

УДК 621.396

А.Ф. Панов, к.т.н., доц.
В.Г. Сніцар, доц.
В.О. Чорний, студ.

Житомирський державний технологічний університет

СПОСІБ РЕАЛІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЙОМУ

Розроблено алгоритм роботи і структурна схема реалізації цифрового методу з відновленням синхронізуючого і прийнятого сигналів на прийомному пристрої з лінії зв'язку.

Постановка задачі.

В оптимальній за апаратною складністю системі передачі інформації функції боротьби з перешкодами повинні надаватися блоку, що знаходиться до джерела перешкод ближче, ніж інші блоки (доцільність коректування помилок на місці їхнього виникнення). Тому блок, що безпосередньо виділяє з лінії зв'язку корисний сигнал, в лінії зв'язку повинен максимально використати свої можливості у боротьбі з перешкодами.

Мета дослідження.

Реалізація алгоритму автоматичного визначення частоти й фази несучого сигналу, що істотно спрощує технічну реалізацію когерентного прийому інформації.

Основна частина.

Всі методи передачі можна розбити на два великих класи: когерентний прийом і некогерентний прийом. Когерентний прийом у порівнянні з некогерентним володіє рядом особливостей, однією з яких є значний виграш у відношенні сигнал/перешкода на вході приймача [3].

Таким чином, в оптимальній за апаратною складністю системі передачі інформації виділення елементарних сигналів, що представляють елементарні розряди кодової комбінації, повинне здійснюватися когерентним приймачем, що забезпечує певне значення відношення сигнал/перешкода, або певну вірогідність передачі елементарного розряду.

Цифровий метод поділу частот з адаптацією режимів прийому дозволяє подальше збільшення вірогідності передачі елементарного розряду. Методи кодування, які, як правило, використовують після прийому елементарних розрядів, спрямовані на боротьбу з тими перешкодами, які не були подавлені попередніми методами прийому. Цілком очевидно, що чим менше перешкод буде залишено для методу кодування, тим меншою буде апаратна складність блока, що здійснює кодування.

Однак когерентний прийом не знаходить застосування в техніці передачі даних з використанням частотного методу поділу сигналів, тому що, по-перше, побудова пристроїв синфазування прийнятого й опорного сигналів представляє певні технічні труднощі [1]; по-друге, для прийому кожної частоти потрібний окремий когерентний приймач. Звичайно когерентний прийом знаходить застосування тоді, коли приймач приймає в даний сеанс роботи (прийому) одну частоту (наприклад, радіолокаційні системи).

У сполученні із цифровим методом поділу частот ці труднощі, як буде показано нижче, виявляються легко переборними.

Розглянемо вираз відгуку $y(t)$ когерентного приймача при впливові на вхід його сигналу $A \cos \omega t$ й перешкоди $\xi(t)$ з ортогональними складовими комплексної, що обгинає U й V . Нехай опорна напруга U_{on} дорівнює: $U_{on}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t - \varphi)$. Тоді

$$y(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) U_{on}(t) dt, \quad (1)$$

де T – інтервал спостереження.

Підставивши у співвідношення (1) значення прийнятого сигналу $x(t)$, рівного сумі корисного сигналу й перешкоди: $x(t) = (A + U) \cos \omega t + V \sin \omega t$ і опорного сигналу $U_{on}(t)$, маємо:

$$y(t) = \frac{U}{T} \int_0^T [(A + U) \cos \omega t + V \sin \omega t] \cos \omega t (\omega_0 t - \varphi) dt. \quad (2)$$

Обчисливши інтеграл (2) і здійснивши відповідні перетворення, маємо:

$$y(t) = 2 \frac{U_0}{T} \frac{\omega_0 \sin\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right)}{\Delta\omega(2\omega_0 - \Delta\omega)} \left[A \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \cos\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right) + U \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \cos\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right) + V \sin\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right) \right], \quad (3)$$

де $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$.

В техніці когерентного прийому зазвичай частоти прийнятого й опорного сигналів приймають рівними між собою й припускають, що між прийнятим і опорним сигналами існує зсув фаз φ . У цьому випадку відгук $y'(t)$ дорівнює [2]:

$$y'(t) = \frac{U_0}{2} [A \cos \varphi + U \cos \varphi + V \sin \varphi]. \quad (4)$$

Знайдемо граничне значення виразу (4) при $\Delta\omega \rightarrow 0$:

$$\lim y(t) = \frac{U_0}{2} [A \cos \varphi + U \cos \varphi + V \sin \varphi]. \quad (5)$$

З порівняння (4) і (5) слідує, що граничне значення виразу (4) при $\Delta\omega \rightarrow 0$ збігається з виразом відгуку когерентного прийому при $\Delta\omega = 0$.

Доведемо, що при $\omega_0 \gg \Delta\omega \neq 0$, тобто при когерентному прийомі декількох синусоїдальних сигналів і опорному сигналі однієї й тієї ж постійної частоти для всіх прийнятих сигналів можна забезпечити ті ж властивості когерентного прийому відносно завадостійкості, що й при $\Delta\omega = 0$. Для визначеності такий прийом назовемо квазікогерентним. При цьому, як легко передбачити, апаратурна складність квазікогерентного приймача в порівнянні з когерентним повинна значно спроститися.

Оскільки за умовою квазікогерентного прийому $\Delta\omega \ll \omega_0$, то співвідношення (3) можна привести до виду:

$$y(t) = U_0 \frac{\sin \frac{\Delta\omega T}{2}}{\Delta\omega T} \left[A \cos\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right) + U \cos\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right) + V \sin\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right) \right]. \quad (6)$$

Множник $U_0 \frac{\sin \frac{\Delta\omega T}{2}}{\Delta\omega T}$, що при $\Delta\omega \rightarrow 0$ має граничне значення $\frac{U_0}{2}$, являє собою коефіцієнт передачі приймача. Корисною складовою є перший доданок. Два останні доданки являють собою низькочастотні флуктуації вихідної напруги $y_{нч}(t)$, тобто перешкоду. Тому що U й V мають нормальний розподіл ймовірностей з дисперсією $\sigma^2 = \overline{U^2} = \overline{V^2}$, [2], тоді їхня сума також має нормальний розподіл з дисперсією $\sigma^2 = \overline{y_{нч}^2} = \overline{U^2} \cos^2\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right) + \overline{V^2} \sin^2\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right)$.

Відношення сигнал/перешкода по напрузі ρ^* на виході квазікогерентного приймача дорівнює:

$$\rho^* = \frac{A \cos\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right)}{\sigma} = \sqrt{2} \rho \cos\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right), \quad (7)$$

де ρ – відношення сигнал/перешкода на вході когерентного приймача.

Як видно з (7), при квазікогерентному прийомі також зберігається важлива особливість когерентного приймача – відсутність придушення сигналу перешкодою при малому відношенні сигнал/перешкода. З (7) також слідує, що ρ^* досягає максимуму при $\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi = 0$.

Як відомо [3], при когерентному прийомі (при $\Delta\omega = 0$) відношення сигнал/перешкода ρ^* дорівнює:

$$\rho^* = \sqrt{2} \rho \cos \varphi, \quad (8)$$

З порівняння виразів (7) і (8) видно, що при $\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi = \varphi$ має місце рівність: $\rho^* = \rho_1^*$. Звідси випливає, що квазікогерентний приймач в принципі може забезпечити ту ж завадостійкість, що й когерентний, тобто можна здійснити когерентний прийом сигналів з різними частотами при опорному сигналі з однією й тією ж частотою для всіх прийнятих сигналів.

Слід зазначити наступну особливість квазікогерентного прийому при $\Delta\omega \neq 0$. Як очевидно з (7), ρ^* має максимум при $T = 0$. Становить практичний інтерес знайти те максимальне значення часу спостереження T_{\max} сигналу, при якому ρ^* все ще залишається в заданих межах $\rho_{\max} \div \rho_{\min}$ (ρ_{\max} – значення ρ^* при $T = 0$, ρ_{\min} – значення ρ^* при T_{\max}). Значення ρ_{\min} виберемо $\frac{1}{2}\rho_{\max}$, що відповідає максимальному значенню відношення сигнал/перешкода при некогерентному прийомі [3]. Звідси: $\cos\left(\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi\right)$, або $\frac{\Delta\omega T}{2} + \varphi > \frac{\pi}{3}$. Тому що $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$, $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$, $\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{T_0 + \Delta T}$, де $\Delta T = T - T_0$, T і T_0 – періоди коливань прийнятого й опорного сигналів відповідно, маємо:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T_0} \cdot \frac{\Delta T}{T_0 + \Delta T} = \frac{2\pi}{T_0} \cdot \frac{a}{1+a}, \tag{9}$$

де $a = \frac{\Delta T}{T_0}$.

Ввівши позначення $n = \frac{T_{\max}}{T_0}$, де n вказує число періодів опорного сигналу, що знаходяться на інтервалі спостереження, маємо:

$$n = \frac{(\pi - 3\varphi)(1+a)}{6a\pi}. \tag{10}$$

З викладеного стає очевидним алгоритм роботи квазікогерентного приймача: синфазно з прийнятим сигналом запускається генератор опорного сигналу, при цьому в співвідношенні (10) початковий зсув фаз дорівнює нулю; через кожних n періодів генератор опорного сигналу синфазується з прийнятим сигналом.

Як видно із співвідношення (10), варіюючи значенням зсуву фаз φ , можна збільшити число n , а отже, час спостереження T_{\max} . Якщо при $\varphi = 0$

$$n = \frac{1+a}{6a}, \tag{11}$$

тоді при $\varphi = -\frac{\pi}{3}$ маємо:

$$n = \frac{1+a}{3a}. \tag{12}$$

З порівняння (11) і (12) слідує, що при $\varphi = -\frac{\pi}{3}$ час спостереження T_{\max} збільшується у два рази, при цьому ρ^* проходить значення від ρ_{\min} до ρ_{\max} й від ρ_{\max} до ρ_{\min} .

Запропонований алгоритм передбачає: а) максимальна розбіжність між частотою прийнятого й опорного сигналів $\Delta\omega_{\max}$ повинна бути значно меншою, ніж частота опорного сигналу: $\Delta\omega_{\max} \ll \omega_0$; б) приймач повинен мати пристрій, що обчислює число періодів n ; в) генератор опорного сигналу повинен за командами від приймача без розриву міняти фазу φ ; г) приймач повинен виключати перший після зміни фази період прийнятого сигналу.

Характерною рисою алгоритму квазікогерентного прийому є несуперечність умов а)–г) і принципів цифрового методу поділу частотних сигналів, більше того, яскраво виражена погодженість впливу зазначених факторів на структуру АСПД із ЦМР.

На рис. 1 прийнято наступні позначення: f_0 – генератор високої частоти; \mathcal{N} – дільник частоти на число N ; T_Γ – тригер; ФНЧ – фільтр низьких частот; М – модулятор; ПВЧ – підсилювач високих частот; ЛЗ – лінія зв'язку; ОІ – отримувач інформації. Позначення решти блоків стандартизоване. У передавальному пристрої формування моделюючого і несучого сигналів виробляються тим же методом, що й формування моделюючого сигналу у передавальному пристрої цифрового методу поділу частот. Пристрій синфазування опорного сигналу, що складається з підсилювача-обмежувача, диференціюючого ланцюга і детектора, із прийнятого синусоїдального сигналу формує послідовність імпульсів, що запускають з періодом проходження, рівним періоду прийнятого сигналу. Кожним n -ним імпульсом цієї послідовності встановлюється у вихідний стан дільник N_0 (вхідна стрілка зі знаком \mathbf{z}), тим самим виробляється синфазування опорного сигналу із прийнятим.

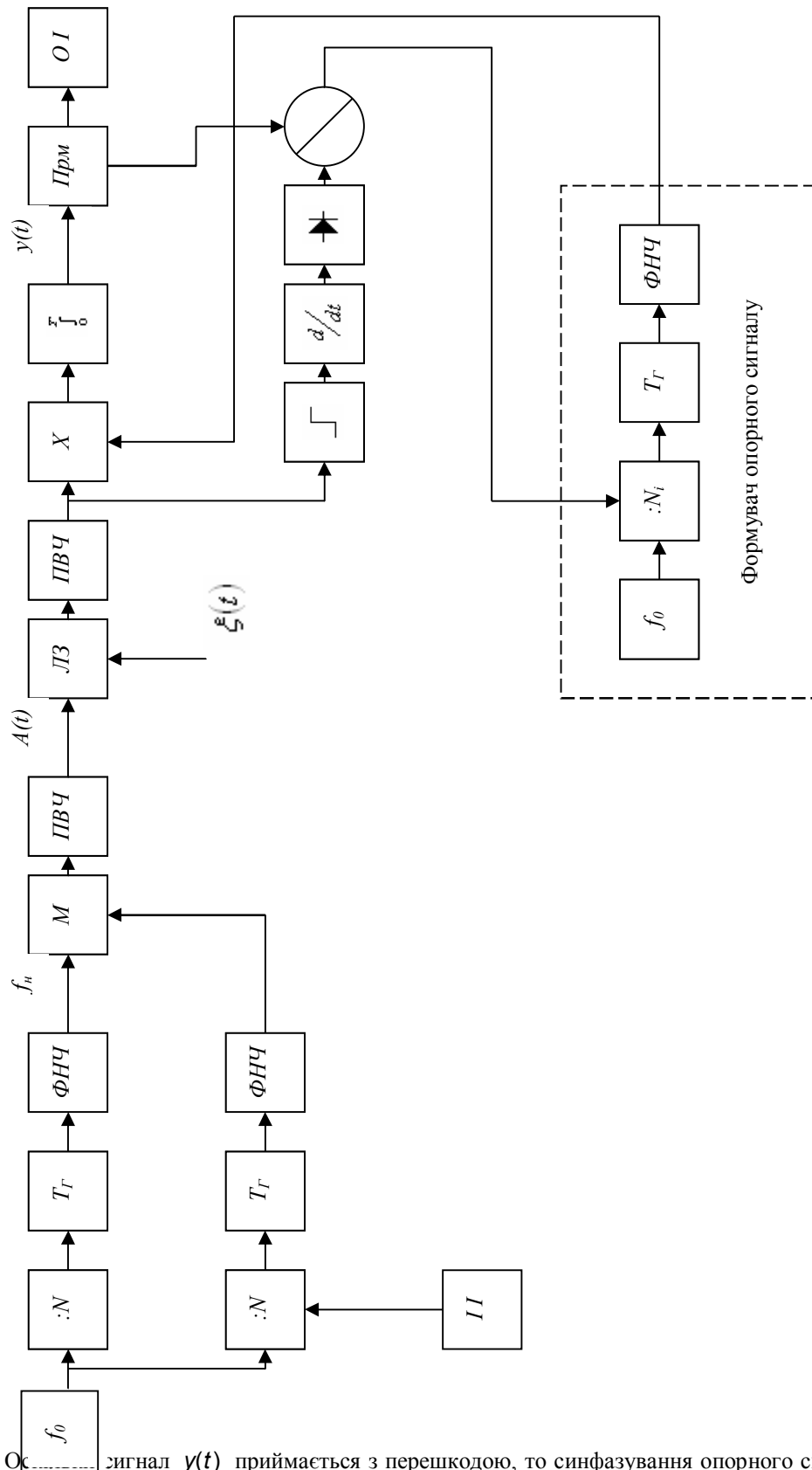


Рис. 1. Функціональна схема алгоритму квазісинхронного прийому

Оскільки сигнал $y(t)$ приймається з перешкодою, то синфазування опорного сигналу, тобто запуск дільника N_0 , що представляє генератор послідовності стандартних інтервалів часу, виробляється з помилкою ΔT , де $|\Delta T| \leq T_0$. Для зменшення помилки ΔT необхідний такий спосіб прийому сигналу $y(t)$ з невідомою фазою, що мінімізував би помилку ΔT . Нижче пропонується один з таких способів.

Нехай через кожний інтервал часу $T_i = nT_0$ виробляється синфазування формувача опорного сигналу із прийнятим сигналом $x(t)$. При цьому кожного разу буде допущена помилка ΔT_i , що відповідає моментам запуску формувача опорного сигналу: $T_i = nT_0 + \Delta T$.

Після m циклів синфазування загальна довжина послідовності тимчасових інтервалів дорівнює:

$$\sum_{i=1}^m T_i = m_0 n T_0 + \sum_{i=1}^{m_0} \Delta T_i. \quad (13)$$

Оскільки перешкода носить випадковий характер, тоді $\lim_{m_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{m_0} \sum_{i=1}^{m_0} \Delta T_i = 0$.

Тому усереднена по безлічі циклів синфазування m послідовність тимчасових інтервалів \tilde{T}_i , що відповідає моментам синфазного з переданим сигналом запуску формувача опорного сигналу, дорівнює:

$$\tilde{T}_i = \frac{1}{m_0} \sum_{i=1}^{m_0} T_i = n T_0.$$

Таким чином, при синфазуванні опорного сигналу $U_{от}(t)$ із прийнятим за результатами прийому сигналу $x(t)$, усередненим по безлічі циклів синфазування m_0 , помилка синфазування ΔT при m_0 досить великому наближається до нуля.

Висновки.

В роботі показано переваги застосування цифрового методу поділу гармонійних сигналів з використанням когерентного прийому; розроблено алгоритм роботи і функціональна схема реалізації когерентного прийому з відновленням на прийомному пристрої синхронізуючого сигналу із прийнятого з лінії зв'язку сигналу.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Вальд А. Последовательный анализ. – М.: Высш. шк., 1960. – 327 с.
2. Панов А.Ф., Свиридов В.В. Цифровое разделение частотных сигналов. – Харьков, 1979. – 271 с.
3. Пенин П.И. Система передачи цифровой информации. – М.: Высш. шк. 1996., – 275 с.

ПАНОВ Альберт Федорович – кандидат технічних наук, професор, провідний науковий співробітник науково-дослідного відділу Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

- цифровий метод поділу гармонійних сигналів.

СНІЦАР Володимир Григорович – доцент, викладач Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

- цифровий метод поділу гармонійних сигналів.

ЧОРНИЙ Віталій Олександрович – студент 5-го курсу факультету інформаційно-комп'ютерних технологій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

- цифровий метод поділу гармонійних сигналів.

Подано 9.03.2005

Панов А.Ф., Сніцар В.Г., Чорний В.О. Спосіб реалізації когерентного прийому
Панов А.Ф., Сніцар В.Г., Черный В.А. Способ реализации когерентного приема
Panov A.F., Snitsar V.G., Chorny V.A. A method of realization coherent reception

УДК 621.396

Спосіб реалізації когерентного прийому / А.Ф. Панов, В.Г. Сніцар, В.О. Чорний

В роботі показано переваги застосування цифрового методу поділу гармонійних сигналів з використанням когерентного прийому; розроблено алгоритм роботи і функціональна схема реалізації когерентного прийому з відновленням на прийомному пристрою синхронізуючого сигналу із прийнятого з лінії зв'язку сигналу.

УДК 621.396

Способ реализации когерентного приема / А.Ф. Панов, В.Г. Сніцар, В.А. Черный

В работе показано преимущества применения цифрового метода разделения гармонических сигналов с использованием когерентного приема; разработан алгоритм работы и функциональная схема реализации когерентного приема с восстановлением на приемном устройстве синхронизирующего сигнала из принимаемого с линии связи сигнала.

УДК 621.396

A method of realization coherent reception / A.F. Panov, V.G. Snitsar, V.A. Chorny

In work showed advantages use numerical method Of division harmonic signals; the algorithm of work of system and a function chart of the realization use numerical method with reconstruction synchronize and accepted signals at reception device from line of communication.