

О.М. Будур, В.М. Клименко

Військова академія, Одеса

## ЦИФРОВА СИСТЕМА СУПРОВОДЖЕННЯ ЦІЛІ ПО ДАЛЬНОСТІ ІМПУЛЬСНОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ СУПРОВОДЖЕННЯ ЦІЛЕЙ ПЕРСПЕКТИВНОГО ЗЕНІТНОГО ГАРМАТНО-РАКЕТНОГО КОМПЛЕКСУ

У статті розглядається можлива цифрова система супроводження цілі по дальності радіолокаційної станції супроводження цілей перспективного зенітного гарматно-ракетного комплексу ближньої дії і малої дальності та методика вибору елементів цифрової станції вимірювання дальності (СВД). Проводиться порівняльний аналіз цифрової системи вимірювання дальності з аналоговою, алгоритм функціонування СВД на цифровій елементній базі, надаються пропозиції щодо покращення технічних характеристик зенітного гарматно-ракетного комплексу (ЗГРК).

**Ключові слова:** цифрова система супроводження цілі по дальності, цифрова елементна база, синтезатор затримки, екстраполятор, часовий дискримінатор.

### Вступ

#### Постановка проблеми та аналіз літератури.

Подолання систем ППО сучасними засобами повітряного нападу за досвідом локальних війн та конфліктів здійснюється при широкому використанні різноманітних радіоперешкод і маневру цілей [1]. Все це значно ускладнює роботу апаратури зенітних комплексів. Особливо це відноситься до роботи систем автоматичного супроводження цілей по кутовим координатам і дальності. Запасу динамічної стійкості і швидкодії не завжди вистачає для автоматичного супроводження маневрених цілей, що приводить до зриву автоматичного супроводження. Суттєво підвищуються і помилки супроводження цілей, тому при розробці систем автоматичного супроводження цілей цей факт необхідно враховувати.

Цифрова обробка сигналу призводить до додаткових, так званих інструментальних похибок систем, пов'язаних з кінцевою розрядною сіткою. Щоб ці додаткові похибки не порушували нормальної роботи системи, необхідно обирати ціну молодших розрядів цифрових пристроїв таким чином, щоб інструментальні похибки були на порядок нижчими, ніж принципово невинуваті помилки, які обумовлені дією шумів антени, радіоприймального пристрою і так інше.

Багато публікацій та досліджень присвячені цифровій обробці сигналів, оцінки показників виявлення радіосигналів з урахуванням можливої зміни їх статистичних характеристик [2–3].

**Метою статті** є реалізація системи на цифровій елементній базі з високою стабільністю параметрів, які не залежать від впливу зовнішнього середовища.

### Виклад основного матеріалу

Сучасний ЗГРК повинен створюватись на базі актуальних на сьогодні інженерних рішень та пере-

дових технологій, повинен бути здатен вирішувати поставлені завдання при активній протидії противника в складних умовах, в будь-яку пору року та доби.

У складі перспективного ЗГРК доцільно мати:

– цифрову обчислювальну систему (ЦОС), яка у сукупності з РЛС виявлення цілі, РЛС супроводження цілі, РЛС супроводження ракет створює радіолокаційну систему управління вогнем;

– телевізійний канал та лазерний далекомір, які з РЛС та ЦОС створюють оптико-локаційну систему управління вогнем;

– інфрачервоний пеленгатор, який у сукупності з РЛС створює теплокаційну систему управління вогнем;

– апаратуру каналу телекодового зв'язку – аналогово-цифровий перетворювач (АЦП) та цифровий аналоговий перетворювач (ЦАП);

– апаратуру автоматичного вводу метеоданих, даних про зношення ствола та орієнтування;

– вбудовану апаратуру контролю.

ЦОС повинна бути спеціальною ЕОМ на базі понад швидкісних процесорів, яка дозволить оперативно і з високою точністю готувати інформацію про характер цілей, визначати параметри їх руху, розраховувати упередження при наведенні гармат (ракет) та відкритті вогню.

Радіолокаційні засоби виявлення та супроводження цілей, снарядів і ракет повинні працювати у сантиметрових, міліметрових та дециметрових діапазонах довжин хвиль та повинні забезпечувати виявлення цілей, супроводження їх, визначення їх поточних координат і параметрів руху. Також визначати траєкторії польоту ЗКР та снарядів для наступної корекції стрільби за допомогою ЕОМ. Усі радіолокаційні засоби повинні бути захищеними від різноманітних активних та пасивних завад.

Апаратуру засобів необхідно мати на сучасній елементній базі, що зменшить її габарити і підвищить експлуатаційні характеристики.

У складній завадостійкій обстановці у несприятливих умовах роботи РЛС основними інформаційними засобами є телевізійний візир, інфрачервоний пеленгатор, лазерний далекомір.

Інфрачервоний пеленгатор схильний протистояти до впливу перешкод і здатний виявляти повітряні цілі у будь-який час року, практично не демаскуючи себе. Він має високу роздільну здатність по кутовим координатам, особливо при роботі по цілям, що низько летять. Робоча довжина хвилі інфрачервоного пеленгатору складає приблизно  $8 \div 12$  мкм.

Лазерний далекомір працює в іншому діапазоні, ніж РЛС, тому забезпечує добру завадозахищеність та високу роздільну здатність ЗГРК.

Телевізійний візир також дозволяє з достатньою точністю визначати кутові координати цілі. Його телекамера здатна функціонувати при низькому рівні освітлення і має велике поле зору. Можливо мати оптику телекамери та лінію візування сумісними для телевізійного візиру та для лазерного далекоміру, цим можливо зменшити об'єм апаратури.

Розглянемо алгоритм роботи перспективного ЗГРК.

Інформація від засобів виявлення: РЛС, інфрачервоного пеленгатору, телевізійного візиру, лазерного далекоміру про повітряну обстановку поступає до цифрової обчислювальної системи (ЦОС), куди і поступають зовнішні цілевказівки.

На базі цих даних ЦОС проводить аналіз повітряної обстановки, визначає ступінь небезпеки повітряних цілей.

В залежності від умов обстановки, спеціалізована ЕОМ обирає режим роботи ЗГРК, видає команди на відповідні інформаційні засоби про уточнення кутових координат, дальність, швидкість цілі, та видає команду на супроводження [6–7]. Точні координати взятої на супроводження цілі знов потрапляють у ЕОМ, звідки також надаються дані про зношення стволів зенітних автоматів, про орієнтування та метеодані. На підставі цієї інформації ЕОМ здійснює розрахунок команд управління польотом ЗКР ( $\lambda_e$  і  $\lambda_p$ ), при цьому розраховуються випереджені координати точки зустрічі ЗКР з ціллю. Всі ці дані поступають у пускові установки.

У статті описується можливий варіант розробки цифрової системи супроводження цілі по дальності радіолокаційної станції супроводження цілі. Вся апаратура станції виконана на цифровій елементній базі.

Запланована дальність виявлення повітряних цілей з ефективною поверхнею розсіювання  $2 \text{ м}^2$  складає 24 км, з ефективною поверхнею розсіювання  $0,03 \text{ м}^2$  – 7 км. Потрібні точності виявлення координат цілі: по дальності – 3 м, по швидкості – 2 м/с, по азимуту/куту місця –  $0,2/0,3$  м рад. Зона пошуку по цілевказівці станції виявлення цілі (СВЦ) з імовірністю 0,9 за 1 секунду повинна дорівнювати по дальності  $\pm 200$  м.

Можливу схему слідкуючої СВЦ у взаємозв'язку з основними елементами приймально-передавального тракту приведено на (рис. 1).

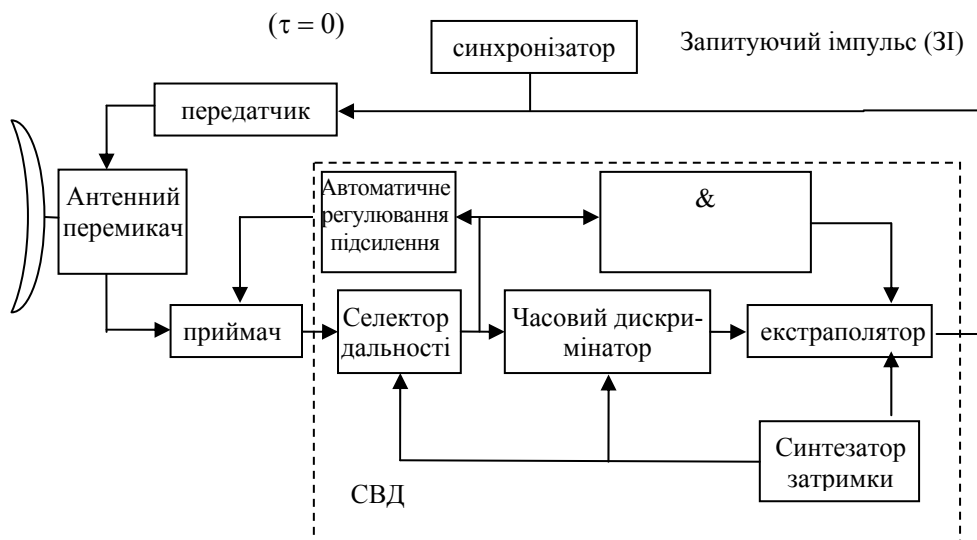


Рис. 1. Структурна схема системи виявлення цілі з приймально-передавальним трактом

Слідкуючий вимірювач дальності працює в тісному взаємозв'язку з основними елементами приймально-передавального тракту (рис. 1). Під взаємодією запитуючих імпульсів (ЗІ), який надходить

від синхронізатора станції, передавач через антену випромінює зондуєчі коливання. Ці коливання після перевипромінювання їх ціллю являються сигналом, який через антену надходять на вхід приймача

РЛС. Ці імпульси, які були відбиті від цілі, слабкі і спотворені шумами. Їх часове положення відносно імпульсів випромінювання, пропорційне дальності цілі, має випадкові коливання відносно істинного значення. Тому відлік поточної дальності за відбитими імпульсами призведе до великих помилок.

Задачею слідкуючого вимірювача дальності є формування слідкуючих імпульсів, часове положення яких показує лише плавне, закономірне змінення дальності і майже не змінюється під впливом хаотичних шумів. Таким чином, СВД схожа на згладжуючий фільтр для функції  $\tau(t) = 2R(t)/C$ . Відлік дальності за положенням слідкуючих імпульсів СВД забезпечує високу точність вимірювання. Відбитий імпульс з виходу приймача або через селектор дальності надходить на вхід часового дискримінатора, опорним сигналом якого є слідкуючий імпульс. Часовий дискримінатор видає на вхід екстраполятора сигнал розузгодження у цифровому ( $\Delta N$ ) вигляді.

Щоб виключити залежність сигналу розузгодження від інтенсивності відбитого імпульсу, виконується нормування за допомогою схеми автоматичного регулювання підсилення (АРП) за сигналом, що слідує за ціллю, для чого селектор дальності стробується слідкуючим імпульсом, зазвичай трохи розширеним. Під впливом сигналу розузгодження екстраполятор випрацьовує напругу або код, керуючі синтезатором затримки.

В останньому запитуючому імпульсі синхронізатора затримується на величину  $\tau^0$ , пропорційну керуючому впливу екстраполятора, і стає слідкуючим імпульсом, який через дискримінатор замикає коло слідкування. Завдяки дії зворотного зв'язку в цьому колі розузгодження між затримкою  $\tau$  відбитого імпульсу і затримкою  $\tau^0$  слідкуючого імпульсу в середньому зводиться до нуля. В режимі, який встановився, затримка слідкуючого імпульсу  $\tau^0 = \tau^*$  стає оцінкою часу запізнення (дальності). Оцінка видається в вигляді напруги  $U_R$  або чисел  $N_R$  на виході екстраполятора, який є пропорційним затримці  $\tau^0$ .

При виборі елементів цифрової СВД необхідно використовувати такі елементи як часовий дискримінатор, синтезатор затримки та екстраполятор.

У цифрових слідкуючих вимірювачів дальності часовий дискримінатор і синтезатор затримки є перетворювачами параметр – цифра і цифра – параметр відповідно, де параметром є час запізнення. Опишемо структури цих пристроїв, так як елементи цифрового екстраполятора однакові для слідкуючих вимірювачів будь-якого параметру.

Розглянемо часовий дискримінатор, який має характеристику пропорційного типу. Його основним елементом є лічильник (рис. 2).

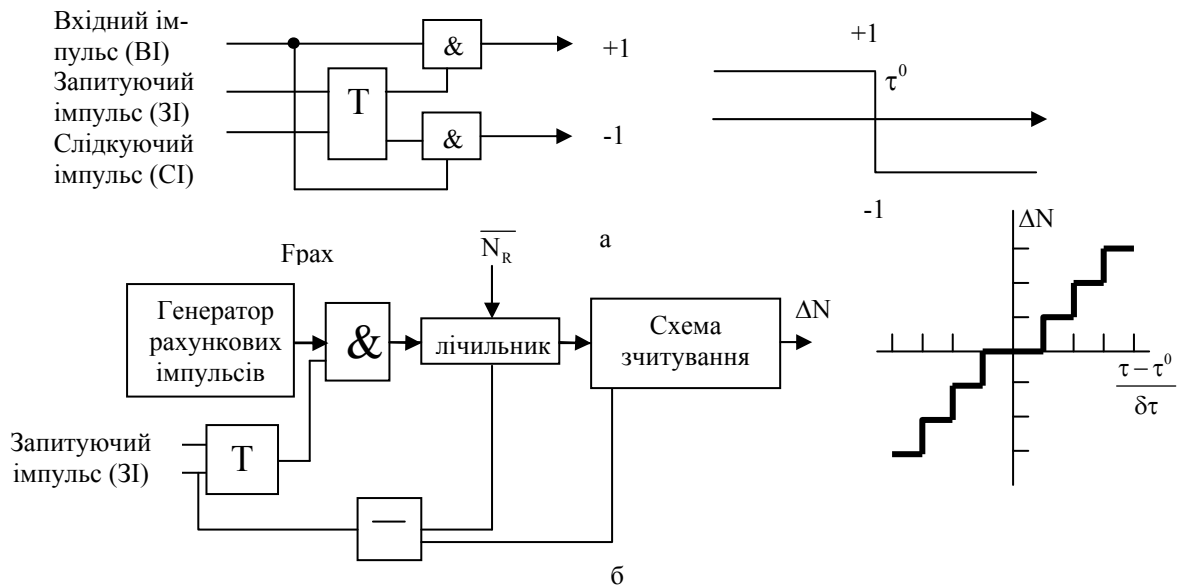


Рис. 2. Релейний (а) та пропорційний (б) цифрові часові дискримінатори та їх характеристика

Перед початком відліку, з виходу цифрового екстраполятора в лічильник вводиться в додатковому коді число  $\overline{N_R}$ , пропорційне опорному значенню параметру  $\tau^0$ . З надходженням запитуючого імпульсу лічильник починає підраховувати час запізнення

$\tau$  відбитого імпульсу, з дискретністю  $\delta\tau = 1/\text{Граh}$ , з надходженням якого рахунок припиняється. Так як записане в додатковому коді число  $\overline{N_R}$  віднімається з підрахованого  $N$ , на виході лічильника отримуємо число  $\Delta N$ , пропорційне розуз-

годженню  $\tau - \tau^0 = (N - N_R)\delta\tau = \Delta N\delta\tau$ . При цьому позитивне розузгодження  $\Delta N$  видається в прямому коді, а негативне – у додатковому. Затриманий відбитий імпульс виконує зчитування числа із лічильника дискримінатора в екстраполятор через схему зчитування. Після зчитування відбувається скидання показань лічильника і введення нового числа  $\overline{N_R}$  до наступного періоду посилок.

У якості схеми цифрової СВД доцільно використовувати схему частотного дискримінатора (ЧД), яка має характеристику до схеми на лічильниках-формувачах. Але можливо використати і більш простіший перехід, з точки зору економної бази. А саме, використати в схемі аналоговий ЧД, а потім його вихідний сигнал (сигнал помилки СВД) перетворити з напруги в код. Для цього в схемі має місце «перетворювач напруга – код», який і замінить в типовій схемі екстраполятор.

На виході перетворювача напруга-код (ПНК) маємо гребінку лічильних імпульсів по тривалості рівному часовому розузгодженню енергетичного

центру ехо-імпульсу, центр рухомих полустробів (середина рухомого імпульсу – дальність).

Імпульсні цифрові синтезатори затримки створюються на лічильниках-формувачах часового інтервалу або керуючих лініях затримки, використовується також їх комбінація. Синтезатор затримки на лічильнику – формувачі (рис. 3) за принципом дії схожий з аналоговим імпульсним синтезатором затримки. В ньому виконується порівняння лінійно-зростаючих показників лічильника, який запускається запитуючими імпульсами в кожному періоді посилок, з числом  $\overline{N_R}$ , який надходить з екстраполятора. В момент часу, коли показання лічильника стануть рівними  $\overline{N_R}$ , видається наступний імпульс, який відстає від запитуючого імпульсу на час  $\tau^0 = N_R \delta\tau = N_R / F_{\text{рах}}$ , пропорційний показникам екстраполятора. Для отримання лінійно-наростаючих показників наступний запитуючий імпульс за допомогою тригера відкриває вхідний клапан лічильника для лічильних імпульсів.

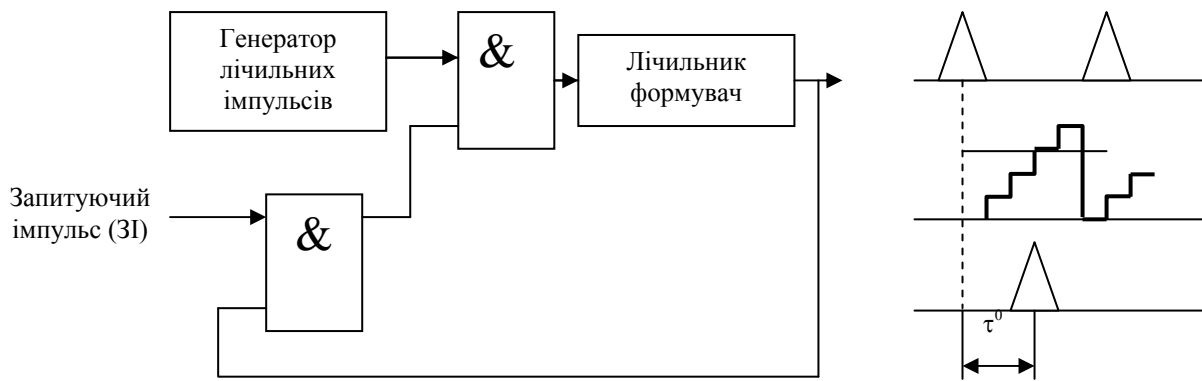


Рис. 3. Цифровий синтезатор затримки імпульсних сигналів на лічильнику-формувачі

Порівнювати поточні показники лічильника-формувача з керуючим числом і формувати слідкуючий імпульс можливо двома способами: відніманням та співставленням. Перший спосіб (рис. 3) складається з того, що перед початком рахунку в лічильник вводиться керуюче число  $\overline{N_R}$  в додатковому коді. Коли числа, які надійшли на лічильник імпульсів, будуть дорівнювати  $N_R$ , станеться переповнення лічильника, тобто в ньому встановиться стан  $N_R + \overline{N_R} = 0$ , а на виході з'явиться імпульс переповнення. Імпульс переповнення відстоєє від запитуючого на час  $\tau^0 = N_R \delta\tau$  і тому є слідкуючим. Він же використовується для запирання вхідного клапана до наступного періоду посилок. Другий спосіб заснований на порозрядному співставленні стану регістрів лічильника-формувача та екстраполятора за допомогою спеціальної схеми. Схема видає слідкуючий імпульс, коли характеристика всіх розрядів лічильника-формувача, вихідного інтегратора та екстраполятора є однаковою. Цей спосіб порівняння

складніше першого. Однак необхідно врахувати, що при першому способі необхідна спеціальна схема для вводу числа в додатковому коді.

Цифровий синтезатор затримки на керуючій лінії затримки містить перемикаючі схеми, керуючих розрядних тригерів останнього лічильника-інтегратора, і перемикаючі паралельні канали перемикування в кожному розряді, по одному з яких запитуючий імпульс проходить без затримки, а по другому – з затримкою (рис. 4). Затримка пропорційна ціні одиниці даного розряду  $2i-1 \delta\tau$ , де  $i$  – номер розряду;  $\delta\tau$  – ціна одиничної затримки. В тих розрядах, де в лічильнику-інтеграторі записана одиниця, запитуючому імпульсу додається відповідна затримка, а через розряди, які знаходяться в стані 0, він проходить без затримки, так як в стані 1 пропускна напруга підводиться до нижніх схем порівнянь, а в стані 0 до верхніх. В результаті на виході всього кола видається наступний імпульс, затриманий відносно запитуючого на величину  $\tau^0 = N_R \delta\tau$ , пропорційну показникам екстраполятору.

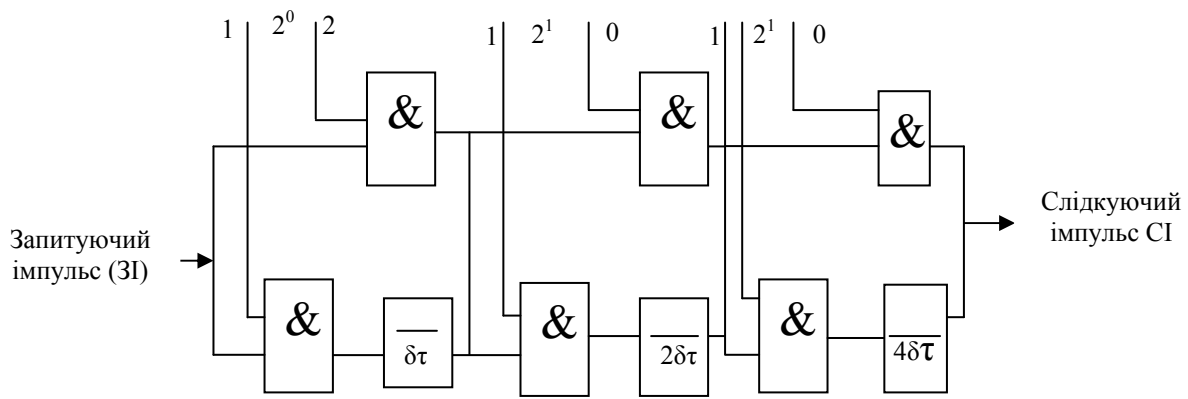


Рис. 4. Цифровий синтезатор затримки імпульсних сигналів на керуючій лінії затримки

Недоліком синтезатору затримки на лічильнику-формуваці є високі вимоги до його швидкодії при малій ціні одиничної затримки  $\delta\tau = 1/\text{Грах}$ , який забезпечить високу точність. Навпаки, синтезатор на лініях затримки складніше реалізувати, коли потрібні великі затримки часу. Тому застосовують комбінацію синтезаторів обох видів, розташовуючи їх послідовно. Основну затримку, пропорційну показникам старших розрядів екстраполятора, виконує синтезатор на лічильнику-формуваці, а малу затримку, пропорційну показникам молодших розрядів, отримують за допомогою керуючих ліній затримки. При такій комбінації об'єднуються переваги обох схем і взаємно компенсують їх недоліки.

Найбільш зручним з точки зору простоти побудовання є цифровий синтезатор затримки імпульсних сигналів на лічильниках-формувачах.

Екстраполятор є основним логічним елементом слідкуючого вимірювача, який створює (з використанням механізму зворотного зв'язку через дискримінацію процесу. Роботу трьох елементів (цифрового керуючого пристрою, перетворювач код – часова затримка, генератор імпульсів) можливо

замінити одним елементом, який буде виконувати їхні функції – екстраполятором. В зв'язку з обмеженнями, накладеними динамікою руху цілі, оцінку процесу можливо звести до оцінки і кінцевого числа постійних параметрів. Дійсно, вимірюваний процес на деякому інтервалі спостережень можливо записати кінцевим рядом, наприклад рядом Тейлора:

$$v(t) = v_0 + v_1 t + v_0'' t^2 / 2 + \dots + v_0^{(n)} t^n / n!, \quad (1)$$

який представляє суму відомих функцій часу  $1, t, t^2 / 2, \dots, t^n / n!$  з невідомими коефіцієнтами  $v_0, v_0', v_0'', \dots, v_0^{(n)}$ . Екстраполятор відпрацьовує оптимальні оцінки постійних параметрів  $v_0^*, v_0'^*, v_0''^*, \dots, v_0^{(n)*}$  і формує оптимальну оцінку процесу

$$v(t) = v_0^* + v_0'^* t + v_0''^* t^2 / 2 + \dots + v_0^{(n)*} t^n / n! \quad (2)$$

Функції виду  $t^k / K$  мають зображення по Лапласу  $(1/p)^{k+1}$ . Тому екстраполятор в співставленні з формулою (2) має вид  $n+1$  паралельних ланцюгів, які відповідно номеру ланцюга мають  $1, 2, \dots, n+1$  інтегралів  $(1/p)$  і приєднані до суматора (рис. 5).

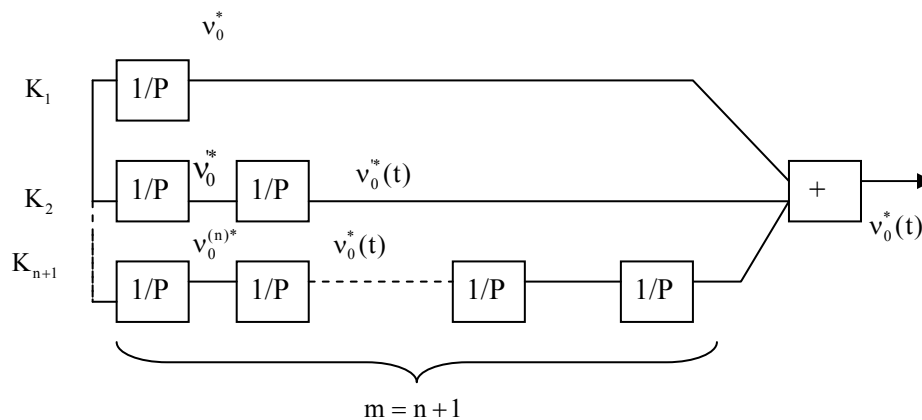


Рис. 5. Вихідна схема екстраполятора

Перші інтегратори кожного ланцюга відпрацьовують оцінки параметрів  $v_0^*, v_0'^*, v_0''^*, \dots, v_0^{(n)*}$  під

дією сигналу розузгодження в процесі встановленого замкнутого кільця слідкуючого вимірювача (першопочаткове грубе відпрацьовання здійснюється

при захваті). Наступні інтегратори кожного ланцюга відпрацьовують відповідні функції часу  $1, t, t^2/2, \dots, t^n/n!$ , коефіцієнтами при яких є вихідні сигнали перших інтеграторів. В результаті цього кожний ланцюг, в якому встановився режим, видає відповідне додане ряду (2) на виході суматору формується оцінка процесу  $v^*(t)$ .

Процес встановлення не закінчується до тих пір, поки на перших інтеграторах не встановиться правильне значення коефіцієнтів  $v_0^*, v_0^{*2}, v_0^{*3}, \dots, v_0^{(n)*}$ . Дійсно, коли ці коефіцієнти відрізняються від потрібних, процес, який відпрацьовується екстраполятором (2), відрізняється від вхідного (1). Виникає сигнал розузгодження, котрий перезаряджає перші інтегратори ланцюгів до нових значень і процес на виході екстраполятору протікає вже по іншому закону. Так продовжується до тих пір, поки вхідний сигнал і процеси, які відпрацьовуються, не співпадуть (з точністю до шумової похибки). Тоді сигнал розузгодження в середньому залишається рівним нулю, а вихідні сигнали від перших інтеграторів – постійними. Процес встановлення закінчується.

Число ланцюгів в екстраполяторі, яке дорівнює числу інтеграторів в найбільш довгому ланцюзі, визначає астатизм слідкуючого вимірювача. Астатизм оптимального вимірювача (екстраполятора)  $m=n+1$  на одиницю вище номера вищої похідної  $n$ . В сталому режимі корисна складова вихідного сигналу дискримінатора дорівнює нулю, тому вихідна функція екстраполятора не залежить від коефіцієнтів передачі ланцюгів  $K_1, K_2, \dots, K_{n+1}$ . Оптимальний екстраполятор продовжує правильно виконувати вимірювальний процес навіть при тимчасових зникненнях сигналу на вході дискримінатора.

Однак ці коефіцієнти визначають характер, розмах і тривалість перехідних процесів.

Якщо екстраполятор неоптимальний (астатизм  $m < n + 1$  нижче потрібного), відпрацьовання старших членів ряду (2) можливо тільки за рахунок розузгодження між вхідним процесом і процесом який відпрацьовується. Це розузгодження в режимі, який встановився, є динамічною помилкою. Характер процесів в неоптимальному екстраполяторі залежить від коефіцієнтів передачі ланцюгів як в перехідному режимі, так і в сталому режимі, оскільки в обох випадках сигнал розузгодження не дорівнює нулю.

Виходячи з вищевказаного, в якості цифрової СВД можливо вибрати часовий дискримінатор пропорційного типу; синтезатор затримки імпульсних сигналів на лічильниках-формувачах; цифровий екстраполятор у вигляді набору цифрових інтеграторів, (реверсивних лічильників і суматорів), схем вводу і виводу на лічильниках-перетворювачах.

Сигнал похибки з виводу часового дискримінатора повинен бути перетворений з напруги в код, в схемі перетворювача напруга-код (ПНК).

Із схеми синтезатора затримки для аналізу СВД необхідно виділити генератор слідкуючих імпульсів (полустробів слідкування). На його вхід повинен подаватись сигнал у вигляді часової затримки, на яку потрібно змістити слідкуючі імпульси дальності. Цей сигнал створюється у цифровому вигляді в синтезаторі затримки. Тому в схемі перед генератором повинен бути перетворювач коду в часову затримку (ПКЗ).

Функції оцінки поточної дальності і визначення необхідної затримки, які разом вирішують екстраполятор і синтезатор затримки, можливо замінити цифровим фільтром (цифровий керуючий пристрій ЦКП).

З урахуванням розглянутого об'єднана функціональна схема цифрової СВД буде мати вигляд, який приведений на (рис. 6).

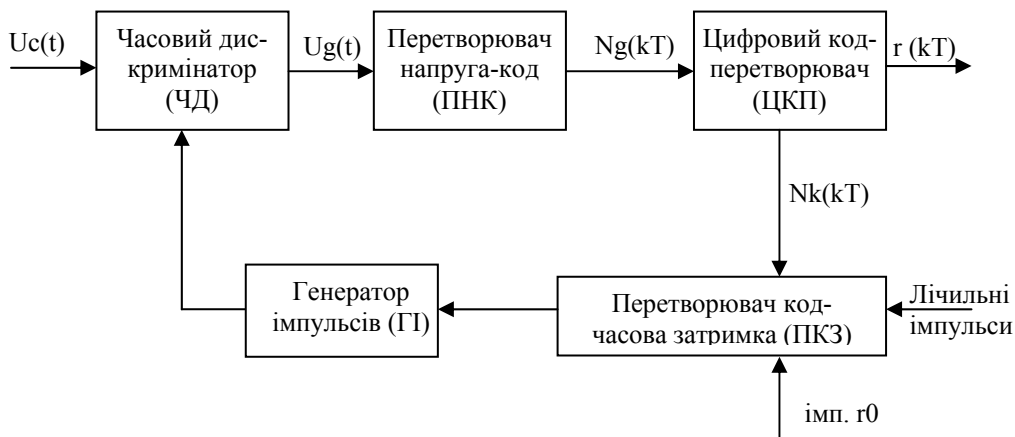


Рис. 6 Функціональна схема цифрової системи автоматичного супроводження дальності

Прийняті відбиті імпульси з виходу радіоприймального пристрою подаються на ЧД, на інший вхід якого подаються слідкуючі імпульси від гене-

ратора імпульсів. Дискримінатор виробляє напругу розузгодження, значення якої залежить від часового розузгодження прийнятих і слідкуючих імпульсів.

Ця напруга кодується у ПНК і у вигляді послідовності чисел  $N_g(kT)$  подається на ЦКП (цифровий фільтр). Він вирішує такі завдання:

1. Перетворює послідовність чисел  $N_g(kT)$ , у послідовність оцінок поточної дальності  $r(kT)$ ;

2. Формує послідовність чисел  $N_k(kT)$ , яка керує роботою ПКЗ і тим самим визначає у кожному періоді часовий зсув слідкуючих імпульсів відносно імпульсів синхронізації.

Послідовність чисел  $N_k(kT)$  подається на ПКЗ, який у кожному такті своєї роботи здійснює перетворення числа  $N_k(kT)$  у пропорціональний йому часовий зсув вихідного імпульсу. Також на ПКЗ подаються лічильні імпульси та імпульси синхронізації  $r_0$  (імпульси нульової дальності). Останні використовуються для запуску передавача РЛС.

Вихідний імпульс ПКЗ використовується для запуску генератора імпульсів селекції, які подаються на часовий дискримінатор.

### Висновки

Хоча аналогова система автоматичного супроводження дальності (АСД) характеризується прос-

тотою конструктивного виконання, але в той же час їй властиві такі недоліки, як відносно невисока стабільність параметрів, дрейфи нулів операційних підсилювачів, необхідність постійних регламентних робіт у процесі експлуатації.

У цьому відношенні цифрові системи АСД відрізняються в кращий бік. У цих систем висока стабільність параметрів, яка не залежить від впливу зовнішнього середовища. Окрім цього при цифровій реалізації систем АСД значно скорочується експлуатаційні витрати, пов'язані з періодичними регулювальними роботами.

При формуванні цифрової СВД одне із завдань полягає у виборі ціни молодшого розряду перетворення “код-часова затримка”, при якій інструментальними похибками квантування за рівнем у ПНК можна буде знехтувати у порівнянні з флуктуаційною похибкою систем АСД, яка обумовлена дією внутрішніх шумів; а також у виборі параметрів алгоритму оцінювання та екстраполяції дальності, від якого залежить не інструментальні похибки системи АСД.

Такі завдання краще вирішувати за допомогою математичної моделі цифрової СВД.

### Список літератури

1. Зенітний ракетний комплекс «Бук-М1» / А.М. Алімпієв, О.Д. Флоров, М.Ф. Пічугін та ін.; за заг. ред. О.Д. Флорова. М-во оборони України, Харків. нац. ун-т Повітряних Сил ім. І. Кожедуба. – Х.: ХНУПС, 2017. – 402 с.
2. Казаков Е.Л., Васильев Д.Г., Казаков А.Е. Распознавание воздушных целей по некогерентному многочастотному сигналу с учетом поляризации в разных диапазонах длин волн / Е.Л. Казаков, Д.Г. Васильев, А.Е. Казаков; под. ред. Е.Л. Казакова. – Х.: КП “Типография № 13”, 2009.
3. Ковальчук А.А. Оценка устойчивости сопровождения маневрирующих целей по радиальной скорости многоканальной РЛС / А.А. Ковальчук // Системи обробки інформації. – 2010. – № 1(82). – С. 58-60.
4. Стабілізація рівня хибних тривог за рахунок зміни параметрів зондувального сигналу РЛС / О.В. Тесленко, В.А. Ковальчук, С.В. Бровченко, А.І. Мовчан // Системи озброєння і військова техніка. – 2010. – № 4(24). – С. 167-170.
5. Візуально-імітаційне моделювання цифрового компенсатора несинхронних імпульсних завад, що реалізує подвійне дискретне перетворення Хартлі / І.М. Невмержицький, А.А. Гризо, І.І. Калініченко, Р.Ю. Клименко // Системи озброєння і військова техніка. – 2010. – № 4(24). – С. 141-145.
6. Асексейчев Д.Д. Автоматическое управление регулирование радиотехнических систем / Д.Д. Асексейчев, А.А. Казаков // Анализ и коррекция САУ. – Харьков: ВИРТА ПВО, 1982.
7. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации / Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков, И.Н. Бусыгин; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. Радио, 1970.
8. Powerful sources of ultra wideband pulsed coherent signals. Inter / A.F. Kardo-Sysoev, V.I. Brylevsky, S.V. Zazulin, I.A. Smirnova, I.G. Tchashnicov, V.I. Scherbak, B.I. Sukhovetsky. – Edinburgh, Scotland, UK, 2000.
9. Zamyatin V.I. Space-time modulation of signals in a ring antenna array / V.I. Zamyatin, O.V. Baturin, E.A. Tolokneyev // Proc. Of IIIrd international Conf. Antenna theory and techniques. – Sevastopol, 1999. – P. 24.
10. LETVIS®MRT(Multi-Radar Tracket Server) [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [www.ales.sk/User-Files/File/BMRT%20Multi-Radar%20Tracket.pdf](http://www.ales.sk/User-Files/File/BMRT%20Multi-Radar%20Tracket.pdf), 2018.
11. L. J. MIMO Radar Signal Processing / J. L., P. Stoisa – Wiley-IEEE Press, 2008.
12. Astanin L.Y. Ultrawideband signals a new step in radar development / L.Y. Astanin, A.A. Kostylev // In.: Rec. CIE Int. Conf. Radar”. – Beijing, 1991.
13. MANPADS and Surface to air missile [Електронний ресурс] / Air power Australia. – Режим доступу: <https://www.ausairpower.net/sams-iads.html>.

## References

1. Alimpiiev, A.M., Florov, O.D. and Pichugin, M.F. (2017), “Zenitnyi raketnyi kompleks Buk-M1” [Anti-aircraft missile complex Buk-M1], publishing house of Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, 402 p.
2. Kazakov, E.L. Vasilev, D.G. and Kazakov, A.E. (2009), “Raspoznavanie vozduzhnyh celej po nekogerentnomu mnogochastotnomu signalu s uchetom polarizatsii v raznykh diapazonah dlin voln” [Recognition of air targets for non-coherent multi-frequency signal with a given polarization in different ranges of wavelengths], KP “Typohrafiya № 13”, Kharkiv.
3. Kovalchuk, A.A. (2010), “Otsenka ustoichivosti soprovozhdeniia manevririuiushchikh tselei po radialnoi skorosti mnogokanalnoi RLS”, *Information Processing Systems*, Vol. 1(82), pp. 58-60.
4. Teslenko, O.V., Kovalchuk, V.A., Brovchenko, S.V. and Movchan, A.I. (2010), “Stabilizatsiia rivnia khybnykh tryvoh za rakhunok zminy parametriv zondovalnogo syhnalu RLS”, *Systems of Arms and Military Equipment*, No. 4(24), pp. 167-170.
5. Nevmerzhytskyi, I.M., Hryzo, A.A., Kalinichenko, I.I. and Klymenko, R.Yu. (2010), “Vizualno-imitatsiine modeliuvan- nia tsyfrovoho kompensatora nesynkhronnykh impulsnykh zavod, shcho realizuie podviine dyskretne peretvorennia Khartli”, *Systems of Arms and Military Equipment*, No. 4(24), pp. 141-145.
6. Aseksejchev, D.D. and Kazakov, A.A. (1970), “Avtomaticheskoe upravlenie regulirovanie radiotekhnicheskikh sistem” [Automatic control regulation of radio engineering systems], Kharkov.
7. Chirman, Y.D. (1970), “Teoreticheskie osnovy radiolokatsii” [Theoretical basis of radar], Moscow.
8. Kardo-Sysoev, A.F., Brylevsky, V.I., Zazulin, S.V., Smirnova, I.A., Tchashnicov, I.G., Scherbak, V.I. and Sukhovet- sky, B.I. (2000), Powerful sources of ultra wideband pulsed coherent signals. Inter, Edinburgh, Scotland, UK.
9. Zamyatin, V.I., Baturin, O.V., Zamyatin, V.I. and Tolokneyev E.A. (1999), Space-time modulation of signals in a ring antenna array, *Proc. Of IIIrd international Conf. Antenna theory and techniques*, Sevastopol, pp. 24.
10. (2018), LETVIS@MRT(Multi-Radar Tracket Server), available at: [www.ales.sk/User-Files/File/BMRT%20 Multi-Radar%20Tracket.pdf](http://www.ales.sk/User-Files/File/BMRT%20 Multi-Radar%20Tracket.pdf).
11. J.L., Stoisa, P. (2008), L. J. MIMO Radar Signal Processing, Wiley-IEEE Press.
12. Astanin, L.Y. and Kostylev, A.A. (1991), “Ultrawideband signals a new step in radar development, *In.: Rec. CIE Int. Conf. Radar*, Beijing.
13. MANPADS and Surface to air missile, *Air power Australia*, available at: <https://www.ausairpower.net/sams-iads.html>.

Надійшла до редколегії 16.05.2018

Схвалена до друку 17.07.2018

## Відомості про авторів:

**Будур Олег Миколайович**

начальник навчально-тренувального комплексу кафедри  
Військової академії,  
Одеса, Україна  
<https://orcid.org/0000-0003-4193-2616>

**Клименко Вадим Миколайович**

кандидат військових наук  
доцент  
начальник кафедри  
Військової академії,  
Одеса, Україна  
<https://orcid.org/0000-0001-9144-2362>

## Information about the authors:

**Oleg Budur**

Head of the training complex of Department  
of Military Academy,  
Odesa, Ukraine  
<https://orcid.org/0000-0003-4193-2616>

**Vadym Klymenko**

Candidate of Military Sciences  
Associate Professor  
Chief of Department  
of Odesa Military Academy,  
Odesa, Ukraine  
<https://orcid.org/0000-0001-9144-2362>

**ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛИ ПО ДАЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСНОЙ  
РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛЕЙ  
ПЕРСПЕКТИВНОГО ЗЕНИТНОГО РАКЕТНО-АртиЛЕРИЙСКОГО КОМПЛЕКСА**

О.Н. Будур, В.Н. Клименко

*В статье рассматривается возможная цифровая система сопровождения цели по дальности радиолокационной станции сопровождения целей перспективного зенитного ракетно-артиллерийского комплекса ближнего действия и малой дальности, методика выбора элементов цифровой станции измерения дальности (СИД). Проводится сравнительный анализ цифровой системы измерения дальности с аналоговой, алгоритм функционирования СИД на цифровой элементной базе, приводятся предложения для улучшения технических характеристик зенитного ракетно-артиллерийского комплекса.*

**Ключевые слова:** цифровая система сопровождения цели по дальности, цифровая элементная база, синтезатор задержки, экстраполятор, временной дискриминатор.



**DIGITAL ADJUSTMENT SYSTEM FOR THE PERIOD OF IMPULSIVE RADIOLOGICAL STATION  
OF ADJUSTMENT OF THE PURPOSE OF PERSPECTIVE  
MAGNIFIED GREAT ACTION AND SHORT RANGE**

O. Budur, V. Klymenko

*As the analysis of the principles of combat use of modern air attack systems, as well as the experience of local wars and conflicts show overcoming air defense systems is carried out by widespread use of various radio interference and by maneuver of targets. All this greatly complicates the work of equipment anti-aircraft systems. This is especially true in the operation of automatic tracking systems for angles and distances. The potential of dynamic stability and fast action is not always sufficient for automatic tracking of maneuverable targets, which leads to the disruption of automatic target tracking. Errors in tracking the targets are also significantly increased. Therefore, when designing systems for automatic target tracking, this factor must be taken into account. It is necessary to develop systems on the digital element base and to optimize the systems, based on the criteria of optimization, to choose the parameters of the systems being developed. For this purpose, digital models of the appropriate targeting systems are required. Although the analog systems of automatic range tracking are characterized by simple design, at the same time, they have such disadvantages as relatively low stability of parameters, drift of zeros of operational amplifiers, the need for constant regulatory work in the process of operation. In this regard, the digital systems of automatic range tracking differ in the best way. In these systems, the stability of the parameters is high, which allows to stay beyond the influence of the environment. In addition, with the digital implementation of systems of automatic range tracking, operating costs associated with periodic adjusting work are significantly reduced. However, digital signal processing leads to additional, so-called instrumental, system errors associated with the final dimensional grid. To ensure that these additional errors do not violate the normal system operation, it is necessary to select the value of the lower digits of the digital devices in such a way that the instrumental errors are in an order lower than the essentially incorrect errors caused by the effect of antenna, radio receiver device noise, and so on. Proceeding from the above, while forming a digital system of distance measurement, one of the tasks is to choose the value of the lower category of the transformation "code-time delay", in which the instrumental errors of quantization on the level in the converter voltage-code can be neglected in comparison with the fluctuation error of systems of automatic range tracking, which is caused by the effect of internal noise; as well as in choosing the parameters of the algorithm of evaluation and extrapolation of the range, on which none-instrumental errors of the system of automatic range tracking depend.*

**Keywords:** promising, digital distance tracking system, digital element base, delay synthesizer, extrapolator, time discriminator.