

АЛЬОШИН Г. В., д.т.н., професор,
 ПАНЧЕНКО С. В., д.т.н, професор,
 ПРИХОДЬКО С. І., д.т.н., професор
 (Український державний університет залізничного транспорту)

Вплив каналу синхронізації на завадостійкість цифрової системи передачі

Усі переваги перспективних цифрових систем передачі (ЦСП) інформації забезпечуються якістю синхронної роботи комутатора приймальної апаратури вузла з вхідним задавальним сигналом. Тому в статті з позицій нової теорії радіоелектронних вимірювань розглянуто фізичну та математичну моделі процесу синхронізації з метою оптимізації плезіохронних ЦСП за критерієм завадостійкості з обмеженнями та з метою квазіоптимального вибору параметрів синхронних систем без обмежень.

Ключові слова: цифрові системи передачі, фізична та математична моделі, синхронізація, завадостійкість.

Постановка проблеми оптимізації синхронізації цифрових систем передачі інформації

В існуючій літературі [1, 2 та ін.] при всій різноманітності типів ЦСП і систем синхронізації немає чіткої фізичної та математичної моделі процесу в каналі синхронізації в плезіохронних та синхронних ЦСП з обмеженнями та без них. Це створює проблему для проектування та розрахунку каналів синхронізації, тому що неузгоджене прийняття рішень про енергетичні потенціали інформаційного каналу і каналу синхронізації може привести до зниження завадостійкості ЦСП.

В статті проблема вирішується постановкою та розв'язанням задачі оптимізації плезіохронних ЦСП за критерієм завадостійкості з різними обмеженнями, де виявляється оптимальний розподіл енергетичного потенціалу двох каналів. Для синхронних ЦСП залежність похибки каналу синхронізації при збільшенні енергетичного потенціалу має характер насичення. За принципом достатності можна користуватись знайденим оптимумом для плезіохронних систем.

Постановка задачі здійснюється відповідно до етапів формулювання критерію оптимальності – загальної завадостійкості ЦСП: фізичної і математичної моделі процесу синхронізації, ймовірності помилки інформаційного каналу та похибки каналу синхронізації, формулювання обмежень.

Аналіз останніх публікацій

Аналіз публікацій [1, 2 та ін.] показав, що тематика досліджень про ЦСП більш стосується питань збільшення ефективності їх показників якості, підвищення їх мультисервісності та автоматизації.

Але питання оптимізації процесу і моделі синхронізації із застосуванням нового погляду на вимірювачі ставиться вперше.

Мета статті – формулювання задачі оптимізації плезіохронних ЦСП з обмеженнями і квазіоптимальних синхронних ЦСА без обмежень.

Основний матеріал

Головний критерій оптимальності – завадостійкість ЦСП можна охарактеризувати ймовірністю бітової помилки (BER) P_{BER} . Вона залежить не тільки від ймовірності $p_{ном}$ помилки інформаційного каналу, але й від ймовірності p_{τ} неутримання тактової синхронізації в певній смузі, від ймовірності зриву $p_{\text{цс}}$ циклової і $P_{\text{зцс}}$ надциклової синхронізації, а також від ймовірності p_{ϵ} відмови ЦСП.

Тоді

$$P_{BER} = 1 - (1 - p_{ном})(1 - p_{\tau})(1 - p_{\text{цс}})(1 - p_{\text{зцс}})(1 - p_{\epsilon}). \quad (1)$$

Оскільки ймовірність кожної події p_i зриву правильного рішення на порядок менше ніж одиниця, то з точністю до двох порядків малості вираз (1) можна подати у вигляді

$$P_{BER} \approx \sum_{i=1}^5 P_i \cdot \quad (2)$$

Імовірність помилки прийняття символу у схемі прийняття рішень $P_{пом}$ будемо для спрощення викладу вважати відповідною критерію ідеального спостерігача або при вимірах - з точними компараторами.

Якщо ймовірності приблизно однакові, а це, як буде показано, і є найкращий варіант, то

$$P_{BER} \approx n p_i \cdot \quad (3)$$

Деяке погіршення загальної завадостійкості – це, по суті, закон природи для багатофункціональних систем. Це є платою за суміщення службових каналів. Але для високоякісних систем ця плата несуттєва.

Наприклад, якщо $n=5$, то для компенсації втрат за загальною ймовірністю треба зменшувати складові ймовірності теж у 5 разів.

Візьмемо спрощену фізичну модель сигналу і модель каналу синхронізації, який вимірює похибку зсуву фази або часу фронтів тактової частоти вузлового хронізатора відносно задавального сигналу і автоматично її синхронізує.

Подамо фізичну модель сумісного сигналу без шуму, який використовується в інформаційному каналі і в каналі синхронізації (рис. 1).

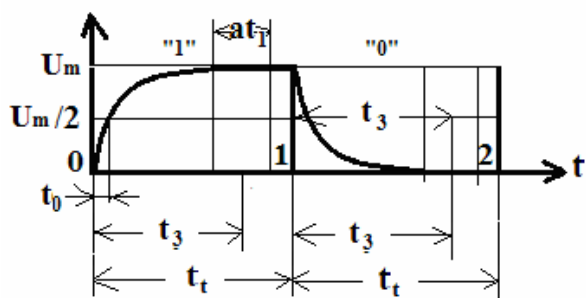


Рис. 1. Фізична модель сигнального символу «1»

В ЦСП є три джерела похибки: за рахунок завад в інформаційному каналі при прийнятті рішень про символ, за рахунок джитера фази задавального сигналу і за рахунок коду сигналу.

Для інформаційного каналу важливо, щоб символи «1» або «0» у моменти прийняття рішення при зсуві t_3 збігалися з інтервалами at_1 , коли потужність сигналу при символі «1» досягає максимуму, і щоб вплив на сусідні канали був допустимий. Це означає, що енергія імпульсу при зсуві сигналу у сусідніх інтервалах часу

не повинна перевищувати енергію шумів, що означає зрив синхронізації, коли розмір допустимого зсуву перевищує значення at_1 .

Значення зсуву t_3 в системах типу ІКМ-30 вибирається оператором інтуїтивно, а значення інтервалу допустимого розстроєння at_1 можна отримати око-діаграмою з регульованим джитером при допустимій ймовірності або частоті похибок. При малому джитері, у смузі at_1 , система діє з загальною ймовірністю ЦСП, а при великому – можливий зрив синхронізації, але в основному за рахунок групових помилок в сусідніх інтервалах часу.

Існує два конкуруючих методи примусової синхронізації: 1) резонансний з контуром ударного збудження як у ІКМ-30 – це інерціальна схема синхронізації; 2) з використанням фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ).

Перевага резонансного методу у простоті реалізації. Знаменательні точки отримуються за рахунок диференціювання сигналу, роботи блокінг-генератора і вузькосмугового фільтра. Недоліки – в тому, що, по-перше, не всі удари тактових імпульсів одиниць коду зфазовані з коливаннями контуру ударного збудження, що ускладнює роботу схеми, по-друге, утримується випадкова фаза у часі кореляції резонансного контура, по-третє, є залежність від коду сигналу.

Перевага схем з ФАПЧ у тому, що є можливість уточнювати фазу, звужувати смугу фільтра тактової частоти сигналу і тим самим підвищувати стабільність частоти і завадостійкість ЦСП. Недоліки – складність схеми і залежність від коду і спектра сигналу.

У синхронних ЦСП канал синхронізації окремий і незалежний, але при використанні ФАПЧ розрахунок завадостійкості може бути таким же.

За методом вимірювання фази процесу похибки зсуву у часі синхронізації на виході ФАПЧ після осереднення (рис. 2), згідно з центральною теоремою теорії ймовірності, є нормально розподіленим, стаціонарним процесом, функція кореляції якого досягає декількох циклів.

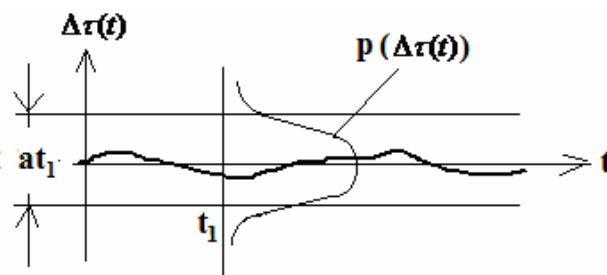


Рис. 2. Процес похибки синхронізації

За межами інтервалу at_1 процес прийняття рішення про символ може спотворюватись за рахунок зменшення рівня сигналу і появи значних взаємних завад в сусідніх інтервалах часу.

Оцінимо ймовірність незриву тактової синхронізації систем SDH та спотворення рішення самого каналу або сусідніх каналів від величини цього інтервалу. Інтервал часу при автоматичній синхронізації, у якому приймається рішення про символ, як в системі ІКМ-30, має довжину at_i . Тоді

$$F(at_1) = \int_{-at_1/2\sigma_\tau}^{at_1/2\sigma_\tau} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-x_3)^2}{2}\right] dx, \quad (4)$$

де $F(at_1)$ - інтеграл ймовірності,

$$\frac{\Delta t}{\sigma_\tau} = x - \text{відносне розстроєння у часі сигналів}$$

приймальної і передавальної систем синхронізації,

$$\frac{t_3}{\sigma_\tau} = x_0 - \text{зміщення відносного інтервалу часу}$$

приймання рішень (рис. 1),

σ_τ - середньоквадратична похибка системи синхронізації.

Оскільки реальні відносні розстроєння сигналів є

$$x = \frac{0,15t_0\sqrt{q}}{t_0} = 5,$$

то з великою точністю можна застосувати формулу у першому наближенні для розрахунку ймовірності синхронізації або безпомилкового рішення про інформаційний символ за рахунок незриву тактової синхронізації

$$F(x_0) = 1 - \left(\frac{2}{\pi}\right)^{1/2} \frac{(-x_0^2/2)}{x_0} \left(1 - \frac{1}{x_0^2} + \dots\right).$$

При $q=10^3$ і $x_0=5$ ймовірність безпомилкового прийняття інформації за рахунок незриву тактової

$$p_{\text{пом1}} = p(1/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_3} \int_{\frac{U_m}{2}}^{\infty} e^{\left(-\frac{n^2}{2\sigma_3}\right)} dn = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{U_m}{2\sigma_3}}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left(\frac{U_m}{2\sigma_3}\right), \quad (5)$$

де σ_3^2 - дисперсія завади $n(t)$;

синхронізації дорівнює $p_\tau + p_{\text{ном}} = 1 - 1,6 \cdot 10^{-7}$. Або ймовірність загальної помилки $p_{BER} = 1,6 \cdot 10^{-7}$.

Необхідна ймовірність помилки одного біта інформації повинна бути не гірше 10^{-9} для систем ЦСП. Це значить, що ймовірність зриву синхронізації по тактовій частоті майже на два порядки гірше, ніж власне потрібна ймовірність помилкового рішення про інформаційний символ, навіть без огляду на вплив циклової й надциклової синхронізації. Якщо врахувати також час відновлення синхронізму, то стане зрозумілою роль системи синхронізації на всіх етапах роботи систем SDH.

При постановці задачі оптимального розподілу енергетичного потенціалу між інформаційними й синхронізуючими каналами будемо припускати таке:

- інформаційні сигнали являють собою послідовності відеоімпульсів за кодом, що реєструються на приймальній стороні на рівні (порогу) $U_m/2$, де U_m - максимальний рівень напруги сигналу;

- система повинна бути економічною і здатною працювати з досить малими енергетичними потенціалами на вході приймача, що справедливо для радіорелейних, тропосферних, супутникових систем зв'язку, які працюють з одним передавачем для незалежних інформаційних та синхросигналів, тобто розглядається обмеження за піковою потужністю передавача;

- інформаційні сигнали й сигнали синхронізації передаються по окремих каналах, розподілених за частотою, або у часі;

- враховується примусова синхронізація сумішним сигналом, але результати оптимізації придатні і для систем з окремим синхросигналом.

Визначимо ймовірності помилкового прийняття рішення про символ коду в інформаційному каналі. Для цього оцінимо завадостійкість для двійкової системи з адитивним білим гауссєвим шумом у каналі, коли рішення про прийняття імпульсу відбувається при зрівнянні з порогом $U_m/2$.

Ймовірність помилкової тривоги, тобто ймовірність помилки при переході логічного нуля в логічну одиницю, обумовлена впливом позитивної завади $n(t)$, коли вона перевищує граничний рівень реєстрації символу, визначається у такий спосіб:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2} [1 - F(x)] - \text{додаткова}$$

функція помилок;

$F(x)$ - інтеграл ймовірності.

Ймовірність пропуску сигналу, тобто ймовірність помилки при переході логічної одиниці в логічний нуль, що виникає в результаті впливу негативної завади $n(t)$, коли спотворений сигнал не досягає рівня реєстрації символу, визначається таким чином :

$$P_{\text{пом2}} = p(0/1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\frac{U_m}{2\sigma_3}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left(-\frac{U_m}{2\sigma_3}\right). \quad (6)$$

Для критерію ідеального спостерігача ці ймовірності (4) і (5) рівні, тому що

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-x}^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q(-x).$$

Таким чином, ймовірність помилки прийняття відеоімпульсу буде визначатися як сума ймовірностей

$P_{\text{пом1}}$ й $P_{\text{пом2}}$:

$$P_{\text{пом}} = p(1/0) + p(0/1) = P_{\text{пом1}} + P_{\text{пом2}} = 2Q\left(\frac{U_m}{2\sigma_3}\right) = 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right), \quad (7)$$

де q_2 - відношення сигнал/шум на виході інформаційного каналу.

Визначимо ймовірності зриву тактової синхронізації.

Для каналу примусової синхронізації частіше використовується підсистема ФАПЧ. Через вузький діапазон розстроєння фази доцільно використати метод фазового підсилення або вимірювач часового розстроєння.

Вимірювач – це по суті перетворювач значень вимірюваної величини у значення відліку в напрузі для автоматики або в цифровому вигляді [3, 4]. Найпоширеніші функціональні вимірювачі, де закон перетворення подається у вигляді функціональної залежності, причому точність буде постійною, якщо характеристика 0В лінійна, як на рис. 3.

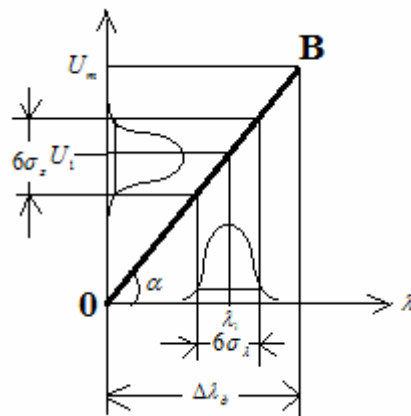


Рис. 3. Характеристика 0В вимірювача:

$6\sigma_z$ - довірчий інтервал завади; $6\sigma_\lambda$ - довірчий інтервал параметра; U_m - діапазон відліків; U_1 - відлік; λ_1 - оцінка параметра; $\Delta\lambda_0$ - апертура (діапазон) вимірювача

З рис. 3 видно, що при $\Delta\lambda_0 = at_1$ справедливе відношення

$$6\sigma_\lambda = 6\sigma_\tau = \frac{6\sigma_z}{\text{tg } \alpha}.$$

Звідсіля

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\sigma_z^2}{\text{tg}^2 \alpha} = \frac{\sigma_z^2}{\frac{U_m^2}{(at_1)^2}} = \frac{(at_1)^2}{q}. \quad (8)$$

Ймовірність зриву тактової синхронізації з урахуванням співвідношень (4) та (8), тобто виходу з обмеженого діапазону розстроєння синхронізації і появи групових бітових помилок в ЦСП, визначається таким чином:

$$p_\tau = 1 - F\left(\frac{\tau_{\text{нор}}}{\sigma_\tau}\right) = 2Q\left(\frac{at_1}{\sigma_3} U_m w\right) = 2Q(a\sqrt{q_1}) \quad (9)$$

де σ_3^2 - дисперсія шуму;

$$\sigma_\tau^2 = \frac{(at_1)^2}{q} - \text{дисперсія похибки вимірів, що}$$

визначає дисперсію синхронізації;

$$\frac{at_1}{\sigma_\tau} = \frac{at_1 U_m w}{\sigma_3} = at_1 w \sqrt{q_1} = a \sqrt{q_1} \quad - \text{ згідно з}$$

формулою (8) та відношенням $w = \frac{1}{t_1}$;

$\tau_{\text{пор}} = \alpha t_i$ - допустимий діапазон утримання джигера фази (або часу).

Зауважимо, що будь-яка примусова система синхронізації є по суті системою автопідстроювання фази або часу хронізатора вузлів до задавальних цих параметрів з точністю, яка визначається виразом (8).

Оскільки вираз (8) з теорії радіоелектронних вимірювань маловідомий [3, 4], то і модель ймовірності зриву синхронізації і всієї задачі має ознаки новизни.

Визначимо мінімальну бітову помилку ЦСП інформації при обмеженні за піковою потужністю передавача.

Підставляючи вирази (7) і (8) у формулу (1), ми визначаємо загальну ймовірність помилки передачі інформації P_{BER} , що визначає завадостійкість ЦСП з врахуванням впливу каналу тактової синхронізації, тобто цільову функцію даної задачі.

Якщо вважаємо несуттєвими похибки циклової та надциклової синхронізації, то загальна ймовірність з двох причин, через завади та зрив синхронізації, має вигляд

$$P_{\text{BER}} = 1 - \left[1 - 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) \right] \left[1 - 2Q(a\sqrt{q_1}) \right]. \quad (10)$$

Якщо розкрити дужки, то отримаємо

$$P_{\text{BER}} = 2 \left[Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q_1}) - 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right)Q(a\sqrt{q_1}) \right]. \quad (11)$$

Оскільки третя складова на декілька порядків менше інших, то вираз (11) спрощується:

$$P_{\text{BER}} = 2 \left[Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q_1}) \right]. \quad (12)$$

Якщо нема ніяких обмежень, то при збільшенні точності каналу синхронізації загальна ймовірність непередачі сигналу ЦСП наближується до ймовірності помилки інформаційного каналу за кривою типу насичення.

Спочатку розглянемо варіант задачі, коли вона має оптимум, тобто коли енергетичні потенціали каналів

зв'язані або обмеженою піковою потужністю бортових систем, або загальною (суміщеною) смугою пропускання, як у супутникових системах.

Обмеження на пікову потужність передавача часто буває при суміщенні каналів, особливо на борту апаратів в радіотехнічних системах, а на приймальному боці є обмеження на динамічний діапазон вхідного сигналу, який суттєво впливає на боротьбу з продуктами нелінійності: з блокуванням, інтермодуляцією і перехресними спотвореннями. Обмеження можуть бути за загальною смугою частот при частотному розподілі радіоканалів, або за часом передачі сигналів при часовому розподілі каналів.

Вплив обмеження на пікову потужність передавача P_n або на динамічний діапазон підсилювача радіочастот приймача можна подати таким чином:

$$P_1 + P_2 \leq P_n, \quad (13)$$

де P_1 й P_2 - потужності синхронізуючого та інформаційного каналів відповідно.

В радіотехнічних та супутникових системах з часовим розподілом загального інформаційного і службового каналів аналогічний вплив обмеження за смугою частот:

$$P_1 + P_2 \leq P_0. \quad (14)$$

В плезіохронних ЦСП з примусовою синхронізацією за типом ІКМ-30 використовується контур ударного збудження для виділення зі спектра інформаційного сигналу гармоніки тактової частоти для синхронізації. В такому разі амплітуда гармоніки синхронізації залежить від вузькосмугової фільтрації (за час циклів) амплітуд сигналу, що змінюються за кодом, від корельованих завад і вандеру. А енергетичний потенціал каналу синхронізації плезіохронних ЦСП у першому наближенні може дорівнювати

$$q_1 = \frac{P_2 n_1}{(N_0 + \frac{E_{y2}}{P_{02}}) P_1}, \quad (15)$$

де n_1 - число символів «1», які збігаються з позитивною напівхвилею гармоніки тактової частоти,

$\frac{E_2}{P_{02}}$ - спектральна щільність інформаційного каналу,

N_0 - спектральна щільність завади.

У синхронних ЦСП канал тактової синхронізації, як правило, незалежний від інформаційного каналу.

Будь-якій парі енергетичних потенціалів каналів відповідає певне значення q - загального енергетичного потенціалу

$$q_1 + q_2 = q, \text{ або } y_2 + y_2 = 1, \quad (16)$$

$$\text{де } y_2 = \frac{q_2}{q}; y_1 = \frac{q_1}{q}.$$

У загальному випадку рівняння (16) може набути вигляду

$$\frac{P_1}{N_1\Pi_1} + \frac{P_2}{N_2\Pi_2} = \frac{P_0}{N_0\Pi_0}, \quad (17)$$

де P_i , Π_i , N_0 - відповідно потужність синхронізуючого і інформаційного каналів, їх смуги пропускання і спектральна щільність шуму. При частотному ущільненні каналів Π_0 - це загальна смуга. Сигнал примусової синхронізації фільтрується із загального спектра Π_2 вузькосмуговим фільтром зі смугою Π_1 .

Тоді задача оптимізації має вигляд

$$\min p_{BER} = 2 \left[Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q_1}) \right] \text{ при } q_1 + q_2 = q. \quad (18)$$

Підстановкою обмеження отримаємо залежність загальної завадостійкості ЦСП від розподілу енергетичних потенціалів

$$\min p_{BER}(y_2) = 2 \left[Q\left(\frac{\sqrt{qy_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q(1-y_2)}) \right]. \quad (19)$$

Оскільки дві складові функції опуклі зверху, то задача (19) не має класичного мінімуму при диференціюванні. Мінімум можна знайти при розподілі, коли складові виразу рівні

$$\frac{\sqrt{qy_2}}{2} = a\sqrt{q(1-y_2)}.$$

Тоді

$$y_{2opt} = \frac{4a^2}{1+4a^2}, \quad y_{1opt} = \frac{1}{(1+4a^2)}. \quad (20)$$

Оптимальне значення (мінімум) ймовірності похибки ЦСП, отримане за формулою (20), з урахуванням впливу каналу синхронізації показано на рис. 4, 5 для різних значень параметрів системи. Оскільки значення параметрів довільні, то, як видно, оптимум завадостійкості при розподілі енергії сигналів по каналах завжди є.

Як видно з формули (20), y_{2opt} сильно залежить від параметра a або від довірчого інтервалу фази, або затримки каналу синхронізації at_1 .

Спочатку обирається загальний енергетичний потенціал ЦСП, що обмежений. Далі за рис. 4 знаходиться відносний, а потім оптимальний енергетичний потенціал інформаційного каналу та енергетичний потенціал каналу синхронізації.

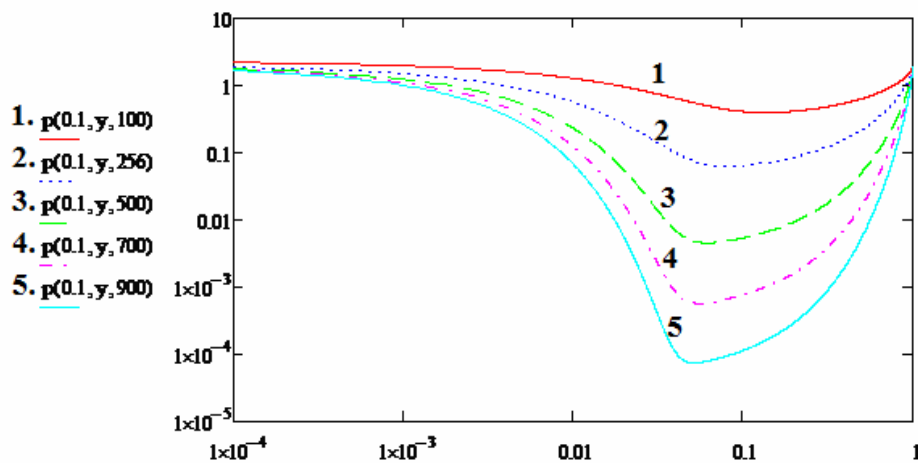


Рис. 4. Залежності p_{BER} від значень y_2 і q при фіксованому значенні $\alpha = 0,1$

Як видно з рис. 5, за умови оптимуму розподілення енергії каналів, підвищення енергетичного потенціалу інформаційного каналу і точності підсистеми тактової синхронізації, тобто за умови збільшення надійності

утримання смуги часу або фази at_1 , можна на порядки підвищити оптимальну загальну завадостійкість ЦСП.

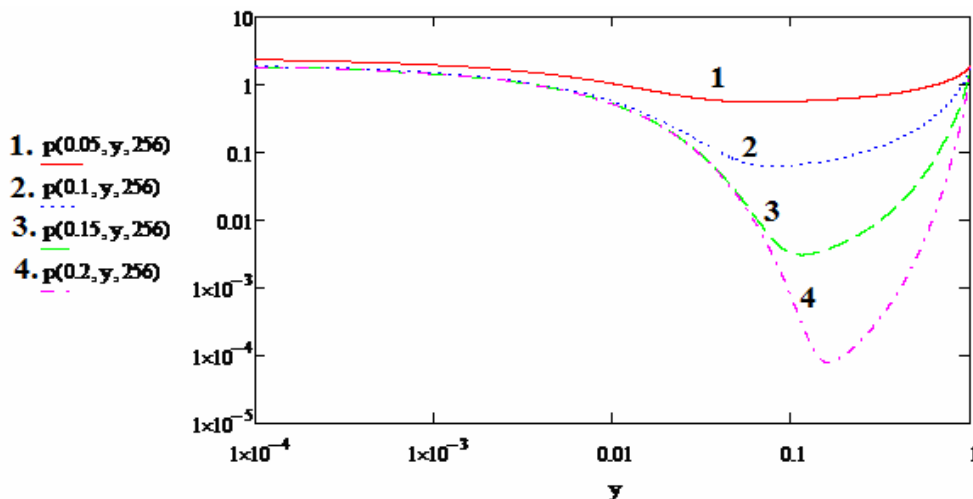


Рис. 5. Залежності P_{BER} від значень y_2 та α при значенні $q = 256$

Висновки

1. Найкраща загальна завадостійкість ЦСП з обмеженням досягається при оптимальному розподілі енергетичного потенціалу між інформаційним каналом і каналом синхронізації. Тобто якщо оптимальна завадостійкість системи передачі критична (чутлива) до розподілу енергетичного потенціалу в системі передачі, то при створенні й експлуатації систем необхідно враховувати вплив такого розподілу.

2. Для синхронних ЦСП з незалежними каналами можливий пошуковий вибір пари значень енергетичних потенціалів або вибір майже оптимального розподілу потенціалів каналів за сумарним, хоч і не обмеженим потенціалом, або врахування принципу достатності.

3. Для підстроювання синхронізації, згідно з теорією вимірювань [3, 4] та виразом (8), можливі різні за типом вимірювачі фази тактової частоти або зсуву часу фронтів імпульсів.

4. Похибка перебудови фази або часу у системі автопідстроювання не повинна перевищувати похибку вимірювань.

Список використаних джерел

1. ITU-T Recommendation G.812. Timing Requirements at the Outputs of Slave Clocks Suitable for Plesiochronous Operation of International Digital Links (1988).
2. ITU-T Recommendation G.811. Timing Requirements at the Outputs of Primary Reference Clocks Suitable for Plesiochronous Operation of International Digital Links (1997).

3. Альошин, Г. В. Проблеми теорії телекомунікаційних систем та мереж [Текст]: підручник / Г. В. Альошин, С. В. Панченко, С. І. Приходько. – Харків: УкрДУЗТ, 2018. – 207 с.
4. Альошин, Г. В. Оцінка якості інформаційно-вимірювальних систем [Текст]: навч. посібник / Г. В. Альошин. – Харків: УкрДАЗТ, 2008. – 294 с.

Алешин Г. В., Панченко С. В., Приходько С. И. Влияние канала синхронизации на помехоустойчивость цифровой системы передачи.

Аннотация. Все преимущества перспективных цифровых систем передачи (ЦСП) информации обеспечиваются качеством синхронной работы коммутатора приемной аппаратуры узла связи с входным задающим сигналом. Поэтому в статье с позиций новой теории радиоэлектронных измерений рассмотрены физическая и математическая модели процесса синхронизации с целью оптимизации плезиохронных ЦСП по критерию помехоустойчивости с ограничениями и с целью квазиоптимального выбора параметров синхронных систем без ограничений.

Ключевые слова: цифровые системы передачи, физическая и математическая модели, синхронизация, помехоустойчивость.

Aloshin G. V., Panchenko S. V., Prihodko S. I. Influencing the synchronization channel for the digital transmission system.

Abstract. The purpose of this article is to determine the optimal distribution of energy potential of information and synchronization channels with limitations for peak power for plesiochronous digital transmission systems (DTS) and quasi-optimal choice of potential distribution of synchronous DTS [1, 2], based on the noise immunity criterion. The goal is achieved by systematic physical and mathematical simulation of the synchronization process using the latest results of the theory of radio-electronic measurements [3, 4]. The optimization task is suitable for determining the optimum for the limitations of the peak power of the transmitter or the dynamic range of the first receiver amplifier, as well as in the case of general bandwidth constraints, especially in radio communication satellite systems. The noise immunity in the problem of quasi-optimal choice of energy potentials for synchronous systems with a separate channel of synchronization, depending on its potential and the content band, has the nature of saturation. Therefore, the principle of sufficiency and the optimal solution in the first approximation are used. The expression for measuring precision with automatic synchronization is similar for different types of phase meters or time shifting of the signal fronts. The optimum noise immunity of the transmission system is sensitive to the distribution of energy potential in the transmission system; which depends on the energy potential and the bandwidth of the synchronization channel. Therefore, the creation and operation of systems need to more accurately take into account the impact of such distribution.

Keywords: digital transmission systems, physical and mathematical models, synchronization, noise immunity.

Надійшла 27.11.2018 р.

Альошин Геннадій Васильович, доктор технічних наук, професор кафедри транспортного зв'язку, Український державний університет залізничного транспорту. Харків, Україна. E-mail: aloshin.gennadiy@gmail.com ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0003-0392-9889>

Панченко Сергій Володимирович, доктор технічних наук, професор, ректор Українського державного університету залізничного транспорту. Харків, Україна. E-mail: info@kart.edu.ua ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-7626-9933>

Приходько Сергій Іванович, доктор технічних наук, професор, проректор з науково-педагогічної роботи, Український державний університет залізничного транспорту, Харків, Україна. E-mail: prihodko@kart.edu.ua ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-6535-8351>

Gennadiy Aloshin, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Transport Communication of the Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: aloshin.gennadiy@gmail.com ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0003-0392-9889>

Sergey Panchenko, rector, Doctor of Technical Sciences, professor, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: info@kart.edu.ua ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-7626-9933>

Sergey Prihodko, Vice-rector for scientific and pedagogical work of Ukrainian State University of Railway Transport, Doctor of Technical Sciences, professor, Kharkiv, Ukraine. E-mail: prihodko@kart.edu.ua ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-6535-8351>