



БАГАТОПАРАМЕТРИЧНА МОДЕЛЬ ПРИСТРОЮ СТЕЖЕННЯ ЗА ЧАСТОТОЮ ТА ІНТЕРФЕЙС ПРОГРАМИ ДЛЯ ЇЇ АНАЛІЗУ

А. Бондарєв¹, Ю. Бударецький², М. Олійник²

¹ Національний університет “Львівська політехніка”, вул. С. Бандери, 12, Львів, 79013, Україна

² Національна академія сухопутних військ імені Гетьмана Петра Сагайдачного,
вул. Героїв Майдану, 32, Львів, 79026, Україна

Відповідальний за рукопис: Андрій Бондарєв (e-mail: andrii.p.bondariev@lpnu.ua).

(Подано 1 грудня 2021)

Розглянуто проблему проектування пристроїв стеження за частотою у складній сигнальній та завадовій обстановці. У статті наведено математичну модель пристрою, яка враховує можливі структурні та параметричні зміни пристрою, зміну частоти вхідного сигналу, його кутову модуляцію та змінний у часі рівень шуму у вхідній суміші. Розроблена та описана програмна оболонка для аналізу цієї моделі дає можливість оперативно змінювати значення параметрів та спостерігати реакції пристрою на зміну вхідного сигналу. Розроблена модель та програмна оболонка застосовані для аналізу приймача радіонавігаційного GPS сигналу та радіолокаційного відбиття від великого реактивного літака і відбиття від артилерійського снаряда.

Ключові слова: ФАПЧ; схоплення та супровід частоти; математична модель; програмна оболонка.

УДК 621.391:621.372

1. Вступ

Пристрої стеження за частотою широко застосовують у приймачах систем радіозв'язку, радіолокації та навігації. У сучасних приймачах цифрових сигналів такий пристрій є невіддільною складовою частиною, котра визначає якість і саму можливість функціонування приймача.

Упродовж останніх більш як 50 років опубліковано величезну кількість праць щодо теорії аналізу і розроблення та практики застосування пристроїв стеження. Із теорії оптимальної нелінійної фільтрації випливає, що оптимальним фільтром для вузькосмугового сигналу із частотними та фазовими флуктуаціями на фоні широкосмугового шуму є пристрій фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) [1, 2, 3]. Теорія дає рекомендації щодо побудови структури та вибору оптимальних за критерієм мінімуму фазової похибки стеження значень параметрів пристрою [4, 5].

Практичне застосування наявних рекомендацій щодо проектування пристроїв стеження за частотою ускладнюють три аспекти.

По-перше. Відомі методи нелінійної оптимальної фільтрації вимагають від проєктувальника апріорно задавати параметри завад і не гарантують збереження працездатності за умов зміни цих параметрів на етапі експлуатації. Зокрема, оптимальні значення параметрів однозначно залежать від енергетичного потенціалу сигналу і за низьких потенціалів ця залежність дає непридатні для практичного використання значення.

По-друге. Відомі методи нелінійної оптимальної фільтрації нечутливі до порогових явищ, спричинених періодичністю та обмеженістю фазового детектора (ФД), який є невіддільною складовою ФАПЧ. До таких явищ належать проковзування фази, схоплення частоти та зрив синхронізму. Тому застосування цих методів супроводжують застереження на кшталт “за практично

придатних значень параметрів...”, “за обмеженого рівня шуму...” тощо. Для виявлення придатності та обмеженості застосовують додаткові, як правило, емпіричні методи аналізу.

По-третє. Відомі методи аналізу впливу динамічної зміни частоти вхідного сигналу, кутової модуляції, адитивної подібної до сигналу завади (детермінованих збурень) істотно відрізняються від методів аналізу впливу адитивного шуму, розмиття спектральної лінії вхідного сигналу внаслідок його частотної та фазової нестабільності (випадкових збурень). У першій групі методів використовують апарат теорії коливань із побудовою фазових портретів та виявленням точок біфуркацій у просторі параметрів. Основою другої групи методів є апарат статистичного аналізу, а її результат – розподіли густини імовірності та статистичні характеристики похибок стеження.

Вказані складності зумовили появу евристично створених структур приймача. Також це підвищує важливість задач аналізу таких структур, зокрема їх реакції на відхилення фактичних параметрів вхідної суміші від заданих апіорі. Внаслідок цього під час параметричного синтезу розробник задає принаймні один параметр ФАПЧ (смуго утримання) примусово, з огляду на очікувану сигнальну обстановку. Частковий випадок аналізу реакції однієї із модифікацій пристрою ФАПЧ на зміну доплерівського зсуву частоти автори детально розглянули в [6].

Будь-які зміни у структурі пристрою, у складі та поведінці суміші вхідного сигналу і шуму, модуляція вхідного сигналу потребують розроблення спеціалізованих математичних моделей та відповідного програмного забезпечення.

Мета цієї роботи – описання математичної моделі пристрою ФАПЧ, яка враховує основні модифікації пристрою та різноманіття змін сигнальної та завадової обстановки, описання розробленої для аналізу такої моделі програмної оболонки та результатів її застосування до розв’язування деяких практичних задач.

2. Структурна схема та математична модель пристрою стеження за частотою

У роботі [7] наведено більше ніж 50 структур приймачів, оптимальних для різних видів сигналів. Усі вони містять керований генератор копії очікуваного сигналу та зворотний зв’язок для узгодження генератора із фактично прийнятою сумішшю сигналу і шуму.

Автори [8] запропонували структурну модифікацію пристрою стеження, яка розв’язує технологічне протиріччя між необхідністю зменшення еквівалентної смуги пристрою для зниження шумової похибки та збільшення цієї смуги для зменшення динамічної похибки [9, 10]. У модифікованому варіанті здійснено зменшення викидів різниці фаз перед ФД (щоби фазова похибка не виходила за межі робочої ділянки), а відтак підсилення вихідного сигналу ФД (щоби відновити динамічні властивості). Структурна схема модифікованого пристрою наведена на рис. 1 і відрізняється від схеми класичного ФАПЧ наявністю, крім ФНЧ петлі, вузькосмугового фільтра (ВСФ) перед ФД та активного фільтра верхніх частот (ФВЧ) після нього. ВСФ реалізовано як синхронно-фазовий фільтр, у квадратурних каналах якого використано однакові пропорційно-інтегруючі фільтри (ППФ).

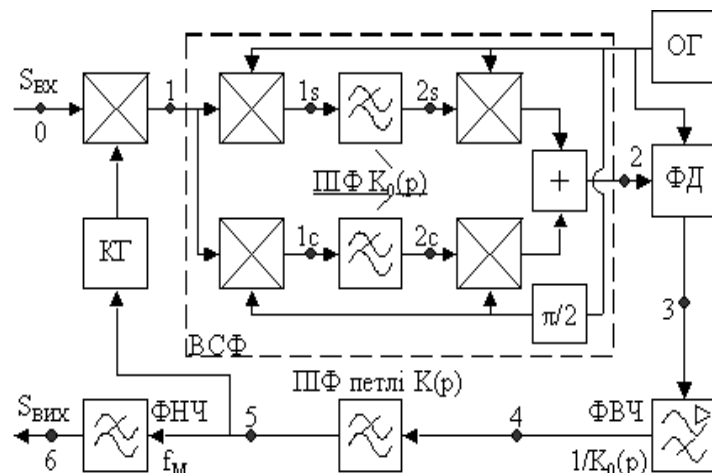


Рис. 1. Структурна схема модифікованого пристрою стеження за частотою:
 ВСФ – вузькосмуговий фільтр; ФНЧ – фільтр нижніх частот; ФВЧ – активний фільтр верхніх частот;
 ФД – фазовий детектор; ОГ – опорний генератор; КТГ – керований генератор

У структурній схемі на рис. 1 залежно від особливостей застосування вихідний сигнал знімають або з виходу керованого генератора (очищена від завад та зсунута на частоту опорного генератора копія вхідного сигналу), або з його входу (напруга, пропорційна до доплерівського зсуву частоти).

Для аналізу нелінійних явищ у модифікованому пристрої ФАПЧ розроблено його математичну модель, яка є системою із восьми алгебраїчних та п'яти диференціальних рівнянь вигляду:

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = F(\Phi(t), \varphi_s(t), P, P_s, P_m, N(t)). \quad (1)$$

Конкретні вирази цих рівнянь наведено у роботах [6, 11]. У цій роботі детально розглянемо компоненти математичної моделі (1).

Фазовим простором моделі, тобто сукупністю змінних, які описують поточний стан пристрою, є вектор

$$\Phi(t) = \text{colon}(\varphi, \varphi_2, u_{1S}, u_{1C}, u_{2S}, u_{2C}, u_3, u_4, u_5, y_{2S}, y_{2C}, y_4, y_5), \quad (2)$$

де $\varphi(t)$ – фазова похибка супроводу; u із індексами – напруги у точках структурної схеми пристрою (рис. 1); y з індексами – визначальні змінні фільтрів, які описують стан реактивних елементів цих фільтрів; φ_2 – різниця фаз коливань на входах ФД. Напруга u_5 на вході КГ характеризує частотну похибку супроводу. Залежність напруги u_3 від фази φ_2 є суттєво нелінійною – це характеристика ФД, для якої характерні періодичність та обмеженість. Відтак і вся математична модель (1) є нелінійною.

Сам пристрій стеження за частотою описує вектор параметрів із шести компонент

$$P = (\Omega_U, \Omega_0, m, a, m_0, a_0), \quad (3)$$

де Ω_U – смуга утримання автономного пристрою стеження (без впливу завад), тобто максимальне можливе відхилення частоти КГ від його власної частоти; у деяких джерелах цей параметр називають коефіцієнтом підсилення петлі; Ω_0 – власна частота КГ (за відсутності керуючої напруги). Параметрами ВСФ, ФНЧ та ФВЧ є коефіцієнти m, a, m_0, a_0 – частоти зрізу та коефіцієнти пропорційності (коефіцієнти передавання на верхніх частотах) петльового фільтра та фільтрів у квадратурних плечах вузькосмугового фільтра відповідно. Операторна функція ФВЧ обернена до функції ППФ квадратурних каналів. Операторні передавальні функції фільтрів $K(p)$ та $K_0(p)$ наведено нижче

$$K(p) = \frac{a + mp}{a + p}; \quad K_0(p) = \frac{a_0 + m_0 p}{a_0 + p}. \quad (4)$$

Прийнявши у (4) $m_0 = 1$, отримаємо модель класичного (немодифікованого пристрою ФАПЧ), а якщо $m = 1$ – модель безфільтрового ФАПЧ.

Усі шість компонент вектора параметрів P є константами, значення яких розробник повинен вибрати (визначити) на етапі проектування з метою виявлення областей працездатності та мінімальної похибки стеження за частотою. Отримані у результаті параметричного синтезу значення цих параметрів і є рекомендаціями для виробника пристрою.

Суміш сигналу та шуму на вході пристрою (точка 0 на рис. 1) має вигляд

$$S(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_s(t)) + N_n(t), \quad (5)$$

де A – амплітуда вхідного сигналу; ω_c – несуча частота; $n(t)$ – дельта-корельований випадковий процес із одиничною потужністю; N – рівень шуму. Значення амплітуди A входить множником у вираз для розрахунку смуги утримання Ω_U , тож без втрати загальності можна прийняти $A = 1$, а значення коефіцієнта N набуде сенсу відношення шум – сигнал.

Миттєва фаза сигналу $\varphi_s(t)$ є найінформативнішим параметром і містить доплерівську $\varphi_D(t)$ та модуляційну $\varphi_M(t)$ складові:

$$\varphi_s(t) = \varphi_D(t) + \varphi_M(t); \quad \frac{d\varphi_D}{dt} = \Delta\omega_D(t); \quad \varphi_M(t) = \mu \sin(\omega_M t); \quad \varphi_M(t) = \mu * \text{sign}(\sin(\omega_M t)), \quad (6)$$

де $\Delta\omega_D(t)$ – доплерівський зсув частоти; ω_M – частота; μ – індекс модуляції. Два вирази для модуляційної складової дають можливість вибирати для аналізу кутову модуляцію або бінарну фазову маніпуляцію сигналу. Для практичних застосувань вирази (5) та (6) є моделлю або радіолокаційного відбиття від динамічного об'єкта, або сигналу зв'язку із таким об'єктом.

З урахуванням (5) і (6) простір параметрів моделі (1) доповнюється ще двома векторами

$$P_S = (\omega_C, \Delta\omega_D(t)); \quad P_M = (\mu, \omega_M). \quad (7)$$

Фактичне значення несучої частоти ω_C є надлишковим з погляду аналізу властивостей пристрою стеження. Але за наявності апріорних даних щодо швидкості об'єкта окреме вказання ω_C ,

власної частоти КГ Ω_0 та смуги утримання Ω_U дає можливість аналізувати варіанти цілевказання за частотою. Приклади таких варіантів наведено на рис. 2. Варіант 1 – приймач настроєно на частоту несучої передавача, смуга утримання охоплює весь можливий діапазон доплерівського зсуву. Переваги – не потрібно додаткового цілевказання за зміни початкової швидкості. Недоліки – тривалий процес схоплення частоти, погіршення шумових властивостей через збільшену смугу утримання. Варіант 2 – приймач налаштований на несучу із початковим доплерівським зсувом, смуга утримання охоплює очікуваний діапазон зміни зсуву. Переваги – процес схоплення відсутній, супровід починається із початком спостереження. Недоліки – необхідне точне цілевказання частоти. Варіант 3 – приймач настроєний на середину очікуваного діапазону зміни доплерівського зсуву, смуга утримання охоплює половину діапазону. Переваги – покращені шумові властивості через звужену смугу утримання. Недоліки – короткочасний процес схоплення частоти, необхідність зміни цілевказання за значних змін початкової швидкості.

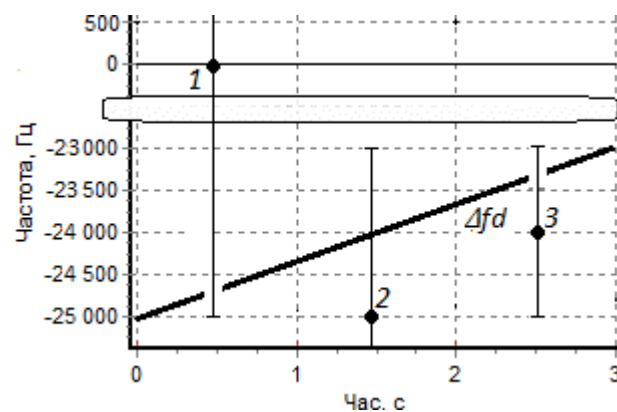


Рис. 2. Варіанти цілевказання за частотою; на вертикальній осі – доплерівський зсув

3. Інтерфейс програми аналізу пристрою стеження за частотою

Для аналізу наведеної математичної моделі (1) потрібно задати десять фіксованих значень параметрів та функціональну залежність зміни доплерівського зсуву частоти. Для багатоваріантного аналізу моделі (1) розроблена (у середовищі Delphi) прикладна оболонка, яка дає можливість оперативної зміни значень параметрів моделі, числового інтегрування системи рівнянь та відображення результатів аналізу в графічному вигляді. Зауважимо, що внаслідок автоматичного вибору кроку інтегрування тривалість сеансу аналізу істотно відрізняється від часу моделювання: моделювання реакції на радіолокаційний сигнал тривалістю 3 с потребує близько 10 с розрахунків, а сеанс аналізу хвилинної траєкторії тривав майже 10 хв.

Інтерфейс користувача оболонки (розробника, дослідника) наведено на рис. 3. Для зручності використання значення всіх заданих параметрів та отриманих результатів подано в одиницях вимірювання СІ із прихованим від користувача подальшим або попереднім перерахунком у значення параметрів (2)–(6). Зокрема, частоти смуги утримання, цілевказання, доплерівського зсуву та зрізу фільтрів відображено у Гц.

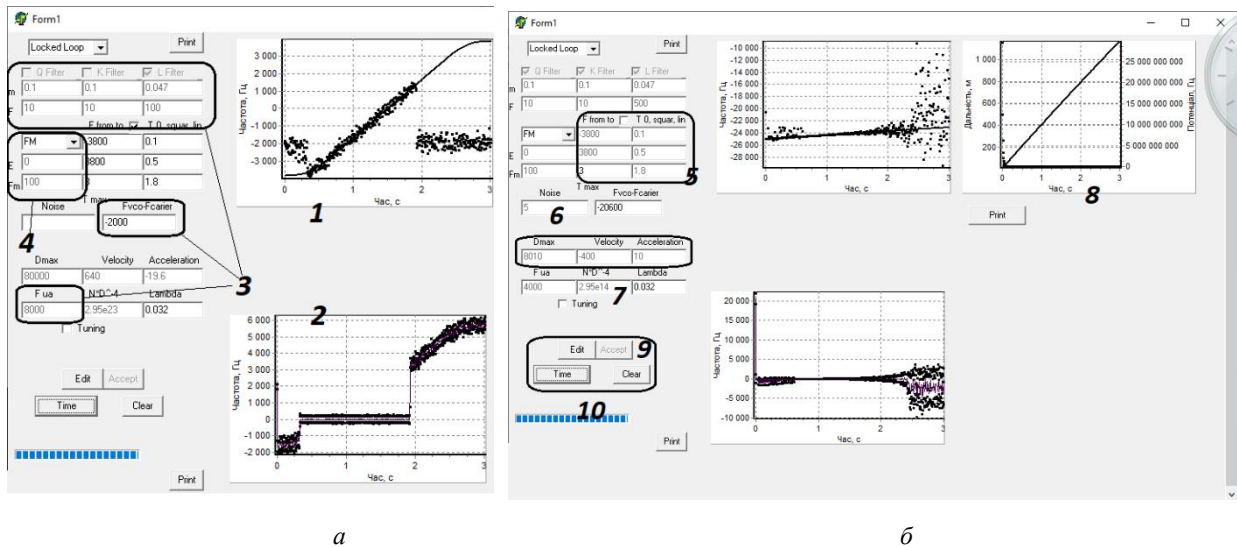


Рис. 3. Інтерфейс прикладної оболонки у режимах формально-аналітичного (а) та фізичного (б) задавання зміни частоти

З огляду на функціональне призначення пристрою, а саме – стеження за частотою, для відображення результатів вибрано заданий доплерівський зсув частоти та миттєву частоту КГ (зсунуту на частоту ОГ), які однозначно розраховують на підставі параметрів (6) та фазових змінних (2). Ці залежності відображає вікно “1” на рис. 3. Крім того, передбачено відображення середньої похибки стеження та її довірчого інтервалу (вікно “2”).

Параметри (3) пристрою, а саме смугу утримання, частотне цілевказання, частоти зрізу та коефіцієнти пропорційності фільтрів користувач задає у групі вікон “3”, а тип та параметри кутової модуляції – у групі вікон “4”.

Часову функціональну залежність доплерівського зсуву частоти можна задавати двома способами – або формально-аналітичним, або фізично-орієнтованим. Для першого способу (рис. 3, а) у групі вікон “5” на рис. 3 задають початкове та кінцеве значення частотного зсуву, тривалість (у секундах) незмінності початкової частоти, тривалості ділянки лінійної зміни частоти та ділянок квадратичного (в часі) переходу від початкової частоти на лінійну ділянку та з лінійної на кінцеву частоту. Також у групі вікон “5” задають максимальний час моделювання. Такий спосіб задавання зміни частоти разом із описаним способом подання результатів дає можливість в одному сеансі інтегрування визначити діапазони схоплення та супроводу (утримання) частоти за одночасного впливу динамічної зміни доплерівського зсуву, кутової модуляції або маніпуляції та широко-смугової завади. Рівень шуму задають у вікні “6” як відношення потужності шуму в смузі утримання автономного пристрою до потужності сигналу.

Другий спосіб (рис. 3, б) імітує радіолокаційне відбиття від рухомої цілі. У цьому режимі у групі вікон “7” задають максимальну дальність (м), початкову швидкість (м/с) та незмінне прискорення (м/с²) цілі. Для перерахунку швидкості на доплерівський зсув необхідно також задати довжину хвилі сигналу підсвічування радіолокатора.

Рівень шуму в режимі імітації радіолокаційної цілі змінний. Його характеризує значення енергетичного потенціалу сигналу, тобто смуга частот (у Гц), в якій потужності сигналу і шуму однакові. Енергетичний потенціал Π обчислюють за формулою

$$\Pi = \frac{P_T G_T G_R \sigma_{\text{ц}} \lambda^2}{4kT_N (4\pi)^3 D_{\text{ц}}^4} = K_{\text{NOISE}} \frac{[\Gamma_{\text{ц}} * \text{м}^4]}{D_{\text{ц}}^4}, \quad (8)$$

де P_T – потужність передавача, Вт; $G_T G_R$ – коефіцієнти підсилення передавальної та приймальної антен; $\sigma_{\text{ц}}$ – ефективна площа розсіювання цілі, м²; λ – довжина хвилі, м; $k = 1,4 * 10^{-23}$ (Дж/К) – стала Больцмана; T_N – шумова температура приймача; $D_{\text{ц}}$ – дальність до цілі, м. Коефіцієнт K_{NOISE}

розраховують перед початком моделювання і задають у вікні “7”. Збільшення значення K_{NOISE} означає зниження рівня шуму.

Для наочності та контролю відповідності поставленому радіолокаційному завданню режим фізичного задавання зсуву частоти передбачає відображення часової залежності дальності цілі та енергетичного потенціалу сигналу (вікно “8” на рис. 3, б).

Через велику кількість і різноманіття параметрів у розробленій оболонці реалізовано не характерний для сучасних оболонок принцип What You See is What You Get (що бачиш, те й маєш), а окремі етапи внесення значень параметрів моделі (активується кнопкою Edit, на рис. 3 – група “9”), їх перерахунку з одиниць СІ і збереження в оперативній пам’яті (кнопка Асепт) та власне інтегрування і відображення його результатів (кнопка Time). У програмі передбачено автоматичний вибір кроку інтегрування, який залежить від заданих параметрів. Тому тривалість сеансу може становити від декількох секунд до декількох хвилин, а ступінь його завершеності показує смуга “10” на рис. 3.

Кнопки Print біля вікон відображення результатів забезпечують зберігання отриманих графіків у вигляді файлів формату .bmp.

На рис. 4 наведено приклади сеансів моделювання пристрою стеження за частотою. На рис. 4, а – реакція класичного пристрою без ВСФ та ФВЧ за відсутності цілевказання. Видно, що частота КГ (точковий графік) тривалий час флюктує в околі власної частоти і тільки за наближення частоти сигналу (суцільний графік) до 1 кГц відбувається схоплення частоти, а із віддаленням на 1,5 кГц – зрив супроводу. Аналогічний числовий експеримент із частковим цілевказанням (рис. 4, б) показує більш раннє схоплення, але такий самий зрив на другій секунді часу моделі. На рис. 4, в – реакція модифікованого пристрою (із ВСФ та ФВЧ) без цілевказання. Схоплення відбувається значно раніше, ніж у класичному пристрої, а супровід частоти – у всьому заданому діапазоні.

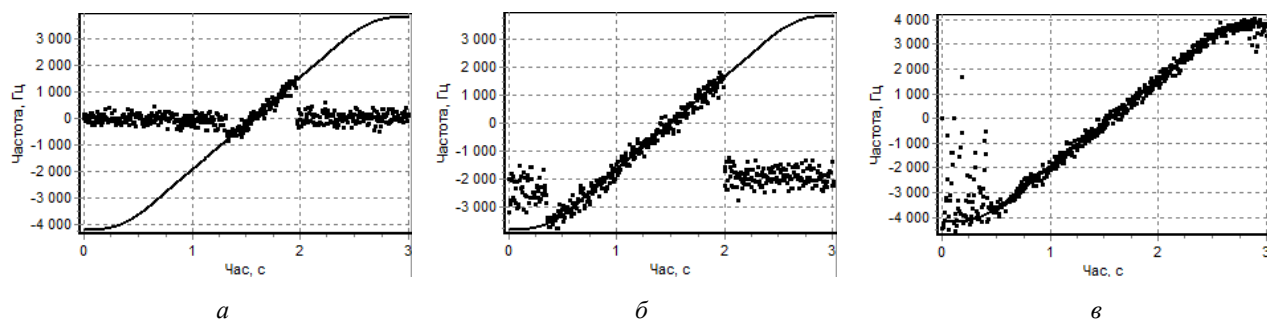


Рис. 4. Приклади схоплення та утримання частоти
за різних варіантів цілевказання та різних значень параметрів

Приклади моделювання процесу стеження за частотою за наявності кутової модуляції наведено на рис. 4. Зв’язок із об’єктом, який має високу і змінну швидкість (одночасна зміна частоти сигналу і модуляція) ілюструє рис. 4, а, зі стаціонарним об’єктом – рис. 4, б. У випадку двопозиційної фазової маніпуляції (рис. 4, в) викиди миттєвої частоти КГ (фактично – напруги u_5) відповідають фронтам і зрізам інформаційного сигналу.

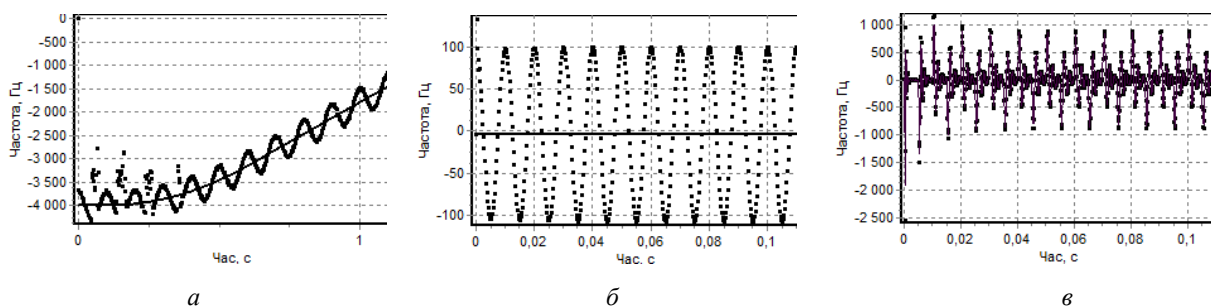


Рис. 5. Приклади використання пристрою стеження як детектора сигналів із кутовою модуляцією

4. Результати застосування моделі та програмної оболонки у задачах радіонавігації та радіолокації

Можливості розробленої оболонки використано для моделювання схеми стеження за несучою (СН) приймача GPS сигналу та вироблення рекомендацій щодо вибору її параметрів. Радіальна складова швидкості білягоризонтних навігаційних супутників (962,5 м/с) разом із власною швидкістю динамічних об'єктів (прийнято 200 м/с) призводять до доплерівського зсуву ± 6 кГц, інформаційна швидкість 50 Біт/с, тобто частота бінарної фазової маніпуляції 50 Гц, номінальний енергетичний потенціал 1 кГц. Для цього сигналу оптимальним за критерієм мінімуму фазової похибки є такий набір параметрів: смуга утримання 6 кГц, частота зрізу ФНЧ петлі $\frac{a}{2\pi} = 10,4$ Гц, його коефіцієнт пропорційності $m = 0,04$. Багатоваріантний перебір параметрів підтвердив оптимальність цього набору. Після підключення ВСФ та ФВЧ значення їхніх параметрів вибрано (знову ж таки багатоваріантним перебором) оптимальними за критерієм максимального діапазону схоплення і супроводу несучої та становлять: частота зрізу $\frac{a_0}{2\pi} = 80$ Гц, його коефіцієнт пропорційності $m_0 = 0,01$. Порівняння процесів схоплення і супроводу несучої частоти, наведене на рис. 6, показує, що час схоплення у модифікованій СН зменшився до 20 м/с порівняно із 320 м/с у класичній СН.

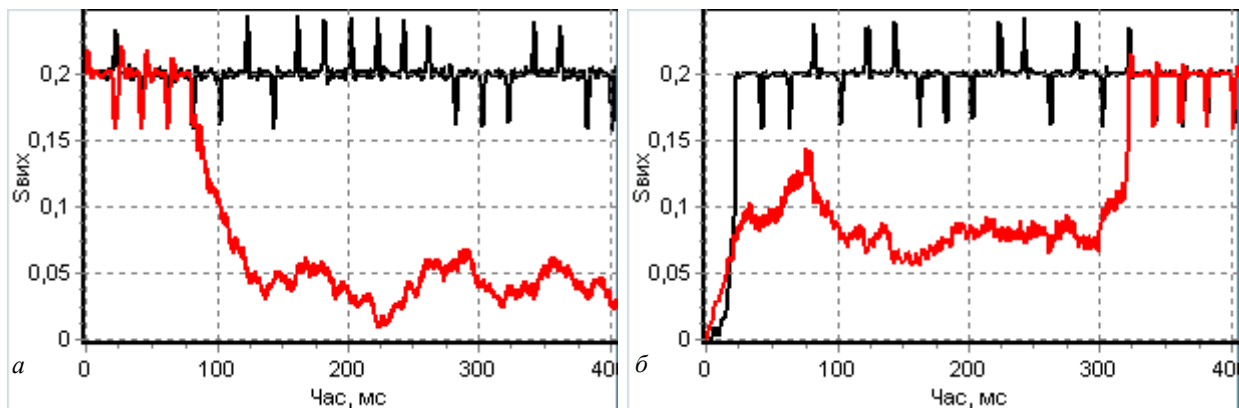


Рис. 6. Процеси утримання (а) і захоплення (б) цифрового радіосигналу в класичній (світлі лінії) та модифікованій (темні) СН

Перебір значень рівня шуму показав, що класична СН зберігає працездатність за зниження енергетичного потенціалу сигналу від номінального (1 кГц) до 320 Гц, а модифікована – до 20 Гц.

Застосування розробленої оболонки у задачах радіолокації розглянуто для двох прикладів – супровід маневру великого реактивного літака (рис. 7) та супровід артилерійського снаряда (рис. 8).

У першому прикладі ціль упродовж 30 с рівносповільнено наближається до позиції спостереження із відстані 80 км до 70 км, а відтак упродовж 30 с рівноприскорено віддаляється (рис. 7, а). За цей час енергетичний потенціал сигналу змінюється від 7,5 кГц до 12 кГц (рис. 7, а), а доплерівський зсув частоти – від 40 кГц до мінус 40 кГц (рис. 7, б, в). Вибір оптимальних значень параметрів (смуга утримання 40 кГц, частота зрізу ФНЧ петлі $\frac{a}{2\pi} = 100$ Гц, його коефіцієнт пропорційності $m = 0,047$) забезпечує схоплення на 25 с за різниці частот 10 кГц, а супровід триває до 50 с за різниці частот 20 кГц (рис. 7, б). Увімкнення ВСФ та ФВЧ із частотою зрізу $\frac{a_0}{2\pi} = 10$ Гц та коефіцієнтом пропорційності $m_0 = 0,1$ забезпечує схоплення та супровід частоти фактично у всьому діапазоні доплерівського зсуву (рис. 7, в). Аналіз процесу входження у синхронізм без попереднього цілевказання (рис. 7, г) показав, що час схоплення у модифікованому пристрої стеження становить менше ніж 10 м/с.

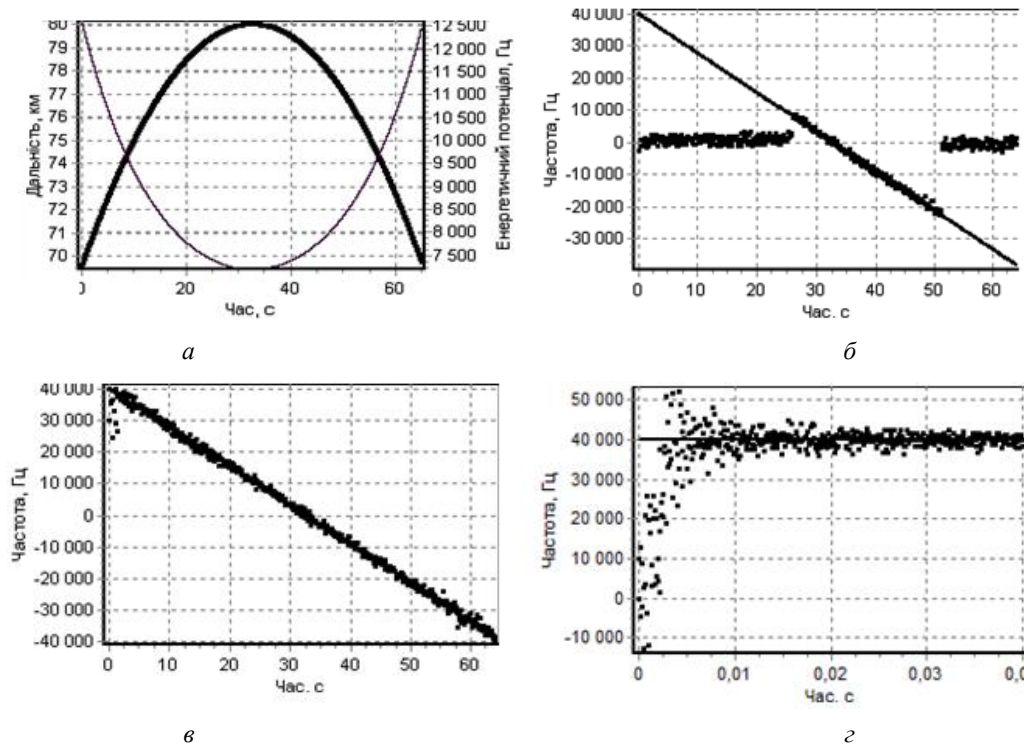


Рис. 7. Дальність до реактивного літака та енергетичний потенціал відбитого сигналу (а), утримання і захоплення частоти у класичному (б) та модифікованому (в) пристрої стеження та деталізований процес захоплення (г)

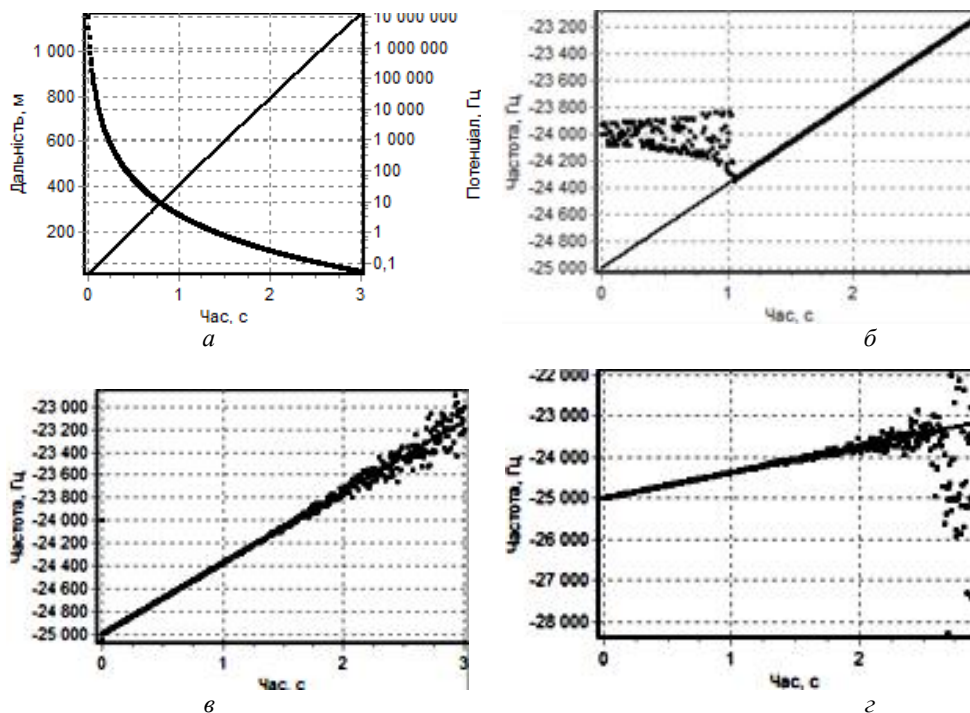


Рис. 8. Дальність артилерійського снаряду й енергетичний потенціал відбитого сигналу (а), траєкторні вимірювання класичним пристроєм стеження (б) та модифікованим за достатньої (в) та зниженої (г) потужності передавача

У другому прикладі снаряд упродовж 3 с рівносповільнено віддаляється від стартової позиції з відстані 10 м до 1,2 км. За цей час енергетичний потенціал сигналу змінюється від 10 МГц до 0,1 Гц (рис. 8, а), а доплерівський зсув частоти – від мінус 25 кГц до мінус 23,2 кГц (рис. 8, б–г). Вибір оптимальних значень параметрів (смуга утримання 1 кГц, частота зрізу ФНЧ петлі

$a/2\pi = 60$ Гц, коефіцієнт пропорційності $m = 0,05$) та цілевказання на частоту 24 кГц забезпечують схоплення на 1 с за різниці частот 400 Гц і супровід до кінця спостереження (рис. 8, б). Увімкнення ВСФ та ФВЧ із частотою зрізу $a_0/2\pi = 8$ Гц та коефіцієнтом пропорційності $m_0 = 0,01$ забезпечує схоплення та супровід частоти фактично у всьому діапазоні доплерівського зсуву (рис. 8, в). На рис. 8, в видно, що зменшення енергетичного потенціалу сигналу призводить до збільшення шумової похибки супроводу, а за умов значного (у десять разів) зниження потужності передавача – і до зриву стеження на 2,5 с, тобто на віддалі 1 км.

Наведена у статті математична модель пристрою стеження за частотою ураховує можливі структурні зміни пристрою та різноманіття сигнальної та завадової обстановки. Розроблена та описана програмна оболонка для аналізу цієї моделі уможливорює оперативну зміну значень параметрів та спостереження реакції пристрою на зміну вхідного сигналу. Завдяки властивостям моделі й оболонки виконано багатоваріантний аналіз пристрою у прикладних задачах, який для приймача сигналів радіонавігації показав можливість зменшення часу входження у синхронізм та підвищення завадостійкості у шість разів, а для приймача радіолокаційного сигналу – розширення діапазону стеження за частотою у 2,5 разу.

Список використаних джерел

- [1] Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. Москва: Госэнергоиздат, 1956.
- [2] Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 2. Теория нелинейной модуляции. Пер. с англ. под ред. проф. В. Т. Горяинова. Москва: Сов. радио, 1975. 344 с.
- [3] Шахильдяев В. В., Ляховкин А. А. Системы фазовой автоподстройки частоты. Москва: Связь, 1972.
- [4] Пестряков В. Б. Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории). Москва: Сов. радио, 1968. 468 с.
- [5] Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы. Москва: Сов. радио, 1977. 488 с.
- [6] Bondariev A., Budaretskyi Yu., Oliinyk M. Comparative analysis of simulation results of tracking trajectory meters. *Information and communication technologies, electronic engineering*, 2021, Vol. 1, No. 1, pp. 1–11.
- [7] Ярлыков М. С. Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике. Москва: Сов. радио, 1980. 360 с.
- [8] Бондарєв А. П., Мартинів М. С. Пристрій фазової автопідстройки частоти. Патент України на винахід № 66435, бюл. № 5, 2004.
- [9] Бондарєв А. П., Мартинів М. С. Порівняльне імітаційне моделювання пристроїв слідування за несучою радіолокаційного сигналу. Моделювання та інформаційні технології, 2006, вип. 35, с. 85–90.
- [10] Мандзій Б. А., Бондарєв А. П. Підвищення завадостійкості демодулятора фазомодульованого сигналу. Вибір і обробка інформації. 2007. Вип. 26(102). С. 65–73.
- [11] Bondariev A., Altunin S., Horbati I., Maksymiv I. (2018), Firmware implementation and experimental research of the phase-locked loop with improved noise immunity. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, No. 5/9 (95), pp. 17–25.

MULTIPARAMETRIC MODEL OF FREQUENCY TRACTION DEVICE AND INTERFACE OF THE PROGRAM FOR ITS ANALYSIS

A. Bondariev ¹, Y. Budaretskyi ², M. Oliinyk ²

¹ Lviv Polytechnic National University, 12, S. Bandery Str., Lviv, 79013, Ukraine

² Hetman Petro Sahaidachny National Army Academy, 32, Heroiv Maidanu Str., Lviv, 79026, Ukraine

The article is devoted to the problem of designing frequency tracking devices in a complex signal and noise situation. The article presents a mathematical model of the device, which takes into account possible structural and parametric changes of the device, changes in the frequency of the input signal, its angular modulation and time-varying noise level in the input mixture. Developed and described software application for the analysis of this model allows you to quickly change the values of parameters and monitor the response of the device to changes in the input signal. The developed model and software application are applied to the analysis of the receiver of radio navigation GPS signal and radar reflection from a large jet aircraft and reflection from an artillery shell.

Key words: PLL; frequency capture and tracking, mathematical model; software application.