

## РАДІОТЕХНІЧНІ КОЛА ТА СИГНАЛИ

УДК 621.372.061:391.266

### ПОГОДЖЕНА ФІЛЬТРАЦІЯ НА БАЗІ НОРМАЛІЗАЦІЇ ОРТОГОНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ

*Рибін О.І., Данилевська В.Г.*

*Запропоновано метод погодженої фільтрації на базі нормалізації в області дискретних ортогональних перетворень за критерієм мінімуму коефіцієнтіє трансформант.*

#### **Вступ. Постановка задачі**

Аналіз подібності та відмін сигналів звичайно проводять за допомогою класичних погоджених фільтрів. Такі фільтри будують на базі деяких обмежень, накладених на сигнали, що підлягають обробці (стаціонарність сигналу та білого шуму з нульовим середнім, диференційованість самого сигналу). Тоді оптимальне детектування забезпечується кореляцією між тестовим сигналом  $S(t)$  та сигналом  $x(t)$  з адитивним білим шумом [1].

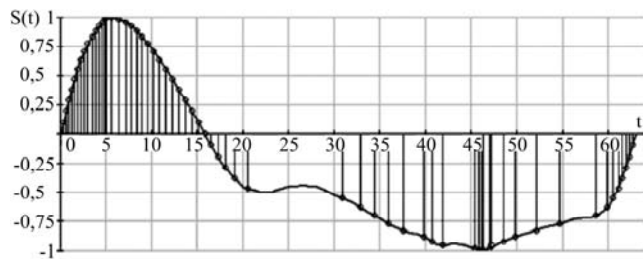
Інше формулювання критеріїв подібності полягає у порівнянні векторів  $\overline{X_K}$  та  $\overline{S}$  в  $N$ -вимірному просторі сигналів, коли ці вектори утворені  $N$  дискретними відліками сигналу  $x(t)$  та еталону  $S(t)$  [2]. При цьому (після приведення у відповідність масштабів аналізованих сигналів  $x(t)$  та  $S(t)$  (що незручно на практиці) можна оцінити норму різниці векторів  $\|\overline{X_K} - \overline{S}\|$ , що й буде чисельною оцінкою незбіжності. Ясно, що такий погоджений фільтр буде критичним до ступеня погодження масштабів невідомого за амплітудою шуканого сигналу (серед шеругу інших) і тестового. Аналогічно, класичний лінійний (кореляційний) погоджений фільтр може задовільно працювати лише для сигналу, замаскованого білим шумом при відсутності інших детермінованих сигналів, оскільки при реєстрації сигналу, погодженого з тестовим  $S(t)$ , пік кореляційної функції може виявитися значно нижчим, ніж результат згортки тестового сигналу (або зображуючого вектору  $\overline{S}$ ) з неподібним сигналом великої амплітуди. Таким чином, між  $\overline{X_K}$  та  $\overline{S}$  в  $N$ -мірному просторі є зручнішим критерієм порівняння, оскільки не залежить від довжини векторів. Заміною кута його косинусом одержано косинусний фільтр [3-5], для якого відсутні згадані недоліки. Проведені дослідження [4] показали значно більшу надійність косинусного фільтра у порівнянні до фільтрів класичного погодженого, коваріаційного та евклідовського. Так само, як і косинусний фільтр, незалежним від амплітуди порівнюваних векторів  $\overline{X_K}$  та  $\overline{S}$  запропоновано погоджений фільтр, що базується на процедурі нормалізації ортогональних перетворень [6], який у подальшому будемо називати нормалізованим фільтром.

#### **Теоретичні основи методу та приклади застосування**

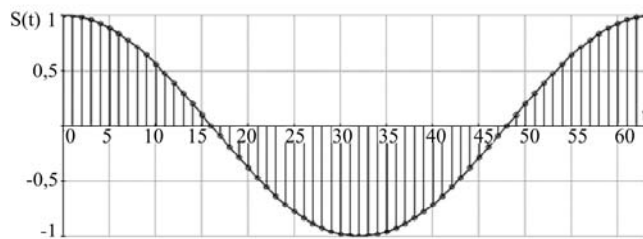
Нормалізований фільтр можна легко реалізувати, якщо форма шуканого

сигналу (незалежно від амплітуди) співпадає з формою трансформанти ортогонального перетворення. Тоді спектр ортогонального перетворення сигналу  $\overline{X}_k$ , довжина якого дорівнює періоду відповідної трансформанти, буде містити лише амплітуду цієї трансформанти, а інші трансформанти (в ідеальному випадку) дорівнюватимуть (крім, може, трансформанти з номером нуль) нулю. Наявність шуму призведе до відмін від нуля інших трансформант перетворення, але такі відміни можна відобразити коефіцієнтом трансформант (коефіцієнтом гармонік для перетворення Фур'є), що дасть чисельну оцінку подібності і дозволить встановити відповідний поріг, перевищення якого величиною, зворотною до коефіцієнта трансформант, і буде свідчити про наявність шуканого сигналу. В разі обчислення ортогонального перетворення сигналу, відмінного від тестового, коефіцієнт трансформант (гармонік) буде великим, а зворотна величина - малою, меншою встановленого порога.

На жаль, шукані сигнали звичайно не тотожні трансформантам жодного з відомих ортогональних перетворень, тому задача полягає у створенні умов, за яких трансформанти відомих перетворень були б тотожні шуканим сигналам. Процедуру такого ототожнення і названо нормалізацією перетворення за тестовим сигналом [6]. Ідея нормалізації полягає у нормуванні шуканого (тестового) сигналу так, що найбільше і найменше його значення дорівнюють +1 та -1, відповідно. Далі на цей сигнал (рис.1) переносяться значення дискретних відліків обраного для нормалізації дискретного перетворення (на рис.1—це дійсна складова першої трансформанти перетворення Фур'є). Після цього знаходяться моменти часу тестового сигналу, які відповідають еквідистантним відлікам трансформант Фур'є. Після впорядкування номерів відліків у порядку зростання відповідно до їх розташування на тестовому сигналі в матриці дискретного ортогонального перетворення стовпці переставляють відповідно до цих нових впорядкованих номерів.



а)



б)

Рис.1. Процедура нормалізації ДПФ

а) дійсна частина трансформанти перетворення Фур'є;

б) трансформанта нормалізованого перетворення)

Таблиця

$\Delta t_1$	$\Delta t_2$	$\Delta t_3$	$\Delta t_4$	$\Delta t_5$	$\Delta t_6$	$\Delta t_7$	$\Delta t_8$	$\Delta t_9$	$\Delta t_{10}$	$\Delta t_{11}$	$\Delta t_{12}$	$\Delta t_{13}$	$\Delta t_{14}$	$\Delta t_{15}$	$\Delta t_{16}$
0.3	0.29	0.29	0.32	0.32	0.30	0.35	0.42	0.38	0.46	0.41	0.39	0.33	0.25	0.14	0.05
$\Delta t_{17}$	$\Delta t_{18}$	$\Delta t_{19}$	$\Delta t_{20}$	$\Delta t_{21}$	$\Delta t_{22}$	$\Delta t_{23}$	$\Delta t_{24}$	$\Delta t_{25}$	$\Delta t_{26}$	$\Delta t_{27}$	$\Delta t_{28}$	$\Delta t_{29}$	$\Delta t_{30}$	$\Delta t_{31}$	$\Delta t_{32}$
0.52	0.85	0.77	0.6	0.58	0.59	0.58	0.65	0.66	0.68	0.71	0.69	0.73	0.73	0.74	0.68
$\Delta t_{33}$	$\Delta t_{34}$	$\Delta t_{35}$	$\Delta t_{36}$	$\Delta t_{37}$	$\Delta t_{38}$	$\Delta t_{39}$	$\Delta t_{40}$	$\Delta t_{41}$	$\Delta t_{42}$	$\Delta t_{43}$	$\Delta t_{44}$	$\Delta t_{45}$	$\Delta t_{46}$	$\Delta t_{47}$	$\Delta t_{48}$
0.7	0.75	0.8	1.02	1.49	10.27	2.0	1.59	1.45	1.67	2.2	0.9	1.22	3.46	0.53	0.19
$\Delta t_{49}$	$\Delta t_{50}$	$\Delta t_{51}$	$\Delta t_{52}$	$\Delta t_{53}$	$\Delta t_{54}$	$\Delta t_{55}$	$\Delta t_{56}$	$\Delta t_{57}$	$\Delta t_{58}$	$\Delta t_{59}$	$\Delta t_{60}$	$\Delta t_{61}$	$\Delta t_{62}$	$\Delta t_{63}$	
0.24	0.68	0.2	1.39	1.25	2.29	2.57	3.96	1.26	0.62	0.57	0.4	0.43	0.4	0.38	

Незручністю процедури нормалізації є нееквідистантні відліки тестового сигналу (їх значення для розглянутого прикладу наведено в таблиці), які до нормалізації на косинусоїді усі дорівнювали одиниці. Якщо тепер за цими новими кроками дискретизації робити поточні відліки досліджуваних

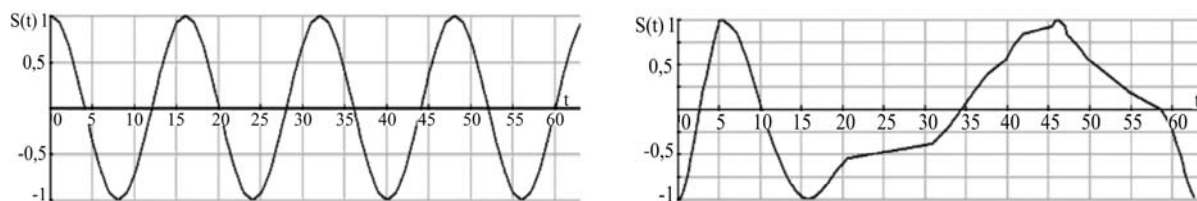


Рис. 2а. Друга нормалізована трансформанта ДПФ

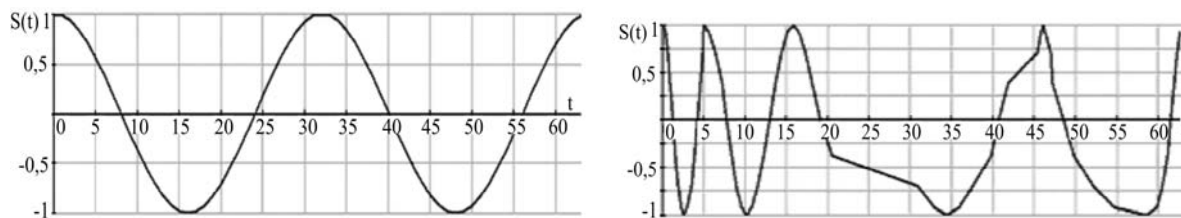


Рис. 2б. Третя нормалізована трансформанта ДПФ

сигналів, то дискретне нормалізоване перетворення (в даному випадку Фур'є) дасть лише одну ненульову (першу) трансформанту. Нормалізовані дійсні складові трансформант ДПФ наведено на рис.2.

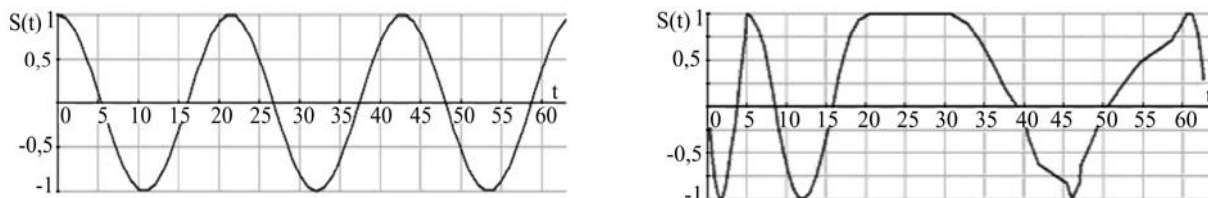


Рис.2в. Четверта нормалізована трансформанта ДПФ

Для оцінки міри розбіжностей між тестовим та досліджуваним сигналами введено міру розбіжностей - коефіцієнт трансформант [9,10]. Повну

енергію сигналу  $\varepsilon_{\Sigma}^2$  для нееквідистантних відліків обчислюють за трансформантами  $W_K$  нормалізованого перетворення за формулою  $\varepsilon_{\Sigma}^2 = \varepsilon_0^2 W_0^2 + \dots + \varepsilon_K^2 W_K^2 + \varepsilon_{N-1}^2 W_{N-1}^2$ , де  $\varepsilon_i^2$  - енергія  $i$ -ї трансформанти одиничної амплітуди:  $\varepsilon_i^2 = \sum_{m=0}^{N-1} d_{im}^2 \Delta t_i$ , де  $\Delta t_i$  -  $i$ -й крок дискретизації (див.рис.1),  $d_i$  - значення  $i$ -го дискретного відліку тестового сигналу;  $N$ -кількість відліків сигналу ( $i$ -ї трансформанти). Тоді коефіцієнт трансформант можна оцінити за формулою  $K_T = \varepsilon_K / \varepsilon_{\Sigma}$ , де  $\varepsilon_k$  - нормалізована тестовим сигналом енергія  $k$ -ї трансформанти.

Алгоритм погодженої фільтрації в області трансформант нормалізованих ортогональних перетворень можна подати у вигляді: 1. Нормалізувати обрану трансформанту ортогонального перетворення за тестовим сигналом; 2. Одержати значення нееквідистантних кроків дискретизації  $\Delta t_K$ ; 3. Для кожного сигналу у вікні, що рухається вздовж послідовності детермінованих сигналів та реалізації адитивного шуму, взяти дискретні відліки для  $\Delta t_K$ ; 4. Обчислити дискретне нормалізоване перетворення сигналу у вікні; 5. Обчислити коефіцієнт трансформант та його зворотну величину  $Y_{K_T}$  ("гостроту" реакції фільтру); 6. Якщо  $Y_{K_T}$  перевищує наданий поріг - сигнал знайдено. Якщо ні - посувати вікно на найменший з кроків дискретизації і повертатися до п.3.

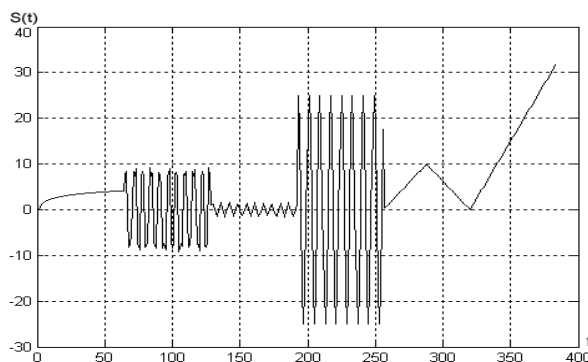
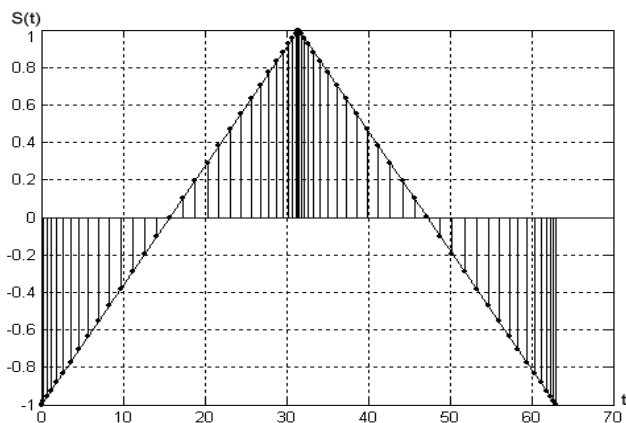
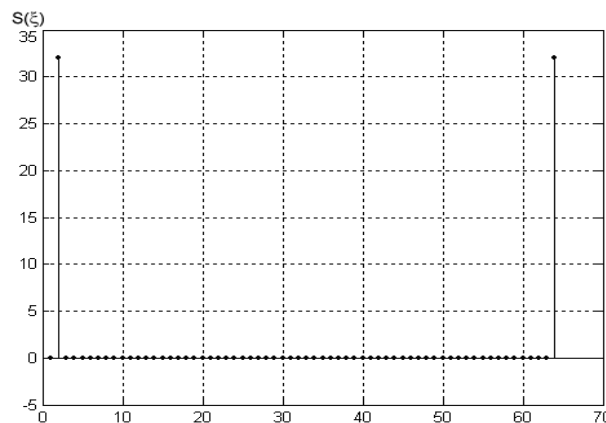


Рис.3. Досліджуваний сигнал ( $t$  у відліках)



а)



б)

Рис. 4. Тестовий сигнал (а) та його нормалізований спектр (б), ( $t$  у відліках,  $\xi$  - номери трансформант)

Для ілюстрації роботи запропонованого фільтра розглянемо послідовність сигналів (рис.3), в якій трикутник, що починається з 256-го відліку, і є шуканим сигналом. Нормалізоване ДПФ для даного тестового сигналу

(див.рис.4а) дає спектр трансформант (рис. 4б), який містить тільки одну ненульову (першу) трансформанту. Розподілення коефіцієнтів трансформант (значення яких зображуються на початку поточної позиції рухомого вікна) наведено на рис.5а, а відповідні “гостроти” на всьому інтервалі дослідження (512 відліків) – на рис.5б. Аналогічні дослідження проведені для пошуку трикутного та пачки з чотирьох - трикутних імпульсів на фоні “білого шуму” (зі спектром потужності формату перетворення) для різних діючих значень шуму. Так для перетворення Фур’є, нормалізованого для пошуку трикутного сигналу, картину розподілу у часі досліджуваної послідовності імпульсів з адитивним шумом для шуму з нормованими діючим значенням 0,6 та 2 наведено в верхніх частинах рис. 6а та 6б, відповідно, а розподілення обчислених “гострот” реакцій фільтру на тому ж самому інтервалі – в нижніх частинах вказаних рисунків.

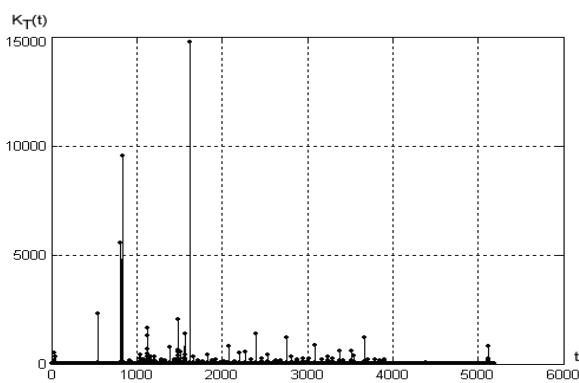


Рис. 5а. Коефіцієнти трансформант ( $t$  у відліках)

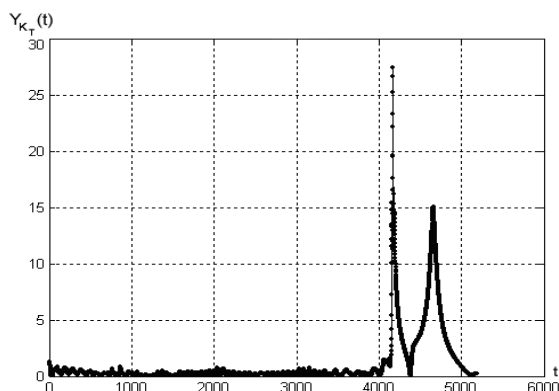
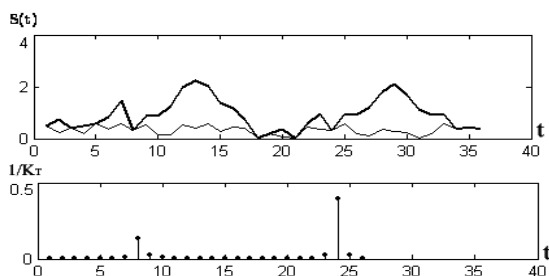
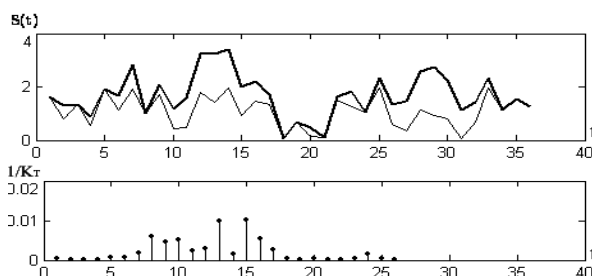


Рис. 5б. “Гострота” реакцій фільтру на тому ж самому інтервалі – в нижніх частинах вказаних рисунків.



а)



б)

Рис. 6. Сигнали з адитивним шумом (а-  $\sigma = 0,6$  ; б-  $\sigma = 2$  )

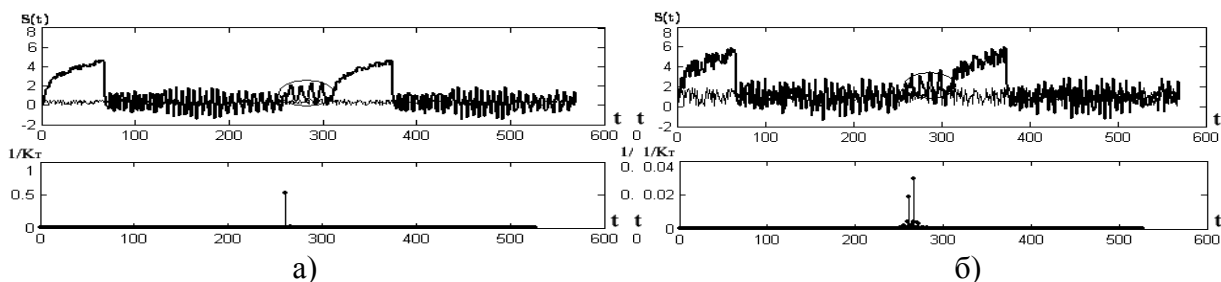


Рис. 7. Сигнали з пачки трикутних імпульсів (обведено колом) та адитивним шумом для  $\sigma = 0,6$  (а) та  $\sigma = 2$  (б).

Як видно з наведених рисунків, при діючому значенні шуму рівному 2 пошук “погодженого з фільтром” сигналу стає досить проблематичним (при цьому відношення сигнал/шум значно менше одиниці). Ситуація зміниться, якщо підвищити енергію шуканого сигналу (не підвищуючи його амплітуду), використовуючи як шуканий сигнал пачку з чотирьох трикутників імпульсів (як це роблять для класичної лінійної погодженої фільтрації). Для останнього випадку картину послідовностей сигналів з адитивним шумом для діючих значень шуму 0,6 та 2,0 наведено у верхній частині рис.7а та 7б, а “гостроти” реакцій фільтру – у нижніх частинах тих самих рисунків. Отже, процедура нормалізації дозволяє за наведеним вище алгоритмом створити погоджений фільтр, подібний до косинусного, але з іншою мірою оцінки подібності.

### **Висновки**

Запропонований метод нелінійної фільтрації потребує подальшої оцінки його надійності у порівнянні до класичної лінійної та косинусної фільтрації, а також вдосконалення вибором оптимальних базових ортогональних перетворень, що підлягають нормалізації тестовим сигналом.

### **Література**

1. Schwartz M., Shaw L. Signal processing, discrete spectral analysis, detection and estimation. MacGraw –Hill. – Tokyo, 1975.
2. Найкін С. Digital communication. J.Willey & Sons Inc., 1988.
3. Jan J. Nonlinear “Matched” filters // Proc. Inf. conf. COFAX’95, Bratislava (Slovakia). – 1995. – P. 201-205.
4. Ян И. Нелинейные согласованные фильтры для анализа различий // Радиоэлектроника. – 1999. - №6 – С.51-58. (Изв. Высш. учеб. заведений).
5. Jan J. Two-demensional non-linear matched filters // Proc. COFAX’96, Bratislava (Slovakia). – 1995. – P. 193-198.
6. Рыбин А.И. Нормализация дискретных ортогональных преобразований тестовым сигналом // Изв. высш. учеб. заведений Радиоэлектроника.-2004.- №7 – С.39-46.
7. Рыбин А.И., Григоренко Е.Г. Алгоритм підстройки дискретного ортогонального преобразования под тестовий сигнал // Вісник НТУУ „КПІ”. Сер. Приладобудування. –2004. –Вип. 27. – С. 122-128.
8. Рибін О.І., Шарпан О.Б. Діагностичні можливості процедури нормалізації ортогональних функцій при аналізі пульсограм // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – 2004. – т.1. – №4. – С. 144-149.
9. Рибін О.І., Сакалош Т.В., Шарпан О.Б. Аналіз пульсограм на базі процедури нормалізації ортогональних перетворень REX. // Наукові вісті НТУУ “КПІ”. 2005. № 4. С. 29-33.
10. Рыбин А.И., Шарпан О.Б., Григоренко Е.Г., др. Коэффициенты трансформант нормализованных ортогональных преобразований и диагностика пульсограм // Вісник НТУУ „КПІ”. Сер. Приладобудування. –2005. –Вип. 30. – С. 148-156.

<p>Данилевская В.В., Рыбин А.И.  <b>Согласованная фильтрация на базе нормализации ортогональных преобразований</b>          Предложен метод согласованной фильтрации на базе нормализации в области дискретных ортогональных преобразований по критерию минимума коэффициента трансформант.</p>	<p>Danilevska V.V., Rybin O.I.  <b>The concert filtration on the base of the normalize orthogonal transformations</b>          The method of the concerted filtration is offered on the base of normalization of discrete in an area of orthogonal transformations to criterion of a minimum of coefficient of transformant.</p>
---	--