



ДОСЛІДЖЕННЯ ТРАЄКТОРНИХ ВИМІРЮВАЧІВ САНТИМЕТРОВОГО ТА МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНІВ

Ю. Бобало ^[ORCID: 0000-0001-9185-7074], А. Бондарєв ^[SCOPUS ID: 45860939200], Ю. Бударецький ^[ORCID: 0000-0002-8882-0374],
Б. Стрихалюк ^[SCOPUS ID: 37562161300], М. Олійник ²

¹Національний університет “Львівська політехніка”, вул. С. Бандери, 12, Львів, 79000, Україна

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

Відповідальний за рукопис: Михайло Олійник (e-mail: kombat26abr@gmail.com).

(Подано 8 Червня 2023)

Розглянуто проблему визначення початкової швидкості снаряда із використанням траєкторних вимірювачів на вогневій позиції. Такі вимірювачі у сукупності із балістичними розрахунками дають можливість здійснювати вимірювання початкової швидкості снаряду і розраховувати балістичні поправки для зменшення часу готовності до відкриття вогню та підвищення точності стрільби. Технічний аспект проблеми полягає у привабливіших сигнальних характеристиках вимірювачів сантиметрового діапазону, але неприйнятних для практичного використання їх габаритних показників. Здійснена параметрична оптимізація показала можливість використання вимірювачів міліметрового діапазону в обмежених, але придатних для практичного застосування умовах траєкторних вимірювань.

Ключові слова: ФАПЧ; захоплення та супровід частоти; траєкторний вимірювач; похибка стеження; радіолокаційний вимірювач.

УДК: 621.391:621.372

1. Вступ

У сучасному бою важливим елементом живучості артилерійського підрозділу є швидка зміна вогневої позиції [1]. Для швидкого відкриття вогню і якісної підготовки установок для стрільби потрібно здійснити необхідні заходи для підготовки стрільби й управління вогнем. Одним із основних заходів є балістична підготовка стрільби, яка передбачає, передусім, визначення початкової швидкості снаряда та розрахунок поправки в приціл. Найоперативнішими є методи вимірювання початкової швидкості снаряда із використанням балістичної станції та подальшим балістичним розрахунком. Тому аналіз і розроблення радіолокаційних траєкторних вимірювачів є важливими науковими і практичними завданнями.

У цій роботі розглянуто особливості використання радіолокаційних вимірювачів сантиметрового та міліметрового діапазонів, призначених для стеження за початковою швидкістю снаряда 152 мм самохідної гармати 2С5.

З погляду опрацювання радіосигналу використання міліметрового діапазону має певні недоліки. По-перше, прозорість атмосфери у міліметровому діапазоні значно менша, ніж у сантиметровому. По-друге, загасання радіохвилі зростає із квадратом її частоти. По-третє, значно збільшується діапазон доплерівських частот, за якими необхідно стежити радіовимірювачу.

Означені недоліки повністю нівелюються практичними міркуваннями. Масові та габаритні характеристики антен сантиметрового діапазону (габарити антени 1–2 м) непридатні для використання у бойових умовах, тоді як розміри антен міліметрового діапазону (габарити антени 20–30 см) цілком придатні для облаштування гармат.

Метою цієї статті є порівняння характеристик вимірювачів сантиметрового та міліметрового діапазонів і визначення параметрів вимірювача, придатних для практичного використання.

2. Об’єктивна сигнально-завадова ситуація

Вхідним сигналом радіовимірювача є відбиття від цілі (снаряда). Прийнято, що ціль рухається із початковою швидкістю $v_0 = -985$ м/с (мінус – віддалення від стартової позиції) та сповільненням (від’ємним прискоренням) $a = 55$ м/с². Ці значення приблизно відповідають параметрам старту снаряда гармати 2С5. Крім того прийнятий час спостереження за початковою швидкістю 3 с. Вибрано початкову дальність стеження 200 м для уникнення завад від плазмового сліду, довжину хвилі 3 см (частота 10 ГГц) для сантиметрового та 3,45 мм (87 ГГц) для міліметрового діапазонів. За таких умов дальність цілі змінюється від 200 м до майже 3 км. Доплерівський зсув частоти становить $-(67-65)$ кГц для сантиметрового та $-(570-470)$ кГц для міліметрового діапазонів.

Для визначення сигнально-завадової ситуації необхідно задати потужність передавача станції освітлювання цілі, коефіцієнти підсилення передавальної та приймальної антен, ефективну площу відбиття цілі, шумову температуру приймача.

Рівень шуму характеризує значення енергетичного потенціалу сигналу, тобто смуга частот (Гц), в якій потужності сигналу і шуму однакові. Енергетичний потенціал Π обчислюють за формулою

$$\Pi = \frac{P_T G_T G_R \sigma_{Ц} \lambda^2}{4kT_N (4\pi)^3 D_{Ц}^4} = K_{NOISE} \left[\frac{\text{Гц} * \text{м}^4}{D_{Ц}^4} \right],$$

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

Прийнято такі, наближені до практичного використання, значення параметрів. Потужність передавача $P_T = 10$ мВт, площа розсіювання цілі (п’ятка снаряда) $\sigma_{Ц} = 0,018$ м², $T_N = 1000$ К. За таких умов коефіцієнт K_{NOISE} становить $K_{NOISE} = 9.33 \cdot 10^{16}$ для сантиметрового та $K_{NOISE} = 9.33 \cdot 10^{14}$ для міліметрового діапазонів. Збільшення значення K_{NOISE} означає зниження рівня шуму.

Описані умови об’єктивної сигнально-завадової ситуації ілюструє рис. 1.

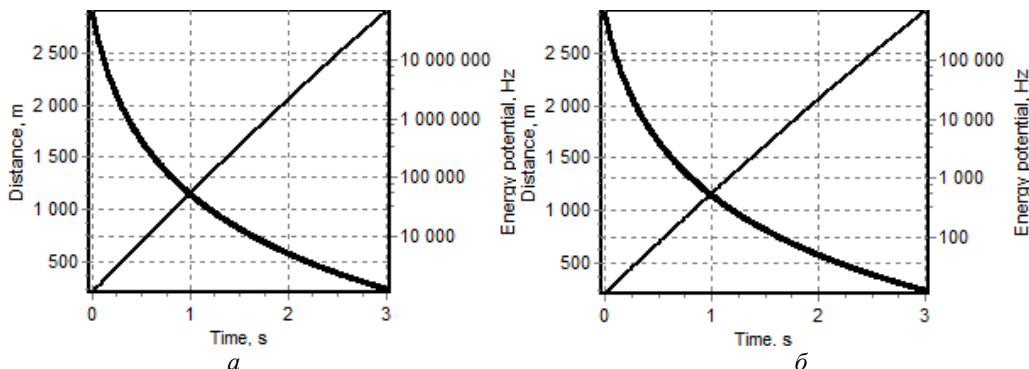


Рис. 1. Дальність цілі та енергетичний потенціал сигналу в сантиметровому (а) та міліметровому (б) діапазонах

Наведені рисунки відображають збільшення дальності цілі від 200 м до майже 3 км за час спостереження (3 с) та зменшення за цей час енергетичного потенціалу вхідного сигналу зі 100 МГц до 1 кГц у сантиметровому діапазоні та з 1 МГц до 10 Гц у міліметровому діапазоні.

В описаній сигнальній ситуації достатньо апріорної інформації для реалізації частотного прицілювання. Оскільки приблизно відома початкова швидкість цілі, то приблизно відомий і початковий доплерівський зсув відбитого сигналу. Середнє значення цього зсуву між початком та закінченням сеансу стеження становить $-60,167$ кГц у сантиметровому діапазоні та $-523,45$ кГц у міліметровому діапазоні. На ці частоти і має бути настроєний опорний генератор приймача. Таке частотне прицілювання дає можливість звужити смугу стеження приймача до $5,5$ кГц у сантиметровому діапазоні й до $47,85$ кГц у міліметровому діапазоні, що сприяє підвищенню його шумової захищеності.

3. Класичний та модифікований пристрої стеження за частотою

Описаний вище сигнал радіолокаційного відгуку від снаряда є вузькосмуговим сигналом із притаманними йому частотними та фазовими флуктуаціями. Крім того, тепловий шум приймача створює широкосмугову фонову заваду. Теорія оптимальної нелінійної фільтрації твердить, що оптимальним фільтром для такої сигнально-завадової суміші є пристрій фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) [2–6]. Зокрема 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.

Головною проблемою практичного використання цього оптимального фільтра є обмеженість та періодичність характеристики фазового детектора (ФД). Це призводить до проковзування фази та зриву стеження. Головною суперечністю у проектуванні пристроїв стеження за частотою є збільшення шумової складової похибки стеження зі зростанням еквівалентної смуги пристрою та збільшення динамічної складової похибки зі зменшенням цієї еквівалентної смуги. Вказані складності зумовили появу евристично створених структур приймача [8–10].

Цю технічну проблему та технічну суперечність вдалось розв'язати, додавши до структури класичного пристрою ФАПЧ вузькосмуговий фільтр (ВСФ) перед ФД та активний фільтр верхніх частот (ФВЧ) після фазового детектора. Модифікована структура зображена на рис. 2.

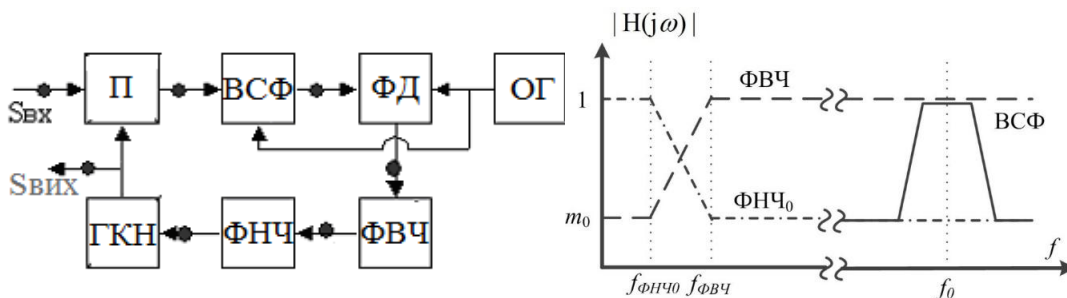


Рис. 2. Структурна схема модифікованого пристрою стеження за частотою (а) та узгодження характеристик фільтрів (б): ВСФ – вузькосмуговий фільтр; ФНЧ – фільтр нижніх частот; ФВЧ – активний фільтр верхніх частот; ФД – фазовий детектор; ОГ – опорний генератор; КГ – керований генератор

У структурній схемі на рис. 2 вихідний сигнал знімають із виходу керованого генератора, це очищено від завад та зсунута на частоту опорного генератора копія вхідного сигналу. Сигнал на вході КГ є напругою, пропорційною до доплерівського зсуву частоти.

Фільтр петлі ФНЧ є пропорційно-інтегровальним і має передавальну функцію:

$$K(p) = \frac{a + mp}{a + p}. \quad (1)$$

Особливістю модифікації є узгодження вузькосмугового фільтра (ВСФ) та активного фільтра верхніх частот (ФВЧ). Сутність узгодження ілюструє рис. 2, б. Якщо реалізувати ВСФ за схемою квадратурного фільтра, у синфазному та квадратурному каналах якого використані однакові пропорційно-інтегральні фільтри ФНЧ₀ із передавальною функцією

$$K_0(p) = \frac{a_0 + m_0 p}{a_0 + p}, \quad (2)$$

то передавальна функція ФВЧ має бути оберненою до передавальної функції (2). Після такого узгодження наскрізна передавальна функція ВСФ (з урахуванням зсуву на опорну частоту) та ФВЧ мають тотожно дорівнювати одиниці, що дає можливість зберегти динамічні властивості класичного пристрою. Але проходження нелінійного ФД сигналом зі звуженим спектром істотно підвищує шумовий поріг пристрою.

Прийнявши у (2) $m_0=1$, отримаємо модель класичного (не модифікованого) пристрою ФАПЧ, а у (1) $m=1$ – модель безфільтрового ФАПЧ.

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

$$p\Phi(t) = F(\Phi, \lambda, P_s, N). \quad (3)$$

Конкретні вирази цих рівнянь наведено у роботах [11–13].

Фазовим простором моделі, тобто сукупністю змінних, які описують поточний стан пристрою, є вектор $\Phi(t)$, компоненти якого – фазова та частотна похибки стеження та визначальні змінні фільтрів.

Сам пристрій стеження за частотою описує вектор параметрів λ , складовими якого є 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; власна частота КГ (за відсутності керуючої напруги), параметри ВСФ, ФНЧ та ФВЧ – коефіцієнти α , α_0 , m , m_0 – частоти зрізу та коефіцієнти пропорційності (коефіцієнти прередавання на верхніх частотах) петльового фільтра та фільтрів у квадратурних плечах вузькосмугового фільтра відповідно. Усі компоненти вектора параметрів λ є константами, значення яких розробник повинен вибрати (визначити) на етапі проектування з метою виявлення діапазонів працездатності та мінімальної похибки стеження за частотою. Отримані у результаті параметричного синтезу значення цих параметрів і є рекомендаціями для виробника пристрою.

Вектор параметрів сигналу P_s містить значення амплітуди, несучої частоти та доплерівського зсуву частоти сигналу. Параметр N характеризує рівень шуму на вході пристрою.

Внаслідок змінної впродовж сеансу спостереження сигнально-завадової ситуації, описаної вище, всі компоненти вектора параметрів сигналу є змінними у часі.

4. Результати моделювання сеансу стеження

Для аналізу математичної моделі (3) розроблена (у середовищі Delphi) прикладна оболонка, яка реалізує зміну параметрів системи рівнянь та числове інтегрування.

Теорія оптимальної нелінійної фільтрації [2–5] дає рекомендації щодо вибору параметрів вимірювача, які забезпечують мінімальну частотну і фазову похибку вимірювача за умов фіксованого апріорно заданого відношення сигнал-шум. Але у прийнятих умовах швидкозмінної сигнально-завадової ситуації автори вибрали інший критерій параметричної оптимізації, а саме максимальний діапазон стеження упродовж сеансу, нехай із дещо збільшеною похибкою стеження.

Максимальний діапазон стеження, якого вдалося досягти перебором параметрів класичного вимірювача сантиметрового діапазону, ілюструє рис. 3.

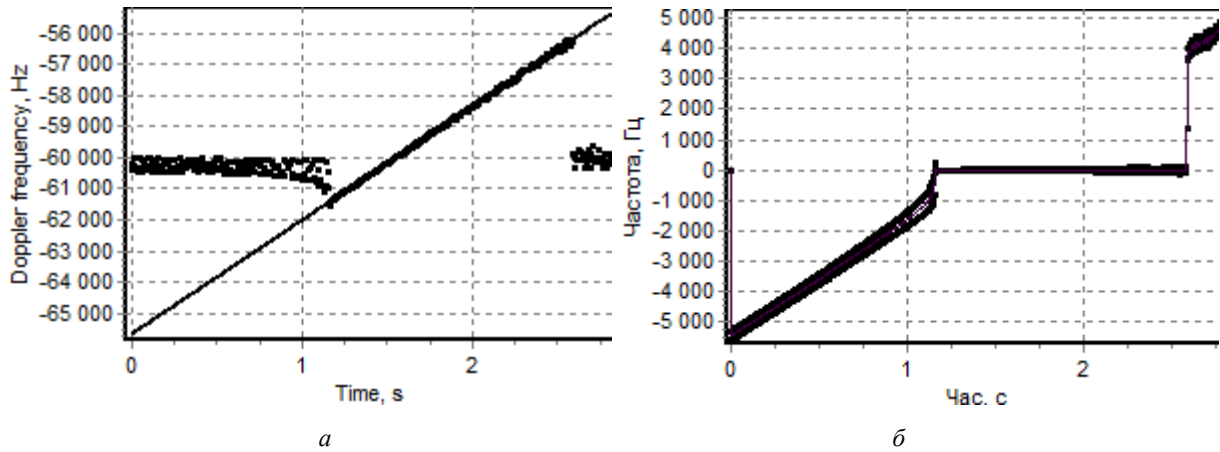


Рис. 3. Результати моделювання сеансу стеження класичного вимірювача сантиметрового діапазону: а – абсолютні значення доплерівського відхилення, суцільна лінія – фактичне відхилення, крапки – оцінка відхилення; б – похибка оцінювання

На рис. 3, а наведено фактичні значення доплерівського зсуву відбитого сигналу (суцільна лінія) та значення зсуву частоти керованого генератора вимірювача (крапки). На рис. 3, б той самий сеанс відображено у вигляді різниці виміряної та фактичної частоти доплерівського зсуву. Рис. 3 свідчить, що, навіть за найкращого вибору параметрів вимірювача, схоплення цілі відбувається через 1,2 с після старту, коли частота відбитого сигналу наблизиться на 1,5 кГц до частоти прицілювання, а дальність до цілі становить 1,3 км. Зрив стеження відбувається через 2,75 с після старту на дальності 2,6 км за частотного розузгодження 3 кГц.

Значно кращих результатів вдалося досягти застосуванням модифікованого вимірювача із відповідною параметричною оптимізацією, що ілюструє рис. 4. Схоплення цілі у цьому випадку відбувається на перших мілісекундах сеансу, а супровід триває майже до кінця сеансу (до 2,95 с). Розкид оцінок частоти для великої дальності під кінець сеансу сягає ± 200 Гц, що відповідає помилці вимірювання швидкості ± 3 м/с.

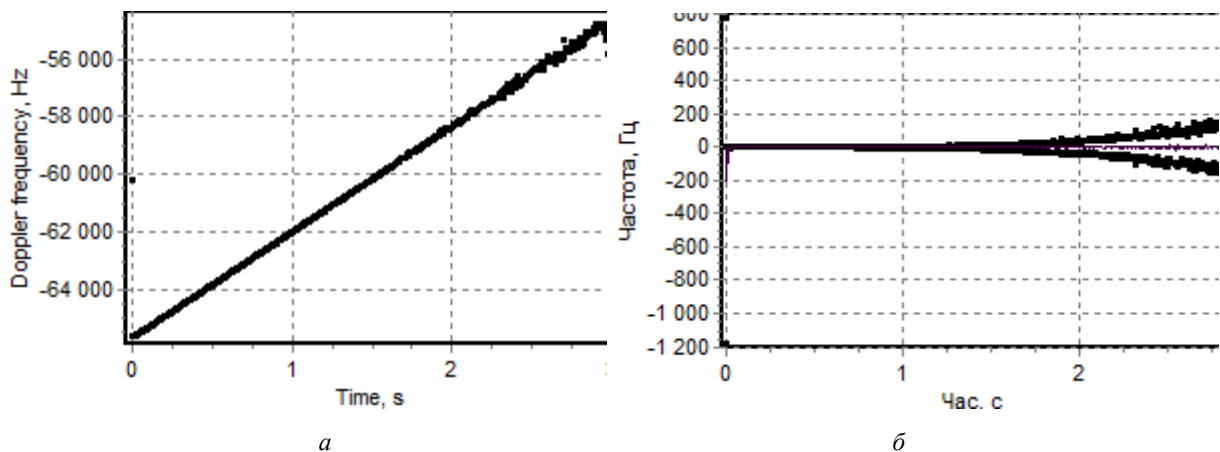


Рис. 4. Результати моделювання сеансу стеження модифікованого вимірювача сантиметрового діапазону: а – абсолютні значення доплерівського відхилення, суцільна лінія – фактичне відхилення, крапки – оцінка відхилення; б – похибка оцінювання, пряма лінія – середня похибка, крапки – довірчий діапазон похибки

У міліметровому діапазоні, як зазначено вище, енергетичний потенціал сигналу значно менший, а необхідний діапазон стеження значно ширший, ніж у сантиметровому. Результати моделювання сеансу стеження класичного вимірювача міліметрового діапазону із оптимально підібраними параметрами наведено на рис. 5.

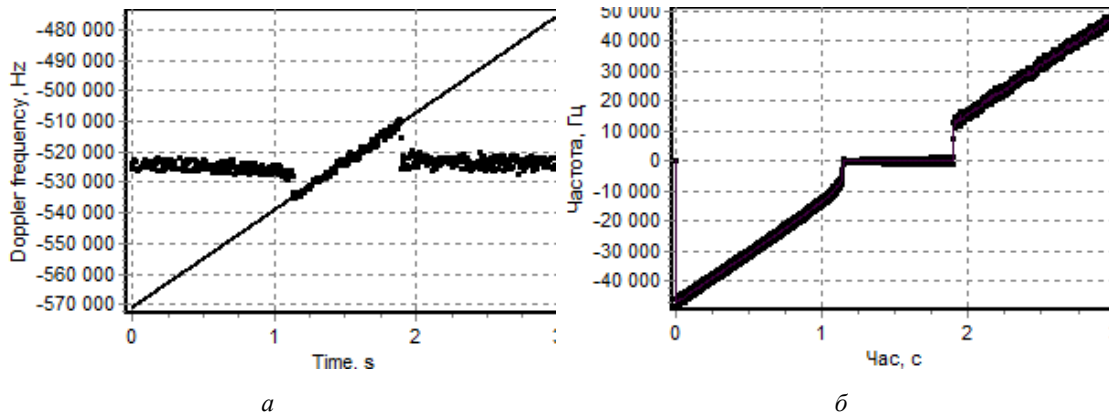


Рис. 5. Результати моделювання сеансу стеження класичного вимірювача міліметрового діапазону: абсолютні значення доплерівського відхилення (а), похибка оцінювання (б)

Стеження, навіть для найкращого набору параметрів, відбувається тільки у часовому проміжку від 1,15 с до 1,85 с, що відповідає дальності від 1,3 км до 1,9 км і частотному відхиленню від частоти прицілювання від -12 кГц до $+13$ кГц.

Результати моделювання модифікованого вимірювача із тими самими параметрами петлі, що і в оптимальному класичному вимірювачі, але без оптимізації параметрів ВСФ ФВЧ, наведено на рис. 6.

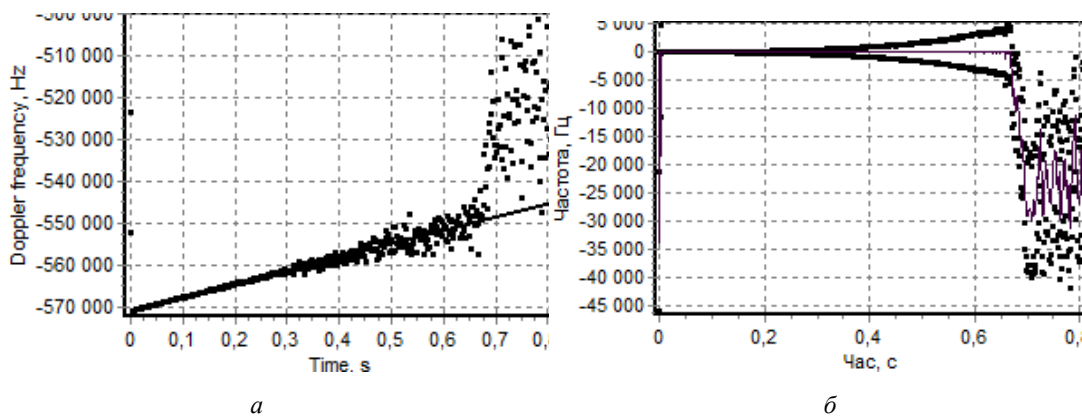


Рис. 6. Зрив стеження у модифікованому вимірювачі міліметрового діапазону із неоптимізованими значеннями параметрів фільтрів: абсолютне значення доплерівського зсуву (а) та похибка стеження (б)

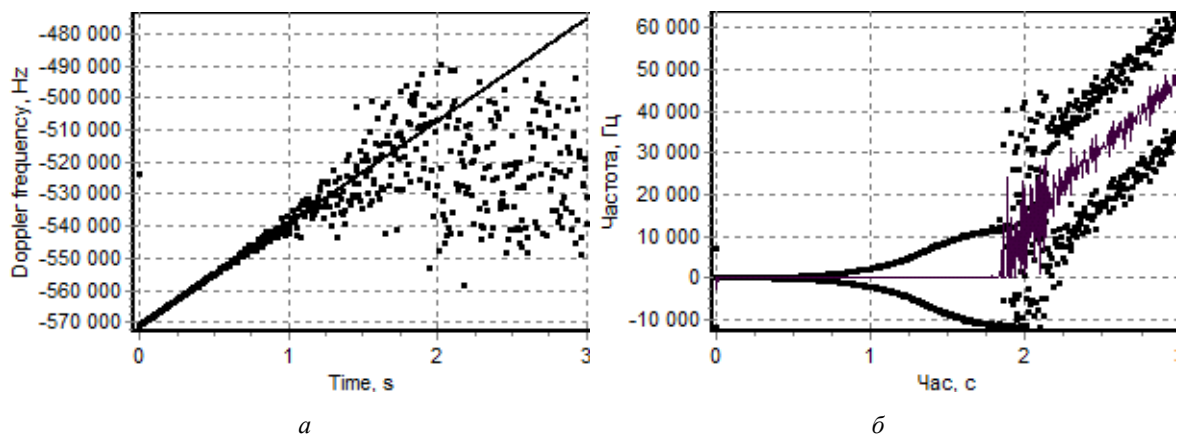


Рис. 7. Результати моделювання сеансу стеження модифікованого вимірювача міліметрового діапазону після параметричної оптимізації: абсолютні значення доплерівського відхилення (а), похибка оцінювання (б)

У цьому випадку схоплення цілі відбувається фактично з моменту старту, але супровід триває недовго – приблизно до 0,7 с, тобто до відстані близько 680 м.

У результаті подальшого перебору значень параметрів ВСФ та ФВЧ (α_0 , t_0) тривалість стеження була збільшена до 1,8 с, що ілюструє рис. 7.

Після цього, оскільки енергетичний потенціал сигналу опускається нижче за 100 Гц із заданим діапазоном стеження ± 50 кГц, відбувається флуктуаційний зрив стеження. Максимальна похибка оцінювання частоти до зриву становить ± 10 кГц, що відповідає похибці вимірювання швидкості $\pm 17,2$ м/с.

Це найкращий результат, якого вдалося досягти авторам для траєкторного вимірювача міліметрового діапазону. Він не забезпечує проведення вимірювань впродовж усієї прийнятої тривалості сеансу (3 с). Але стеження за снарядом до дальності 1,75 км достатньо для подальших балістичних розрахунків та коригування вогню.

Висновки

Здійснене дослідження результатів моделювання сеансів стеження за артилерійським снарядом траєкторними вимірювачами сантиметрового та міліметрового діапазонів засвідчило істотні переваги використання сантиметрового діапазону. Дальність стеження у сантиметровому діапазоні становить 3 км проти 1,75 км у міліметровому, а частотні похибки стеження – 0,19 кГц та 10 кГц, похибки вимірювання швидкості – 3 м/с та 17,2 м/с відповідно.

Але значно менші розміри вимірювачів міліметрового діапазону разом із виконаним параметричним синтезом роблять їх використання доцільнішим для оснащення гармат 2С5.

Список використаних джерел

- [1] Керівництво з бойової роботи вогневих підрозділів артилерії / [М. В. Бахмат, М. Я. Олійник, С. М. Свідерок та ін.]. Львів: НАСВ, 2019. 148 с.
- [2] Пестряков В. Б. Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории). М.: Сов. радио, 1968. 468 с.
- [3] Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы. М.: Сов. радио, 1977, 488 с.
- [4] Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.: Госэнергоиздат, 1956.
- [5] Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 2. Теория нелинейной модуляции / пер. с англ. под ред. проф. В. Т. Горянова. М.: Сов. радио, 1975. 344 с.
- [6] Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М.: Связь, 1972.
- [7] Ярлык М. С. Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике. М.: 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. Відбір і обробка інформації. 2007. Вип. 26(102). С. 65–73.
- [11] Bondariev A., Altunin S., Horbati I., Maksymiv I. Firmware implementation and experimental research of the phase-locked loop with improved noise immunity. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 2018, No. 5/9 (95), 17–25.
- [12] Бобало Ю. Я., Бондарєв А. П., Максимів І. П. Виявлення області працездатності модифікованого детектора QPSK сигналів. Вісник Нац. ун-ту "Львів. політехніка". 2011. № 705: Радіoeлектроніка та телекомунікації. С. 3–9.
- [13] Bondariev A., Budaretskyi Yu., Oliinyk M. Comparative analysis of simulation results of tracking trajectory meters. Information and communication technologies, electronic engineering, Vol. 1, No. 1, pp. 1–11 (2021).

INVESTIGATION OF CENTIMETER AND MILLIMETER RANGE TRAJECTOR MEASUREMENTS

Yuriy Bobalo, Andriy Bondariev, Yuriy Budaretskyi, Bohdan Strykhalyuk¹, Mykhaylo Oliinyk²

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

² *Hetman Petro Sahaidachny National Army Academy, 32, Heroiv Maidanu str., Lviv, 79000, Ukraine*

The article is devoted to the problem of operational artillery fire adjustment using trajectory meters at the starting position. Such meters combined with ballistic calculations make it possible to adjust fire and change position even before the hitting the target and without the involvement of gunners. The technical side of the problem consists in more attractive signal characteristics of the centimeter range meters, but unacceptable for practical use of their dimensions. The carried out parametric optimization showed the possibility of using of the millimeter range meters in limited, but suitable for practical use, conditions of starting trajectory measurements.

Key words: *PLL; frequency capture and tracking; trajectory meter; tracking error.*