

УДК 621.372

А. П. Бондарєв, к. т. н., доц.;

Б. А. Мандзій, д. т. н., проф.

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПРИЙМАННЯ СИГНАЛУ З ГЛИБОКОЮ КУТОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Показана можливість технічної реалізації приймання радіосигналів з глибокою фазовою модуляцією на фоні шуму, що дозволяє підвищити чутливість приймача.

Вступ

Інтерес до використання великих індексів кутової модуляції (μ) викликаний очікуваним збільшенням відношення сигнал/шум (ВСШ) вихідного сигналу, оскільки потужність вихідного сигналу пропорційна квадрату індексу модуляції, а ширина спектральної смуги, а отже і потужність шуму, росте лінійно з ростом μ . Однак ця закономірність практично виконується тільки для малих рівнів шумів та індексів модуляції, внаслідок чого ширококомвні ЧМ станції використовують індекси $\mu \leq 3,3$ рад [1]. У приймачах FM сигналів широко застосовують синхронні фазові детектори (СФД) на основі фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) [2]. Такі СФД детально досліджені в лінійному наближенні [3] (тобто для малих індексів модуляції і рівнів шумів). Нелінійні методи аналізу розроблені тільки для окремого врахування детермінованого [4] або випадкового [5] впливу. Сучасні вимоги щодо зв'язку з рухомими об'єктами та зменшення потужності радіосигналів вимагають розвитку нелінійних методів аналізу і проектування СФД із одночасним і однотипним урахуванням різноманітних впливів, про що свідчить активізація робіт з нелінійного аналізу ФАПЧ [6, 7].

Однією з основних проблем проектування СФД є вибір ефективної смуги частот пристрою [2, 3, 8]. Розширення смуги зменшує динамічну похибку, спричинену кутовою модуляцією і збільшує статистичну похибку, викликану впливом шумів. Звуження смуги ФАПЧ навпаки зменшує статистичну похибку і збільшує динамічну. Коли сумарний вплив статистичної та динамічної похибок призводить до виходу за межі робочої ділянки характеристики фазового детектора (ФД), відбувається зрив синхронізму в ФАПЧ — пристрій втрачає працездатність.

Мета статті — на основі аналізу імітаційної моделі показати можливість технічної реалізації приймання ЧМ сигналу з глибокою кутовою модуляцією та кількісно оцінити можливість підвищення завадостійкості приймача. Розглянуто два напрямки підвищення завадостійкості — зниження шумового порогу та збільшення відношення сигнал/шум вихідного сигналу за рахунок збільшення індексу кутової модуляції. За модульовальний сигнал обрано гармонічний сигнал з частотою 5 кГц. Априорних обмежень на рівень шуму не накладається, оскільки однією з задач проектування є збільшення стійкості СФД до шумової завади.

ФАПЧ із підвищеною завадостійкістю

Ідея підвищення стійкості ФАПЧ до статистичної та динамічної похибок реалізована у запропонованому в [9] і зображеному на рис. 1 пристрої і полягає у зменшенні різниці фаз коливань на входах фазового детектора ФД за допомогою вузькосмугового фільтра (ВСФ), розташуваних ха-

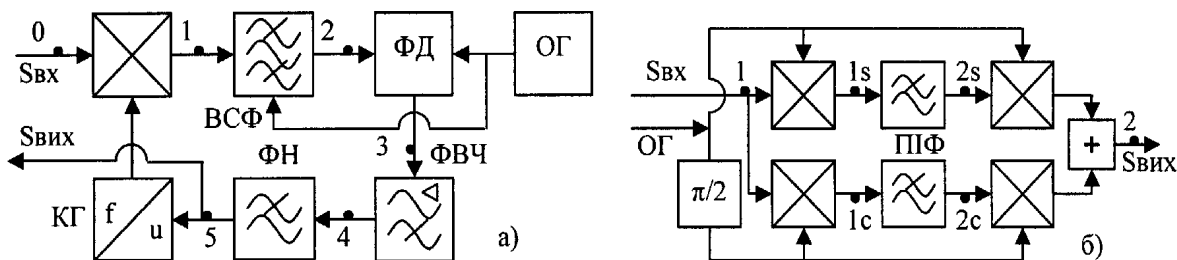


Рис. 1. Структурні схеми: а) ФАПЧ з підвищеною завадостійкістю; б) квадратурного ВСФ

© А. П. Бондарєв, Б. А. Мандзій, 2007

ктеристики ФД у межах робочої ділянки, і подальшому відновленні динамічного діапазону сигналу розстройки за допомогою активного фільтра верхніх частот (ФВЧ).

ВСФ реалізовано як синхронно-фазовий фільтр (рис. 1б), в квадратурних каналах якого використані однакові пропорційно-інтегруючі фільтри з коефіцієнтами передавання

$$K_0(j\omega) = \frac{1 + j\omega m_0 T_0}{1 + j\omega T_0} = K_0(\omega) e^{jk(\omega)}.$$

Коефіцієнт передавання коректувального активного ФВЧ становить $K_1(j\omega) = \frac{1}{K_0(j\omega)} = \frac{1 + j\omega T_0}{1 + j\omega m_0 T_0}$. У лінійному наближенні частотна характеристика ВСФ є оберненою до частотної

характеристики ФВЧ, зсунутої на частоту опорного генератора ОГ, коефіцієнт передавання зі входу ВСФ на вихід ФВЧ тотожно дорівнює одиниці, а параметри пристрою співпадають з параметрами класичного ФАПЧ, в якому ВСФ та ФВЧ відсутні, а ефективну смугу задають параметри введеного в петлю керування пропорційно-інтегруючого фільтра нижніх частот (ФНЧ) із коефіцієнтом передавання

$$K(j\omega) = \frac{1 + j\omega m T}{1 + j\omega T}. \text{ Це означає можливість приймання широкосмугового ЧМ}$$

сигналу пристроєм з вузькою ефективною смугою. Велика динамічна похибка, яка при цьому виникає, буде зменшена ВСФ і не призведе до зриву синхронізму.

Для моделювання процесів у даному пристрої прийняті такі припущення та позначення. Частота $\omega_{\text{ОГ}}$ опорного генератора ОГ постійна, фаза нульова, тобто сигнал ОГ має вигляд

$$S_{\text{ОГ}}(t) = \sin \omega_{\text{ОГ}} t.$$

Сигнал керованого генератора КГ описує вираз

$$S_{\text{КГ}}(t) = \sin [(\omega_{\text{ОКГ}} + \Delta\omega) t + \varphi_{\text{КГ}}],$$

де $\omega_{\text{ОКГ}}$ — номінальна частота КГ, $\varphi_{\text{КГ}}$ — фіксована початкова фаза КГ, $\Delta\omega = S u_5$ — відхилення частоти КГ від номінальної, S — крутість характеристики КГ, u_5 — керуюча напруга КГ (у точці 5 на рис. 1а).

На вхід ФАПЧ діє суміш сигналу і шумової завади

$$S_{\text{ВХ}}(t) = S_0(t) = \cos [(\omega_{\text{ОКГ}} + \omega_{\text{ОГ}} + \Omega_0) t + \varphi_0(t) + \varphi_n(t)], \quad (1)$$

де $\varphi_n(t)$ — перерахована у фазовий шум канална шумова завада, Ω_0 — різниця миттєвої частоти $S_{\text{ВХ}}$ і очікуваної $(\omega_{\text{ОКГ}} + \omega_{\text{ОГ}})$, тобто початкова розстройка частот, $\varphi_0(t) = \mu \sin(\Omega t)$, μ — індекс кутової модуляції, Ω — частота модуляції.

Позначимо: $\varphi(t) = \Omega_0 + \Delta\omega(t) - \varphi_{\text{КГ}}$ — миттєва фазова похибка синхронізації з несучим сигналом, $\varphi_1(t) = \varphi(t) + \varphi_0(t) + \varphi_n(t)$ — фазовий зсув сигналу на вході ВСФ відносно опорного генератора, $\varphi_2(t)$ — різниця фаз сигналів на входах ФД. Миттєву частотну похибку синхронізації з несучим сигналом позначимо $\omega = \Omega_0 - \Delta\omega$.

ФД має трикутну характеристику і максимальний рівень вихідної напруги $U_{\text{ФД}}$. Тоді максимальне відхилення частоти КГ становить $\Omega_{YA} = \Delta\omega_{\text{МАХ}} = S U_{\text{ФД}}$ — смуга утримання автономної системи. Це означає, що за відсутності збурень пристрій здатний синхронізуватися із вхідним сигналом, несуча частота якого знаходиться у діапазоні $\Omega_0 = \subset [-\Omega_{YA}; \Omega_{YA}]$.

У відомих математичних моделях ФАПЧ прийнято нормувати всі частотні параметри до смуги утримання Ω_{YA} , отже нормована початкова розстройка становить $\gamma = \Omega_{YA} / \Omega_{YA}$, нормована частотна похибка $y = \omega / \Omega_{YA}$, а нормоване відхилення частоти КГ $\Delta y = \Delta\omega / \Omega_{YA}$.

З урахуванням наведених позначень, а також виразів для КЧХ фільтрів у квадратурних каналах ВСФ, узгодженого ФВЧ та ФНЧ петлі керування, отримано марематичну модель модифікованого ФАПЧ у вигляді системи алгебраїчних та диференціальних рівнянь

$$\begin{cases} u_{1S} = \sin(\varphi(t) + \varphi_0(t) + \varphi_n(t)); & u_{1C} = \cos(\varphi(t) + \varphi_0(t) + \varphi_n(t)); \\ dy_{2S}/dt = \alpha_0 [(1 - m_0) u_{1S} - y_{2S}]; & u_{2S} = y_{2S} + m_0 u_{1S}; \\ dy_{2C}/dt = \alpha_0 [(1 - m_0) u_{1C} - y_{2C}]; & u_{2C} = y_{2C} + m_0 u_{1C}; \\ \varphi_2 = \arctg(u_{2S}/u_{2C}); & u_3 = F(\varphi_2); \\ dy_4/dt = -\alpha_0 [y_4 + (1 - m_0) u_3]/m_0; & u_4 = (y_4 + u_3)/m_0; \\ dy_5/dt = \alpha [(1 - m) u_4 - y_5]; & u_5 = y_5 + m u_4; \\ d\varphi/dt = \Omega_0 - \Omega_{YA}. \end{cases} \quad (2)$$

У системі рівнянь (2) індекси змінних відповідають точкам на схемах рис. 1. Впроваджені змінні

$$y_{2S} = u_{2S} - m_0 u_{1S}; \quad y_{2C} = u_{2C} - m_0 u_{1C}; \quad y_4 = m_0 u_4 - u_3; \quad y_5 = u_5 - m_0 u_4$$

є визначальними змінними лінійних фільтрів, які описують стан реактивних елементів цих фільтрів. Використання цих змінних дало можливість записати диференціальні рівняння математичної моделі у нормальній формі Коші, тобто без похідних вхідної дії у правих частинах. Система рівнянь (2) включає 5 фазових змінних, $(\varphi, y_{2S}, y_{2C}, y_4, y_5)$, для яких необхідно задавати початкові значення, розв'язуючи систему. Параметрів математичної моделі є 6: α_0, m_0 — смуга і коефіцієнт ВСФ та ФВЧ; α, m — смуга і коефіцієнт ФНЧ петлі керування; Ω_0 та Ω_{YA} . Математична модель дозволяє враховувати вплив детермінованого збурення $\varphi_0(t)$, параметрами якого є індекс і частота модуляції, та випадкової завади $\varphi_n(t)$, параметром якої є СКВ фазового шуму σ .

Порівняльне імітаційне моделювання

Аналітичного розв'язку системи (2) у загальному випадку не існує, тому, для з'ясування особливостей процесів у модифікованому ФАПЧ, систему рівнянь було розв'язано числовим методом (інтегрування методом Сімпсона). Для ілюстрації основних характеристик розв'язку прийняті такі значення параметрів: $\gamma = \Omega_0/\Omega_{YA} = 0,5$; $m = 0$; $\beta = 1/T\Omega_{YA} = 0,1$; $\beta_0 = 1/T_0\Omega_{YA} = 0,1$; $m_0 = 0,1$; $\sigma = 0,1$ рад; $\Omega/\Omega_{YA} = 1$; $\mu = 1$ рад. Початкові умови прийняті нульовими. Отриманий усталений розв'язок рівнянь (2) наведено на рис. 2 у вигляді квадратурних складових напруг $u_1(t)$ та $u_2(t)$ на вході і виході ВСФ (відповідно темні та світлі точки).

З рис. 2 видно, що повна фазова похибка $\varphi_1(t)$ на вході ВСФ складається зі статичної ($\arcsin \gamma$), спричиненої розстройкою частот сигналу і КГ; динамічної (μ), викликаної кутовою модуляцією, та статистичної (σ), викликаної випадковою завадою. Параметри пристрою і завад підібрано в такий спосіб, щоби максимальний викид повної фазової похибки $\varphi_1(t)$ був більшим границі однозначності характеристики ФД ($\pi/2$). Після проходження ВСФ статична складова фазової похибки $\varphi_2(t)$ лишається незмінною порівняно з $\varphi_1(t)$, а динамічна і шумова зменшуються. Це означає, що окремі складові фазової похибки синхронізації із вхідним сигналом можна значно збільшувати, а різниця фаз сигналів на входах ФД залишатиметься у межах робочої ділянки характеристики ($\pm\pi/2$). Наприклад, за відсутності кутової модуляції ($\mu = 0$), при фіксованій інтенсивності шуму можна збільшити діапазон стеження (статичну похибку), або при фіксованій розстройці частот збільшити граничну інтенсивність шуму (статистичну похибку) та глибину модуляції (динамічну похибку).

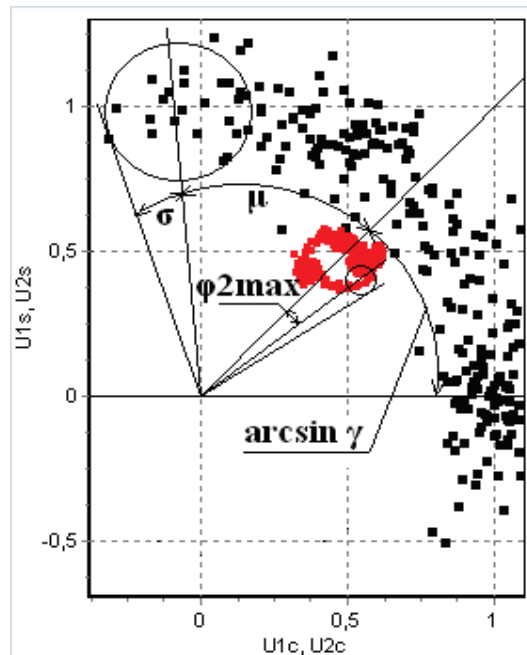
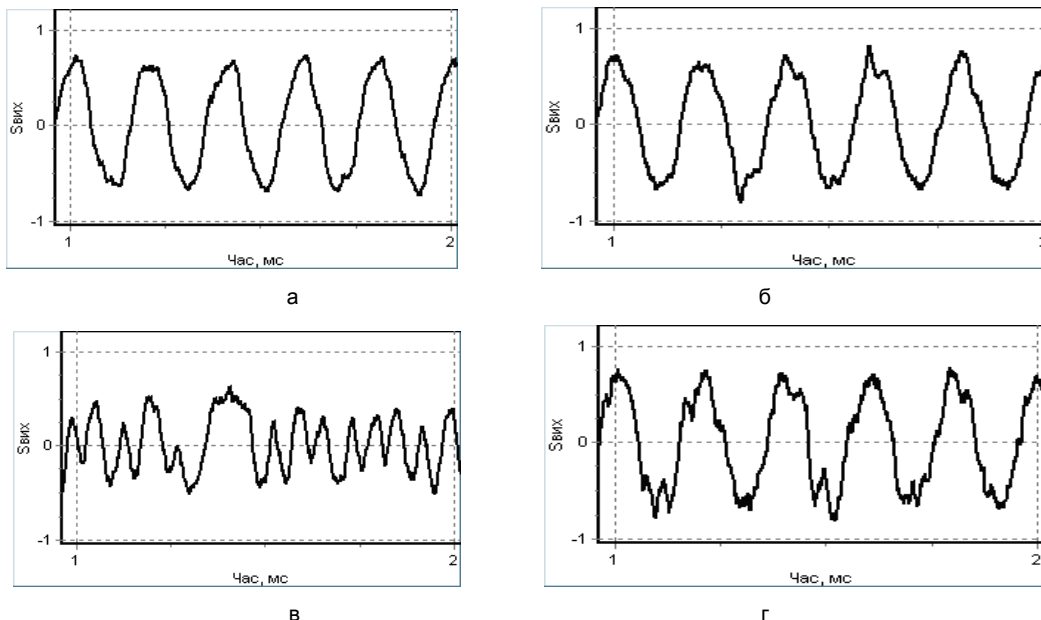


Рис. 2. Квадратурні складові напруг ВСФ при дії шуму

Зниження шумового порогоу ілюструють на рис. 3 осцилограми вихідних сигналів (точка 5 на рис. 1). Осцилограми показують, що шумова складова вихідного сигналу у СФД рис. 1 залишається пропорційною інтенсивності вхідного шуму за значно менших рівнів $ВСШ_{вх}$, коли класичний СФД виходить з синхронного режиму і втрачає працездатність. Шумова складова сигналу у модифікованому СФД дещо більша, ніж у класичному (рис. 3а і 3б), але спектр шуму на виході модифікованого пристрою через вплив ФВЧ містить більше високочастотних складових, що значно підвищує ефективність низькочастотної фільтрації.



Для порівняльного імітаційного моделювання шумових властивостей СФД були обрані параметри пристрою, з якими його лінеаризований коефіцієнт передавання є узгодженим зі спектром сигналу, з фазовою модуляцією, з індексом $\mu = 3,3$ рад та частотою $\Omega = 2\pi \cdot 5$ кГц, а саме: смуга утримання $F_{УЛ} = 32,0$ кГц, смуга ФНЧ $1/2\pi T = 5,0$ кГц, $m = 0,16$. Параметри ВСФ та коректувального ФВЧ для $\mu < 10$ рад становлять $m_0 = 0,06$, $1/2\pi T_0 = 3,5$ кГц, а для $\mu > 10$ рад — $m_0 = 0,08$, $1/2\pi T_0 = 40$ Гц.

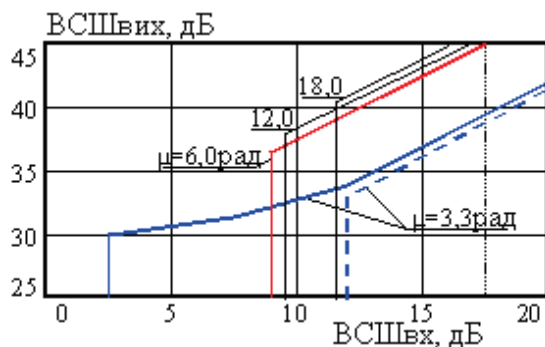


Рис. 4. Залежності вихідного відношення сигнал/шум від вхідного у класичному (штрихова) та модифікованому ФАПЧ

На рис. 4 показані значення відношення сигнал/шум (ВСШ) на виході пристрою, отримані в результаті імітаційного моделювання модифікованого СФД. На його вхід діє адитивна суміш (1) шуму та ЧМ сигналу, при чому індекс модуляції змінювався від 3,3 рад до 18 рад, а вхідне ВСШ — від 0 дБ до 20 дБ. Для порівняння на рис. 2 показана також залежність вихідного ВСШ від вхідного у класичному ФАПЧ з такою самою ефективною смугою (штрихова лінія). З порівняння залежностей на рис. 4 видно, що шумовий поріг модифікованого пристрою нижчий, ніж у класичного. Зі збільшенням глибини модуляції, як і очікувалось, зростає ВСШ на виході СФД і необхідне для підтримування синхронного режиму значення ВСШ на вході, але шумовий поріг залишається нижчим, ніж у класичного ФАПЧ навіть з індексом модуляції 18 рад.

Висновки

Проведене моделювання модифікованого СФД показало можливість збільшення завадостійкості приймання сигналів з кутковою модуляцією. Без зміни стандарту модуляції, тобто використовуючи ЧМ сигнал з індексом модуляції $\mu = 3,3$ рад, модифікований СФД дозволяє знизити шумовий поріг (тобто збільшити чутливість приймача) на 10 дБ. Якість вихідного сигналу погіршується з ростом шуму, але синхронний режим зберігається. За умови зміни

стандарту модуляції ЧМ сигналу зі збільшенням індексу до $\mu = 6,0$ модифікований СФД дозволяє збільшити відношення сигнал/шум вихідного сигналу на 8 дБ без збільшення енергетичних параметрів сигналу на вході приймача. Подальше збільшення індексу модуляції до 12...18 рад збільшує ВСШ на виході ще на 1...2 дБ і є недоцільним.

Наукова новизна роботи полягає у тому, що показана можливість технічної реалізації приймання широкосмугового ЧМ сигналу з глибокою кутовою модуляцією за допомогою СФД з вузькою ефективною смугою, що дозволяє збільшити відношення сигнал-шум вихідного сигналу. Подальші дослідження стосуватимуться визначенню технічних границь виявленого ефекту.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Поляков В. Т. Радиовещательные ЧМ приемники с фазовой автоподстройкой. — М.: Радио и связь, 1983. — 96 с.
2. Павлов Б. А. Фазовая автоподстройка — частотный демодулятор // Известия вузов: Радиоэлектроника. — 1978. — Т. 1. — С. 73—77.
3. Кантор Л. Я. Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов. — М.: Связь, 1977.
4. Белюстина Л. Н., Кивелева К. Г., Фрайман Л. А. Качественно-численный метод в исследовании трехмерных нелинейных СФС / Системы фазовой синхронизации. — М.: Радио и связь, 1982.
5. Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы. — М.: Сов. радио, 1977. — 488 с.
6. Стеклов В. К., Мирошников В. В. Анализ нелинейных систем фазовой автоподстройки // Радиотехника. — 2004. — № 138. — С. 105—110.
7. Бондарев А. П., Мандзій Б. А. Аналіз граничної завадостійкості системи фазової синхронізації // Теоретична електротехніка. — 1998. — Т. 54. — С. 14—17.
8. Тихонов В. И., Кульман Н. К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. — М.: Советское радио, 1975. — 704 с.
9. Пат. 66435 України. Пристрій фазової автопідстройки частоти / А. П. Бондарев, М. С. Мартинів. Опубл. 2004, Бюл. № 5.

Матеріали статті рекомендовані до опублікування оргкомітетом III Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2007)» (31.05—2.06.2007 р.)

Надійшла до редакції 30.09.07
Рекомендована до друку 04.10.07

Бондарев Андрій Петрович — докторант, **Мандзій Богдан Андрійович** — завідувач кафедри.

Кафедра теоретичної радіотехніки і радіовимірювання, Національний університет «Львівська політехніка»