонарний режим відбувається за більшої кількості символів.

### Висновки

Одним із основних процесів, який впливає на загальну завадостійкість приймання цифрових кодованих сигналів є процес синхронізації сигналів в демодуляторах приймачів. Замкнене коло тактової синхронізації необхідне для визначення меж цифрових символів так, щоб зробити відлік прийнятого сигналу в найменш спотвореній його частині, для підвищення завадостійкості розпізнавання переданого символу. На сьогодні актуальною задачею є використання модифікованих способів синхронізації на основі врахування впливу завад сусідніх символів на фазовий критерій тракту, зокрема проведення синтезу та аналітичного опису систем тактової синхроні-

З рисунку визначаємо зміну флуктуаційної характеристики від відношення сигнал/шум. Зокрема встановлюємо, що для  $\chi_0 = 50$  і  $\sigma_{\gamma}^2 = 10^{-3}$  ПТС -1 краще (виграш склав) ПТС – 2 на 0,88 дБ і ПТС – 3 на 0,96 дБ.

Отримані залежності які пов'язують вплив відношення сигнал/шум на точність ПТС за умови рівності їх шумової смуги, дозволяють встановити, що такий підхід більш доцільний за реальних умов проектування ПТС. Слід відмітити наступний результат: для рівня  $\sigma_{\gamma}^2 = 10^{-3}$  виграш ПТС -1

зації, що дозволяє покращити характеристики цифрових каналів.

Отримані в роботі математичні моделі дозволяють оптимізувати процес структурного синтезу систем тактової синхронізації, намітити підходи до подальшого розвитку та узагальнення основних концептуальних положень сучасної теорії систем тактової синхронізації з метою розширення теоретичної інтерпретації аналітичного опису функціонування та оптимізації параметрів приймачів в умовах реального комплексу завад.

Отримані методом математичного та імітаційного моделювання результати дозволяють оцінити, на основі критерію порівняння характеру впливу, відношення сигнал до шуму на точність синтезованих ПТС за умови, коли дисперсія помилки синхронізації для лінійного режиму однакова, що синтезована в роботі схема з модульною не лінійністю (ПТС - 1) має вигравш перед схемою з квадратичною нелінійністю (ПТС – 2) - 0,88 дБ і над синфазно-середньофазною (ПТС – 3) на рівні 0,96 дБ. Отримані аналітичні та графічні залежності опису динаміки зміни дискримінаційних характеристик за різних значень відношення сигнал до шуму, та з дослідження, які пов'язують вплив відношення сигнал/шум на точність ПТС за умови рівності їх шумової смуги показують, що для рівня  $\sigma_{\gamma}^2 = 10^{-3}$  вигравш ПТС -1 перед ПТС – 2 складає майже 0,98дБ, для ПТС -3 – 2,7 дБ.

Надалі пропонується на основі запропонованих математичних моделей формалізації опису процесу тактової синхронізації розробити апарат стохастичних моделей з розширенням технічної інтерпретації апарату марківських моделей, провести побудову математичної моделі шляхом формалізації розв'язку рівняння Фокера-Планка-Колмогорова сітковим методом для зміни густини розподілу помилки синхронізації у приймачах маніпульованих сигналів супутникових телекомунікаційних систем передавання інформації.

#### **Перелік посилань**

1. Бойко Ю.М. Проектування та моделювання систем синхронізації у цифрових приймачах QPSK – сигналів систем супутникового зв'язку/ Ю. М. Бойко // [Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки](#). – 2012. – №3. – С. 162-171.
2. Блехман И.И. Синхронизация динамических систем / И.И. Блехман. – М. : Наука, 1971. – 894 с.
3. Boiko J. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures / J. Boiko, O. Eromenko // *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science (TCSET)*. – 2014. – pp. 431-433.
4. Boiko J. Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems / J. Boiko, V. Stetsiuk, V. Michan // [Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science \(TCSET\)](#). – 2012. – p. 257.
5. Boiko, Yu.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation / Yu.M. Boiko, R.O. Boryachok // [Microwave & Telecommunication Technology ; 2013 23rd Int. Crimean Conf.](#) – 2013. – pp. 262-263.
6. Бойко Ю.М. Систематизація показників розрахунку енергетичного бюджету

лінії "Супутниковий ретранслятор Metop/Fengyun - наземна станція" // Прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку ; IV - й Міжнародний радіоелектронний форум ММФ-2011 ; 19-20 жовтня. – Харків : ХНУРЕ. – Т. 1. Ч. 2. – С. 42 - 46.

7. Boiko J.M. Research of to antijammingnes of signals is with phase manipulation in digital satellite channels passed information / J.M. Boiko, R.O. Boryachok // Modern directions of theoretical and applied researches 2013 SWorld Scopus, 19-30 March, Odessa.

8. Бойко Ю.М. Моделювання цифрових каналів передавання інформації із завадостійким кодуванням / Ю.М. Бойко, Р.О. Борячок // Обробка сигналів і негаусівських процесів ; IV міжн. наук.-практ. конф. ; 22 – 24 травня 2013. – Черкаси : ЧДТУ.

### References

1. Boiko Iu.M. (2012) Proektuvannia ta modeliuvannia system synkhronizatsii u tsyfrovyykh pryimachakh QPSK – syhnaliv system suputnykovoho zv'iazku [Design and simulation of synchronization in digital receivers QPSK - signals of satellite communications]. [Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Tekhnichni nauky](#), No 3, pp. 162-171.

2. Blekhnman I.I. (1971) Sinkhronizatsiya dinamicheskikh sistem [Synchronization of dynamical systems]. Moskow, Nauka Publ., 894 p.

3. Boiko J. and Eromenko O. (2014) Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures. *Modern Problems of Radio Engineering Telecommunications and Computer Science (TCSET), 2014 International Conference on*, pp. 431-433.

4. Boiko J., Stetsiuk V. and Michan V. (2012) Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems. *Modern Problems of Radio Engineering Telecommunications and Computer Science (TCSET), 2012 International Conference on*, p. 257.

5. Boiko, Yu.M. and Boryachok, R.O. (2013) Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation. [Microwave and Telecommunication Technology \(CriMiCo\), 2013 23rd International Crimean Conference](#), pp. 262-263.

6. Boiko Iu. M. (2011) Systematyzatsiia pokaznykiv rozrakhunku enerhetychnoho biudzhetu linii "Suputnykovyi retransliator Metop/Fengyun – nazemna stantsiia" [Ordering of parameters calculation the energy budget line “satellite transponder Metop / Fengyun – ground station”]. *Prykladna radioelektronika. Stan i perspektyvy rozvytku MMF-2011* [Applied electronics. State and development prospects]. Vol. 1. Is. 2. – pp. 42 –46.

7. Boiko J. M., and Boryachok R. O. (2013) Research of to antijammingnes of signals is with phase manipulation in digital satellite channels passed information. *Modern directions of theoretical and applied researches.–2013 SWorld Scopus*: 19-30.

8. Boiko Iu.M. and Boriachok R.O. (2013) Modeliuvannia tsyfrovyykh kanaliv peredavannia informatsii iz zavadostiikym koduvanniam [Simulation of digital information transmission channels of anti-interference coding]. *Obrobka syhnaliv i nehausivskykh protsesiv, IV mizhn. nauk.-prakt. konf.* [Non Gause Signal Processing, IV Int. Conf.]. Cherkasy, ChDTU.

*Бойко Ю. М., Єрмоєнко О. І. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації. У роботі представлені математичні моделі формалізації аналітичного опису пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації. Запропоновано проводити оптимізацію пристроїв тактової синхронізації шляхом представлення їх самостійним пристроєм, а якість роботи оцінювати мірою точності - дисперсією флуктуаційної помилки. Показано, що використання такого*

підходу дозволяє здійснити структурний синтез пристрою тактової синхронізації пошуком структури пристрою, яка забезпечує екстремум призначеного критерію ефективності.

**Ключові слова:** тактова синхронізація, стаціонарний стан, дисперсія помилки, дискримінаційна характеристика.

*Бойко Ю. Н., Еременко А. И. Проблемы синтеза устройств тактовой синхронизации приемников спутниковых телекоммуникационных систем передачи информации. В работе представлены математические модели для формализации аналитического описания устройств тактовой синхронизации приемников спутниковых телекоммуникационных систем передачи информации. Предложено проводить оптимизацию устройств тактовой синхронизации путем представления их самостоятельным устройством, а качество работы оценивать степенью точности дисперсией флуктуационной ошибки. Показано, что использование такого подхода позволяет осуществить структурный синтез устройства тактовой синхронизации поиском структуры устройства, которая обеспечивает экстремум назначенного критерия эффективности.*

**Ключевые слова:** тактовая синхронизация, стационарное состояние, дисперсия ошибки, дискриминационная характеристика.

*Boiko J. M., Eromenko A. I. Synthesis problems of clock synchronization devices for receivers of satellite telecommunication data transmission systems.*

*The paper presents mathematical models to formalize an analytical description of receivers clocked devices of satellite telecommunication transmit systems. The principles of synchronization synthesis in view of the negative factors by minimizing their influence on signal processing are shown. A broadening theoretical interpretation of the analytical description for the operation and optimization of receiver parameters in a real and complex interference effects on signal processing system manipulated by examining changes in the density distribution of errors regarding synchronization of clock synchronization.*

*It is proposed to optimize clocked devices by providing them like standalone device and evaluate the quality of the accuracy degree of the fluctuation variance errors.*

*It is shown that the use of this approach allows for structural synthesis device clock to search device structure that provides the maximum value assigned to the criterion of efficiency.*

**Keywords:** clock synchronization, steady state error variance, discriminatory response.