

УДК 621.396.96

Д.Г. Гордієнко, Ю.Г. Ільчишин, В.В. Тонкошкур, С.В. Яровий

Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

ОСОБЛИВОСТІ АДАПТИВНОЇ ЦИФРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ РАДІОІМПУЛЬСУ БЕЗ ВНУТРІШНЬОІМУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

В статті розглянутий спосіб адаптивної цифрової фільтрації прямокутного радіоімпульсу без внутрішньоімпульсної модуляції на поміжній частоті.

Ключові слова: *оптимальний фільтр, цифровий фільтр, імпульсна характеристика.*

Вступ

Постановка проблеми. Задача виявлення повітряних та наземних цілей на малій відстані у поєднанні із забезпеченням достатньої роздільної здатності і простоти побудови імпульсного модулятора обумовлює необхідність використання в РЛС короткого гладкого радіоімпульсу. Він використовується не тільки в РЛС виявлення і наведення РТВ, ЗРВ, ППО СВ, але й в сухопутних військах – це переносні станції наземної розвідки (ПСНР), станції наземної артилерійської розвідки (СНАР), артилерійські радіолокаційні комплекси засічки вогневих позицій (АРК) [1; 7].

Такі сучасні РЛС РТВ як, наприклад, П-18 “Малахіт”, П-18МА також використовують його для виявлення цілей на ближній дистанції. Сучасні загрози військ, обумовлені широкомасштабним застосуванням БПЛА, як для Повітряних Сил так і для Сухопутних військ залишають задачу виявлення БПЛА на малій дальності актуальною [2; 7–8].

При побудові пристроїв виявлення простих радіоімпульсів в приймальних пристроях РЛС використовують як правило фільтри Баттерворта з амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) дзвонової форми (рис. 1).

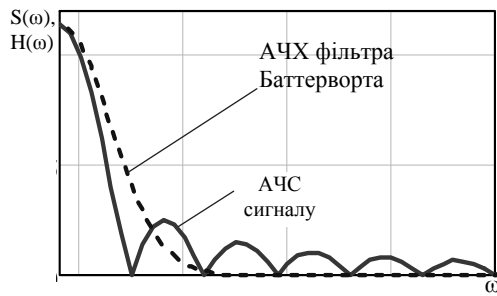


Рис. 1. Амплітудно-частотний спектр сигналу та АЧХ фільтра Баттерворта

Такі аналогові і цифрові фільтри з шириною АЧХ обраною за умовою Сіфорова [3; 6] дозволяють забезпечити накопичення на виході фільтра до 74–80 % енергії прийнятого сигналу. Їх широке використання обумовлене простотою апаратної реалізації в аналоговій формі (резонансні LC-контури) і простотою - при цифровій обробці відеосигналів.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. В роботах [3–4] описані алгоритми побудови цифрових фільтрів (ЦФ) для простих відеоімпульсів, в [5] окрім алгоритмів описані рекурсивні і не рекурсивні схеми їх реалізації, а робота [4] присвячена оцінці ефективності нерекурсивних фільтрів передбачення для нестационарних випадкових процесів. Але в відомих роботах не оцінюється можливість побудови і технічної реалізації адаптивного ЦФ виявлення сигналу на проміжній частоті РЛС.

Разом з тим, реалізація когерентного ЦФ з лінійною фазовою характеристикою на проміжній частоті забезпечить можливість когерентної обробки прийнятого сигналу в послідовних системах приймального тракту РЛС [3].

Метою статті є визначення способу розрахунку ЦФ виявлення прямокутного радіоімпульсу без внутрішньоімпульсної модуляції на проміжній частоті на фоні суміші гаусова шуму і прицільної по частоті активної перешкоди з розробкою пропозицій адаптивної зміни форми АЧХ ЦФ в залежності від перешкодової обстановки.

Основний матеріал

В якості вихідних даних приймається, що виявлення сигналу відбувається на фоні гаусового шуму. Форма корисного сигналу відома $s(k) \leftrightarrow S(\omega)$, як і функція автокореляції або спектр потужності шумів $R_n(k) \leftrightarrow W_n(\omega)$. Вхідний сигнал приймається у адитивній суміші $x(k) = s(k) + n(k)$. На виході проектуемого фільтра з імпульсною характеристикою $h(k) \leftrightarrow H(\omega)$ маємо дві складові вихідного сигналу:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)S(\omega)e^{j\omega t} d\omega ;$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 W_n(\omega) d\omega ,$$

де σ – середня квадратична амплітуда вихідного шуму (перешкоди).

Оптимальним в задачі виявлення поодинокого сигналу кінцевої тривалості є фільтр, на виході якого буде досягнуте максимальне відношення пікової потужності сигналу до потужності шуму в момент закінчення імпульсу t_i : $q = [y(t_i)]^2 / \sigma^2$. Дослідження останнього виразу на максимум показує, що він досягається при частотній характеристиці фільтра

$$H(\omega) = \exp(-j\omega t_i) |S^*(\omega)| / W_n(\omega). \quad (1)$$

Для отримання лінійних рівнянь розрахунку коефіцієнтів фільтра без втрати спільності можна прийняти $t_i=0$, при цьому:

$$H(\omega) = S^*(\omega)/W_n(\omega) = |S(\omega)|\exp(j\phi_s(\omega)) / W_n(\omega). \quad (2)$$

Відомо [2; 5], що в умовах виявлення сигналу на фоні білого шуму $W_q(\omega) = \sigma^2$ та із (2) виходить $H(\omega) = S^*(\omega)/\sigma^2$, а фільтр виявлення одержав назву узгодженого (зі спектром сигналу).

Однак узгоджений фільтр із характеристикою $\hat{S}^*(\omega)$, який забезпечує максимум енергії на своєму виході не завжди прийнятний для практичної реалізації. Нескінченна АЧХ може призвести до суттєвого впливу перешкодових коливань за межами частот домінування сигналу.

Формування “необхідної” передатної функції в цифровому вигляді з обмеженням її по частотному діапазону дозволяє наблизити форму до узгодженої (рис. 2–3), і максимізувати енергію сигналу для поточної перешкодової обстановки.

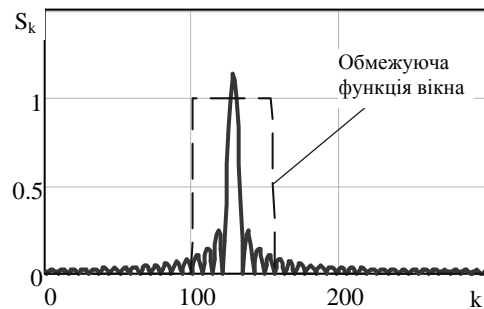


Рис. 2. Модуль дискретного спектра сигналу

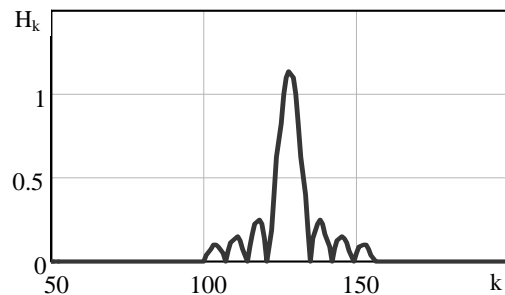


Рис. 3. Дискретна АЧХ “обуженого” фільтра

Тоді рівняння, яке описує лінійну систему (цифровий фільтр) буде мати вигляд прямої згортки дискретного сигналу $x(k)$ с імпульсним відгуком $h(k)$:

$$y(k) = h(k) \otimes x(k) \Leftrightarrow H(z)X(z) = Y(z);$$

$$Y(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k \cdot z^k, \quad z = \exp(-j\omega),$$

а задача визначення оптимального фільтра, у загальній формі, за значеннями вихідного й очікуваного сигналів буде виглядати:

$$H(z)=Y(z)/S(z)=Y(z)S^{-1}(z) \Leftrightarrow y(k) \otimes s^{-1}(k)=h(k),$$

де індексом "-1" символічно позначена функція зворотного сигналу на вході фільтра $S^{-1}(z)=1/S(z) \Leftrightarrow s^{-1}(n)$. При зворотному z-перетворенні цього виразу має місце

$$S(z)S^{-1}(z) = 1 \Leftrightarrow s(k) \otimes s^{-1}(k) = \delta_o(k),$$

де $\delta_o(n)$ – імпульс Кронекера.

Відповідно, задаючись необхідною формою сигналу $y'(k)$ на виході фільтра зі спектром $Y'(w)$ і аргументом цього спектра $\Phi'(w)$, при зворотному z-перетворенні одержуємо оператор фільтра:

$$H(z)=Y'(z)/S(z) = Y'(z)S^{-1}(z) \Leftrightarrow y'(k) \otimes s^{-1}(k) = h(k). \quad (3)$$

Енергія сигналу на виході фільтра:

$$E_{sh} = \sum_k s_k^2 = \sum_k \left(\sum_i h_i s_{k-i} \right)^2 = \sum_k h_k \sum_i R_s(k-i),$$

де R_s – функція автокореляції очікуваного сигналу. В векторній формі $E_{sh} = \bar{h}^T \bar{R}_s \bar{h}$.

Аналогічно, вираз для енергії шуму(перешкод) на виході фільтра:

$$E_{nh} = \sum_k h_k \sum_i h_i R_n(k-i) = \bar{h}^T \bar{R}_n \bar{h},$$

де R_n – функція автокореляції шуму(перешкод). При некорельованій перешкоді $E_{nh} = \sigma^2$. Тоді енергетичне відношення сигнал/шум на виході фільтра:

$$\rho = \bar{h}^T \bar{R}_s \bar{h} / \bar{h}^T \bar{R}_n \bar{h}. \quad (4)$$

Розрахунок вектора оператора фільтра. Для визначення значень вектора \bar{h} необхідно отримати похідну ρ по \bar{h} і прирівняти її до нуля:

$$\left[(\bar{h}^T \bar{R}_n \bar{h})(\bar{R}_s \bar{h}) - (\bar{h}^T \bar{R}_s \bar{h})(\bar{R}_n \bar{h}) \right] / (\bar{h}^T \bar{R}_n \bar{h})^2 = 0; \quad (\bar{R}_s - \rho \bar{R}_n) \bar{h} = 0. \quad (5)$$

У системі рівнянь (5) невідомі власні значення ρ матриці $(\bar{R}_s - \rho \bar{R}_n)$ і значення коефіцієнтів h_k . Система має N+1 ненульових рішень відносно значень ρ і відповідних цим значенням вектора \bar{h} . Для визначення коефіцієнтів фільтра прирівнюється до нуля й вирішується відносно ρ визначник матриці $(\bar{R}_s - \rho \bar{R}_n)$, після чого максимальне значення ρ_{max}

підставляється в (5) і система рівнянь вирішується відносно коефіцієнтів h_k вектора \bar{h} . При фільтрації сигналу вектор \bar{h} забезпечує виділення найбільшої енергії сигналу й відношення сигнал/шум (при ярко вираженому максимумі функції його кореляції).

У випадку некорельованого шуму його кореляційна матриця є одиничною і рівняння (5) приймає вид:

$$(\bar{R}_s - \rho \bar{I}) \cdot \bar{h} = 0. \quad (6)$$

В розгорнутій формі:

$$\begin{aligned} h_0(R_s(0)-\rho)+h_1R_s(1)+h_2R_s(2)+h_3R_s(3)+\dots+h_MR_s(M)&=0; \\ h_0R_s(1)+h_1(R_s(0)-\rho)+h_2R_s(1)+h_3R_s(2)+\dots+h_MR_s(M-1)&=0; \\ h_0R_s(2)+h_1R_s(1)+h_2(R_s(0)-\rho)+h_3R_s(1)+\dots+h_MR_s(M-2)&=0; \\ \dots & \dots \\ h_0R_s(M)+h_1R_s(M-1)+h_2R_s(M-2)+\dots+h_M(R_s(0)-\rho)&=0. \end{aligned}$$

Якщо замість функції автокореляції корисного сигналу використати функцію автокореляції безпосередньо зареєстрованих даних, то розв'язавши систему рівнянь, отримуємо вектор \bar{h} .

Для простого гладкого радіоімпульсу (рис. 2–3) ширина (кількість бокових пелюсток) сформованої АЧХ ЦФ буде впливати на величину енергії сигналу на виході фільтра і кінцеве відношення сигнал/шум (перешкода). В загальному випадку обмежена АЧХ фільтра буде мати нескінчену імпульсну характеристику. Але практична реалізація ЦФ потребує обмеженої кількості коефіцієнтів фільтра ($h_k, k \neq \infty$), яка визначається інтервалом дискретизації аналогового сигналу (АЦП і швидкодією цифрового процесора фільтра).

Розв'язавши систему рівнянь, розраховується вектор імпульсної характеристики \bar{h} "обуженого" фільтра (рис. 4) з частотною характеристикою $H(z)$ із домінуючими основною та трьома бічними пелюстками.

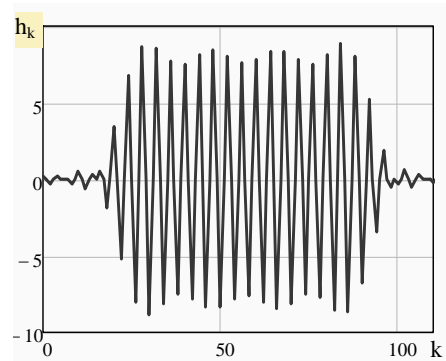


Рис. 4. Імпульсна характеристика цифрового оптимального фільтра

При обмеженні по кількості відліків імпульсної характеристики, форма АЧХ ЦФ фактично буде мати вигляд, представлений на рис. 5. Така передатна функція ЦФ (із трьома ближніми бічними пелюстками) забезпечить накопичення енергії сигналу

$\sum_k |y_k|^2$ на виході фільтру до 98 - 99 %. Рівень фону АЧХ такого ЦФ буде становити 0,787 % (-42 дБ).

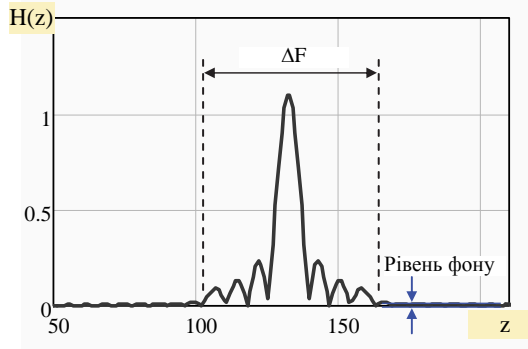


Рис. 5. Результуюча АЧХ оптимального фільтру

На рис. 6 приведений приклад однієї із реалізацій за результатами математичного моделювання роботи ЦФ простого радіоімпульсу в пакеті Simulink MatLab. Перша осцилограма (рис. 6, а) містить вхідний широкополосний аналоговий сигнально-шумовий процес $x(t)$ на проміжній частоті.

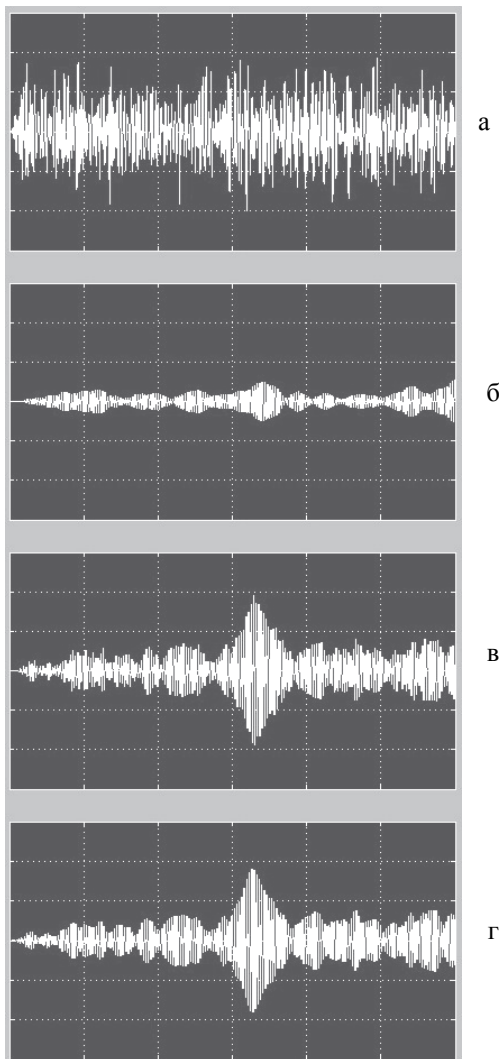


Рис. 6. Результати математичного моделювання роботи ЦФ

В приведеній реалізації відношення амплітуди сигналу u_s до середньоквадратичного значення шуму σ_n обрано 0,33. Вхідний сигнал після дискретизації за часом і рівнем $x(k)$ одночасно впливав на три ЦФ з різними імпульсними характеристиками. Друга осцилограма (рис. 6, б) відповідає виходу цифрового фільтру Баттерворта 3-го порядку з дзвоною АЧХ $|k(f)| = \exp[-\pi((f - f_0)/\Delta f)]^2$, і шириною обрано за умовою Сіфорова [2]. Третя осцилограма (рис. 6, в) відповідає виходу ЦФ з передатною функцією узгодженого фільтру (2). Четверта (рис. 6, г) – передатній функції з обмеженою АЧХ (рис. 4), яка відповідає імпульсній характеристиці h_k .

За результатами статистичного усереднення по ансамблю сигнально-шумових реалізацій для випадків слабких сигналів $u_s/\sigma_n < 1$ проведено порівняння значень відношення сигнал/шум \bar{q} на виході фільтру Баттерворта із дзвоною обвідною і цифрового квазіузгодженого фільтру h_k з імпульсною характеристикою, представленою на рис. 4. Результати усереднення приведені в табл. 1, а графік залежності середнього значення \bar{q} від відносного рівня прийнятого сигналу – на рис. 7.

Таблиця 1

Порівняння результатів моделювання роботи ЦФ

	Усереднене відношення сигнал/шум, \bar{q}	
	Фільтр Баттерворта 3-го порядку	Оптимальний ЦФ
$u_s/\sigma_n = 0,25$	3,04	2,94
$u_s/\sigma_n = 0,33$	3,41	3,7
$u_s/\sigma_n = 0,5$	4,37	4,56
$u_s/\sigma_n = 0,6$	5,83	6,48
$u_s/\sigma_n = 0,7$	7,74	8,48
$u_s/\sigma_n = 0,8$	8,95	9,77

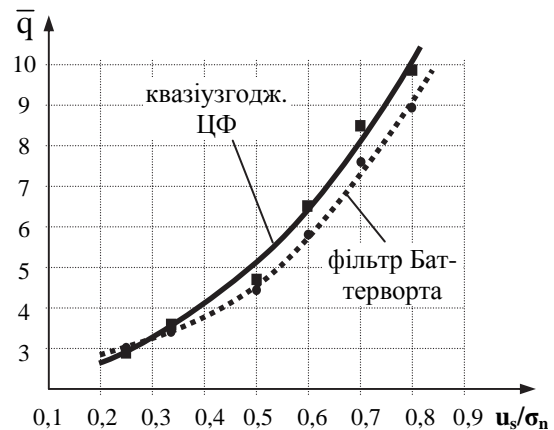


Рис. 7. Графік залежності $\bar{q} = f(u_s/\sigma_n)$

Отримані результати математичного моделювання дозволяють стверджувати, що квазіузгоджений ЦФ забезпечує накопичення енергії корисного сигналу на фоні суміші гаусового шуму із позасмуговою перешкодою до 90...99 % в залежності від перешкодової обстановки, і вираш у відношенні сигнал/шум (рис. 7) у порівнянні із класичним оптимальним фільтром із дзвоною АЧХ, особливо в умовах виявлення слабких сигналів $u_s/\sigma_n < 1$.

Зрозуміло, що ширина АЧХ (ΔF на рис. 5) такого ЦФ повинна адаптуватись в залежності від перешкодової обстановки. Причому гранично малою ΔF_{\min} вона забезпечить накопичення енергії сигналу, яка міститься тільки в головній пелюстці його спектра (90 %), а розширення її, наприклад в безперешкодовій обстановці, в чотири рази забезпечить накопичення до 99 % енергії ехо-сигналу на виході ЦФ.

Завчасно розраховані коефіцієнти імпульсних характеристик $h_{j,k}$, які відповідають різним по ширині АЧХ утворюють матрицю імпульсних характеристик $H = \|h_{j,k}\|$. Довжина k кожного вектора імпульсної характеристики однакова, а кількість векторів відповідає різним по ширині АЧХ і утворює строки матриці j .

Для оцінювання перешкодової обстановки за межами частот домінування корисного сигналу використовується окремий канал аналізу перешкод із режекторним фільтром (рис. 6). Сумарний модуль вектора перешкод в якості керуючої напруги змінює номер строки j матриці H , тим самим керує шириною АЧХ ЦФ.

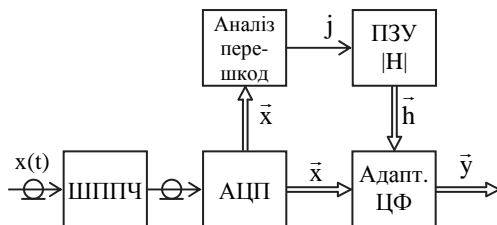


Рис. 8. Схема адаптивного ЦФ

Висновки

Цифрова фільтрація гладкого радіоімпульсу на проміжній частоті на фоні суміші гаусова шуму із

позасмуговою перешкодою в квазіузгодженому ЦФ забезпечить накопичення його енергії до 99 % на виході фільтру, сформує більш яскраво виражений максимум радіоімпульсу i , таким чином, покращить умови його виявлення, особливо при слабкому вхідному сигналі; забезпечить адаптивну зміну форми АЧХ в залежності від перешкодової обстановки

Список літератури

1. Вишневський С.Д. Потенційні можливості РЛС РТВ з виявлення оперативного-тактичних та тактичних безпілотних літальних апаратів / С.Д. Вишневський, Л.В. Бейліс, В.І. Климченко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2017. – № 2 (27). – С. 92-98.
2. Beilic J.B. Radar reconnaissance capabilities estimation of low-sized low-altitude aircrafts by means of radiotechnical troops surveillance radars / Л.В. Бейліс, В.Ф. Зюкін, С.В. Кукобко // Системи обробки інформації. – 2017. – № 1 (147). – С. 6-8.
3. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочн. / под ред. Я.Д. Ширмана. 2-е изд. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
4. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов. Практический подход. Второе издание / Э. Айфичер, Б. Джервис. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2004. – 992 с.
5. Корж Ю.Н. Эффективность нерекурсивных фильтров предсказания для нестационарных случайных процессов / Ю.Н. Корж, А.И. Тынтышиников, С.В. Солов // Системи обробки інформації. – Х.: ХНУПС, 2017. – Вип. 2(148). – С. 95-99.
6. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С.З. Кузьмин. – К.: КВИЦ, 2000. – 428 с.
7. Атаманюк В.В. Перспективні шляхи модернізації приймально-передавальних систем РЛС артилерійської розвідки. [Електронний ресурс] / В.В. Атаманюк, О.А. Дідіченко, О.В. Кононець // Тези доповіді НТК "Перспективи розвитку ракетних військ і артилерії сухопутних військ." – Електронні текстові дані. – Режим доступу: http://www.asv.gov.ua>наука>NTK_2014, вільний. – (дата звернення: 22.06.2017). – Назва з екрана.
8. Сухаревський О.І. Оцінювання параметрів зон виявлення безпілотного літального апарату "Орлан-10" радіолокаційними засобами самохідного зенітного ракетного комплексу 9К33МЗ "Оса-АКМ" / О.І. Сухаревський, В.О. Василюк, І.С. Ряполов // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2016. – № 4 (25). – С. 33-38.

Надійшла до редколегії 17.05.2017

Рецензент: д-р техн. наук доц. В.А. Таршин, Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

ОСОБЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОИМПУЛЬСА БЕЗ ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Д.Г. Гордиенко, Ю.Г. Ильчишин, В.В. Тонкошкур, С.В. Яровой

В статье рассмотрен способ адаптивной цифровой фильтрации прямоугольного радиоимпульса без внутриимпульсной модуляции на промежуточной частоте.

Ключевые слова: оптимальный фильтр, цифровой фильтр, импульсная характеристика.

FEATURES OF ADAPTIVE DIGITAL FILTRATION OF RADIOIMPULSE WITHOUT INNER-IMPULSE MODULATION

D. Gordienko, U. Ilchishin, V. Tonkoshkur, S. Yarovoy

The method of adaptive digital filtration of rectangular radioimpulse without inner-impulse modulation on an intermediate-frequency is considered in the article.

Keywords: optimal filter, digital filter, impulsive description.