



УДК 621.391

## АЛЬТЕРНАТИВНА АВТОКОРЕЛЯЦІЙНА ФУНКЦІЯ ДЛЯ ОБРОБЛЕННЯ РАДІОІМПУЛЬСІВ

О. В. Брезгунов<sup>1</sup>, С. О. Брезгунов<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Національний технічний університет “Харківський політехнічний інститут”, м. Харків, Україна

<sup>2</sup> Фізична особа-підприємець Брезгунов Сергій Олександрович, м. Київ, Україна

e-mail: [brezgunovu@gmail.com](mailto:brezgunovu@gmail.com)

Розглянуто ідею вдосконалення методів оброблення радіосигналів, що приймаються в умовах інтенсивного шуму, в системах радіозв'язку і радіолокації. Розглянуто метод приймання радіоімпульсів за допомогою їх автокореляційних функцій (АКФ), який дозволяє визначити наявність періодичного сигналу в суміші з інтенсивним шумом, значення несучої частоти радіоімпульсу і значення його середньої амплітуди. Однак для обчислення АКФ потрібно здійснювати багато операцій множення, які виконуються набагато довше, ніж операції додавання. Пропонується використовувати функцію, схожу на АКФ, яка за своїми властивостями дозволяє визначити несучу частоту радіоімпульсу, значення його середньої амплітуди, значення середньої амплітуди шуму, що спотворює радіоімпульс. При обчисленні такої функції операції множення, які є у виразі АКФ, замінюють на операції додавання. Однак для отримання такої функції потрібно мати не сигнали з зсувом у часі, як у випадку обчислення АКФ, а точне значення суми їх амплітуд. В роботі ця функція отримала назву альтернативної автокореляційної функції (ААКФ). Показано зображення АКФ і ААКФ для радіоімпульсу великої тривалості, для адитивного шуму, а також для суміші радіоімпульсу і шуму. Розглянуто основні властивості ААКФ суміші радіоімпульсу і шуму відносно АКФ. Форми ААКФ і АКФ різні, але їх періоди однакові. Показано, що пристрій, який дозволяє отримувати точне значення амплітуд сигналів, можна побудувати за схемою двоканального «ідеального» пікового амплітудного детектора, що запропоновано у даній роботі. Дуже коротко розглянута можливість отримання періодичної ААКФ суміші радіоімпульсу і шуму. Показано, що за допомогою періодичної ААКФ може бути здійснене подальше оброблення радіоімпульсів з додатковим придушенням впливу шумів. Форма обвідної періодичної ААКФ при цьому – прямокутна. Цей підхід краще підходить для оброблення радіоімпульсів з прямокутною обвідною. Для вирішення поставленого завдання можна використовувати смугову фільтрацію періодичної ААКФ і операції інвертування результатів обчислень. Підкреслюється, що розглянутий метод обчислення параметрів корисного сигналу і шуму може бути реалізований на сучасній елементній базі при переносі сигналу на проміжну частоту, але це потребує великої затримки в часі по отриманню результатів.

**Ключові слова:** сигнал, шум, радіоімпульс, кореляційна функція, альтернативна кореляційна функція, двоканальний “ідеальний” піковий детектор.

## 1. Вступ

Для здійснення наукових досліджень та забезпечення якісного оброблення радіосигналів у системах радіозв'язку і радіолокації використовують багато різних методів, які відрізняються багатьма особливостями [1–11]. В умовах, коли радіосигнали (радіоімпульси)  $S(t)$  немалої тривалості  $t$ , що займають смуги частот  $\Delta\omega_s$ , приймаються при інтенсивному шумі  $n(t)$ , і апіорі маємо тільки приблизне значення несучої частоти  $\omega$  радіоімпульсу  $S(t)$  і смуги частот  $\Delta\omega$ , в якій може перебувати сигнал, широко користуються його автокореляційною функцією АКФ [1–4]. За формою АКФ можна визначити наявність періодичного сигналу в суміші з інтенсивною завадою [1, 4]. За її допомогою можна визначити як несучу частоту  $\omega$  радіоімпульсу  $S(t)$ , так і його середню амплітуду  $A_{\text{ср}}$  [1, 4]. Однак для отримання значення АКФ треба здійснювати багато операцій множення чисел, які в багатьох випадках виконуються в  $l$  разів довше, ніж операція додавання ( $l$  – кількість розрядів двійкового числа) [5]. Краще мати функцію, схожу на АКФ, яка за своїми властивостями дозволяє визначити несучу частоту  $\omega$  радіоімпульсу  $S(t)$ , але при обчисленні якої операції множення можна замінити на операції додавання. Для отримання такої функції, як буде показано далі, потрібно мати значення суми амплітуд радіоімпульсу  $S(t)$  і затриманого на час  $\tau$  радіоімпульсу  $S(t+\tau)$ . Тобто потрібно отримати функцію, яка залежить від середнього значення  $m$  амплітуди сумарного сигналу  $S(t) + S(t+\tau)$  при різних  $\tau$  – альтернативну АКФ.

Метою роботи є розгляд ідеї використання нової функції – альтернативної АКФ, розгляд її властивостей, кореляційних властивостей суміші сигналу і шуму,

апаратної реалізації пристрою формування функції залежності амплітуди  $A_{U(t)}(t)$  радіоімпульсу  $U(t)$  від часу.

## 2. Основна частина

Вважаємо, що приймається модифікований радіоімпульс

$$S^*(t) = S(t) + n(t), \quad (1)$$

який містить інформаційний радіоімпульс з несучою частотою  $\omega$ , початковою фазою  $\varphi_0$  і амплітудою  $A(t)$

$$S(t) = A \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (2)$$

а також інтенсивний адитивний флуктуаційний гаусів шум, який представляють як [1]:

$$n(t) = B(t) \cos(\omega t + \Delta\omega_n(t)), \quad (3)$$

де  $B(t)$  – амплітуда шуму, частота якого змінюється за часом відносно  $\omega$  на величину  $\Delta\omega_n(t)$  в межах смуги частот  $\Pi$ , що пропускаються фільтром преселектору.

1. АКФ періодичних сигналів обчислюється по одному періоду, с усередненням скалярного множення  $S(t)S(t+\tau)$  в межах періоду [1] ( $\tau$  – змінна часу зсуву сигналів) і може буди представлена не строгою формулою [1, 4]:

$$K_s(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T S(t)S(t+\tau)dt. \quad (4)$$

Якщо радіоімпульс  $S(t)$  і шум  $n(t)$  незалежні, тоді АКФ радіоімпульсу  $S^*(t)$  [2]:

$$K_{s_n} = K_s(\tau) + K_n(\tau). \quad (5)$$

АКФ  $K_s(\tau)$  радіоімпульсу  $S(t)$  великої тривалості відповідного виразу (2), має вигляд косинусної функції змінної  $\tau$  з тим же періодом коливань  $T = 2\pi/\omega$ , що і

радіоімпульс  $S(t)$  і амплітудою  $A' = A^2/2$  (рис. 1а) [1–4]. АКФ  $K_S(\tau)$  радіоімпульсу  $S(t)$  з прямокутної обвідної, але малої тривалості, має період коливань  $T = 2\pi/\omega$ , так само, як і радіоімпульс  $S(t)$ , але його форма обвідної – в вигляді ромбу [1]. Гаусів шум  $n(t)$  має АКФ  $K_n(\tau)$ , яка максимальна при  $\tau = 0$  й швидко зменшується практично до нульового значення при збільшенні  $|\tau|$  [1–4]. Тому, маючи АКФ  $K_{Sn}(\tau)$  радіоімпульсу  $S^*(t)$ , можна визначити значення його періоду

коливань  $T$  і, відповідно, значення його несучої частоти  $\omega = 2\pi/T$ , якщо виділити відстань, наприклад, між максимальними значеннями АКФ, коли значення шуму дорівнює (майже дорівнює) нулю, тобто через певний інтервал  $\tau_B$  (рис. 1а). Тоді, знаючи значення несучої частоти  $\omega$ , можна користуватися далі іншими методами для “очистки” сигналу від шуму [1–4].

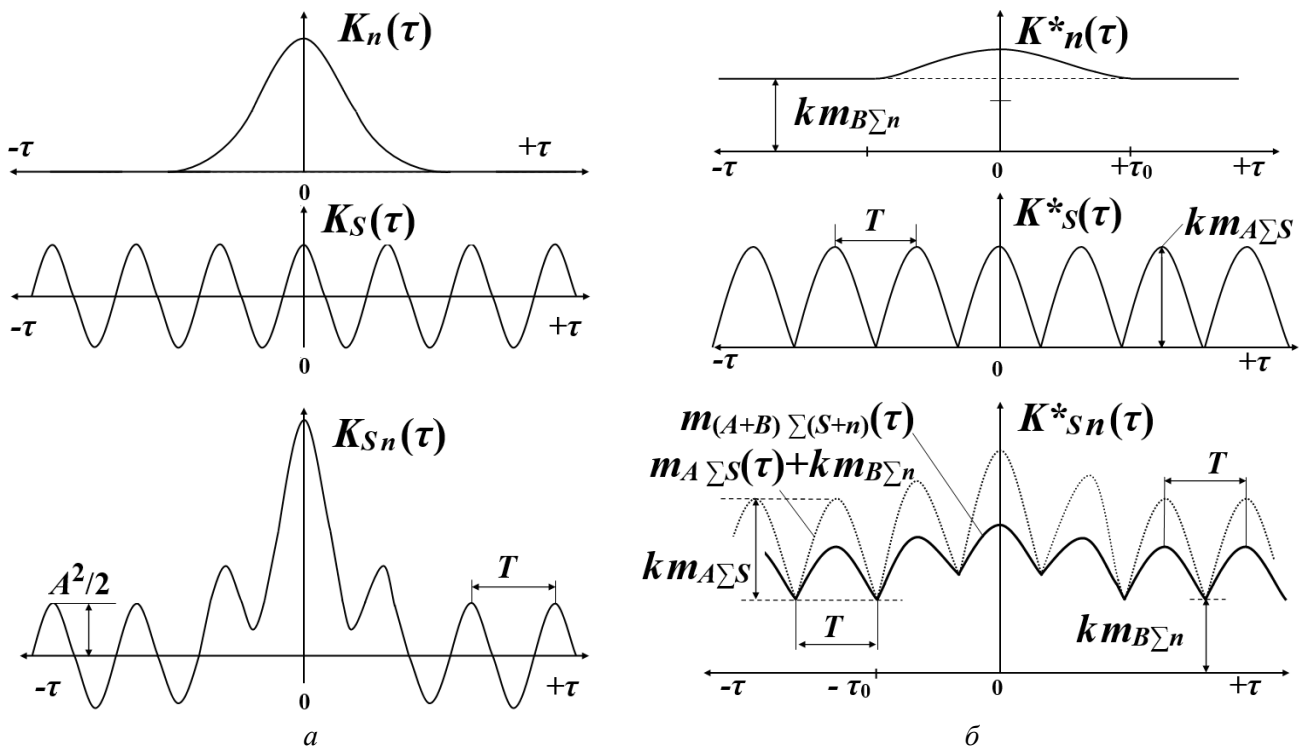


Рис. 1. Автокореляція шуму  $n(t)+n(t+\tau)$ ; сигналу  $S(t)+S(t+\tau)$ ; сигнал+шум  $S(t)+n(t)+S(t+\tau)+n(t+\tau)$ :  
 а – АКФ; б – альтернативні АКФ

Однак отримання АКФ потребує багато часу. Пропонується для визначення автокореляції різних сигналів (шумів також) користуватися функцією (рис.1б), яка схожа на АКФ, але де замість операції множення сигналів, що присутня в формулі для визначення АКФ (4), використовується операція додавання і вираховується середнє значення амплітуди сумарного сигналу  $S(t) + S(t+\tau)$  при різних  $\tau$ :

де  $m$  – знак середнього значення (математичного очікування).

Таку функцію автори називають альтернативною АКФ (ААКФ). Для сигналу  $S(t)=A(t)\cos(\omega t+\varphi_0)$  великої тривалості ( $t \rightarrow \infty$ ) зі середнім значенням амплітуди  $A_{CP}$  вираз для ААКФ має вигляд (рис. 1б):

$$m_{A\Sigma S}(\tau) = K_S^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T A_{S(t)+S(t+\tau)} dt, \quad (6)$$

$$m_{A_{\Sigma S}}(\tau) = K_s^*(\tau) = kA_{CP} \left| \cos\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \right|. \quad (7)$$

Тут значення коефіцієнту  $k$  залежить від типу амплітудного детектора (АД) обвідної радіоімпульсу, що використовують для обчислень. Наприклад,  $k = 1$  при використанні “ідеального” пікового АД, на виході котрого маємо рівень напруги, що дорівнює середньому значенню амплітуди  $A_{CP}$  одного радіоімпульсу зі складною формою обвідної (до додавання двох радіоімпульсів з зсувом на  $\tau$ ). Для радіоімпульсу з прямокутною обвідною  $A_{CP} = A$  (для “ідеального” пікового АД,  $k = 1$ ). Частіше використовують АД, на виході яких амплітуда не може бути більшою, ніж діюча напруга (її середнє значення –  $A(t) = \sqrt{2}$ ) на тривалості півперіоду [6, 11], тобто для них  $k < 1$ . Коефіцієнт  $k = 2$  можна отримати при використанні “ідеального” пікового АД подвоювання напруги, що буде розглянуто далі.

В залежності від  $\tau$  при додаванні двох радіоімпульсів значення їх суми змінюється від нуля до подвоєної амплітуди радіоімпульсу. Тоді, при  $k = 1$  середнє значення амплітуди ААКФ (функції  $K_s^*(\tau) = k m_{A_{\Sigma S}}(\tau)$ ) радіоімпульсу дорівнює  $2A_{CP}$  (для “ідеального” пікового АД), і для радіоімпульсу великої тривалості з прямокутною обвідною середнє значення амплітуди ААКФ дорівнює  $2A_{CP} = 2A$ . При  $k = 2$  значення амплітуди ААКФ подвоюється.

При додаванні будь яких незалежних адитивних шумів великої тривалості, які мають однакову середню амплітуду  $B_{CP}$ , середнє значення суми амплітуд дорівнює  $B_{CP}\sqrt{2}$  [2], тому при  $k = 1$  середнє значення амплітуди ААКФ  $K_n^*(\tau) = k \cdot m_{B_{\Sigma n}}$  такого шуму  $n(t)+n(t+\tau)$  буде приблизно  $1.4B_{CP}$ , а

при  $\tau = 0$  максимальнє значення ААКФ буде  $2B_{CP}$  (рис. 1б). Якщо вважати, що маємо детектор, на виході якого амплітуда дорівнює її середньому значенню, тоді отримуємо середнє значення амплітуди ААКФ, що приблизно дорівнює  $B_{CP}$ . При великому  $\tau$  ААКФ має майже постійнє значення, хоча поступово зменшується.

Якщо тривалість вимірювань параметрів шуму дорівнює часу вимірювань  $T_B$ , тоді вираз для його ААКФ записується як:

$$m_{B_{\Sigma n}}(\tau) = K_n^*(\tau) = \frac{1}{T_B} \int_0^{T_B} B_{n(t)+n(t+\tau)} dt. \quad (8)$$

Середнє значення суми амплітуд  $A_{S_1}$  і  $A_{S_2}$  двох сигналів  $S_1(t)$  і  $S_2(t)$ , які не мають кореляції, для заданого зсуву  $\tau_0$  дорівнює значенню ААКФ при  $\tau = \tau_0$  [2]:

$$K_{S_1 S_2}^*(\tau_0) = \sqrt{P_{S_1} + P_{S_2}} = \sqrt{A_{S_1}^2 + A_{S_2}^2}, \quad (9)$$

де  $P_{S_i} = A_{S_i}^2$  – значення середньої потужності  $i$ -го сигналу.

Якщо радіоімпульс  $S(t)$  і шум  $n(t)$  не корелюють, тоді при складанні сигналів  $S(t) + n(t)$  і  $S(t+\tau) + n(t+\tau)$  ( $k = 1$ ), коли  $\tau = 0$ , його ААКФ  $K_{S_n}^*(0)$  буде мати значення менше, ніж  $2A_{CP} + 2B_{CP}$ , хоча  $K_n^*(0) = 2B_{CP}$ ,  $K_S^*(0) = 2A_{CP}$  (рис. 1б). При збільшенні  $|\tau|$  ААКФ суміші радіоімпульсу і шуму поступово зменшується. Починаючи зі значення  $|\tau_0|$  ( $\tau_0$  – інтервал кореляції), тобто коли кореляція шумів  $n(t)$  і  $n(t+\tau)$  дуже мала, середнє значення амплітуди їх суми майже не змінюється і значення їх ААКФ приблизно дорівнює  $1.4B_{CP}$  (метод накопичення для двох сигналів) [2]. Коли радіоімпульси  $S(t)$  і  $S(t+\tau)$  складаються у фазі  $\tau = 0$  (і кратна  $\pm 2\pi/\omega$ ) ААКФ суміші радіоімпульсу  $S(t)$  і шуму  $n(t)$  дорівнює:

$$K_{S_n}^*(0) = \sqrt{P_{\Sigma S} + P_{\Sigma n}} = \sqrt{(2A_{CP})^2 + (2B_{CP})^2}, \quad (10)$$

де  $P_{\Sigma S}$  – максимальне значення потужності суми сигналів  $S(t)$  і  $S(t+\tau)$ , а  $P_{\Sigma n}$  – максимальне значення потужності суми шумів  $n(t)$  і  $n(t+\tau)$ .

При  $\tau = \pm\pi/\omega$  і через кожен період їх ААКФ дорівнює  $1,41 \cdot B_{CP}$  (коли  $S(t)$  і  $S(t+\tau)$  інвертовані по фазі).

Тоді ААКФ радіоімпульсу  $S^*(t)$  (рис. 1б) можна записати як:

$$\begin{aligned} K_{S_n}^*(\tau) &= m_{(A+B)\Sigma(S+n)}(\tau) = \\ &= \sqrt{(m_{A\Sigma S}(\tau))^2 + (m_{B\Sigma n}(\tau))^2} = \quad (11) \\ &= \sqrt{(2A_{CP}(\tau))^2 + (2B_{CP}(\tau))^2}. \end{aligned}$$

Послідовність її імпульсів, що схожі на півперіоди косинусу однієї полярності (але не косинусу), дозволяє визначити несучу частоту  $\omega$  радіоімпульсу  $S(t)$  (рис. 1б) при оптимальному зсуві  $\tau_{OPT}$  шумів, коли ААКФ шуму має майже постійне значення або мінімальне, або при зсуві, що дорівнює часу інтервалу кореляції  $\tau_0$ . Також можна визначити середнє значення амплітуд радіоімпульсу  $S(t)$  і шуму  $n(t)$ , використовуючи вираз (11).

Основні особливості альтернативної АКФ відносно АКФ:

- при недовгих  $S(t)$  можна знайти час  $\tau_{OPT}$ , при котрому середня амплітуда ААКФ шуму мінімальна, що може бути важливо для здійснення детектування сумарного радіоімпульсу  $S^*(t) + S^*(t + \tau_{OPT})$  по його обвідній, тобто при “очищенні” радіоімпульсу за методом накопичення сигналів [2];

- знак ААКФ завжди постійний (завжди “+”), її форма відрізняється від форми АКФ;

- періоди ААКФ і АКФ однакові;

- обчислення ААКФ може виконуватися приблизно в  $l$  разів швидше (при використанні схем без прискорення операцій множення), ніж обчислення АКФ ( $l$  – кількість розрядів двійкового числа для представлення амплітуди сигналу) [5];

- значення амплітуд  $A^*_{S(t)}$  і  $A^*_{S(t+\tau)}$  для отримання ААКФ подаються з “ідеального” пікового АД;

- значення ААКФ суміші сигналу і шуму  $K^*_{S_n}(\tau)$  має значення менше, ніж сума ААКФ сигналу і ААКФ шуму;

- за допомогою ААКФ  $K^*_{S_n}(\tau)$  можна визначити середнє значення як амплітуди радіоімпульсу  $S(t)$ , так і шуму  $n(t)$ .

Таким чином можна використати ААКФ для визначення значення несучої частоти  $\omega$  радіоімпульсу  $S(t)$ , однак для цього необхідно мати пристрій, який дає змогу постійно отримувати точне значення амплітуд сигналів, чого не дозволяють звичайні детектори [1, 11]. Розглянемо, як можна побудувати майже ідеальний пристрій формування амплітуди сигналу, що приймається.

**2.** Формувач амплітуди сигналу, що приймається, краще побудувати за схемою “ідеального” двоканального пікового АД високочастотного коливання без пульсацій напруги на їх виході, з використанням вузлів подвоєння напруги (рис. 2). В схемах детекторів з подвоєнням напруги зміна амплітуди високочастотного коливання відраховується не відносно середнього значення сигналу – нуля, як при детектуванні по амплітудах півперіодів однієї полярності, а відносно значення амплітуд однієї з полярності (наприклад, негативної) [1, 11]. Навантажувальні ємності у вузлах подвоєння напруги не потрібні.

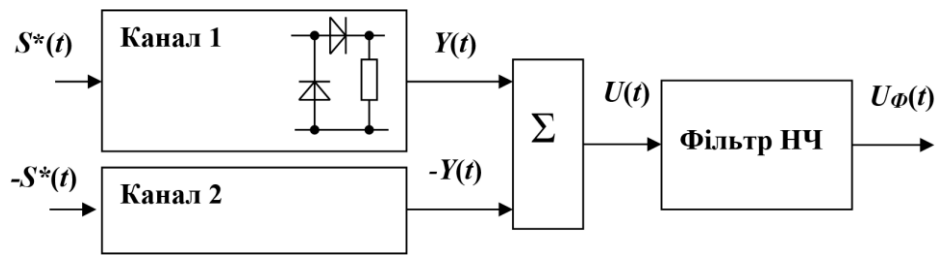


Рис. 2. Структурна схема двоканального “ідеального” пікового АД

Тоді, якщо взяти два детектори з подвоєнням напруги і на один з них подати інвертований сигнал  $S^*(t)$ , тобто  $-S^*(t)$  (канал 1), а на другий – неінвертований  $S^*(t)$  (канал 2), на виході вузлів подвоєння напруги отримаємо модифікації сигналів  $S^*(t)$  і  $-S^*(t)$ , тобто сигнали  $Y(t)$  і  $-Y(t)$ , в яких амплітуда відраховується не як у сигналів  $S^*(t)$  і  $-S^*(t)$ , а відносно значення амплітуди однієї з полярності (рис. 3).

Результат суми сигналів  $Y(t)$  і  $-Y(t)$  на виході суматора напруги (рис. 2) дорівнює  $2A(t)$  в усі моменти часу (рис. 3), тобто значення обвідної дорівнює  $2A(t)$ . Після додаткової частотної фільтрації за допомогою фільтру низьких частот ФНЧ отримаємо кінцеве значення амплітуди сигналу  $S^*(t)$  з урахуванням коефіцієнту передачі  $k_\Phi$  ФНЧ  $U_\Phi(t) = k_\Phi 2A(t)$ .

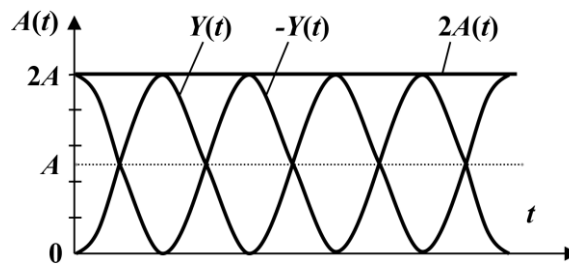


Рис. 3. Отримання амплітуди  $2A(t)$  сигналу  $S(t)$  в двоканальному піковому АД (форма обвідної – прямокутна)

У результаті оброблення сигналу  $S^*(t)$  не виникають додаткові нелінійні та частотні спотворення, тому що в каналах оброблення відсутні ємності, а максимальне значення сигналу  $S^*(t)$  потрапляє на лінійну ділянку вольт-амперної характеристики каналних діодів.

3. Якщо радіоімпульс  $S(t)$  має невелику тривалість, тоді значення його ААКФ буде швидко зменшуватися з ростом  $\tau$  і визначення амплітуди радіоімпульсу  $S(t)$  буде викликати складнощі, тому що важко знайти інтервал кореляції  $\tau_0$  шуму. Крім того,

середнє значення ААКФ шуму не буде мати постійного значення, навіть починаючи з великих значень  $\tau$ , що відбувається при дуже великій тривалості радіоімпульсів. В таких умовах значення амплітуд ААКФ суміші радіоімпульсу  $S(t)$  і шуму  $n(t)$   $K^*_{S_n}(\tau)$  буде трохи флюктувати.

Коли маємо обчислене значення несучої частоти  $\omega$  радіоімпульсу  $S(t)$ , то можна виділити його максимальну частину  $T_S$ , у яку “вкладається” ціле (краще парне) число періодів гармонічного коливання. Можна з’єднати кінець радіоімпульсу з його

початком, і тоді отримаємо коливання, яке повторюється в часі з періодом  $T_S$ . Його АКФ автори називають періодичною АКФ – ПАКФ. Використовуючи підхід для отримання ААКФ гармонічного коливання,

отримуємо ПААКФ радіоімпульсу  $S(t)$ , значення якої повторюються через інтервал часу  $T_S$ , а її обвідна на значній частині має постійне значення (рис. 4а).

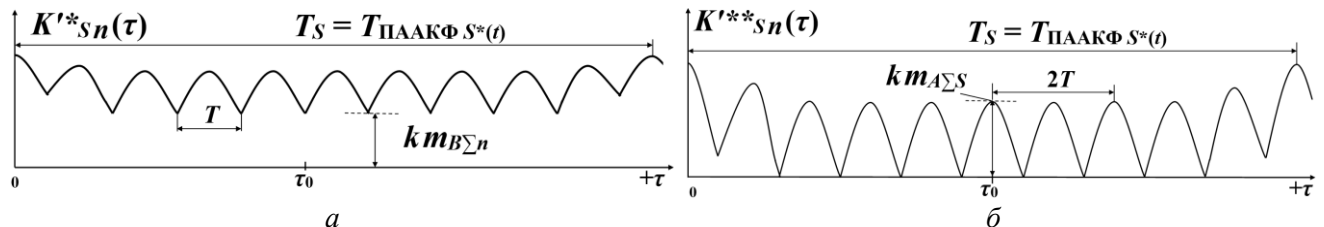


Рис. 4. Періодична ААКФ: а –  $K'^*_{sn}(\tau)$  суміші радіоімпульсу  $S(t)$  і шуму  $n(t)$ ; б –  $K''^*_{sn}(\tau)$  суміші радіоімпульсу  $S(t)$  і шуму  $n(t)$

ПААКФ містить у своєму частотному спектрі компоненту  $A'\cos(\omega t)$ , але визначення значення амплітуди  $A$  радіоімпульсу  $S(t)$  все одно складне. Краще отримати іншу періодичну ААКФ (Рис.4 б), у якій на її значній частині амплітуда складової шуму дорівнює нулю. Тому що амплітуда шуму ААКФ майже постійна і дорівнює  $1.41B_{CP}$  ( $k=1$ ), можна, використовуючи вираз (11) та маючи значення амплітуд  $K'^*_{sn}(\tau)$ , отримати значення ПААКФ, у якій значення дорівнюють різниці амплітуд  $K'^*_{sn}(\tau)$  і постійної величини  $1.41 \cdot B_{CP}$  ( $k=1$ ). Тоді на інтервалі, де амплітуда шуму ААКФ є майже постійною, можна отримати значення ПААКФ, де шумова компонента відсутня (майже відсутня). Тобто, на даних інтервалах маємо послідовність косинусних імпульсів, амплітуда яких дорівнює  $2A_{CP}$  ( $k=1$ ).

радіоімпульсів, коли урахуються всі особливості схеми. ПААКФ  $K'^*_{sn}(\tau)$  радіоімпульсу  $S(t)$  після проходження смугового фільтру з середньою частотою  $\omega$  може буде косинусною функцією майже будь-якої тривалості (в залежності від числа повторень  $r$  радіоімпульсу тривалості  $T_S$ ). Тобто можна здійснювати смугову фільтрацію ПААКФ у вузькій смузі частот  $\Delta f/r$ , ( $\Delta f$  – смуга частот, яку займав сигнал суміші сигналу і шуму). Видно, що найбільше значення амплітуди ПААКФ (“пік”) з’являється за рахунок шумової компоненти (рис. 4б). Цей “пік” має малу тривалість, тому на виході смугового фільтру шумова компонента буде суттєво (майже повністю) придушена [1, 2]. Визначення значення амплітуди  $A$  радіоімпульсу  $S(t)$  здійснюється майже без впливу шумів, але з урахуванням коефіцієнту передавання тракту фільтрації ПААКФ.

ПААКФ  $K'^*_{sn}(\tau)$  має у своєму частотному спектрі компоненту  $A'\cos(\omega t)$  (рис. 1б), для якої залежність значення амплітуди  $A'^*$  від значення  $A$  можна, за необхідністю, визначити, наприклад, експериментальним шляхом до початку експлуатації пристрою оброблення

Можна пропонувати й інакший метод отримання іншої ПААКФ  $K''^*_{sn}(\tau)$ , яка за формою схожа на періодичну АКФ того ж радіоімпульсу (рис. 5).

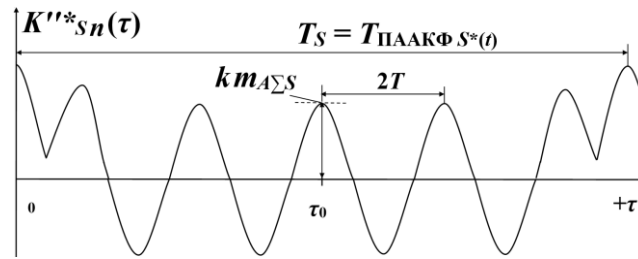


Рис. 5. Періодична ААКФ  $K''^*_{Sn}(\tau)$  суміші радіоімпульсу  $S(t)$  і шуму  $n(t)$

Для цього потрібно здійснювати інверсію значення півперіодів ПААКФ  $K''^*_{Sn}(\tau)$  суміші радіоімпульсу і шуму на інтервалах  $[1.5T \dots 2.5T) + qT]$  ( $q = 2, 4, 6, \dots$  до  $T_S - 2.5T$ ) кожного її періоду. Тоді можна отримати період іншої ПААКФ з “несучою частотою”, яка є в двічі меншою, ніж у радіоімпульсі  $S(t)$ , і на інтервалах часу  $1.5T \dots T_S - 1.5T$  має значення:

$$K''^*_{Sn}(\tau) \Big|_{1.5T}^{T_S - 1.5T} = -k2A \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right). \quad (12)$$

Для отримання ПААКФ  $K''^*_{Sn}(\tau)$  число періодів радіоімпульсу  $S(t)$  повинно бути парним.

Форма обвідної періодичної ПААКФ при великій кількості повторів її періодів і вузькосмуговій фільтрації – прямокутна (майже прямокутна). Ступінь придушення шуму залежить від тривалості  $T_S$  радіоімпульсу  $S^*(t)$ , числа його повторів, смуги частотної фільтрації, від співвідношення сигнал/шум на вході тракту обчислювання функції ПААКФ, від характеристик пристроїв цифрового оброблення сигналів та ін. Пропонований підхід може бути найбільш цікавим для систем, де використовують радіоімпульси з прямокутною обвідною, наприклад, для систем зв'язку і радіолокації, у наукових дослідженнях для визначення значень несучої частоти і амплітуди радіоімпульсів.

Таким чином ПААКФ можна

використати для точнішого визначення середнього значення амплітуди радіоімпульсу  $S(t)$ , однак це потребує додаткового часу.

### 3. Висновки

1. Запропоновану альтернативну автокореляційну функцію можна використовувати при здійсненні наукових досліджень та для забезпечення якісного оброблення радіосигналів в системах радіозв'язку і радіолокації. Вона так само, як і автокореляційна функція, дозволяє визначати як несучу частоту  $\omega$  радіоімпульсу  $S(t)$ , так і його середню амплітуду  $A_{CP}$  в умовах інтенсивного шуму.

2. Обчислення альтернативної автокореляційної функції може виконуватися приблизно в  $l$  разів швидше (без використання табличних схем множення, схем з прискоренням операцій множення), ніж обчислення автокореляційної функції ( $l$  – кількість розрядів двійкового числа, для представлення амплітуди сигналу).

3. За допомогою ААКФ можна визначити середнє значення як амплітуди радіоімпульсу  $S(t)$ , так і шуму  $n(t)$ .

4. Форми ААКФ і АКФ є різними, але їх періоди для гармонічних сигналів однакові і дорівнюють  $T = 2\pi/\omega$ , у ПААКФ  $K''^*_{Sn}(\tau)$  (з інверсією півперіодів) період  $T' = 4\pi/\omega$ .

5. Пристрій, який дозволяє отримувати точне значення амплітуд сигналів, можна



побудувати за схемою двоканального “ідеального” пікового амплітудного детектора, що розглянута у цій роботі.

6. Розглянутий метод обчислення параметрів корисного сигналу і шуму може бути реалізований при перенесенні сигналу на проміжну частоту, але це потребує великої затримки в часі щодо отримання результатів.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов, 5-е изд. М.: Высш. шк., 2005. 462 с.
2. Кузьмин И. В., Кедрус В. А. Основы теории информации и кодирования, 2-е изд. К.: Вища шк. Головное изд-во, 1986. 238 с.
3. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
4. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. М.: Сов. радио, 1961. 782 с.
5. Самофалов К. Г., Корнейчук В. И., Тарасенко В. П. Электронные цифровые машины. К.: Вища школа, 1976. 480 с.
6. Веснин Ю. Г., Анисимов Н. В. Справочник по транзисторным радиоприёмникам, радиолам и магнитофонам. К.: Техніка, 1973. 516 с.
7. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
8. Сердюков П. Н., Бельчиков А. В., Дронов А. Е. и др. Защищённые радиосистемы цифровой передачи информации. М.: АСТ, 2006. 403 с.
9. Вишневецкий В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с.
10. Григорьев В. А., Лагутенко О. И., Распаев Ю. А. Сети и системы радиодоступа. М.: Эко-Трендз, 2005. 384 с.
11. Фомин Н. Н., Буга Н. Н., Головин О. В. и др. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 2003. 520 с.
3. Tihonov V. I. (1982). *Statistical radio engineering*. Moscow: Radio i svyaz [in Russian].
4. Middleton, D. (1961). *An Introduction to Statistical Communication Theory*. Moscow: Sov. radio [in Russian].
5. Samofalov, K. G., Korneychuk V. I., Tarasenko V. P. (1976). *Electronic digital machines*. Kyiv: Visshaya shkola [in Ukrainian].
6. Vesnin, Yu. G. & Anisimov, N. V. (1973). *Handbook of Transistorized Radios, Radiograms and Tape Devices*. Kyiv: Technika [in Ukrainian].
7. Varakin, L. E. (1985). *Telecommunication systems with noise-similar signals*. Moscow: Radio i svyaz [in Russian].
8. Serdukov, P. N., Belchikov, A. V., Dronov A. E. & others. (2006). *Protected radio system of digital information transfer*. Moscow: AST [in Russian].
9. Vishnevsky, V. M., Lyahov A. I., Portnoy S. L., Shahnovich I. V. (2005). *Off-wire broad bands of information transfer*. Moscow: Technosfera [in Russian].
10. Grigoriev V. A., Lagutenko O. I., Raspaev U. A. (2005) *Networks and systems of radio access*. Moscow: Eko-Trends [in Russian].
11. Fomin, N. N., Buga, N. N., Golovin, O. V., & others. (2003). *Radio receivers*. Moscow: Radio i svyaz [in Russian].

## Alternative Autocorrelation Function for Processing Radio Pulses

O. V. Brezgunov<sup>1</sup>, S. O. Brezgunov<sup>2</sup>

<sup>1</sup> National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”, Kharkiv, Ukraine

<sup>2</sup> Private Entrepreneur Brezgunov Sergey Olexandrovich, Kyiv, Ukraine

The idea of improving the methods of processing the received radio signals under intense noise used in radio communication and radar systems is considered. A method for receiving radio pulses using their autocorrelation functions ACF is presented. It makes it possible to determine the presence of a periodic signal in a mixture with intense noise, the value of the carrier frequency of the radio pulse and the value of its average amplitude. However, to calculate the ACF, many multiplication operations are required, which take much longer than addition operations. It is proposed to use a function similar to the ACF, which by its properties makes it possible to determine the carrier frequency of the radio

## REFERENCES

1. Baskakov, S. I. (2005). *Radio Circuits and Signals*. (5th ed., rev.) Moscow: Visshaya shkola [in Russian].
2. Kuzmin, I. V. & Kedrus, V. A. (1986). *Fundamentals of information theory and coding*. (2nd ed., rev.). Kyiv: Visshaya shkola [in Ukrainian].

pulse, the value of its average amplitude, the value of the average amplitude of the noise that distorts the radio pulse. When calculating such a function, the multiplication operations that are in the ACF expression are replaced by the addition operations. However, to obtain such a function, it is not necessary to have signals with a time shift, as in calculating the ACF, but the exact value of the sum of their amplitudes. In this work, this function is called the alternative autocorrelation function AAKF. Shown are the ACF and AAKF images for a radio pulse of long duration, for additive noise, and also for a mixture of a radio pulse and noise. The main properties of the AAKF mixture of a radio pulse and noise relative to the ACF are considered. The forms of AAKF and ACF are different, but their periods are the same. It is shown that a device that allows one to obtain the exact value of signal amplitudes can be constructed according to the scheme of a two-channel "ideal" peak amplitude detector, which is proposed in this work. The possibility of obtaining a periodic AAKF of a mixture of a radio pulse and noise is very briefly considered. It is shown that with the help of periodic AAKF further processing of radio pulses can be done, with additional suppression of the influence of noise. In this case, the shape of the envelope of the periodic AAKF is rectangular. This approach is better suited for processing rectangular radio bursts. To solve this problem, you can use band pass filtering of periodic AAKF and the operation of inverting the results of calculations. It is emphasized that the considered method for calculating the parameters of the useful signal and noise can be implemented on a modern element base when transferring a signal to an intermediate frequency, but this requires a large time delay in obtaining the results.

**Key words:** signal, noise, radio pulse, correlation function, alternative correlation function, two-channel "ideal" peak detector.

## Альтернативная автокорреляционная функция для обработки радиопульсов

А. В. Брезгунов<sup>1</sup>, С. А. Брезгунов<sup>2</sup>

<sup>1</sup> *Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт", г. Харьков, Украина*

<sup>2</sup> *Физическое лицо-предприниматель Брезгунов Сергей Александрович, г. Киев, Украина*

Рассмотрена идея совершенствования методов обработки радиосигналов, принимаемых в условиях интенсивного шума, в системах радиосвязи и радиолокации. Рассмотрен метод приема

радиоимпульсов с помощью их автокорреляционных функций (АКФ), который позволяет определить наличие периодического сигнала в смеси с интенсивным шумом, значение несущей частоты радиоимпульса и значение его средней амплитуды. Однако для вычисления АКФ нужно осуществлять много операций умножения, которые выполняются гораздо дольше, чем операции сложения. Предлагается использовать функцию, похожую на АКФ, которая по своим свойствам позволяет определить несущую частоту радиоимпульса, значение его средней амплитуды, значение средней амплитуды шума, который искажает радиоимпульс. При вычислении такой функции операции умножения, имеющиеся в выражении АКФ, заменяют операциями сложения. Однако для получения такой функции нужно иметь не сигналы со сдвигом во времени, как при вычислении АКФ, а точное значение суммы их амплитуд. В работе эта функция получила название альтернативной автокорреляционной функции (ААКФ). Показаны изображения АКФ и ААКФ для радиоимпульса большой длительности, для аддитивного шума, а также для смеси радиоимпульса и шума. Рассмотрены основные свойства ААКФ смеси радиоимпульса и шума относительно АКФ. Формы ААКФ и АКФ разные, но их периоды одинаковы. Показано, что устройство, которое позволяет получать точное значение амплитуд сигналов, можно построить по схеме двухканального «идеального» пикового амплитудного детектора, которая предлагается в этой работе. Очень кратко рассмотрена возможность получения периодической ААКФ смеси радиоимпульса и шума. Показано, что с помощью периодической ААКФ может быть сделана дальнейшая обработка радиоимпульсов с дополнительным подавлением влияния шумов. Форма огибающей периодической ААКФ при этом – прямоугольная. Этим подход лучше подходит для обработки радиоимпульсов с прямоугольной огибающей. Для решения поставленной задачи можно использовать полосную фильтрацию периодической ААКФ и операции инвертирования результатов вычислений. Подчеркивается, что рассмотренный метод вычисления параметров полезного сигнала и шума может быть реализован на современной элементной базе при переносе сигнала на промежуточную частоту, но для это требуется большая задержки во времени по получению результатов.

**Ключевые слова:** сигнал, шум, радиоимпульс, корреляционная функция, альтернативная корреляционная функция, двухканальный «идеальный» пиковый детектор.

*Статья надійшла до редакції 27.09.2021*