



МОДЕЛЮВАННЯ ВИМІРЮВАЧІВ РАДІОВІДГУКУ МІНОМЕТНИХ СНАРЯДІВ

А. Бондарєв, І. Максимів, С. Алтунін

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

Відповідальний за рукопис: Іван Максимів (e-mail: ivan.p.maksymiv@lpnu.ua)

(Подано 1 листопада 2022)

Стаття присвячена проблемі оперативного вимірювання початкової швидкості мінометного снаряду. У статті проведено імітаційне моделювання двох модифікацій оптимального вимірювача параметрів радіолокаційного відгуку від такої цілі, наведені та описані структурні схеми обох модифікацій та параметри їхніх аналітичних математичних моделей. Числові випробування обох моделей проведені для тестової траєкторії, яка імітує рівносповільнений рух снаряду. За результатами моделювання визначені значення параметрів вимірювачів, які забезпечують супровід частоти радіовідгуку від снаряду впродовж усього часу спостереження та у широкому діапазоні зміни енергетичного потенціалу, показана можливість значного зменшення часу захоплення частоти радіовідгуку.

Ключові слова: радіолокаційний відгук, захоплення та супровід частоти, ФАПЧ, імітаційна модель.

УДК 621.391:621.372

1. Вступ

Одним із компонентів сучасного бою є малокаліберна мінометна позиція. Темп бою та загроза вогню у відповідь вимагають швидкої зміни позиції, що ускладнює подальше прицілювання. За таких умов набуває важливості оперативне вимірювання стартової швидкості мінометного снаряду для швидкої корекції потужності використаного заряду та кута місця наведення. Технічними засобами такого вимірювання є радіолокаційні станції сантиметрового діапазону. Приклад розташування такої станції на мінометній позиції наведено на рис. 1.

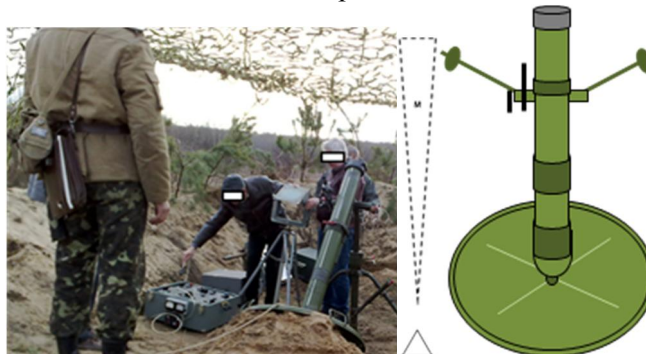


Рис. 1. Фотографічне та схематичне зображення мінометної позиції із радіолокаційним вимірювачем

Для побудови приймача радіолокаційної станції використовують добре розвинену теорію оптимальної нелінійної фільтрації [1, 2]. Але проблемами практичного застосування цієї теорії є необхідність апіорного завдання рівня сигнал/шум та неможливість фізичної реалізації за низького значення цього рівня.

Позитивною стороною проектування приймача у означеній ситуації є мала відстань до цілі, отже, високий початковий рівень відношення сигнал/шум. Негативним фактором є мала ефективна поверхня відбиття від цілі (мінометного снаряду) та швидка зміна відношення рівня сигнал/шум із віддаленням цілі, яка сягає вісьмох десяткових порядків, тобто, за час спостереження зменшується у сто мільйонів разів.

За таких умов постає важлива задача аналізу роботи приймальних пристроїв за швидкозмінної завадо-сигнальної ситуації. Крім того, відповідно до цієї змінної ситуації широко практикують евристичну модифікацію структури приймача, яка відрізняється від структури, рекомендованої теорією оптимальної нелінійної фільтрації. Рекомендованою структурою є приймач на базі пристрою фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) [3, 4].

У цій роботі розглянуто дві структурні модифікації та їхню реакцію на радіолокаційні відгуки від мінометних снарядів.

Метою цієї роботи є дослідження модифікацій приймального пристрою траекторних вимірювань шляхом імітаційного моделювання.

2. Параметри руху снаряду та радіолокаційного відгуку

Рух мінометного снаряду від стартової позиції є рівносповільненим. Основними параметрами цього руху є початкова швидкість та прискорення снаряду, значення якого має протилежний до швидкості знак (умова сповільнення). Енергетичний потенціал прийнятого радіолокаційного сигналу обернено пропорційний до четвертої степені відстані. Ці особливості руху снаряду та прийнятого сигналу зображені на рис. 2, а, де для наочності не витриманий масштаб.

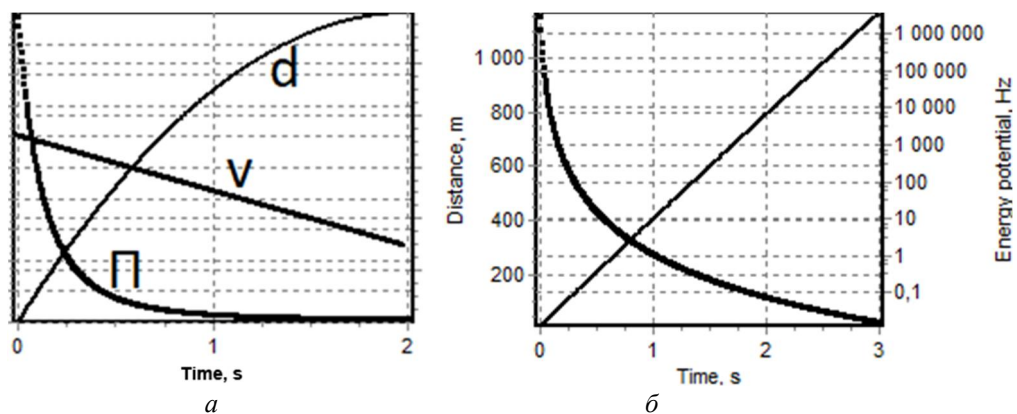


Рис. 2. Узагальнені (а) та конкретизовані (б) часові залежності параметрів руху снаряду та радіовідгуку

Для конкретизації подальших пояснень і розрахунків були прийняті подані нижче значення параметрів. Початкова швидкість снаряду 400 м/с, його прискорення (сповільнення) -10 м/с^2 , дальність початку вимірювань 10 м, тривалість вимірювань – 3 с. Ефективна площа розсіювання цілі (снаряду) – $0,001 \text{ м}^2$ (тобто 10 см^2), розмиття спектральної лінії відбитого сигналу через вібрацію та обертання снаряду – 100 Гц. Потужність передавача радіолокаційного вимірювача – 10 мВт, довжина хвилі опромінювача – 3,2 см.

Вказані значення параметрів руху снаряду та радіолокаційного вимірювача прийняті для демонстрації можливостей розробленої моделі і тільки приблизно відповідають параметрам реального озброєння і обладнання.

Конкретизовані часові залежності зображені на рис. 2, б. Початкова дальність вимірювання (10 м) не може бути зменшеною через довжину плазмового сліду від старту. За час вимірювання (3 с) дальність змінюється від 10 м до 1,2 км. Енергетичний потенціал прийнятого сигналу (частотна смуга, у якій потужність сигналу та шуму однакові) зменшується приблизно від 1 МГц до 10 МГц. Внаслідок зміни швидкості снаряду від 400 м/с до 370 м/с доплерівський зсув частоти на тестовій траєкторії становить від -25 кГц до -23 кГц.

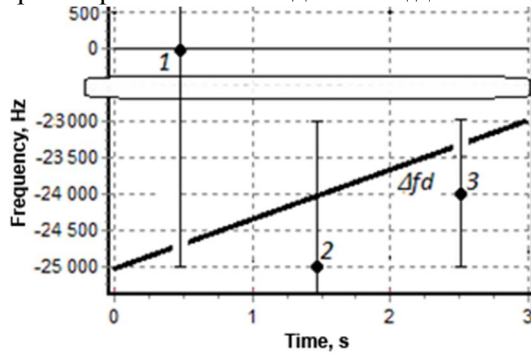


Рис. 3. Варіанти частотного прицілювання та зміни діапазону стеження

Передбачувані значення доплерівського зсуву частоти (через відомі значення частоти опромінювання та очікуваної швидкості снаряду) дають можливість здійснити частотне прицілювання із відповідною корекцією необхідної смуги супроводу. Три варіанти такого прицілювання ілюструє рис. 3.

Варіант 1 – приймач настроєний 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 настроєний на несучу із початковим доплерівським зсувом, смуга утримання охоплює очікуваний діапазон зміни зсуву. Переваги – процес схоплення відсутній, супровід починається із початком спостереження. Недоліки – необхідне неprecizійне початкове цілевказання частоти.

Варіант 3 – приймач настроєний на середину очікуваного діапазону зміни доплерівського зсуву, смуга утримання охоплює половину діапазону. Переваги – покращені шумові властивості через звужену, порівняно із іншими варіантами, смугу утримання. Недоліки – деякий час для процесу схоплення частоти (хоча значно менший порівняно із Варіантом 1), необхідність зміни цілевказання за значних змін початкової швидкості.

За умови програмно-апаратної реалізації приймача зміна варіанту частотного прицілювання можлива не тільки на етапі виготовлення апаратури, а і безпосередньо на стартовій позиції.

Надалі у цій роботі аналіз моделей приймача проведено для частотного прицілювання Варіант 3, оскільки цей варіант є більш придатним до практичного застосування та забезпечує найбільшу завадостійкість із наведених варіантів.

3. Структурні модифікації пристрою стеження та вибір їхніх параметрів

На рис. 4 наведені структурні схеми двох модифікацій пристрою стеження за частотою, евристично створених авторами [5, 6]. За основу обох структур прийнятий класичний пристрій ФАПЧ [3, 4], який є оптимальним фільтром і містить вхідний змішувач, фазовий детектор (PD – phase detector), фільтр петлі нижніх частот (LLPF – loop low pass filter) та керований напругою генератор (VCO – voltage controlled oscillator).

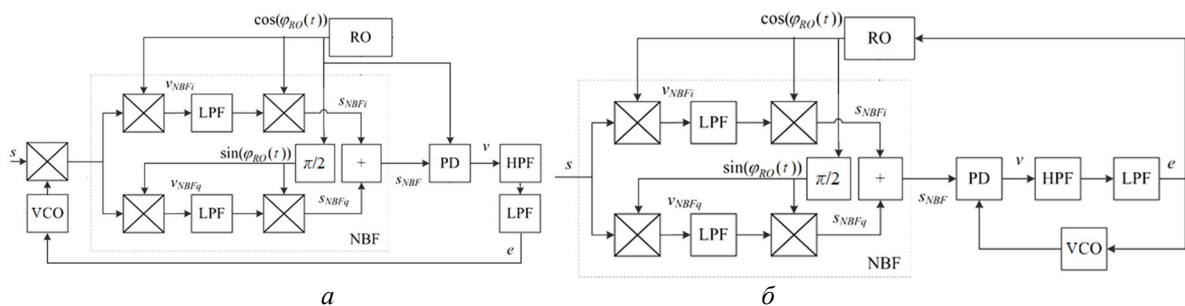


Рис. 4. Модифіковані структури стежного вимірювача з фіксованою (а) та змінною (б) частотою опорного генератора

Спільною для обох модифікацій ідеєю підвищення завадостійкості є використання вузькосмугового фільтра (NBF – narrow band filter) перед фазовим детектором для уникнення порогових явищ та активного фільтра верхніх частот (HBF – high pass filter) після фазового детектора для відновлення динамічних властивостей. У наведених на рис. 3 структурних схемах NBF реалізовано як квадратурний фільтр, у синфазній та квадратурній гілках якого застосовані RRC-фільтри нижніх частот (LPF – low pass filter). Специфічною особливістю цих модифікацій є узгодження частотних характеристик HBF та LPF, які є взаємооберненими. Це узгодження відображено на рис. 4.

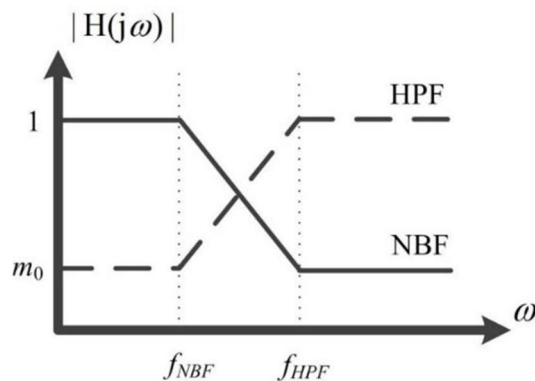


Рис. 5. Узгодження частотних характеристик HPF та гілкових фільтрів NBF

Окремо варто зазначити, що смуга пропускання NBF та смуга зрізу HBF є значно меншими від смуги зрізу LLPF для відокремлення високочастотних та низькочастотних складових завади.

Друга модифікація пристрою стеження за частотою (рис. 3, а) передбачає керуваність частоти опорного генератора (RO – reference oscillator) і тим самим центральної частоти вузькосмугового фільтра, що має метою суттєве зменшення тривалості перехідних процесів.

Метою описаних модифікацій структури ФАПЧ було редукування порогових явищ, викликаних принциповою обмеженістю та періодичністю характеристики PD. Проявами цих явищ є проковзування фази та зрив синхронізму під впливом шумів та динамічної зміни частоти і фази вхідного сигналу.

Математичні моделі вимірювачів детально описані у роботах [7, 8] та містять п'ять диференціальних та вісім алгебраїчних рівнянь. Наведемо перелік основних параметрів цих моделей.

1. Коефіцієнт підсилення петлі F_h , який залежить від коефіцієнту передавання PD та крутості характеристики VCO, фізичним змістом цього параметра є максимально можливий діапазон перебудування частоти VCO, тобто смуга утримання.

2. Частота зрізу LLPF (далі позначена f_{LPF}) та його коефіцієнт пропорційності (далі позначений m).

3. Частота зрізу фільтрів у гілках NBF (далі f_{NBF}) та їхній коефіцієнт пропорційності (далі m_0). Для виконання умов узгодження частота зрізу HPF становить $f_{HPF} = f_{NBF}/m_0$.

Розроблена модель зручна для порівняльного аналізу. Наприклад, поклавши $m_0=1$, отримаємо модель класичного ФАПЧ (без NBF та HPF), а поклавши $m=1$ – модель безфільтрового ФАПЧ.

Крім вказаних п'яти параметрів пристрою (F_h , f_{LPF} , m , f_{NBF} , m_0) модель містить параметри сигнально-завадової обстановки, яка описана у попередньому розділі.

Параметричний синтез пристрою стеження за частотою зумовлений двома суперечливими показниками – динамічною та шумовою похибками стеження. Наприклад, збільшення F_h та f_{LPF} розширює ефективну смугу вимірювача, зменшує динамічну похибку стеження та тривалість перехідних процесів (зокрема процесу схоплення частоти), але зменшує стійкість пристрою до шумових завад аж до зриву стеження. Навпаки, зменшення F_h та f_{LPF} звужує ефективну смугу вимірювача, зменшує шумову похибку вимірювання, але збільшує похибку стеження за змінною частотою сигналу.

У цій роботі був виявлений шляхом багатоваріантного перебору та використаний для подальших розрахунків компромісний набір значень параметрів, який забезпечує працездатність пристрою стеження у заданій сигнально-завадовій обстановці. Для Варіанту 3 частотного цілевказання обрано $F_h=1$ кГц. Смуга зрізу та коефіцієнт пропорційності LLPF становлять $f_{LPF}=100$ Гц, $m=0,05$. Смуга зрізу та коефіцієнт пропорційності NBF становлять $f_{NBF}=10$ Гц, $m_0=0,1$.

4. Результати моделювання траєкторних вимірювань

Результати моделювання поведінки першої структурної модифікації вимірювача (рис. 4, а) за заданої траєкторії снаряду (рис. 2, б) подані на рис. 6 у вигляді часової залежності похибки стеження за частотою. На рис. 6, а спостерігаємо проковзування частоти (тимчасовий збій) на 1,5 с і два потім. Після 2,3 с спостереження відбувається повний зрив стеження. Такий результат є характерним для набору значень параметрів, рекомендованих теорією оптимальної нелінійної фільтрації. Після проведення процедури корекції значень параметрів (параметричного синтезу) поведінка пристрою суттєво змінюється. Це відображено на рис. 6, б, де можна спостерігати супровід снаряду впродовж усього заданого часу спостереження і декількома тимчасовими проковзуваннями.

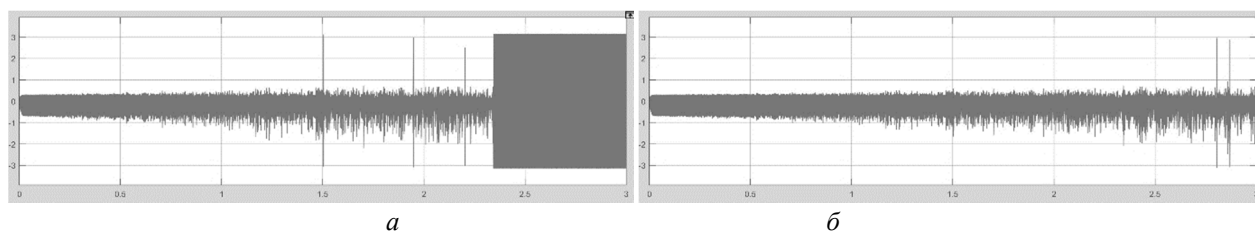


Рис. 6. Результати моделювання першої структурної модифікації пристрою стеження за рекомендованою теорією (а) та підбраного (б) набору значень параметрів

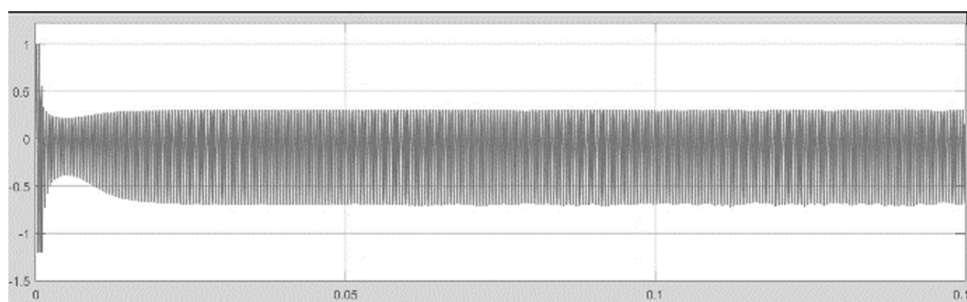


Рис. 7. Результати моделювання процесу захоплення частоти радіолокаційного відгуку від снаряду

Важливою характеристикою пристрою стеження є час захоплення частоти. Процес захоплення за початкової різниці частоту 1 кГц відображено на рис. 7, з якого видно, що час захоплення не перевищує 5 мс.

Результати моделювання другої структурної модифікації (рис. 4, б) наведені на рис. 8.

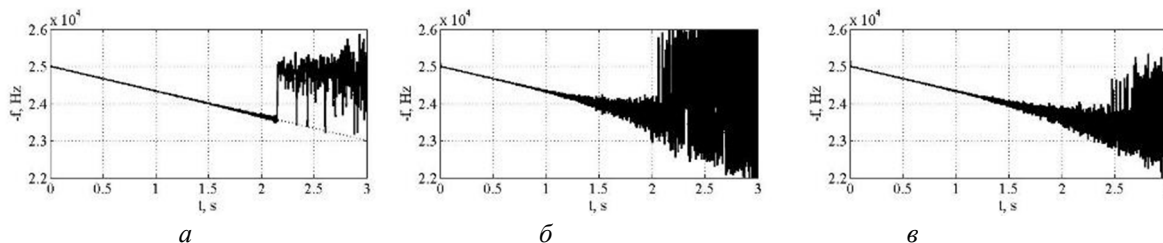


Рис. 8. Результати моделювання поведінки другої структурної модифікації пристрою стеження

Моделювання для трьох наборів значень параметрів. За умови звуженої смуги LLPF (рис. 8, а) зі збільшенням віддалі і відповідним зменшенням енергетичного потенціалу сигналу спостерігаємо поступове збільшення частотної похибки стеження, яка лишається невеликою (менше 100 Гц). Але після 2,1 с супроводу відбувається зрив і частота VCO (потовщені лінії) абсолютно не відповідає частоті прийнятого сигналу (тонка лінія). За умови занадто розширеної смуги LLPF (рис. 8, б)

частотна похибка збільшується значно сильніше і сягає 0,5 кГц на другій секунді супроводу. Після цього відбувається зрив стеження, але не через збільшення динамічної складової похибки, як на рис. 8, а, а через збільшення її шумової складової. І, нарешті, для компромісно обраного набору значень параметрів (рис. 8, в) супровід сигналу цілі спостерігається майже на усьому інтервалі стеження із деякими проковзуваннями після 2,5 с та масовими проковзуваннями після 2,7 с.

Час схоплення частоти цілі у всіх описаних випадках не перевищує декількох мікросекунд і тому процес схоплення не потребує окремої ілюстрації.

Для порівняння на рис. 9 наведені результати моделювання класичного вимірювача (без NBF та НРФ), які показують тривалий до 0,6 с процес схоплення із подальшим поступовим наростанням похибки супроводу частоти.

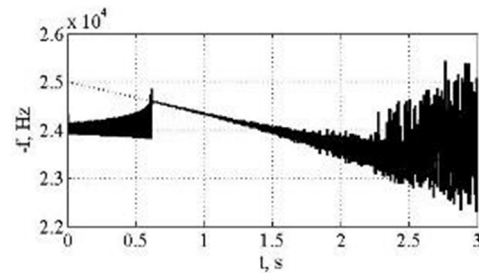


Рис. 9. Перехідні процеси (схоплення) у класичному вимірювачі

Висновки

Наведені результати моделювання траєкторного вимірювача показали перевагу та доцільність використання модифікованих структур ФАПЧ. Результати параметричного синтезу можна використати на етапі проектування вимірювачів радіовідгуку від мінометних снарядів.

Список використаних джерел

- [1] Shahgildian V., Liahovkin A. (1972). *Phase Locked Loop Systems*. M., Communication.
- [2] Akimov V. N., Beljustina L. N., Belykh V. N. i dr. (1982). *Sistemy fazovoj sinkhronizacii*. Pod red. V. Shakhgildjan, L. N. Beljustinaja. M.: Radioisvjaz.
- [3] Tikhonov V., Mironov M. (1997). *Markov processes*. M., Sov. radio, 1977, 488 p.
- [4] Vesolovskii K. (2006). *Sistemy podvizhnoi radiosv'язi*. Goriachaia liniia – Telekom.
- [5] Bondariev A., Martyniv M. (2004). *Device for phase auto-adjustment of frequency*. Patent of Ukraine for the invention № 66435, bul. № 5.
- [6] Gorbatyy, I. (2014). *Investigation of the technical efficiency of state-of-the-arttelecommunication systems and networks with limited bandwidth and signal power*. *Automatic Control and Computer Sciences*, 48(1), 47–55.
- [7] Bondariev A., Budaretskyi Yu., Oliinyk M. *Comparative analysis of simulation results of tracking trajectormeters*. *Information and communication technologies, electronic engineering*. Vol. 1, No. 1. Pp. 1–11 (2021).
- [8] Bondariev A., Budaretskyi Yu., Oliinyk M. *Multiparametric model of frequency traction device and interface of the program for its analysis*, *Information and communication technologies, electronic engineering*. Vol. 1, No. 1. Pp. 1–11 (2022).

SIMULATION OF RADIORESPONSE MEASUREMENTS OF MORTAR SHELL

Andriy Bondariev, Ivan Maksymiv, Serhii Altunin

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

The article is devoted to the problem of quickly measurement of the initial velocity of a mortar shell. In the article is carried out the simulation modeling of two optimal modifications of the radar response parameters meter from such a target. The structural diagrams of both modifications and the parameters of their analytical mathematical models are given and described. Numerical tests of both models are carried out for attest trajectory that simulates the uniformly decelerated motion of the shell. According to the simulation results, the values of the meters parameters, which ensure the monitoring of the radar response frequency from the shell during the entire observation time and in a wide range of changes in the energypotential, are determined. The possibility of significantly reducing the capture time of the radar response frequency is shown.

Key words: radar response, frequency capture and tracking, PLL, simulation model.