

прозвучування під кутом до поверхні виробу площини дефекту. При прозвучуванні під прямим кутом [2] $\Theta = \alpha$, а однократно відбитим променем $\Theta = 180^\circ - \alpha$. Вимірюючи максимальні амплітуди сигналів дифрагованої хвилі при озвучуванні прямим U_{i0} і однократно відбитим U_{i1} променями по їх співвідношенню [2]: $\chi = U_{i1}/U_{i0}$ можна в деякій мірі визначати такі типи дефектів: площинні (тріщини), округлі (пори, шлаки), напівплоскісні (пори з тріщинами). Найбільш ефективно дифракція виникає на гострих краях, де сигнали, що приймаються відповідають геометрооптичному віддзеркаленню від дефектів, імпульсів дифрагованих хвиль, можуть представляти собою фіктивні сигнали чи внаслідок неоптимального їх випромінювання і прийому мають порівняно малі амплітуди і не можуть бути детектовані. В зв'язку з складним процесом вимірювання метод використовують лише в експериментальних цілях.

Висновок. В результаті проведеного аналізу методів ультразвукової дефектоскопії виявлено, що найдоцільнішим є використання ехо-методу та ЗТМ, в основному за рахунок високої інформативності сигналу, метрологічних характеристик та високої точності виявлених дефектів. Найкращим варіантом оптимізації цих методів є використання нових типів ПЕП з різними кутами нахилу вводу ультразвукових коливань та покращеними технічними параметрами, такими як ширина діаграми спрямованості, параметри мертвої зони, чутливість.

Література

1. Ермолов И. Н. Неразрушающий контроль: в 5 кн. Кн. 2. Акустические методы контроля : [практическое пособие] / Алешин Н.П., Потапов А.И. ; под ред. Сухорукова В.В. – М. : Высш. шк., 1991. – 283с.: ил.
2. Марков А.А. Ультразвуковая дефектоскопия рельсов / А.А. Марков, Д.А. Шпагин. – СПб. : "Образование – Культура", 1999. – 230с.
3. Кретов Е.Ф. Ультразвуковая дефектоскопия в энергомашиностроении: [учеб. пособие] / Е.Ф. Кретов – СПб., 1995. – 327 с.
4. Неразрушающий контроль рельсов при их эксплуатации и ремонте / [Гурвич А.К., Довнар Б.П., Козлов В.Б., Круг Г.А., Кузьмина Л.И., Матвеев А.Н.] ; под ред. Гурвича А. К. – М. : Транспорт, 1983. – 318 с.
5. Ермолов И.Н. Неразрушающий контроль: справочник: в 7 т. – том 3 : ультразвуковой контроль / И.Н. Ермолов, Ю.В. Ланге; Под общ. ред. Клюева В.В. – М. : машиностроение, 2004. – 864с.: ил.

Надійшла 17.1.2011 р.

УДК 621.396.963

О.В. МАЗУРЕНКО, О.К. ЯНОВИЦЬКИЙ, К.Л. ГОРЯЩЕНКО
Хмельницький національний університет

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ БОРТОВОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ПОВІТРЯНИМ РУХОМ

У статті розглядається метод підвищення ефективності придушення запиту бічними пелюстками систем управління повітряним рухом, який полягає у використанні двоступеневого рівня придушення. Описується структурна схема цифрового пристрою придушення.

In the article was discussed the method of increasing efficiency of query suppression, which are generated by the sidelobes of the air traffic control system. This method based on the use of two-level of suppression. Structure of digital suppression device was described.

Ключові слова: бічні пелюстки, двоступеневий рівень придушення.

Вступ

В даний час у зв'язку із зростаючою щільністю руху апаратів, що літають, а також застосуванням автоматизованих систем управління повітряним рухом стає вельми актуальним питання зниження вірогідності помилкового запиту відповідачів управління повітряним рухом (УПР).

У сучасних системах УПР придушення помилкового запиту здійснюється завдяки спільній роботі як наземних, так і бортових пристроїв [5].

Основна частина

Відомо, що діаграма спрямованості антени РЛС в горизонтальній площині має бічні пелюстки [1]. Не дивлячись на те, що бічні пелюстки мають меншу потужність випромінювання, проте, бортова система може приймати сигнал і від бічних пелюсток. Як результат – видавати сигнал-відповідь. Така поведінка систем створює складнощі в ідентифікації робочої ситуації на екрані РЛС.

Для придушення запиту від бічних пелюсток використовується відмінність енергетичних рівнів випромінювання головного і бічних пелюсток наземних РЛС [5].

До двох імпульсів запитальної коди P_1 і P_3 (див. рис. 1) випромінюваних направленою антеною, додається третій імпульс P_2 (імпульс придушення), що випромінюється окремою всебічно направленою

антенною (антенною придушення). Таким чином, в просторі виникає наступна ситуація. Якщо літальний об'єкт знаходиться в напрямі на головну пелюстку, тоді третій імпульс P_2 значно менший, що указує на нормальну умову. При отриманні сигналу від бічної пелюстки, рівні сигналів P_1, P_3 порівнянні з P_2 , а отже сигнал є помилковим і підлягає ігноруванню.

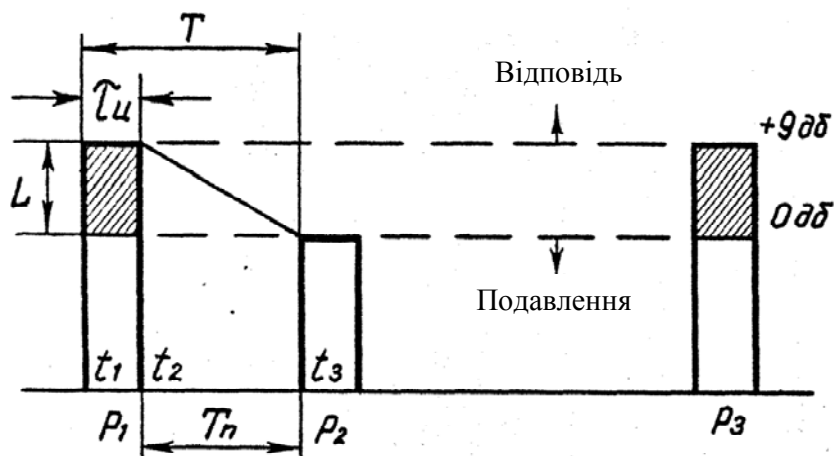


Рис. 1. Принцип передачі тріімпульсного сигналу

Імпульс придушення за часом відстає на $2 \pm 0,15$ мкс від первинного імпульсу запитальної коди. У бортовому пристрої проводиться порівняння амплітуд імпульсів коди P_1, P_3 і імпульсу придушення P_2 . Відповідь проводиться тільки тоді, коли рівень P_1, P_3 більше P_2 (рівня придушення).

Слід зазначити, що зона дії системи УПР розділена енергетичним рівнем сигналу придушення на зону потенційної можливості помилкового запиту, тобто зону в якій можливий помилковий запит і зону відсутності помилкового запиту - зону упевненого запиту. Оскільки енергетичний рівень сигналу придушення підбирається свідомо більше рівня сигналів випромінюваних бічними пелюстками, важливо здійснити правильний його вибір, що неможливе без аналізу точнісних характеристик пристрою придушення відповідачів.

У пристроях придушення сучасних відповідачів використовуються схеми амплітудного порівняння на транзисторах з накопичувальною ємкістю в ланцюзі емітера [2].

У таких пристроях рівень придушення формується шляхом розряду з однаковим струмом накопичувальної ємкості до приходу імпульсу придушення.

На рис. 3 приведена схема амплітудного порівняння. Нестабільність рівня придушення складається з непостійності струму розряду накопичувальної ємкості δ_c і зміни тимчасових інтервалів вхідних сигналів δ_t .

Термостабілізація струму розряду накопичувальної ємкості дозволяє обмежити першу складову - нестабільність рівня придушення в межах декількох відсотків.

Основною погіршеністю бортових пристроїв придушення є залежність рівня придушення від зміни тимчасових інтервалів вхідних сигналів в межах $2 \pm 0,15$ мкс і тривалість PI-імпульса в інтервалі $0,9 \pm 0,1$ мкс (вимоги ГОСТу [2, 3]), тобто загальної зміни тимчасових інтервалів в діапазоні $(0,15 + 0,1) \cdot 2 = 0,5$ мкс.

Враховуючи вимоги державного стандарту [3] до параметрів придушення систем УПР, а також зважаючи на лінійність логарифмічної характеристики приймального тракту відповідача, нестабільність рівня придушення ΔL від зміни тимчасових інтервалів вхідних сигналів рівна:

$$\Delta L = L_n \cdot K \tag{1}$$

де K – відносний коефіцієнт розлагодження тимчасових інтервалів:

$$K = \frac{t_2 - t_1}{t_2};$$

t_1, t_2 – граничні значення тимчасових інтервалів: $t_1 = 0,95, t_2 = 1,45$ (див. рис. 3);

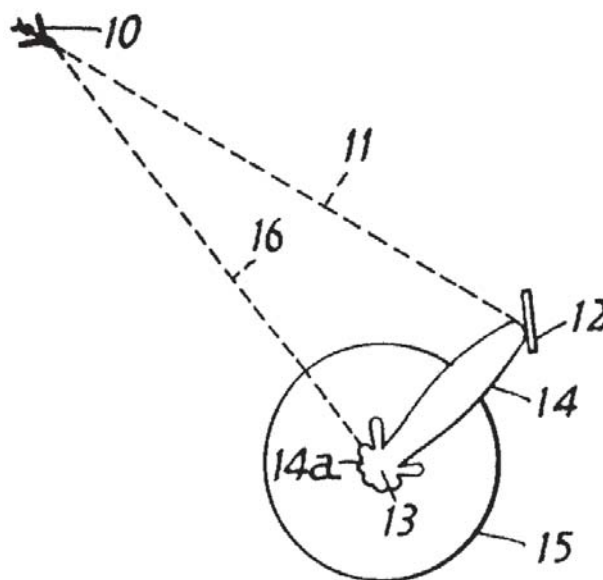


Рис. 2. Принцип взаємодії з тріімпульсною системою в умовах відбитого сигналу. Тут (умовні позначення на малюнку відповідають патенту [5]): 10 - літак, 11 - відбитий шлях, 12 - відзеркалювальна поверхня, 13 - направлена наземна станція, 14 - діаграма спрямованості, 15 - рівнонаправлення діаграма контрольного випромінювання, 16 - прямий шлях

L_n – заданий рівень придушення 9 дБ, тоді $\Delta L = 3,1$ дБ.

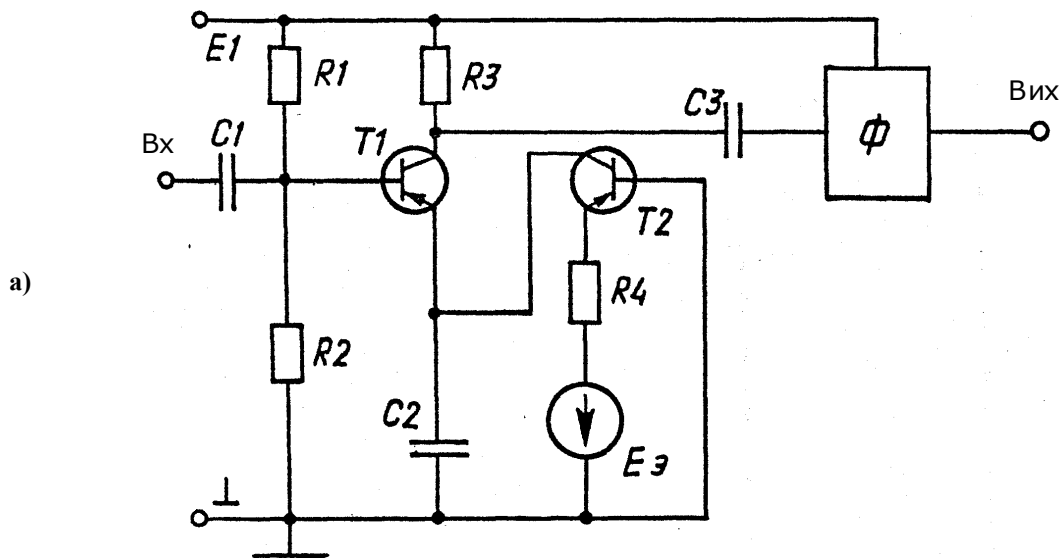


Рис. 3. Вхідні ланцюги пристроїв придушення сучасних відповідачів – схема амплітудного порівняння

Таким чином, рівень сигналу придушення, з урахуванням дестабілізуючих чинників, необхідно збільшувати на 3,1 дБ, при цьому не враховувався нелінійний характер рівня придушення.

Відомо з основного рівняння радіолокації [8], що при активній відповіді (сигнал від відповідача радіолокації) дальність D до відповідача визначається виразом:

$$D = \sqrt{\frac{P_{\text{вип}} \cdot G_{\text{вип}} \cdot G_{\text{пр}} \cdot \lambda_3^2}{(4\pi)^2 \cdot P_{\text{пр}}}}$$

де $P_{\text{вип}}$ – потужність передавача запитувача;

$G_{\text{вип}}$, $G_{\text{пр}}$ – коефіцієнти спрямованості антен передавача і приймача каналу запиту;

$P_{\text{пр}}$ – потужність в точці прийому, відповідна чутливості відповідача;

λ_3 – довжина хвилі.

Тоді відносна зміна зони упевненого запиту рівна:

$$\frac{D_M}{D_n} = \frac{\sqrt{\frac{P_{\text{вип.м}} \cdot G_{\text{вип}} \cdot G_{\text{пр}} \cdot \lambda_3^2}{(4\pi)^2 \cdot P_{\text{пр}}}}}{\sqrt{\frac{P_{\text{вип.н}} \cdot G_{\text{вип}} \cdot G_{\text{пр}} \cdot \lambda_3^2}{(4\pi)^2 \cdot P_{\text{пр}}}}} = \frac{\sqrt{P_{\text{вип.м}}}}{\sqrt{P_{\text{вип.н}}}} \quad (2)$$

де D_n , $P_{\text{вип.н}}$ – номінальне значення потужності передавача запитника і дальності прийому сигналу придушення;

D_M , $P_{\text{вип.м}}$ – максимальне значення потужності передавача запитника і дальності прийому сигналу придушення (з урахуванням збільшення рівня придушення відповідача).

Одним з напрямів по збільшенню ефективності придушення запиту бічними пелюстками систем УПР є застосування двоступінчатого рівня придушення. Електрична схема, що пояснює принцип роботи пристрою триімпульсного придушення використовуючи двоступінчатий рівень, приведені на рис. 4, а. Рис. 4, б - умовна функціональна схема, що пояснює принцип роботи.

Схема містить вхідний ланцюг з дільником на $R1$, $R3$; елемент порівняння на $VT1$; елемент аналогової пам'яті на $VT2$, $C4$; формувач імпульсів Φ ; ключ K з накопичувальною ємністю $C5$ і ланцюг розряду $VD1$.

Схема працює таким чином. З приходом імпульсу P_1 ємність $C3$ елементу порівняння заряджає до його амплітудного значення, ємність $C5$ елементу аналогової пам'яті до рівня придушення. Накопичувальна ємність $C5$ заряджає до напруги джерела $E3$ через ключ K , який замкнутий під час дії вихідного імпульсу формувача Φ .

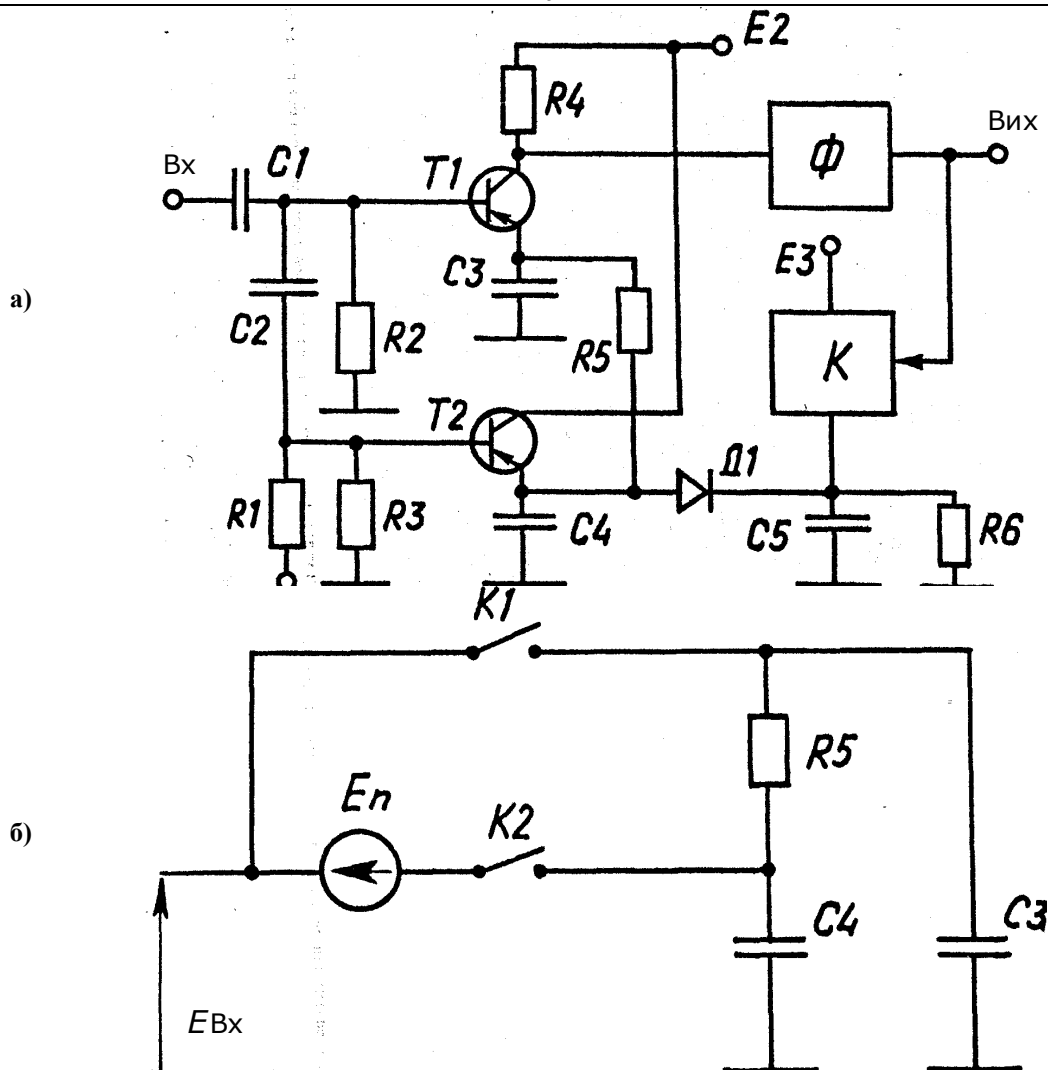


Рис. 4. Вхідні ланцюги пристроїв придушення сучасних відповідачів:
 а) схема амплітудного порівняння; б) схема трімппульсного придушення;
 в) функціональна схема трімппульсного придушення

Після проходження імпульсу P_1 коду запиту, напруга на ємкості C_3 знижується до рівня придушення на ємкості C_5 і залишається незмінним до приходу імпульсу придушення P_2 .

Після амплітудного порівняння імпульсу придушення P_2 напруга на накопичувальній ємкості C_5 знижується до рівня придушення, відкривається діод VD_1 і напруга на ємкостях C_3, C_4, C_5 знижується по експоненті до нуля.

Таким чином, застосування двоступінчатої схеми придушення дозволяє виключити залежність рівня придушення від вимірювання тимчасових інтервалів вхідних сигналів.

Очевидно, що виходячи з умов виразу (1) отримаємо:

$$10 \lg \frac{P_{\text{вип.м}}}{P_{\text{вип.н}}} = \Delta L = 3,1 \text{ дБ}, \quad \text{та} \quad P_{\text{вип.м}} = 2,04 \cdot P_{\text{вип.н}} \quad (3)$$

Отже, збільшення зони упевненого запиту за рахунок виключення нестабільності рівня придушення відповідача від зміни тимчасових інтервалів запитального сигналу з урахуванням виразів (2) і (3) складають:

$$\Delta D = D_m - D_n = D_n \cdot \frac{\sqrt{P_{\text{вип.м}}} - \sqrt{P_{\text{вип.н}}}}{\sqrt{P_{\text{вип.н}}}} = 0,43 \cdot D_n.$$

Поліпшення зони в ідеальному випадку горизонтального рівня придушення сигналу від бічних пелюсток складе 43% від номінального значення. Оскільки аналогові пристрої мають значні відхилення параметрів при дії температури, яка приводить до істотних відхилень в роботі [4] і складає до 1,5 дБ по напрузі, що приводить до поліпшення зони не більше 20% від номінального значення.

Особливістю систем трімппульсної системи є відмінність рівнів сигналів P_1 і P_2 на 9 дБ. Згідно цієї вимоги, слідє необхідність в порівнянні саме в децибельній системі рівнів прийнятих сигналів.

Одним з можливих шляхів вирішення проблеми лежить у використанні сучасних аналогово-цифрових перетворювачів [7] спільно з мікропроцесорною обробкою отриманого результату.

Цифрова високошвидкісна елементна база здатна працювати в діапазоні $-40 \dots +60$ °C дозволяє

вирішити поставлену задачу із значно меншими витратами в досягненні повторюваності параметрів приймальної апаратури з одночасним досягненням високої надійності в необхідному діапазоні робочих температур.

Пропонується сучасна схема триімпульсного подавлення, яка має більш високий параметр по стабільності рівня виділення сигналу запиту порівняно з приведеною аналоговою схемою. Структурна схема пропонованого методу зображена на рис 4.

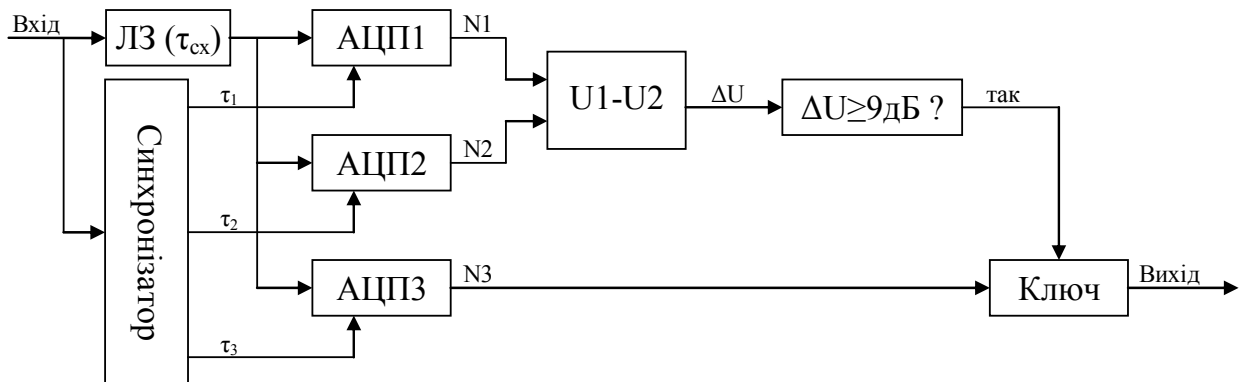


Рис. 4. Структурна схема цифрового пристрою подавлення запиту від бокових пелюсток діаграми направленості із диспетчерських вторинних радіолокаційних систем:

ЛЗ ($\tau_{сх}$) – лінія затримки корекції часу спрацювання синхронізатора; АЦП1, АЦП2, АЦП3 – аналогово-цифрові перетворювачі; "U1-U2" – вимірник різниці напруги сигналів P_1, P_2 ; " $\Delta U \geq 9$ дБ" – дискриміатор величини ΔU

На рис. 4. показана структурна схема пристрою для подавлення запиту від бокових пелюсток систем керування повітряного руху. Схема реалізована на базі цифрової обробки прийнятого сигналу. Мета розробки цифрової системи обробки сигналів систем керування повітряного руху має на меті виконання логарифмічної обробки різниці сигналу.

Пристрій складається з таких послідовних частин:

1. Синхронізатор. Представляє собою блок виділення сигналів P_1, P_2, P_3 у вхідному сигналі запиту від системи керування повітряного руху. Результатом спрацювання є формування трьох імпульсів τ_1 - τ_3 , що відповідають надходженню на вхід синхронізатора сигналу запиту.

2. Лінія затримки з часом затримки спрацювання синхронізатора $\tau_{сх}$. Призначений для коригування моменту надходження вхідного сигналу на аналогово-цифрові перетворювачі з моментом спрацювання синхронізатора.

3. АЦП1-АЦП3 призначено для перетворення вхідного сигналу у відповідний цифровий код. Синхронізатор формує тактові сигнали τ_1 - τ_3 , згідно яких відбувається ініціювання циклу перетворення та оновлення вихідного коду на виході АЦП до наступного циклу.

4. Диференціатор U1-U2 призначено для виконання операції вимірювання логарифмічного співвідношення між сигналом P_1 та P_2 . Оскільки схема працює з цифровими кодами, то і вихідний різницевий сигнал також є цифровим кодом.

5. Компаратор рівня ≥ 9 дБ порівнює отриманий результат з встановленим порогом придушення у 9 дБ. В разі виконання потрібного рівня співвідношення, формується сигнал дозволу, що відкриває ключ на проходження сигналу від АЦП3 на вихід для подальшої обробки.

Оскільки сигнали P_1, P_2, P_3 розділені часовими проміжками між собою, то в реальній системі можливе застосування одиничного АЦП для виконання операцій вимірювання. А використання елементів проміжного накопичення результатів роботи АЦП є достатніми для запису результатів у моменти τ_1, τ_2, τ_3 .

Принцип роботи пристрою полягає у наступному: з виходу логарифмічного підсилювача літакового відповідача сигнали P_1, P_2, P_3 поступають в синхронізатор. Синхронізатор з виходу τ_1 відкриває ключ К1 і напруга еквівалентна P_1 поступає на вхід АЦП1, де здійснюється перетворення у цифровий код та запам'ятовується. При надходженні сигналу P_2 через час τ_2 подається сигнал на ключ К2 і напруга еквівалентна P_2 поступає на вхід АЦП2, де запам'ятовується. У диференціаторі проводиться операція віднімання від U_1 значення U_2 де отримується сигнал ΔU , який подається на дискриміатор, де порівнюється його значення з рівнем сигналу $\log(P_1/P_2) \geq 9$ дБ при виконанні цієї умови подається сигнал "ТАК" на схему співпадіння "і". При приході імпульсу P_3 через час τ_3 включається ключ К3 через який приходять на АЦП3. Цей сигнал при присутності цих сигналів видається вихідний сигнал, який засвідчує прийом сигналів P_1, P_2, P_3 по основній пелюстці діаграми направленості і поступає у шифратор для подальшої обробки.

Цей пристрій має наступні переваги:

1. Виключена похибка девіації порогу спрацювання аналогової схеми, що була розглянута попередньо, що дає змогу збільшити відстані дії радіолокаційної системи на 20%.

2. Конструктивно, даний пристрій може бути виконано на однокристальній схемі, що покращує надійність роботи пристрою і зменшує трудомісткість його налаштування.

Недоліки схеми:

1. До недоліків слід віднести відносно більшу вартість пристрою до аналогового варіанту, що може бути компенсовано покращеною характеристикою радіолокаційної системи в цілому.
2. Вимагає більшої температурної стабілізації цифрових елементів, так як бортові системи працюють при зміні температур від -50 до +50 /градус Цельсія.

Висновки

1. Триімпульсна система, не дивлячись на те, що розроблена і використовується давно, продовжує залишатися однією з актуальних систем, яка дозволяє вирішити задачу визначення помилкових сигналів радарних запитів в реальному масштабі часу.
2. Розглянутий та представлений цифровий спосіб реалізації пристрою триімпульсного подавлення бокових пелюсток значно покращує технічні характеристики радіолокаційних систем ближньої навігації збільшення дальності дії на 20% відносно аналогових систем, збільшення ймовірності вірного прийому сигналів в реальному часі.

Література

1. Лавров А.С. Антенно-фидерные устройства / А.С. Лавров, Г.Б. Резников. – М.: Советское радио, 1974. – 368 с.
2. СО-69. Руководство по технической эксплуатации – 111.31.03. – М., 1976. – С. 77-79.
3. ГОСТ 21800-76. Системы вторичной радиолокации для управления воздушным движением. Общие технические требования. – М.: Изд-во стандартов, 1976.
4. Яновицький О.К. Метод підвищення стабільності триімпульсного подавлення в радіотехнічних системах управління повітряним рухом / О. К. Яновицький, С. О. Яновицький, М. Й. Жиган. – С. 243-250.
5. Пат. 3643256 Unites States Patent МПК G 01 S 9/56. Secondary radar system / Phillip Collinson Owen, England. – Feb. 15, 1972.
6. Системы вторичной радиолокации для управления воздушным движением. Методы измерений основных параметров: ГОСТ 25620-83. – [Действительный с 17.05.1983]. – М.: Изд-во стандартов. – 26 с.
7. Kester Walt. Analog-digital conversion / Analog Devices, Inc. – USA. – 1138 p. – ISBN 0-916550-27-3
8. Теоретические основы радиолокации : [учебное пособие для вузов] / [Под ред. Дулевича]. – М.: Советское радио, 1978.

Надійшла 25.1.2011 р.

УДК 004.89

Т.О. САВЧУК, О.В. СМІРНОВА
Вінницький національний технічний університет

МОДЕЛЬ АНАЛІЗУ ТЕХНОГЕННОЇ ПРОБЛЕМНОЇ СИТУАЦІЇ

Розглянуті основні методи штучного інтелекту для аналізу проблемних ситуацій, проведено їх порівняльний аналіз. Запропоновано модель аналізу техногенної проблемної ситуації.

The main methods of artificial intelligence to analyze problem situations, conducted a comparative analysis. Model for man-made problem situation analyzing was proposed.

Ключові слова: проблемна ситуація, техногенна проблемна ситуація, аналіз техногенної проблемної ситуації, математична модель.

Вступ

Прогнозувати соціальні та екологічні наслідки техногенних проблемних ситуацій практично неможливо на сучасному етапі соціально-економічних перетворень та розвитку виробничих сил. Аналіз сучасних досліджень в галузі проблемних ситуацій показує, що застосування класичних статистичних підходів для аналізу техногенних проблемних ситуацій має низку недоліків. Перш за все, вони засновані на використанні методів та моделей, що мають складні алгоритми з великою кількістю параметрів, які є неефективними при виникненні слабко структурованих і неструктурованих проблемних ситуацій і іноді дають навіть якісно невірні передбачення. Це пов'язано як з великою складністю розв'язуваних завдань, так і з їх залежністю від множини суб'єктивних факторів [1-4]. Тому для аналізу техногенних проблемних ситуацій необхідно використовувати нетрадиційні, нові методи аналізу, засновані на використанні апарату штучного інтелекту.

Застосування методів штучного інтелекту для аналізу проблемних ситуацій

Технології аналізу даних, що базуються на застосуванні класичних статистичних підходів, мають низку недоліків [1-4]. Крім того, відповідні методи ґрунтуються на використанні усереднених показників, на підставі яких важко з'ясувати справжній стан справ у досліджуваній сфері.

Окрім того, стандартні статистичні методи відкидають (нехтують) нетипові спостереження – так звані піки та сплески. Проте окремі нетипові значення можуть становити самостійний інтерес для