

# Розвиток, бойове застосування та озброєння радіотехнічних військ

УДК 621.396.96

Г.Г. Камалтинов, В.Й.Климченко

*Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків*

## ШЛЯХИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕКВІВАЛЕНТНОЇ ВНУТРІШНЬОЇ КОГЕРЕНТНОСТІ В РЛС З МАГНЕТРОННИМИ ГЕНЕРАТОРАМИ З ВИКОРИСТАННЯМ СУЧАСНОЇ ЦИФРОВОЇ ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ

*Розглядаються особливості побудови та функціонування приймально-передавальних трактів в РЛС із еквівалентною внутрішньою когерентністю при використанні в них цифрової обробки сигналів. Висуваються вимоги до основних цифрових пристроїв в таких РЛС. Аналізуються можливості сучасної цифрової елементної бази на відповідність означеним вимогам. Пропонуються два основних напрямки в реалізації забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності в РЛС з автогенераторами: апаратний і алгоритмічний. Обговорюються можливі шляхи реалізації обох напрямків.*

**Ключові слова:** зондувальний сигнал, когерентність, фазування, селекція рухомих цілей.

### Вступ

В сучасних РЛС для забезпечення роботи систем селекції рухомих цілей (СРЦ) передавач виконують за схемою "високостабільний збудник – підсилювач потужності". Таким чином реалізується побудова РЛС з так званою істиною внутрішньою когерентністю [1]. При цьому у якості підсилювача потужності змушені використовувати, залежно від діапазону хвиль, такі дорогі електровакуумні прилади як ендотрони, клістроли та амплітрони. Означена схема побудови передавальних пристроїв останнім часом майже повністю витіснила із використання значно дешевші НВЧ-генератори на основі магнетронів. Причиною цього, як вважається, стали два суттєвих недоліки магнетронних автогенераторів: низька стабільність та випадковість початкової фази коливань. Перший недолік суттєво обмежує потенційні можливості РЛС з придушення пасивних завад через їх декореляцію [2], а другий створює певні труднощі апаратної реалізації, які в підсумку також знижують ефективність систем СРЦ. У разі використання магнетронних генераторів РЛС будують за схемою так званої еквівалентної внутрішньої когерентності [1]. У таких РЛС випромінювана в простір послідовність імпульсів некогерентна, а когерентність пачки ехо-сигналів забезпечується запам'ятовуванням початкових фаз зондувальних імпульсів через фазування ними допоміжного так званого когерентного гетеродина, коливання якого використовуються потім як опорна напруга в процесі фазового детектування ехо-сигналів. Вимушене введення в тракти обробки сигналів такої до-

даткової ланки, як коло фазування когерентного гетеродина, певною мірою також знижує потенційні можливості з придушення пасивних завад через нестабільність самого когерентного гетеродина, через спотворення фазуючих імпульсів, тощо.

На сьогодні ситуація з пріоритетністю способів забезпечення когерентності зондувальних сигналів, а значить і способів побудови передавальних пристроїв РЛС, зазнає певних змін. По-перше, технологія виготовлення магнетронних генераторів значно покращилась і міжімпульсна стабільність генерованих ними коливань доведена [3] до 1...2%, що є достатнім для забезпечення потенційних можливостей з придушення пасивних завад на 35...40 дБ [4]. По-друге, сучасний рівень розвитку цифрової техніки дозволяє запропонувати нові підходи до забезпечення когерентності під час обробки сигналів. Останнє до сьогодні розглядалось лише в постановочному плані в деяких роботах [4, 5].

**Метою статті** є розробка альтернативних шляхів забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності в РЛС з магнетронними автогенераторами як апаратними так і програмними (алгоритмічними) методами з використанням сучасної цифрової елементної бази.

### 1. Забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності апаратними методами

У класичних схемах побудови приймальних трактів в РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю когерентному гетеродину (КГ) нав'язується фаза коливань на проміжній частоті спеціа-

льним імпульсом фазування, який являє собою частину зондувального сигналу, перетвореного також на проміжну частоту. Формування означеного імпульсу фазування здійснюється або окремо виділеним каналом фазування (рис. 1, а), або тією частиною зондувального імпульсу, яка, (рис. 1, б) завдяки великій потужності, проникає на вхід приймального тракту з антенного комутатора (АК). В останньому випадку для виділення імпульсу фазування з потоку ехо-сигналів використовується ключ, який замикається стробуючим імпульсом Стр.ЗС тільки на час дії зондувального сигналу. Далі когерентний гетеродин генерує неперервні коливання з початковою фазою зондувального імпульсу, які в квадратурах надходять на два фазові детектори (ФД), як опорна напруга.

В процесі фазового детектування відбитих ехо-сигналів випадкова фаза зондувального сигналу буде скомпенсована, оскільки вона присутня в опорній напрузі, а залишиться лише фазовий зсув, який визначається поточним положенням об'єкта та радіальною складовою його швидкості переміщення у просторі.

З виходів ФД прийнятий відбитий сигнал подається на систему селекції рухомих цілей (СРЦ), де здійснюється режекція пасивних завад і накопичення сигналу так само, як в істинно когерентних РЛС.

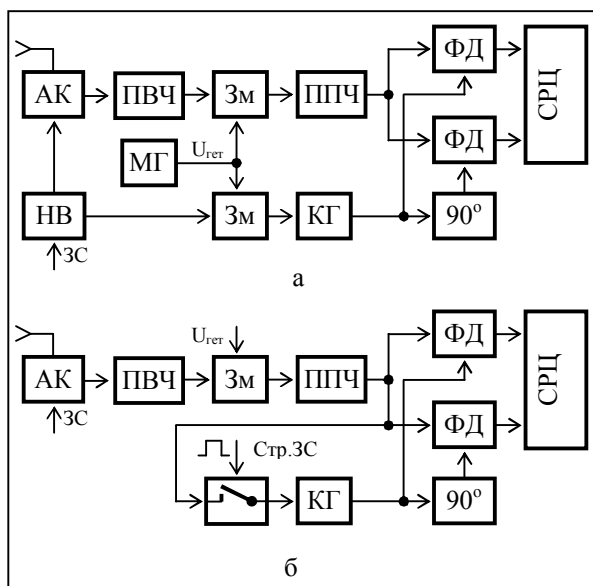


Рис. 1. Структура приймального тракту з виділеним (а) та суміщеним (б) каналом фазування когерентного гетеродина:

ЗС – зондувальний сигнал; АК – антенний комутатор; НВ – направлений відгалужувач; МГ – місцевий гетеродин; ПВЧ(ППЧ) – підсилювач сигналів на високій (проміжній) частоті; Зм – змішувач; КГ – когерентний гетеродин; ФД – фазовий детектор; СРЦ – система селекції рухомих цілей; Стр.ЗС – строб зондувального сигналу.

Однією з основних умов функціонування РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю є вимога рівності частот когерентного гетеродина і проміжної частоти  $f_{кг} = f_{пр}$ , в противному разі порушується умова перенесення сигналу з проміжної на відео частоту. Допустимі відхилення  $f_{кг}$  від  $f_{пр}$ , становлять не більше 20...30% від ширини спектра сигналу.

Крім того, в РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю робота системи СРЦ тісно пов'язана з режимами роботи системи автоматичного підстроювання частоти (АПЧ) передавального пристрою. Якщо в системі АПЧ регульованим елементом є передавач, то коло АПЧ може працювати постійно. Якщо ж регульованим елементом є місцевий гетеродин (що є характерним для магнетронних передавачів), то неперервна робота АПЧ є неприпустимою, і здійснюється лише періодичне короткочасне підстроювання частоти (як правило, протягом 0,2...0,3 с через кожні 10...20 с).

Означені особливості мають враховуватись і при цифровій реалізації різних способів забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності як апаратними, так і програмними методами.

В сучасних РЛС у якості гетеродинів, які забезпечують перенесення спектра сигналу для обробки на проміжну частоту, використовуються, як правило, цифрові синтезатори сигналів за схемою прямого цифрового синтезу (Direct Digital Synthesis, або DDS) [6]. У таких синтезаторах частота та початкова фаза вихідних коливань цілком визначається кодами частоти та початкової фази, які заносяться у пам'ять синтезатора у якості початкових даних перед початком формування сигналів. За умови вимірювань значення початкової фази коливань магнетронного генератора у кожному періоді випромінювань та запису її у синтезатор, можна забезпечити когерентність обробки за рахунок узгодження фази гетеродина з фазою зондувального сигналу. Структурна схема обробки сигналів для реалізації цього метода наведена на рис. 2.

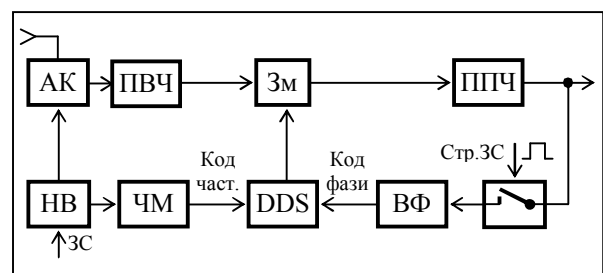


Рис. 2. Забезпечення когерентності сигналів при використанні в якості місцевого гетеродина синтезаторів частоти: ЗС – зондувальний сигнал; АК – антенний комутатор; НВ – направлений відгалужувач; ЧМ частотомір; ПВЧ(ППЧ) – підсилювач сигналів на високій (проміжній) частоті; Зм – змішувач; ВФ – вимірювач фази; Стр.ЗС – строб зондувального сигналу; DDS – цифровий синтезатор частоти

Однак така схема працює лише для синтезаторів, які можуть працювати безпосередньо на робочих частотах РЛС, тобто одиниці ГГц. Такі частоти для цифрових синтезаторів сигналів з прямим цифровим синтезом поки що є недосяжними. Тому для забезпечення необхідного значення частоти синтезатора використовуються [7] так звані гібридні синтезатори – PLL/DDS (рис.3) на основі фазового підстроювання частоти (Phase Locked Loop, або PLL), коли вихідна частота формується за допомогою додаткового високочастотного генератора (Voltage Controlled Oscillator, або VCO), який охоплений петлею фазового автопідстроювання (фазовий детектор ФД, фільтр нижніх частот ФНЧ та дільник частоти ДЧ). Частота вихідного сигналу в петлі фазового автопідстроювання зменшується за допомогою дільника частоти до частоти з виходу DDS. Як видно з побудови такого синтезатора, фаза сигналу на виході схеми у цьому випадку не визначається DDS. Для забезпечення збереження початкової фази, яка формується у синтезаторі, необхідно використовувати інші методи підвищення частоти синтезу, наприклад, з множенням частоти DDS або ж переходити до обробки сигналів на проміжній частоті.

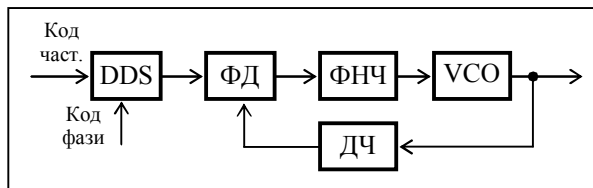


Рис. 3. Гібридний синтезатор частоти:  
 DDS – цифровий синтезатор частоти прямого синтезу;  
 ФД – фазовий детектор;  
 ФНЧ – фільтр нижніх частот;  
 VCO – високочастотний генератор;  
 ДЧ – дільник частоти

Таким чином, можливості сучасної елементної бази є такими, що дозволяють будувати цифрові синтезатори частоти різними способами. Але в будь-якому разі, незалежно від способу синтезу частот для фазування цифрового синтезатора, необхідна інформація про початкову фазу коливань, які формує передавач, побудований за схемою автогенератора.

Розглянемо можливі методи вимірювання фази сигналу, які можуть бути використані для забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності апаратними методами.

Відомі аналогові методи вимірювання фазового зсуву сигналів – компенсаційний, кореляційний, осцилографічний і цифровий [8] (тригерний, з перетворенням фазового зсуву в часовий інтервал і заповнення його рахунковими імпульсами з подальшим їх підрахунком) – непридатні для малої тривалості

сигналу (одиниці мкс). Для забезпечення когерентності не обов'язково знати саме початкову фазу, а необхідно знати поточне значення фази зондувального сигналу у визначений момент часу, однаковий для кожного періоду зондування. В процесі прийому відбитих ехо-сигналів означена випадкова фаза зондувального сигналу компенсується відповідною обробкою, і залишається лише закон регулярної зміни фази відбитого сигналу від періоду до періоду, що є основою для роботи системи СДЦ.

Як метод, що дозволяє визначити поточне значення фази коливання, можна використовувати так званий метод квадратурних вимірювань амплітуди сигналу.

Хай  $U_{пр} = A \sin(\omega t + \varphi)$  гармонійне коливання сигналу, що генерується,  $U_{кв} = A \cos(\omega t + \varphi)$  – його квадратурна складова.

Представимо сигнал, що генерується, у вигляді складових в момент часу  $t_0$

$$\begin{aligned} U_{пр} &= A \sin(\omega t_0 + \varphi); \\ U_{кв} &= A \cos(\omega t_0 + \varphi). \end{aligned} \tag{1}$$

Поточне значення фази в момент  $t_0$  може бути визначене як

$$\omega t_0 + \varphi = \arctg(U_{пр}/U_{кв}). \tag{2}$$

Таким чином, для знаходження значення фази необхідно:

1. Сформувати квадратурні складові сигналу.
2. За допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП) виміряти миттєві значення амплітуди квадратурних складових сигналу у вибраній моменті часу  $t_0$ .
3. Обчислити відношення вимірених значень
4. Обчислити абсолютне значення фази.

За момент  $t_0$  може бути прийняте значення часової середини зондувального сигналу, коли усі перехідні процеси уже закінчились.

Апаратно для реалізації цифрового вимірювання значення фази необхідні:

1. Квадратурний демодулятор, що розщеплює сигнал на квадратурні складові на вибраній проміжній частоті.
2. Два надшвидкодійних АЦП розрядністю не менше 10.
3. Вузол обчислення значення  $\arctg(U_{пр}/U_{кв})$ , який може бути виконаний на запам'ятовочих пристроях, в яких як адреси виступають значення аргументів, а як обчислені значення функції – вміст елементів пам'яті.

Для розщеплення сигналу на квадратурні складові не обов'язково використовувати квадратурний демодулятор. Досить взяти відліки сигналу в моменти  $t_0$  і  $t_0 + n \cdot T_0 + T_0/4$ , де  $T_0$  – період коливань, а  $n$  – ціле число. Величина  $n$  вибирається з умови

$$n \cdot T_0 \ll 1/\Delta F, \quad (3)$$

де  $\Delta F$  – ширина спектра сигналу. При такому способі можна суттєво знизити вимоги до швидкодії АЦП.

Розглянуті варіанти забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності апаратними методами цілком можуть бути реалізовані з урахуванням сучасного стану цифрової елементної бази.

## 2. Забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності алгоритмічними методами

Міжперіодна когерентність обробки при реалізації СДЦ із невідомою початковою фазою зондувальних сигналів може бути досягнута не тільки фазуванням опорної напруги (гетеродина) в кожному періоді повторення, а й алгоритмічними методами.

Загальна сутність алгоритмічного методу полягає в цифровому перетворенні за допомогою АЦП зондувального сигналу (ЗС) і запису його при кожному зондуванні в пам'ять пристрою цифрової обробки ЦОС. Відклики ЗС в цьому випадку виконують роль вагових коефіцієнтів узгодженого із сигналом трансверсального фільтра. Трансверсальний фільтр (надалі будемо називати його цифровий узгоджений фільтр – ЦУФ) виконує лінійну згортку двох послідовностей: вибірок відбитого сигналу з виходу АЦП і послідовності відліків імпульсної характеристики відповідно до виразу:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{K-1} h(k)x(n-k), \quad (4)$$

де  $h(n)$  – послідовність відліків імпульсної характеристики фільтра;

$x(n)$  – цифровий сигнал, що надходить на вхід фільтра;

$K$  – кількість відліків фільтра (тривалість імпульсної характеристики фільтра)

Конкретна реалізація алгоритмічного методу може мати кілька варіантів в залежності від співвідношення швидкодії АЦП і несучої частоти зондувального сигналу.

Якщо швидкодія АЦП і пристрою ЦОС такі, що припустима частота дискретизації процесів

$$f_d \geq 4f_0 + 2\Delta F, \quad (5)$$

де  $f_0$  – несуча частота сигналу, а  $\Delta F$  – ширина спектра сигналу, то можлива пряма реалізація алгоритму (4) за еквівалентною схемою, що наведена на рис. 4.

Перевагами такого варіанту є поєднання процесів забезпечення когерентності прийнятих сигналів одночасно з узгодженою їх цифровою фільтрацією та простота схемної реалізації. Недоліком же є надзвичайно високі вимоги до швидкодії АЦП і особливо сигнального процесору, який реалізує алгоритм згортки (4).

Якщо вимоги до швидкодії АЦП визначаються фактично виразом (5), то швидкодія пристроїв ЦОС має бути набагато вищою, оскільки за інтервал дискретизації  $\Delta t$  пристрій ЦОС має здійснити  $K$  операцій перемноження двох чисел і  $K$  операцій складання.

Інтервал дискретизації  $\Delta t$  є зворотною величиною частоти дискретизації і для високочастотного вузькосмугового процесу, для якого  $f_0 \gg \Delta F$ , може бути визначений як

$$\Delta t = \frac{1}{f_d} = \frac{1}{4f_0 + 2\Delta F} \approx \frac{1}{4f_0}. \quad (6)$$

В свою чергу кількість операцій  $K$  визначається тривалістю зондувального сигналу  $\tau_i$  і частотою дискретизації

$$K \approx \tau_i 4f_0. \quad (7)$$

Тобто пристрій ЦОС має бути здатним здійснювати не менше

$$N = \frac{K}{\Delta t} = 16(f_0)^2 \tau_i \quad (8)$$

операцій перемноження за секунду.

На сьогодні для АЦП досяжними є частоти дискретизації в 1...2 ГГц. Це означає, що виходячи з вимог до швидкодії АЦП, розглянута обробка можлива до частот 250...500 МГц. Спеціалізовані пристрої ЦОС можуть виконувати до  $10^{10}$  операцій за секунду, і при тривалості зондувального сигналу  $\tau_i \approx 1$  мкс означений варіант алгоритмічного методу може бути здійсненим на частотах до 25...50 МГц, тобто лише на проміжних частотах.

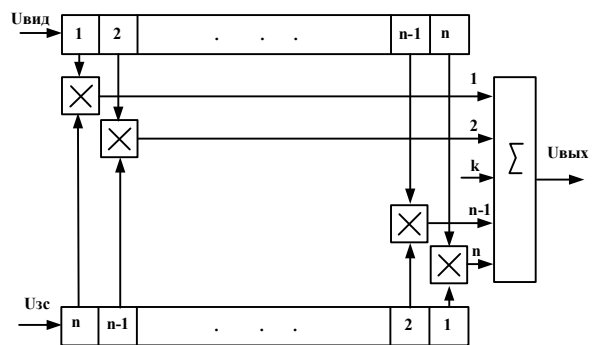


Рис. 4. Еквівалентна схема обробки

Суттєвого зниження вимог до швидкодії АЦП і пристроїв ЦОС можна досягти при переході від обробки високочастотного процесу до обробки лише комплексної обвідної сигналу відповідно до виразу:

$$\dot{y}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \dot{x}(n-k) \cdot \dot{h}^*(k) \quad (9)$$

де  $\dot{x}(n)$  – цифровий комплексний сигнал, що надходить на вхід фільтра;  $\dot{h}^*(k)$  – комплексно спряжені коефіцієнти фільтра;  $K$  – кількість відліків фільтра

(тривалість імпульсної характеристики фільтра). або в алгебраїчній формі:

$$\operatorname{Re}\{\dot{y}(n)\} = \sum_{k=0}^{K-1} \operatorname{Re}\{\dot{x}(n-k)\} \cdot \operatorname{Re}\{\dot{h}(k)\} - \sum_{k=0}^{K-1} \operatorname{Im}\{\dot{x}(n-k)\} \cdot \operatorname{Im}\{\dot{h}(k)\}; \quad (10, a)$$

$$\operatorname{Im}\{\dot{y}(n)\} = \sum_{k=0}^{K-1} \operatorname{Re}\{\dot{x}(n-k)\} \cdot \operatorname{Im}\{\dot{h}(k)\} + \sum_{k=0}^{K-1} \operatorname{Im}\{\dot{x}(n-k)\} \cdot \operatorname{Re}\{\dot{h}(k)\}. \quad (10, б)$$

Блок-схема пристрою ЦОС, що реалізує алгоритм (10), наведена на рис. 5.

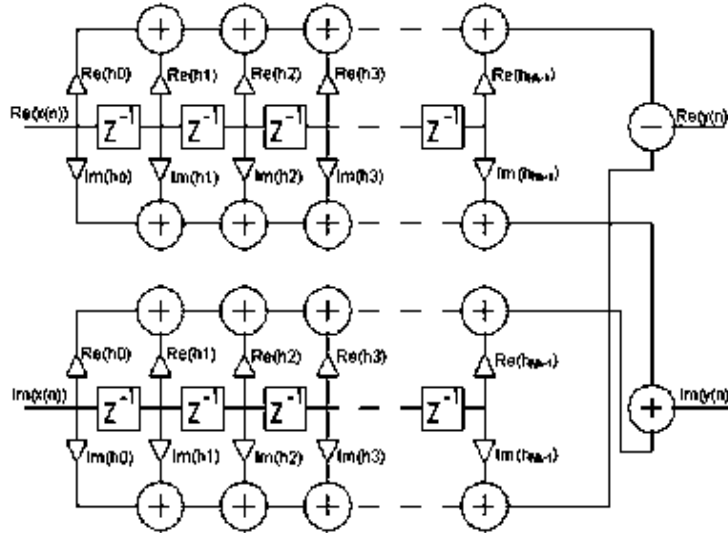


Рис. 5. Блок-схема типового КІХ-фільтра комплексного сигналу

Головним при такому переході є те, що відліки в ЦОС мають надходити тепер з дискретністю, яка визначається лише шириною спектра сигналу

$$\Delta t \leq \frac{1}{2\Delta F} \quad (11)$$

і є значно рідшою, ніж для вище розглянутого варіанта (пор. (6) і (11)), навіть з урахуванням того, що в кожному такті дискретизації мають надходити не один, як в першому варіанті, а два відліки – прямий і квадратурний.

Конкретна реалізація обробки комплексної об'єктивної сигналу залежить від способу формування його складових (прямой і квадратурної).

Історично розвиток цифрової обробки сигналів складався так, що спочатку формування складових комплексного сигналу здійснювалось на відеочастоті (рис. 6). Це пояснюється тим, що при такому варіанті є найменш жорсткими вимоги і до швидкодії АЦП, які теж визначаються співвідношенням (11).

При такому перетворенні в цифрову форму радіолокаційних сигналів без внутрішньоімпульсної модуляції вся внутрішньоімпульсна обробка прийнятих ехо-сигналів (підсилення, перетворення по частоті, узгоджена за спектром фільтрація) здійснюється аналоговими пристроями і завершується квадратурним фазовим детектуванням (рис. 6).

Відеопроцеси з виходів фазових детекторів надходять на АЦП, де перетворюються в послідовність чисел. Такому ж перетворенню піддається й частина зондувального сигналу, яка проникає в приймальний

тракт. Теоретично з урахуванням умови (11) за час дії зондувального сигналу буде сформований один парний відлік  $a_0, b_0$  (якщо тактування АЦП здійснити так, щоб відлік припадав на середину зондувального сигналу). Реально ж, проходячи через узгоджений фільтр, сигнал розтягнеться у часі, і може бути сформовано навіть три відліки за час дії зондувального сигналу. Але це принципового значення не має. Будь-який з цих відліків можна брати як опорний і вважати його за відлік  $a_0, b_0$ . Принциповим є лише те, щоб так було в кожному періоді зондування.

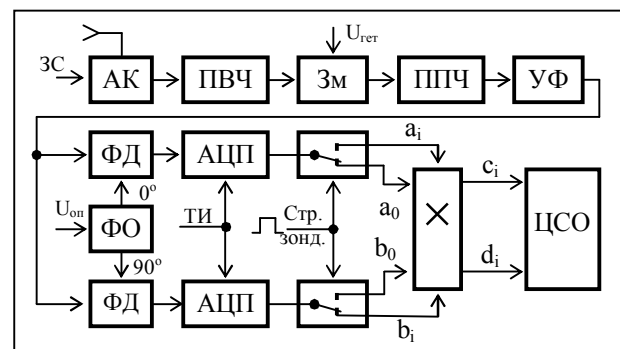


Рис. 6. Структура приймального тракту при формуванні квадратурних складових сигналів на відеочастоті: ЗС – зондувальний сигнал; АК – антенний комутатор; ФД – фазовий детектор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ПВЧ(ППЧ) – підсилювач сигналів на високій (проміжній) частоті; Зм – змішувач; УФ – узгоджений фільтр; Стр.ЗС – строб зондувального сигналу; ЦСО – цифрова система обробки

Забезпечення когерентності сигналів в цьому випадку зводиться до того, щоб із загального потоку чисел вилучити пару чисел  $a_0, b_0$ , пронормувати їх і здійснити комплексно спряжене перемноження з ними відліків ехо-сигналів  $a_i, b_i$ :

$$c_i = a_i \frac{a_0}{\sqrt{(a_0)^2 + (b_0)^2}} - b_i \frac{b_0}{\sqrt{(a_0)^2 + (b_0)^2}}; \quad (12)$$

$$d_i = a_i \frac{b_0}{\sqrt{(a_0)^2 + (b_0)^2}} + b_i \frac{a_0}{\sqrt{(a_0)^2 + (b_0)^2}}.$$

Процедура нормування є необов'язковою, якщо розрядна сітка ЦСО така, що виключається обмеження сигналів. Тоді алгоритм (12) суттєво спрощується:

$$c_i = a_i a_0 - b_i b_0; \quad (13)$$

$$d_i = a_i b_0 + b_i a_0.$$

Вираз (13) являє собою не що інше, як згортку (10) при числі відліків  $K=1$ . Після цього на пристрій ЦОС в кожному  $i$ -тому такті дискретизації надходить пара чисел  $c_i, d_i$ , де процеси будуть піддані когерентній міжперіодній обробці.

Суттєвим недоліком пристроїв перетворення сигналів в цифрову форму на відеочастоті є складності із забезпеченням ортогональності розкладання процесу на квадратурні складові, що обмежує можливість подальшої цифрової фільтрації. Тому з розвитком елементної бази, з підвищенням швидкодії та розрізняювальної здатності АЦП все більшого поширення набуває формування квадратурних складових на проміжній або навіть на високій частоті.

Загальні принципи забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності при формуванні квадратурних складових на проміжній (високій) частоті залишаються такими ж, як і розглянуті до цього. Але є й певні особливості, які пов'язані безпосередньо з формуванням квадратур. При формуванні квадратурних складових на проміжній (високій) частоті вибірки бажано брати через чверть періоду коливань несучої частоти або через інтервал [9]

$$\Delta t = \frac{2n+1}{4f_0}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (14)$$

для забезпечення ортогональності складових з одночасним перенесенням їх на відеочастоту. В пристрій ЦОС в цьому випадку достатньо буде подавати відліки з дискретністю (11). Легко бачити, що при такому формуванні квадратурних складових вузькосмугових процесів, для яких  $f_0 \gg \Delta F$ , будемо мати велику надлишковість відліків, яка в технічній літературі іноді називається передискретизацією. Але означена надлишковість використовується в самому АЦП або в послідовно ввімкненому пристрої для забезпечення цифрової фільтрації сигналів в заданій смузі частот за алгоритмом (9), що дозволяє виключити з приймального тракту такий аналоговий еле-

мент, як узгоджений фільтр (рис. 7) і замінити його цифровим узгодженим фільтром (ЦУФ). З виходу ЦУФ надходять попарно відліки уже з дискретністю (11). Таке прорідження отримало назву децимації.

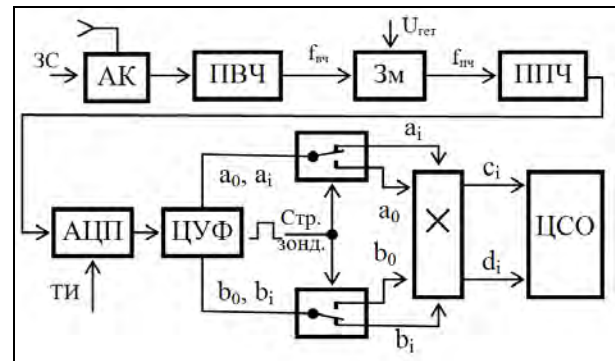


Рис. 7. Структура приймального тракту при формуванні квадратурних складових сигналів на проміжній частоті: ЗС – зондувальний сигнал; АК – антенний комутатор; ФД – фазовий детектор; ПВЧ(ППЧ) – підсилювач сигналів на високій (проміжній) частоті; Зм – змішувач; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ЦУФ – цифровий узгоджений фільтр; Стр.ЗС – строб зондувального сигналу; ЦСО – цифрова система обробки

Розглянуті до цього варіанти обробки сигналів з формуванням квадратурних складових на відео і на проміжній (високій) частоті є прийнятними лише при відомих значеннях проміжної (високої) частоти, бо тільки за такої умови параметри аналогового узгодженого фільтра (УФ – на рис. 6) чи цифрового узгодженого фільтра (ЦУФ – на рис. 7) можуть бути фіксованими. Реально ж в РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю, в яких передавальні пристрої побудовані за схемою автогенератора, частота коливань априорі невідома. Більше того, вона може змінюватись в процесі роботи під впливом об'єктивних чинників (температура, зміна напруги живлення, тощо) або при перестроюванні передавача по частоті. В аналогових РЛС, як уже зазначалось в п. 1, робота системи СРЦ тісно пов'язана з режимами роботи системи АПЧ та системи перестройки частоти (СПЧ) генерованих коливань. Завдання означених систем полягало в підтриманні постійного значення проміжної частоти з точністю до десятих часток ширини спектра сигналу.

В "цифрових" РЛС принцип залишається таким же, але вимоги щодо точності роботи АПЧ можуть бути різними в залежності від способу цифрової обробки ехо-сигналів. Якщо формування квадратурних складових і обробка сигналів здійснюється за схемами, що наведені на рис. 6, 7, то вимоги щодо систем АПЧ і СПЧ залишаються такими, як і для аналогових РЛС. Якщо ж формування квадратурних складових здійснювати на проміжній (високій) частоті, а узгоджену фільтрацію ехо-сигналів виконувати, як згортку із зон-





внутрішньою когерентністю, незважаючи на відносно високу вартість передавачів, побудованих за схемою "високостабільний збудник – підсилювач потужності". Більш дешеві передавальні пристрої на магнетронах поступились свого часу місцем головним чином через два основні недоліки: низька стабільність частоти генерованих коливань, та труднощі із забезпеченням когерентності зондувальних сигналів.

2. Останні досягнення в технології виготовлення НВЧ-приладів значно підвищили стабільність магнетронів, а розвиток цифрової елементної бази відкриває нові можливості з обробки сигналів. Все це певною мірою послаблює недоліки магнетронних передавачів і робить їх знову придатними до використання, як при розробці нових дешевих РЛС, так і особливо при модернізації існуючого парку РЛС з дзеркальними антенами, в яких вимушено приходиться використовувати потужні передавальні пристрої з великою скважністю зондування.

3. Можливості сучасної цифрової елементної бази в цілому забезпечують реалізацію еквівалентної внутрішньої когерентності зондувальних сигналів в РЛС з магнетронними автогенераторами, як апаратними, так і програмними (алгоритмічними) методами.

4. При реалізації апаратних методів забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності зондувальних сигналів проблемними є два завдання: вимірювання фази зондувального сигналу і синтез коливань напруги гетеродина необхідної частоти і початкової фази. Для їхнього вирішення необхідні надшвидкодійні АЦП і не менш швидкодіючі синтезатори частоти прямого цифрового синтезу. Виходячи з можливостей сучасної елементної бази така реалізація можлива до частот 500...600 МГц.

5. Основними операціями при використанні алгоритмічних методів забезпечення еквівалентної внутрішньої когерентності зондувальних сигналів є фор-

мування квадратурних складових сигналу і обчислення згортки ехо-сигналів із зондувальними. Виходячи з вимог до швидкодії АЦП та спеціалізованих пристроїв ЦОС, реалізація алгоритмічного методу може бути здійсненою на частотах до 30...50 МГц.

## Список літератури

1. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации / Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков, И.Н. Бусыгин. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.
2. Бакулев П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П.А. Бакулев, В.М. Степин. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
3. Андрианова Е.П. Параметры лучших зарубежных СВЧ-приборов / Е.П. Андрианова. – М.: ОНТИ НПО "Исток", 1990. – 126 с.
4. Литвинов В.В. Повышение защищенности от пассивных помех обзорных РЛС с низкостабильными генераторными приборами / В.В. Литвинов, В.И. Климченко, А.В. Очкуренко // Межд. конф. «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации». Том 1, ч. 1. – Х.: ХНУРЭ, 2008. – С. 109-112
5. Климченко В.И. Структура приемо-передающего тракта защищенного от пассивных помех радиолокатора с низкостабильными генераторными приборами / В.И. Климченко, А.В. Очкуренко // Системы управления, навигации та зв'язку. – К.: ЦНДІ НіУ, 2008. – Вип. 1(5), – С. 59-64.
6. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы / В.Б. Пестряков. – М.: Сов. радио, 1968. – 468 с.
7. Глинченко А.С. Цифровые методы измерения сдвига фаз / А.С. Глинченко, С.С. Кузнецкий, А.М. Фиштейн. Отв. ред. С.Ф. Корндорф. – Н-ск: Наука, 1979. – 280 с.
8. Переход Н.Г. Измерение параметров фазы случайных сигналов / Н.Г. Переход. – Томск: Томское отделение издательства "Радио и связь", 1991. – 310 с.
9. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. Часть 1: Преобразование сигнала в цифровую форму / Д.Ю. Бобров, А.П. Доброжанский и др. // Цифровая обработка сигналов. – 2001. – № 4. – С. 2-11.

Надійшла до редколегії 10.09.2014

Рецензент: д-р техн. наук проф. А.В. Кобзев, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

## ПУТИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ВНУТРЕННЕЙ КОГЕРЕНТНОСТИ В РЛС С МАГНЕТРОННЫМИ ГЕНЕРАТОРАМИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СОВРЕМЕННОЙ ЦИФРОВОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ

Г.Г. Камалтынов, В.И. Климченко

Рассматриваются особенности построения и функционирования приемо-передающих трактов в РЛС с эквивалентной внутренней когерентностью при использовании в них цифровой обработки сигналов. Выдвигаются требования к основным цифровым устройствам в таких РЛС. Анализируются возможности современной цифровой элементной базы на соответствие отмеченным требованиям. Предлагаются два основных направления в реализации обеспечения эквивалентной внутренней когерентности в РЛС с автогенераторами: аппаратный и алгоритмический. Обсуждаются возможные пути реализации обоих направлений.

**Ключевые слова:** зондирующий сигнал, когерентность, фазирование, селекция движущихся целей.

## WAYS OF PROVIDING OF EQUIVALENT INTERNAL COHERENTNESS IN RLS WITH MAGNETRON GENERATORS WITH THE USE OF MODERN DIGITAL ELEMENT BASE

G.G. Kamaltnov, V.I. Klimchenko

The features of construction and functioning of combined highways are examined in RLS with equivalent internal coherentness at the use in them of digital treatment of signals. Requirements are pulled out to the basic digital devices in such RLS. Possibilities of modern digital element base are analysed on conforming to the noted requirements. Two basic directions are offered in realization of providing of equivalent internal coherentness in RLS with ascillators: vehicle and algorithmic. The possible ways of realization of both directions come into a question.

**Keywords:** sounding signal, coherentness, phasing, selection of moving-targets.