

ЗНИЖЕННЯ ШУМОВОГО ПОРОГА ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ

© Бондарєв А.П., 2006

Наведено результати дослідження модифікованого пристрою фазового автопідстроювання частоти, який зберігає працездатність за значного зменшення вхідного відношення сигнал-шум під час приймання частотномодульованого сигналу.

The results of research of the modified phase locked loop device, which one saves operating capability at considerable reduction of an input signal - noise ratio at receiving of a frequency modulated signal, are presented in this paper.

Вступ

Пристрої фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) є важливою складовою приймачів радіосигналів в системах радіозв'язку і радіолокації. Основні принципи роботи цих пристроїв широко досліджені в ХХ ст. (наприклад, [1]), але сучасні вимоги щодо зниження потужності сигналу передбачають роботу поблизу шумового порога і спонукали активізувати роботи, які стосуються нових способів формування керуючих впливів [2, 3] та нових підходів до завадостійкості [4].

1. Пристрій ФАПЧ з підвищеною завадостійкістю

У [5] запропонований, а в [3] досліджений в лінійному наближенні пристрій ФАПЧ із підвищеною завадостійкістю, структурну схему якого показано на рис. 1.

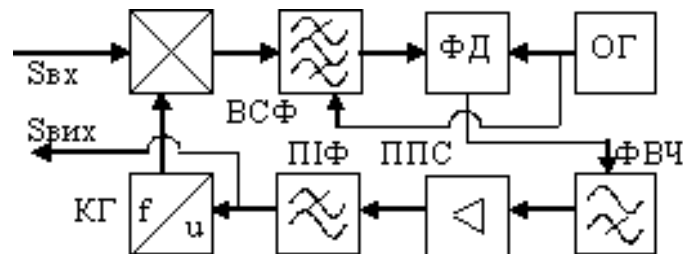


Рис. 1. Структурна схема ФАПЧ із підвищеною завадостійкістю

Від класичного ФАПЧ, який містить вхідний змішувач, пропорційно-інтегруючий фільтр нижніх частот (ПФ), керований генератор (КГ), опорний генератор (ОГ) і фазовий детектор (ФД), пристрій на рис. 1 відрізняє вузькосмуговий фільтр (ВСФ) перед ФД, пропорційно-диференційний фільтр верхніх частот (ФВЧ) і підсилювач постійного струму (ППС) після ФД. Вхідний сигнал $S_{вх}$ є адитивною сумішшю сигналу з кутовою модуляцією і широкосмугового шуму $n(t)$:

$$S_{вх}(t) = U_1 \cos [\omega_1 t + \mu \sin(\Omega t)] + n(t), \quad (1)$$

де U_1 , ω_1 – амплітуда і частота несінного коливання; μ , Ω – індекс і частота частотної модуляції (ЧМ).

За зміни миттєвої частоти $S_{вх}$ відповідно до закону модуляції ФД виробляє сигнал розлагодження, який змушує КГ відслідковувати частоту $S_{вх}$. Керуюча напруга КГ змінюється відповідно до закону модуляції і її використовують як вихідний протестований сигнал $S_{вих}$. Збільшення індексу модуляції μ пропорційно збільшує як амплітуду $S_{вих}$ (тобто вихідна потужність росте з квадратом μ), так і спектральну смугу ФМ сигналу (тобто потужність шуму росте лінійно з μ), а відтак збільшення μ має приводити до росту вихідного відношення сигнал-шум (ВСП) без додаткових енергетичних затрат. Однак збільшення μ збільшує також динамічну фазову похибку на входах ФД, і коли сума цієї похибки і викликані шумом статистичної похибки перевищує робочий діапазон ФД, синхронізм зривається і

детектування стає неможливим – це і є шумовий поріг. Чим більший індекс модуляції μ , тим більше, необхідне для синхронізму, вхідне ВСШ, тобто шумовий поріг вищий.

Для з'ясування динамічних і шумових властивостей пропонованого пристрою і вимог до його складових частин розглянемо роботу пристрою в усталеному синхронному режимі. За відсутності завад частота сигналу на виході змішувача дорівнює частоті ОГ, а фаза залежить від різниці частот КГ і вхідного сигналу. Фільтр ВСФ не має вносити фазовий зсув на опорній частоті. Фазовий детектор ФД перетворює фазу сигналу на виході ВСФ в постійну напругу, яка через ФВЧ поступає на керуючий вхід КГ і підтримує постійну різницю частот вхідного сигналу і КГ. Отже, ФВЧ має забезпечувати скінченне (ненульове) значення передавальної функції на нульовій частоті.

За стрибка фази на φ_M (наприклад, за фазової маніпуляції) фаза сигналу на виході змішувача зміниться стрибком також на φ_M . Для передавання цього стрибка на вхід ФД необхідно забезпечити ненульову передавальну функцію ВСФ на частотах, далеких від резонансної (від частоти ОГ). При цьому фаза сигналу на виході ВСФ стрибком зміниться на незначну величину, а потім наростатиме до величини φ_M за час, визначений сталою часу ВСФ. За таким самим законом (невеликий стрибок і поступове наростання) змінюватиметься напруга на виходах ФД та ППС. На вихід ФВЧ початковий стрибок напруги буде переданий без змін, а подальше наростання послабиться, і в усталеному режимі керуюча напруга буде пропорційна до передавальної функції ФВЧ на нульовій частоті.

Отже, узгодження параметрів ВСФ і ФВЧ можна досягнути того, що стрибок фази вхідного сигналу φ_M буде переданий миттєво і без змін на вхід КГ, а перехідні процеси відбуватимуться лише в фільтрах. Покажемо можливість такого узгодження на прикладі використання як ВСФ синхронно-фазового фільтра з пропорційно-інтегровальними ФНЧ (ПФ) в квадратурних каналах (рис. 2).

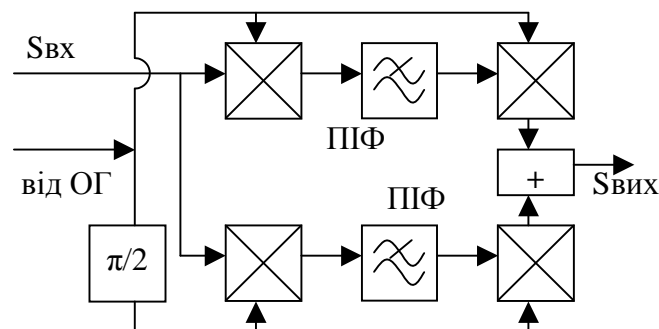


Рис. 2. Синхронно-фазовий вузькосмуговий фільтр

Комплексна передавальна функція такого ПФ за напругою становить

$$K_1(j\omega) = \frac{1 + j(\omega - \omega_{ОГ})mT}{1 + j(\omega - \omega_{ОГ})T}, \quad (2)$$

де T – стала часу пропорційно-інтегровального фільтра (ПФ); m – його коефіцієнт включення, $\omega_{ОГ}$ – кругова частота опорного генератора.

За умови малих девіацій фази вхідного сигналу, тобто в лінійному наближенні, резонансна частота ВСФ ω_0 дорівнює частоті ОГ, а коефіцієнт передачі фази (відношення девіації фаз на вході і виході) збігається з коефіцієнтом передачі ПФ і становить

$$K_0(j\omega_0 \pm j\Omega) = \frac{1 + j\Omega m_0 T_0}{1 + j\Omega T_0}. \quad (3)$$

Для компенсації зменшення рівня керуючого сигналу після ФД увімкнені ФВЧ та ППС з коефіцієнтами передачі $K_2(j\omega)$ та K відповідно, причому коефіцієнти передачі мають задовольняти тотожності

$$K_0(j\omega_0 \pm j\omega) \cdot K_2(j\omega) \cdot K = 1. \quad (4)$$

За виконання тотожності (4) лінеаризований коефіцієнт передачі пропонованого пристрою збігається з відповідним коефіцієнтом класичної ФАПЧ, а відтак динамічні властивості,

фільтрувальну здатність та смугу захоплення пристрою повністю визначають коефіцієнт підсилення петлі (тобто смуга утримання незбуреної ФАПЧ Ω_0) та параметри ППФ з коефіцієнтом передачі:

$$K_1(j\Omega) = \frac{1 + j\Omega m_1 T_1}{1 + j\Omega T_1} \quad (5)$$

Шумова складова вихідного сигналу $S_{\text{вих}}$ залишається пропорційною до інтенсивності вхідного шуму $n(t)$ та смуги утримання Ω_0 . Однак ця пропорційність має зберігатися за значно менших рівнів вхідного ВСШ, і положення шумового порога регулюють параметри ВСФ та ФВЧ, незалежно від динамічних та фільтрувальних властивостей ФАПЧ.

Фільтр ВСФ разом зі змішувачем і фазовим детектором ФД є істотно нелінійним пристроєм, тому для виявлення спотворень модулюючого сигналу за великих індексів модуляції було застосовано імітаційне моделювання з використанням спеціально створеної комп'ютерної програми. Результати моделювання з розімкненою петлею керування показано на рис. 3.

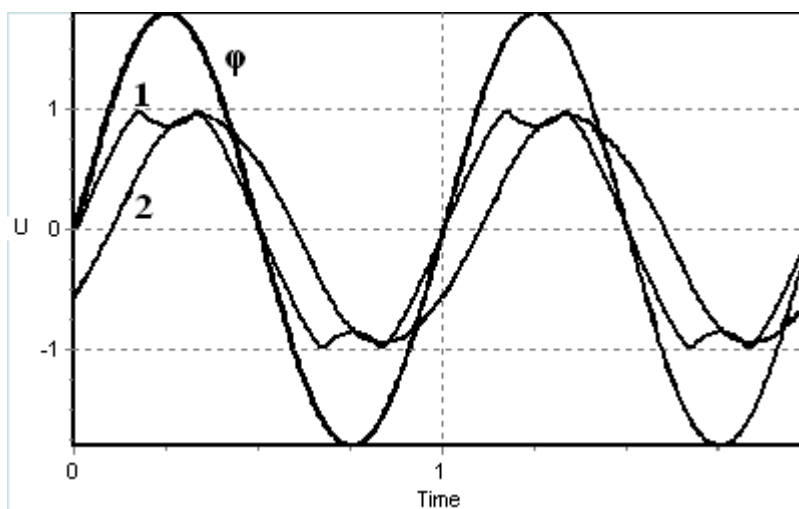


Рис. 3. Нелінійне спотворення сигналів за глибокої фазової модуляції в класичному (1) і пропонуваному (2) пристроях ФАПЧ

Синусоїда, позначена “φ”, показує зміну гармонічного модулюючого сигналу з частотою Ω і індексом $\mu=1,8$ рад. Крива “1” показує вихідний сигнал фазового детектора в класичному пристрої ФАПЧ. На цій кривій виразно помітні істотні спотворення форми вихідного сигналу, викликані виходом різниці фаз сигналів на входах фазового детектора за межі робочої ділянки ФД. Крива “2” стосується пропонуваного пристрою і показує, що нелінійні спотворення форми сигналу є незначними внаслідок зменшення глибини модуляції під час проходження через ВСФ. Амплітуда вихідного сигналу не зменшується порівняно з класичним пристроєм завдяки корегуючому впливові ФВЧ та ППС. Нелінійне спотворення проявляється у вигляді постійного фазового зсуву, який під час замикання петлі керування ФАПЧ зникає.

Більш наочно переваги пропонуваного пристрою проявляються у випадку, коли вихід за межі робочої ділянки ФД спонукає не фазова модуляція, а шумова завада. На рис. 4 показано осцилограми вихідних сигналів класичного (а) і пропонуваного (б) пристроїв ФАПЧ за фазової маніпуляції вхідного сигналу на ± 1 рад і однакових рівнів вхідного шуму. Осцилограми отримані комп'ютерним моделюванням.

Для вихідного сигналу класичного ФАПЧ (рис. 4, а) вплив шуму призводить до зменшення майже вдвічі середнього значення вихідного сигналу $S_{\text{вих}}$, великої імовірності перерегулювання і хибного детектування фази. Середньоквадратичне відхилення (СКВ) $S_{\text{вих}}$ подекуди перевищує його середнє значення. Подальше зростання шуму призводить до зриву синхронізму – проявляється шумовий поріг. Вихідний сигнал пропонуваного пристрою (рис. 4, б) за такого ж рівня шуму має середнє значення близько 0,8 і середньоквадратичне відхилення – близько 0,2. Імовірність хибного детектування фази мала і до прояву шумового порога інтенсивність шуму можна ще значно

збільшувати. Такого самого ефекту можна було б досягти і низькочастотною фільтрацією $S_{\text{вих}}$, але це призвело б до затягування перехідних процесів і повільнішого встановлення рівня вихідного сигналу. З рис. 4, б зрозуміло, що завдяки узгодженню фільтрів у пропонованому пристрої тривалість перехідних процесів не збільшується, тобто покращання шумових властивостей відбувається із збереженням динамічних властивостей пристрою.

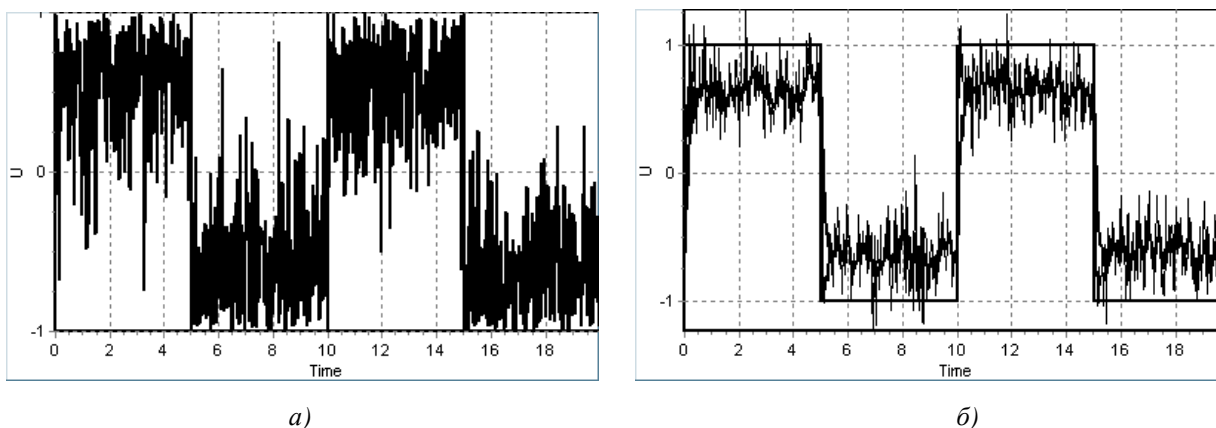


Рис. 4. Вихідний сигнал за фазової маніпуляції на фоні шуму в класичному (а) і пропонованому (б) пристроях ФАПЧ

2. Порівняльні шумові властивості

З метою перевірки очікуваних властивостей пропонованого ФАПЧ було проведено його імітаційне моделювання у часовій області шляхом числового розв'язування диференціальних рівнянь для миттєвих значень напруг у вузлах пристрою. Параметри сигналу модуляції прийняті такими: $\Omega=10\pi$ рад/с, $\mu=1$ рад та $\mu=5$ рад. Параметри ВСФ, ФВЧ та ППС: $m_0=0,1$, $T_0=1/(400\pi)$ с, $K=10$. Смуга утримання ФАПЧ та параметри ПФ вибрані різними для різних індексів модуляції з міркувань узгодження амплітудно-частотної характеристики ФАПЧ зі спектром ЧМ сигналу і становлять: для $\mu=1$ рад – $\Omega_0=8\pi$ рад/с, $m_1=0,2$, $T_1=1/(8\pi)$ мс; для $\mu=5$ рад – $\Omega_0=80\pi$ рад/с, $m_1=0,025$, $T_1=1/(20\pi)$ мс. Узгодження АЧХ зі спектром сигналу – не єдиний спосіб оптимізації параметрів ФАПЧ, але для демонстрації властивостей пропонованого пристрою такого узгодження достатньо.

Амплітуда вхідного сигналу $S_{\text{вх}}$ прийнята такою, що дорівнює одиниці, вхідний шум $n(t)$ змодельований за допомогою генератора випадкових чисел як нормальний випадковий процес із СКВ $\sigma_{\text{вх}}$. Ширина енергетичного спектра шуму прийнята такою, що дорівнює 100 кГц (тобто є більшою від ширини спектра ЧМ сигналів). Відношення сигнал-шум (ВСШ) на вході і виході розраховані за формулами

$$\text{ВСШ}_{\text{вх}} = 20\log \frac{1}{\sigma_{\text{вх}}} \text{дБ}; \quad \text{ВСШ}_{\text{вих}} = 20\log \frac{U_{\text{вих}}}{\sigma_{\text{вих}}} \text{дБ}, \quad (6)$$

де $U_{\text{вих}}$, $\sigma_{\text{вих}}$ – амплітуда середнього значення та СКВ сигналу $S_{\text{вих}}$ відповідно.

Результати моделювання за різних значень вхідного ВСШ показано на рис. 5. Криві 1 і 3 стосуються індексу модуляції $\mu=1$ рад, криві 2 і 4 – $\mu=5$ рад; штрихові криві (1 і 2) відносяться до класичного ФАПЧ, а суцільні (3 і 4) – до пропонованого.

Вище шумового порога криві 2 і 4 та 1 і 3 майже однакові, що є наслідком тотожності (4), і означає однаковість властивостей класичного і пропонованого ФАПЧ за великих значень вхідного ВСШ.

Порівняння кривих 1 і 2 показує, що збільшення індексу модуляції дійсно дає значний вигравш у $\text{ВСШ}_{\text{вих}}$, але і значно підвищує шумовий поріг. Це означає, що для використання переваг глибокої модуляції, необхідно забезпечити великі рівні відношення сигнал-шум на вході, але за великих $\text{ВСШ}_{\text{вх}}$ якість вихідного сигналу цілком достатня і з меншими індексами модуляції. Таке співвідношення вигравшу у $\text{ВСШ}_{\text{вих}}$ та програвшу за шумовим порогом є однією з причин, через які ширококомвні ЧМ-радіостанції використовують індекси модуляції не вище $\mu=3,3$, незважаючи на привабливість більш глибокої модуляції.

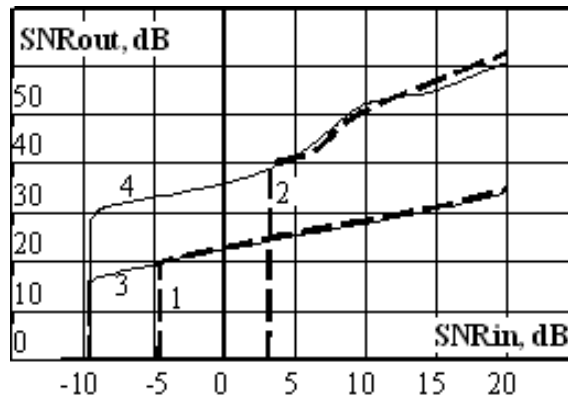


Рис. 5. Залежності вихідного відношення сигнал-шум від вхідного в класичному (криві 1, 2) і пропонуваному (3, 4) ФАПЧ

Порівняння кривих 1 і 3, тобто класичного та пропонуваного пристроїв ФАПЧ за малих індексів модуляції, демонструє, що очікуване зниження шумового порога дійсно відбувається. Але це зниження не можна вважати значним (5 дБ), крім того, якість сигналу знижується. Отже, зниження шумового порога з малими індексами модуляції можна рекомендувати лише для систем слідування, в яких збереження синхронізму є значно важливішим показником, ніж ВСШ вихідного сигналу.

З порівняння кривих 2 і 4, тобто класичного та пропонуваного пристроїв ФАПЧ за великого індексу модуляції, зрозуміло, що відбувається значне зниження шумового порога (близько 13 дБ). Крім того, якість вихідного сигналу, хоча і знижується зі збільшенням вхідного ВСШ, але залишається досить високою (близько 30 дБ) внаслідок великого індексу модуляції. Отже, застосування пропонуваного пристрою для приймання ЧМ-сигналів дасть змогу значно підвищити ВСШ вихідного сигналу, або зменшити необхідну потужність вхідного сигналу та вимоги до параметрів антен, але вимагає використання великих індексів модуляції.

Нарешті, порівнюючи криві 3 і 4 (пропонуваній пристрій ФАПЧ з малим та великим індексом модуляції μ), можна відмітити, що шумові пороги за збільшення індексу модуляції мало відрізняються. Це є наслідком того, що динамічна похибка фази на входах ФД зменшена за прийнятих параметрів ВСФ в 10 разів, і різниця шумових порогів пропонуваного пристрою за індексів модуляції $\mu=1$ і 5 є майже такою самою, як і різниця шумових порогів класичного ФАПЧ за індексів модуляції $\mu=0,1$ і $0,5$.

Висновки

Використання запропонованого пристрою ФАПЧ дає змогу працювати за зниженого вхідного відношення сигнал-шум. При цьому знижується і вихідне ВСШ, але синхронний режим зберігається. Збільшення індексу модуляції збільшує вихідне ВСШ і робить істотнішим вигравш за шумовим порогом. Подальші розвідки стосуватимуться виявлення технічних меж використання зазначеного ефекту.

1. Кантор Л.Я. Помехоустойчивость приема ЧМ-сигналов. – М., 1977. 2. Стеклов В.К., Скляренко С.Н., Костик Б.Я. Системи фазового автонідстроювання з диференційними зв'язками. – К., 2003. 3. Бондарев А.П. Моделювання пристрою синхронізації з підвищеною завадостійкістю // Вісник НУ "Львівська політехніка" "Електроенергетичні та електромеханічні системи". – 2003. – № 479. – С. 24-29. 4. Бондарев А.П. Теоретичні засади аналізу завадостійкості пристроїв синхронізації // Вісник НУ "Львівська політехніка" "Радіоелектроніка та телекомунікації". – 2004. – №508. – С. 3–18. 5. Бондарев А.П., Мартинів М.С. Пристрій фазового автонідстроювання частоти. Патент України на винахід № 66435, заявка № 4869869 від 01.10.1990.