

УДК 621.396.963

С. О. Яновицький; В. М. Кичак, д. т. н., проф.; К. Л. Горященко, к. т. н.
ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ БОРТОВОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ПОВІТРЯНИМ РУХОМ

У статті розглянуто метод підвищення ефективності придушення запиту бічними пелюстками систем керування повітряним рухом, який полягає у використанні двоступеневого рівня придушення. Описано два пристрої придушення, наведено їхні порівняльні характеристики стабільності рівня придушення. Проведено аналіз однієї з основних характеристик відповідачів літака – придушення помилкового запиту від бічних пелюсток, показано шляхи його поліпшення.

Ключові слова: бічні пелюстки, двоступеневий рівень придушення.

Вступ

На сьогодні у зв'язку із зростаючою щільністю руху апаратів, що літають, а також застосуванням автоматизованих систем керування повітряним рухом набуває актуальності питання зниження вірогідності помилкового запиту відповідачів керування повітряним рухом (КПР).

У сучасних системах КПР придушення помилкового запиту здійснюється завдяки спільній роботі як наземних, так і бортових пристроїв [4].

Основна частина

Відомо, що діаграма спрямованості антени РЛС в горизонтальній площині має бічні пелюстки [1]. Але зважаючи на те, що вони мають меншу потужність випромінювання, 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 головних і бічних пелюсток наземних РЛС [4].

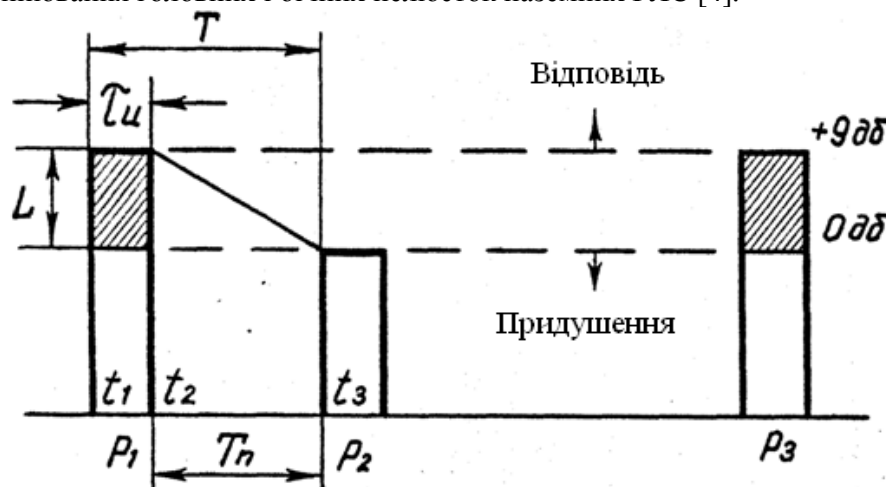


Рис. 1. Принцип передачі триімпульсного сигналу

До двох імпульсів запитальної коди P₁ і P₃ (див. рис. 1) випромінюваних направленою антеною, додається третій імпульс P₂ (імпульс придушення), що випромінюється окремою всебічно направленою антеною (антеною придушення). Таким чином, у просторі виникає наступна ситуація. Якщо літальний об'єкт спрямований 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.

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 відбувається тільки тоді, коли рівень P_1 , P_3 більше P_2 (рівня придушення).

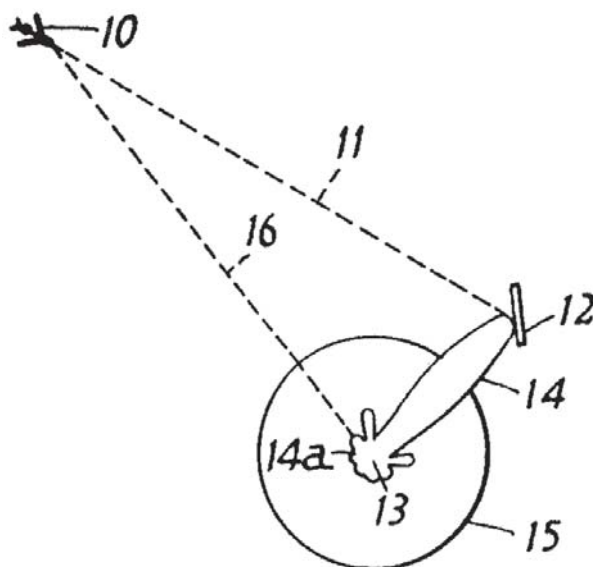


Рис. 2. Принцип взаємодії з триімпульсною системою в умовах відбитого сигналу.

Умовні позначення на малюнку відповідають патенту [4]:

10 – літак, 11 – відбитий шлях, 12 – відзеркалювальна поверхня, 13 – направлена наземна станція, 14 – діаграма спрямованості, 15 – рівнонаправлена діаграма контрольного випромінювання, 16 – прямий шлях

Слід зазначити, що зона дії системи КІР 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 вище рівня сигналів випромінюваних бічними пелюстками, важливо здійснити правильний його вибір, що неможливо без аналізу точнісних характеристик пристрою придушення відповідачів.

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

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

На рис. 3 а наведена схема амплітудного порівняння.

Нестабільність рівня придушення складається з непостійності струму розряду накопичувальної ємності δ_c і зміни часових інтервалів вхідних сигналів δ_t .

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

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

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

$$\Delta L = L_n \cdot K \quad (1)$$

де K – відносний коефіцієнт розузгодження часових інтервалів:

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

t_1, t_2 – граничні значення часових інтервалів: $t_1 = 0,95$, $t_2 = 1,45$ (див. рис. 3); L_n – заданий рівень придушення 9 дБ, тоді $\Delta L = 3,1$ дБ.

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

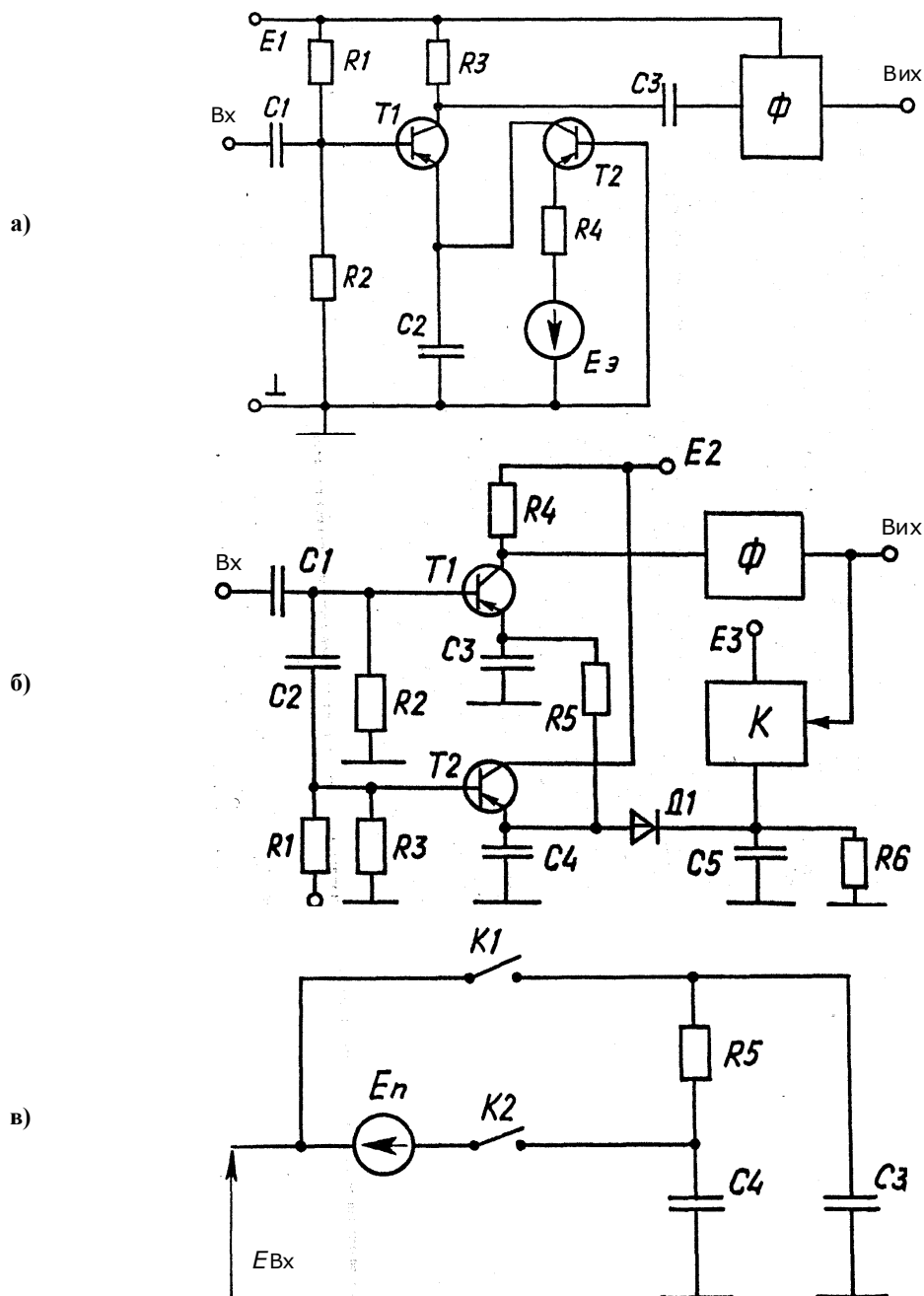


Рис. 3. Вхідні кола пристроїв придушення сучасних відповідачів:
а) схема амплітудного порівняння; б) схема триімпульсного придушення;
в) функціональна схема триімпульсного придушення

Відомо з основного рівняння радіолокації [7], 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 опитування; $G_{\text{вип}}$, $G_{\text{пр}}$ – 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:

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

де D_H , $P_{\text{вип.н}}$ – номінальне значення потужності передавача опитування і дальності прийому сигналу придушення; D_M , $P_{\text{вип.м}}$ – максимальне значення потужності передавача опитування 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, наведена на рис. 3б., рис. 3в – умовна функціональна схема, що пояснює принцип роботи.

Схема містить вхідне коло з дільником на R1, R3; елемент порівняння на VT1; елемент аналогової пам'яті на VT2, C4; формувач імпульсів Ф; ключ К з накопичувальною ємністю C5 і ланцюг розряду VD1.

Схема працює таким чином. З приходом імпульсу P_1 ємність C3 елемента порівняння заряджає до його амплітудного значення, ємність C5 елемента аналогової пам'яті – до рівня придушення. Накопичувальна ємність C5 заряджає до напруги джерела E3 через ключ К, який замкнений під час дії вихідного імпульсу формувача Ф.

Після проходження імпульсу P_1 коду запиту напруга на ємності C3 знижується до рівня придушення на ємності C5 і залишається незмінною до приходу імпульсу придушення P_2 .

Після амплітудного порівняння імпульсу придушення P_2 напруга на накопичувальній ємності C5 знижується до рівня придушення, відкривається діод VD1 і напруга на ємностях C3, C4, C5 знижується по експоненті до нуля.

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

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

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

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

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

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 [3] і складає до 1,5 дБ по напрузі, що приводить до поліпшення зони не більше 20% від номінального значення.

Особливістю триімпульсної системи є відмінність рівнів сигналів P1 і P2 на 9 дБ. Згідно цієї вимоги є необхідність в порівнянні саме в децибельній системі рівнів прийнятих сигналів.

На рис. 4. показано класичну схему логарифмічного підсилювача на базі нелінійного елементу з логарифмічною характеристикою – напівпровідникового діода.

Проте простота наведеної схеми не дозволяє досягти важливого параметра – повторюваності конструкції, що у свою чергу вимагає точнішої настройки і постійної перевірки протягом процесу виготовлення і експлуатації пристрою. Крім того, точність логарифмічного перетворення також залежить від стану перетворюючого елементу.

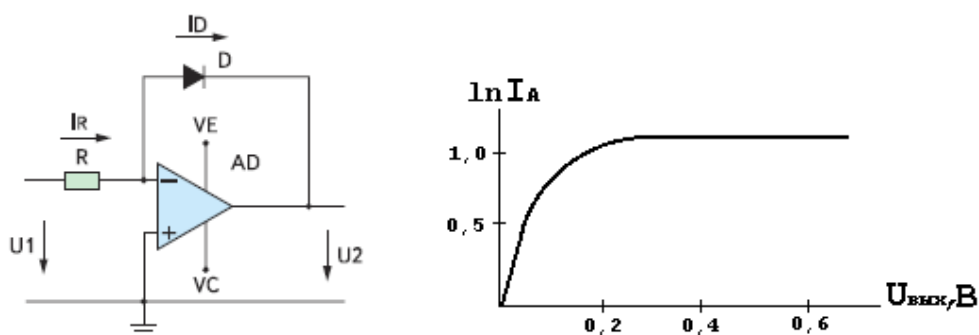


Рис. 4. Логарифмічний підсилювач на основі нелінійного елемента – діода

Один із можливих шляхів вирішення проблеми полягає у використанні сучасних аналогово-цифрових перетворювачів [6] спільно з мікропроцесорною обробкою отриманого результату.

Цифрова високошвидкісна елементна база здатна працювати в діапазоні $-40...+60$ °C і дозволяє вирішити поставлену задачу із значно меншими витратами в досягненні повторюваності параметрів приймальної апаратури з одночасним забезпеченням високої надійності в необхідному діапазоні робочих температур.

Висновки

1. Незважаючи на те, що триімпульсна система розроблена і використовується давно, вона продовжує залишатися однією з актуальних систем, що дозволяє вирішити задачу визначення помилкових сигналів радарних запитів в реальному масштабі часу.

2. Використання логарифмічного підсилювача дозволяє спростити роботу системи та перейти до завдання вимірювання відносного рівня зміни між вузьконаправленим і круговими випромінюваннями в триімпульсній системі.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

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. Яновицький О. К. Метод підвищення стабільності триімпульсного подавлення в радіотехнічних системах управління повітряним рухом. Актуальні проблеми техніки та суспільства: / О. К. Яновицький, С. О. Яновицький, М. Й. Жиган. // Збірник статей викладачів та наукових співробітників технологічного університету Поділля. Хмельницький, – 1996. – Вип. 2. – С. 243 – 250.
4. Pat. 3643256 Unites States Patent МПК G 01 S 9 /56. Secondary radar system / Phillip Collinson Owen, England. Claimer and patent holder A. C. Cossor Limited. – № 05/016146; claimed 03.03.70; published 15.02.72.

5. Системы вторичной радиолокации для управления воздушным движением. Методы измерений основных параметров: ГОСТ 25620-83. – [Чинний з 01.01.84]. – М.: Изд-во стандартов. – 26 с.
6. Kester Walt. Analog-digital conversion / Analog Devices, Inc. – USA. – 1138 p. – ISBN 0-916550-27-3 – 2004.
7. Коростелев А. А. Теоретические основы радиолокации: Учебное пособие для вузов / А. А. Коростелев и др.; под ред. Дулевича. – М.: Советское радио, 1978. – 608 с.

Яновицький Сергій Олександрович – інженер кафедри радіоелектронних апаратів і телекомунікації.

Хмельницький національний університет.

Кичак Василь Мартинович – д. т. н., професор, завідувач кафедрою телекомунікаційних систем і телебачення.

Вінницький національний технічний університет.

Горященко Константин Леонідович – к. т. н., доцент кафедри радіоелектронних апаратів і телекомунікації.

Хмельницький національний університет.