

ИЗБОР НА УЕЙВЛЕТ ЗА ОБЕЗШУМЯВАНЕ НА СИГНАЛИ ОТ ИНЕРЦИАЛНИ СЕНЗОРИ

Емил Йончев
iontchev@vtu.bg

*Висше транспортно училище “Тодор Каблешков”, катедра “ПТСМС”
Ул. “Гео Милев” 158, София 1574, БЪЛГАРИЯ*

Ключови думи: уейвлети, дискретно уейвлет преобразуване, стационарно уейвлет преобразуване, уейвлет пакети, обезшумяване на сигнали, инерциални сензори

Резюме: Сигналите получавани от MEMS инерциални сензори, монтирани на транспортни средства съдържат шумови компоненти, които внасят грешки при последващата обработка. За премахване на неинформативните компоненти има разработени различни методи, но в последните години с особена ефективност се отличават методите, които използват уейвлет преобразуване. В публикацията накратко са описани три от методите за преобразуване на сигнали с уейвлети и тяхното използване за обезшумяване. Изложени са свойствата на ортогоналните и биортогонални фамилии уейвлети. Показани са предимствата и недостатъците на всяка една от тях. Създаден е алгоритъм за преобразуване на зададен сигнал и по трите метода, с възможност за избор ниво на декомпозиция на сигнала, използван уейвлет и метод за изчисление на праговата стойност, спрямо която коефициентите от преобразуването се приравняват на нули. Приет е критерий за избор на най-подходящият уейвлет на базата на количествена оценка на ефективността на филтрацията. Тя се определя посредством средноквадратичната грешка или коефициента на намаляване на шума.

Основни моменти при обезшумяване с уейвлети

Традиционите методи за обезшумяване са основно базирани на провеждане на симулация върху определен модел или спектрален анализ, които често при нестационарни сигнали не могат да бъдат приложени успешно. Сравнен с тях уейвлет обезшумяването е по-ефективно и е приложимо в много инженерни приложения, защото показва локалните характеристики на нестационарните сигнали във времевата и честотна области. Много научни изследвания са проведени в различни области за разработване и прилагане уейвлет методи за обезшумяване.

За постигане на добра ефективност при обезшумяването е необходимо да се направи оптимален избор в следните пет стъпки от алгоритъма на обезшумяването:

- Избор на вида уейвлет, с който да се извърши преобразуването
- Определяне на нивото на декомпозиция на сигнала
- Определяне на стойността на прага спрямо, който коефициентите от преобразуването се нулират
- Избор на метод, по който да се приложи определеният праг
- Избор на начин за декомпозиране на сигнала

Използвани методи за декомпозиране на сигнали

1. Дискретно уейвлет преобразуване(ДУП)

Уейвлет функциите имат нулева средна стойност

$$(1) \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0$$

Те са компактни както във времевата така и в честотната област. Могат да бъдат ортогонални, биортогонални и полуортогонални. Те от своя страна могат да са симетрични или несиметрични. Различават се по степен на гладкост, която се определя от степения показател m в израза (2)

$$(2) \int_{-\infty}^{\infty} t^m \psi(t) dt = 0$$

Базовите функции $\psi_{a,b}(t) \in L^2(R)$, по които става декомпозирането на сигнала са реални, определени са в някакъв интервал и се колебаят около абсисната ос [1]. Те се получават след мащабиране и преместване на функцията-прототип $\psi(t)$, съгласно израза (3)

$$(3) \psi_{a,b}(t) = a^{-\frac{1}{2}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), a, b \in R$$

Параметърът b показва разположението на уейвлета по времевата ос, а параметърът a мащаба на уейвлета спрямо прототипа-уейвлет. Големите стойности на a , съответстват на ниски честоти, а малките стойности, на високи честоти.

Параметрите a и b в израза (3) са непрекъснати, което предполага голям брой функции и голям излишък от информация. За ограничение на изчислителните операции се използва стъпаловидно изменение (по степените на две) на тези параметри. Така се получава дискретно уейвлет преобразуване в точки определени с изразите

$$(4) a_m = 2^m, b_{mn} = 2^m n b_0, m, n \in Z, a_0 > 1, b_0 \neq 0$$

Параметърът b_0 може да бъде всякакво число, но за простота се избира да е равно на единица. Уейвлетите се изразяват като

$$(5) \psi_{m,n}(t) = |a_m|^{-1/2} \psi\left(\frac{t-b_{mn}}{a_m}\right) = 2^{-\frac{m}{2}} \psi(2^{-m}t - n).$$

Стойността на коефициентите от представянето на сигнала $x(t)$ по отношение на избрания уейвлет и избраната решетка се определя с израза

$$(6) W_x(n, 2^m) = 2^{-\frac{m}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi^*(2^{-m}t - n) dt.$$

За да се възстанови изходният сигнал се извършва обратно преобразуване с израза

$$(7) x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} 2^{-\frac{3}{2}m} \int_{-\infty}^{\infty} W_x(n, 2^m) \tilde{\psi}(2^{-m}(t-n)) dn$$

В израза е използван уейвлет двойник $\tilde{\psi}(t)$, който е определен с израза

$$(8) \tilde{\psi}(\omega) = \frac{\psi(\omega)}{\sum_{m=-\infty}^{\infty} |\psi(2^m \omega)|^2}$$

Това уейвлет преобразуване не поражда загуба на информация и значително намалява обема на изчислителните операции, но с разработването на алгоритъма на Малат се постига истински скок в ефективността на изчислителната процедура [3]. При анализиране на сигнали е подходящо те да се представят като съвкупност от последователни приближения.

За да се осъществи това се използва кратномасщабния анализ [1]. С него пространството $L^2(R)$ се описва с йерархически вложени подпространства

$$(9) \dots \subset V_2 \subset V_1 \subset V_0 \subset V_{-1} \subset V_{-2} \subset \dots V_m, \text{ които не се пресичат}$$

$$(10) \bigcap_{m \in \mathbb{Z}} V_m = \{0\}$$

а при тяхното обединение се описва цялото пространство

$$(11) \bigcup_{m \in \mathbb{Z}} V_m = L^2(R)$$

Подпространството V_m може да се изрази като сума от елементите на предходното подпространство V_{m+1} , $V_m = V_{m+1} \oplus W_{m+1}$. За дискретното пространство V_{-1} е дадена мащабиращата функция $\phi(t)$ като импулсна реакция на идеален октавно лентов нискочестотен филтър

$$(12) \sqrt{2}c_n = \frac{\sin(\pi n / 2)}{\pi n / 2}$$

Тогава $\phi(t)$ може да бъде записана като $\phi(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \phi(2t - n)$ тъй като е получена от $\phi(2t)$ след преминаване през октавно лентов нискочестотен филтър [4]. И двете функции $\phi(t)$ и c_n са симетрични. Високочестотните съставки W_j се получават от октавно лентов високо честотен филтър, който се получава от нискочестотния, като неговите коефициенти се модулират с $(-1)^n$ и са изместени с единица. Понеже са симетрични те може да се запишат като c_{-n+1} . Уейвлетната функция е

$$(13) \psi(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n c_{-n+1} \phi(2t - n)$$

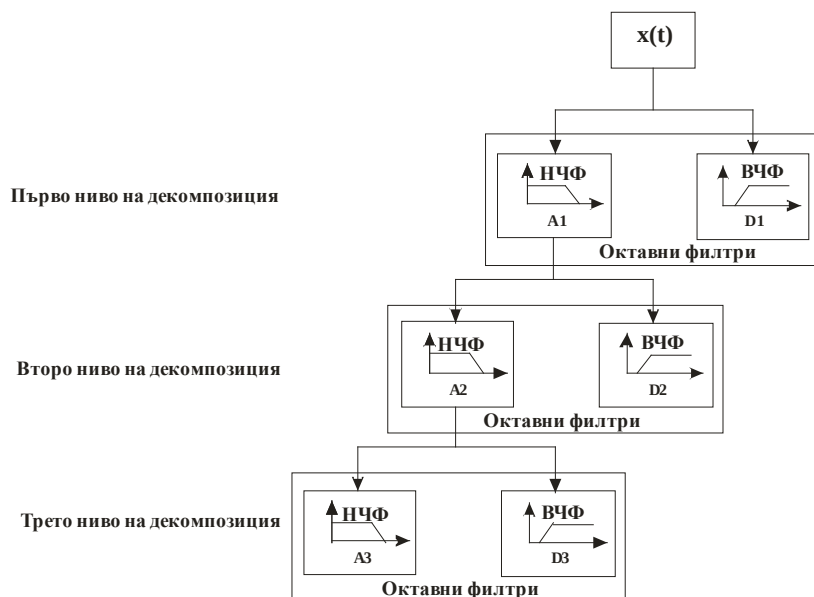
Мащабиращите функции и уейвлетите са ортогонални защото покриват несвързани области от спектъра $\phi(t - k) \perp \psi(t - k)$. Същото така

$$(14) \langle \psi(t - k), \psi(t - l) \rangle = \delta_{kl}$$

Ако на един сигнал $x(t)$ се направи анализ до ниво m , то той ще представлява сума от груба апроксимация $a_m(t) \in V_m$ и множество детайли $d_j(t) \in W_j$, и се записва с израза

$$(15) x(t) = a_m(t) + \sum_{j=-\infty}^m d_j(t) = \sum_n \langle \phi_{m,n}(t), x(t) \rangle \phi_{m,n}(t) + \sum_{j=-\infty}^m \sum_k \langle \psi_{j,k}(t), x(t) \rangle \psi_{j,k}(t)$$

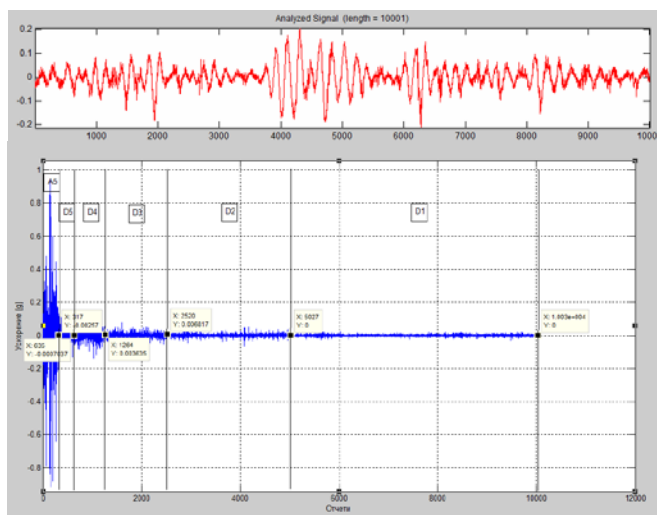
Процеса на декомпозиция може да бъде представен схематично както е показано на фигура 1 [2].



Фиг. 1. Декомпозиране на сигнала на различни нива

На изхода на НЧФ се получава сигнала на апроксимациите (А). На тях им се прави децимация като се взема всеки втори отчет. По същият начин на изхода на ВЧФ се получава сигнала на детайлите (D), на който също му се прави децимация. Сигнала, който искаме да се декомпозира се подава едновременно на НЧФ и ВЧФ, в резултат на което се получават A1 и D1. Децимацията намалява излишните отчети от едновременното филтриране. Процеса се повтаря, като от A1 се получават A2 и D2, а от A2 съответно A3 и D3. Това може да продължи до желаното от нас ниво на декомпозиция.

Пример за ДУП на сигнал получен от акселерометър монтиран в кабината на електрически мотрисен влак Siemens е показан на фигура 2. Честотата на дискретизация е 163 Hz. Сигнала е декомпозиран на пет нива, в резултат, на което имаме една група от 317 броя коефициенти на апроксимацията и съответстващата ѝ група на детайли със същата дължина. Има още четири групи с коефициенти на детайли, които са показани с тяхната дължина на фигурата. С вертикални линии са ограничени областите, в които са разположени коефициентите от съответните нива на декомпозиция.



Фиг. 2. Коефициентите на различните нива на декомпозиция

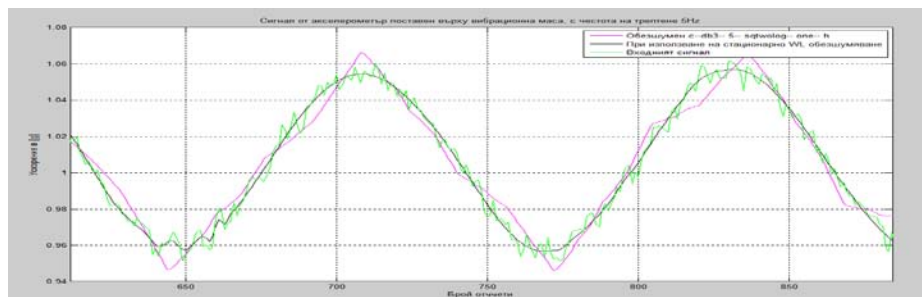
2. Дискретно стационарно уейвлет преобразуване

ДУП има недостатъка, че не е инвариантно по отношение на времето. Това означава, че дори с периодичното удължаване (разширение) на сигнала X, неговото ДУП не е равно на преместената версия на ДУП на X. Когато се използва за обезшумяване понякога предизвиква изкуствени съставки във възстановеният сигнал. Като пример може да се

посочи съставките от явлението на Gibbs в област на прекъсване на сигнала. Тези съставки са свързани по определен начин със свойствата на сигнала и използваната база за декомпозиране на сигнала. Ако се използват сигнали с подобни характеристики, но с малко различно подравняване във времето, се генерират по-малко изкуствени съставки. Предлаганият метод за премахване на липсата на подравняване между сигнала и базата, в която той се декомпозира е: - сигнала да се премества с определена стъпка ε циклично спрямо неговата позиция. Най-добрата стъпка е онази при, която се получават най-малко изкуствени съставки. Тя се определя по метода предложен от Coifman, L. Woog, M. Goldberg и N. Saito. На изследваният сигнал се прилагат определен брой премествания спрямо началната му декомпозиция, а получените резултати се усредняват.

Както беше вече разгледано при ДУП на всяко ниво на декомпозиция се извършва децимация на коефициентите с четни индекси. Ако децимацията се извършва по избор и на нечетните коефициенти, тогава на всяко ниво се получават две поредици от коефициенти. Така ако направим всички възможни различни декомпозиции за всяко ниво j ще имаме 2^j различни декомпозиции $\varepsilon = [\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_j]$.

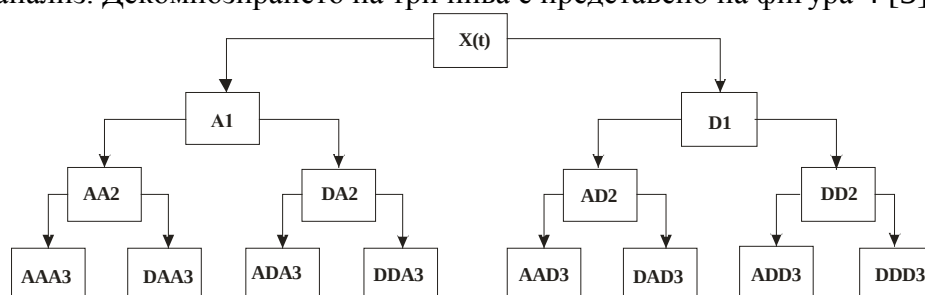
Алгоритъма използван в стационарното уейвлетно преобразуване е същият като този при ДУП, с тази разлика, че на двете декомпозиции, които се получават посредством конволюция на сигнала с подходящи филтри не се извършва децимация. Така се получават коефициентите на апроксимациите и детайлите с дължина равна на изходния сигнал. След това коефициентите на апроксимациите отново се декомпозират на коефициенти на апроксимации и на детайли с дължина равна на сигнала. Получават се коефициенти на апроксимациите $A(i, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_j)$ и детайлите $D(i, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_j)$, от дискретното уейвлет преобразуване използващо ε децимация. СДУП е дефинирано само за сигнали, които са кратни на 2^j , където j е максималното ниво на декомпозиция. За разширението на сигнала до необходимата кратна на 2^j стойност се използва периодичният метод за разширение на сигнали. На фигура 3 са представени зашумен сигнал и получените сигнали след обезшумяване, като са използвани двата метода за декомпозиране на сигналите: ДУП и СДУП.



Фиг.3. Сравнение между ДУП и СДУП

3. Уейвлет пакети

При тях декомпозицията на сигнала е подобна както вече разгледаната при алгоритъма за ДУП, с допълнението, че и получаваните детайли се декомпозират на две части. По този начин се получава завършено двоично дърво, с което може да се направи по-задълбочен анализ. Декомпозирането на три нива е представено на фигура 4 [3].



Фиг.4.Коефициенти получени от преобразуването с уейвлет пакети

Уейвлетите, които образуват съответният пакет се характеризират с три параметъра: позиция, мащаб и честота. Генерирането на уейвлета $W_n(t)$ при зададени филтри $h(n)$, $g(n)$, с дължина $2N$, съответстващи на уейвлета $W_1(t) = \psi(t)$ и мащабиращата функция $W_o(t) = \phi(t)$ се извършва с изразите [2]

$$(16) W_{2n}(t) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2N-1} h(k) W_n(2t-k) \text{ и } W_{2n+1}(t) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2N-1} g(k) W_n(2t-k)$$

Стартирайки от функциите $W_n(t)$ и следвайки същият алгоритъм довеждащ до ортогоналните уейвлети се получават уейвлети участващи в пакетите

$$(17) W_{j,n,k}(t) = 2^{-\frac{j}{2}} W_n(2^{-j}t - k), n \in N.$$

Основната идея на уейвлетите пакети е при фиксирана стойности на j и k , $W_{j,n,k}(t)$ да анализира промените на сигнала около позицията $2^j k$, с мащаб 2^j и различни честоти определени от параметъра n .

Уейвлет пакета е множеството функции $W_{j,n}(t) = (W_{j,n,k}(t), k \in Z)$, получени за цели положителни стойности на j и n . Те се организират в дърво както е показано на фигурата. Нивото на декомпозиция е избрано да бъде $j=3$, откъдето броя използвани уейвлети в пакета е: $n = 2^j - 1$, или стойностите са $n=0,1,2,\dots,7$.

При обезшумяването с използване на уейвлет пакети, се използват същите принципи както при ДУП. Само, че в този случай се получават по-голям брой бази, в които сигнала се декомпозира. Това предполага и възможност за търсене на най-добрата база, като се използват различни критерии. В [1] е изложен метод за адаптивен избор на най-добра база. В [5] е предложен метод за определяне на най-добрата база, като изборно усредняване на най-добрата оценка на уейвлет бази получени с адаптивен алгоритъм, който е приложен към всяка библиотека ортогонални функции.

Избор на уейвлет

Избора на уейвлет за анализ се определя от това каква информация е необходимо да бъде извлечена от сигнала. Всеки уейвлет има характерни особености във времевата и честотната области, поради което с различните видове уейвлети може по пълно да се изявят и подчертаят едни или други свойства на анализирания сигнал. Сравнение между различните видове уейвлети е дадено в [2]. Част от разгледаните свойства се отнасят до компресиране, обезшумяване или изглаждане на сигнали. При обезшумяване на сигнали уейвлета трябва да е ортогонален или биортогонален. От това избора се ограничава измежду уейвлет от фамилията Daubechies, Haar, Symlets, Coiflets, BiorSplines, ReverseBior и Dmeyer. Част от свойствата на тези уейвлети са дадени в таблица 1.

Таблица 1. Свойства на уейвлети

Наименование на фамилията	Съкратено означение	Брой функции	Симетричност	Ортогоналност	Биортогоналност	Дължина на филтъра	Брой анулирани моменти	Дискретно преобразуване	Непрекъснато преобразуване
Haar	haar	1	да	да	да	2	1	да	да
Daubechies	dbN	45	не	да	да	2N	N	да	да
Symlets	symN	2,3,...	не	да	да	2N	N	да	да
Coiflets	coifN	5	приблизително	да	да	6N	2N	да	да
BiorSplines	biorNr.Nd	15	да	не	да	$\max(2Nr, 2Nd)+2$	Nr	да	да
ReverseBior	rbiorNr.Nd	15	да	не	да	$\max(2Nr, 2Nd)+2$	Nd	да	да
DMeyer	dmey	1	да	да	да	-	-	да	да

За да се направи избор на уейвлет, с който да се извърши обезшумяване на сигналите получавани от акселерометри произведени по MEMS технологията и измерващи динамиката на транспортни средства е съставен алгоритъм, с който в итеративен режим се избира уейвлета и други параметри на процеса. Единият от сигналите е синтезиран с функцията $wnoise(2,10,0.5)$, а другият е получен от акселерометър. Избран е сигнала $wnoise(2,10,0.5)$ защото има подобни характеристики, като сигналите от акселерометри. Към тях предварително е добавен бял гаусов шум, до достигане на предварително зададено отношение сигнал-шум. Използваните отношения сигнал-шум са -10dB, 0dB и 10dB. Нивото на декомпозиция при синтезираният сигнал е определено на базата на статистическите свойства на сигнала и е еднакво за всички изследвания. Нивото на декомпозиция на сигнала от акселерометъра е определено като е взета предвид честотата на дискретизация на сигнала и интересувашата ни честотна област. Отново нивото е едно и също за всички изследвания. Всеки от сигналите е декомпозиран, като е използван по един представител от ортогоналните или биортогоналните фамилии и е декомпозиран и по трите метода. При избора на съответният уейвлет от фамилия е съблюдавано степента му на гладкост и нулевите му моменти, максимално да се доближават до тези на изследваният сигнал от акселерометъра. Използван е критерий за избор на уейвлет на базата на количествена оценка на ефективността на филтрацията. Тя се определя посредством средноквадратичната грешка или коефициента на намаляване на шума.

Средноквадратичната грешка се определя с изрази

$$(18) MSE = \frac{1}{n} \sum_n (F(n) - f(n))^2$$

Коефициента на намаляване на шума се определя с изрази

$$(19) CNR = \frac{\sum_n (x(n) - f(n))^2}{\sum_n (F(n) - f(n))^2}, \text{ където } f(n) \text{ е оригиналният сигнал, } F(n) \text{ е филтрираният}$$

сигнал, $x(n)$ е зашуменият сигнал.

Колкото стойността на CNR е по-голяма или респективно стойността на MSE е по-малка, толкова по-добро обезшумяване имаме.

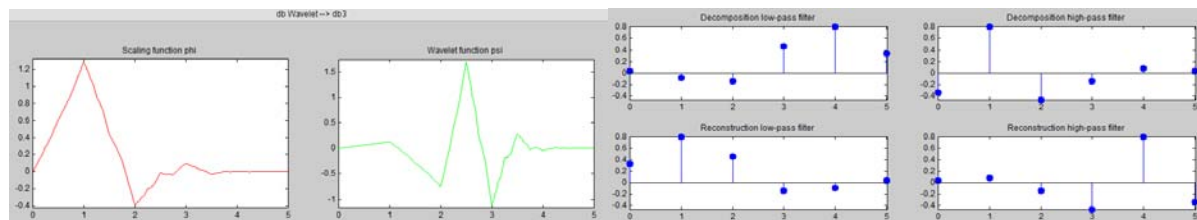
Получените резултати от проведените експерименти са показани в таблица 2.

Таблица 2. Резултати от обезшумяването на сигнали

Метод за изчисление на прага при WL и ST - <i>penallo1.5</i>								
Метод за изчисление на прага при WP – <i>penallo</i> . Ентропията се изчислява по метода - <i>sure</i>								
Модел на шума - <i>sln</i>								
Сигнал	Използван уейвлет	Ниво	MSE			CNR след обезшумяване		
			WL	ST	WP	WL	ST	WP
Отношение сигнал-шум на оригиналният сигнал - 0 dB								
wnoise(2,,0.5)	db3	4	0.0337	0.0243	0.0426	8.9336	12.39	7.073
wnoise(2,,0.5)	haar	4	0.0476	0.0289	0.0464	7.063	11.615	7.2459
wnoise(2,,0.5)	sym3	4	0.0416	0.0338	0.0505	7.9036	9.7421	6.521
wnoise(2,,0.5)	coif5	4	0.0432	0.0367	0.0460	7.604	8.9466	7.1397
wnoise(2,,0.5)	bior2.6	4	0.0478	0.039	0.1303	7.3016	8.8901	2.6826
wnoise(2,,0.5)	dmey	4	0.0403	0.0364	0.0436	8.5992	9.5289	7.946
wnoise(2,,0.5)	rbio2.6	4	0.0486	0.0388	0.0566	6.7517	8.4667	5.7982
Отношение сигнал-шум на оригиналният сигнал (-10) dB								
wnoise(2,,0.5)	db3	4	0.2338	0.1953	3.3012	14.118	16.901	1
wnoise(2,,0.5)	haar	4	0.2579	0.1752	0.2579	13.307	19.580	13.307
wnoise(2,,0.5)	sym3	4	0.2609	0.2269	0.3393	12.66	14.555	9.7368
wnoise(2,,0.5)	coif5	4	0.2835	0.2644	3.5974	12.687	13.604	1
wnoise(2,,0.5)	bior2.6	4	0.353	0.2548	3.3657	9.5347	13.205	1
wnoise(2,,0.5)	dmev	4	0.2538	0.2545	3.5939	14.158	14.117	0.9999

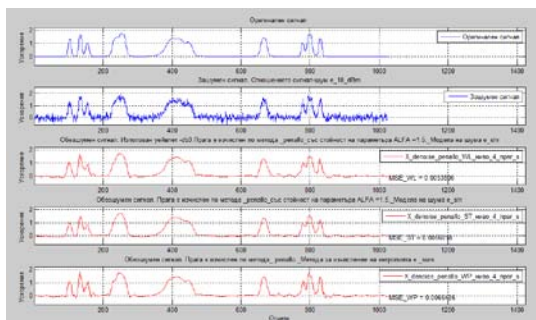
wnoise(2,.0.5)	rbio2.6	4	0.2549	0.2336	3.2933	12.915	14.095	1
Отношение сигнал-шум на оригиналния сигнал 10 dB								
wnoise(2,.0.5)	db3	4	0.0081	0.0054	0.0054	4.205	6.3169	6.2412
wnoise(2,.0.5)	haar	4	0.0138	0.0061	0.0119	2.4763	5.5705	2.8756
wnoise(2,.0.5)	sym3	4	0.0081	0.0054	0.0054	4.205	6.3169	6.2412
wnoise(2,.0.5)	coif5	4	0.0077	0.0055	0.0064	4.4476	6.192	5.2957
wnoise(2,.0.5)	bior2.6	4	0.0070	0.0049	0.0155	4.8636	6.9621	2.2105
wnoise(2,.0.5)	dmey	4	0.0082	0.0057	0.0064	4.1644	5.9879	5.3431
wnoise(2,.0.5)	rbio2.6	4	0.0102	0.0075	0.0100	3.3339	4.5666	3.4072
Отношение сигнал-шум на оригиналния сигнал 10 dB								
акселерометър	db3	3	0.0181	0.0139	0.0158	1.0113	1.3116	1.1533
акселерометър	haar	3	0.0222	0.014	0.0182	0.8228	1.2542	1.0033
акселерометър	sym3	3	0.0181	0.0139	0.0158	1.0113	1.3116	1.1533
акселерометър	coif5	3	0.0164	0.0137	0.0172	1.1101	1.3337	1.0641
акселерометър	bior2.6	3	0.0141	0.0107	0.0143	1.2908	1.7003	1.2795
акселерометър	dmey	3	0.0159	0.0145	0.0195	1.1462	1.2545	0.9356
акселерометър	rbio2.6	3	0.0221	0.016	0.0177	0.8266	1.0917	1.03
Отношение сигнал-шум на оригиналния сигнал 0 dB								
акселерометър	db3	3	0.0691	0.0611	0.0786	2.5546	2.8871	2.2457
акселерометър	haar	3	0.0783	0.0598	0.1086	2.255	2.9485	1.626
акселерометър	sym3	3	0.0691	0.0611	0.0786	2.5546	2.8871	2.2457
акселерометър	coif5	3	0.0733	0.0623	0.0852	2.4061	2.8318	2.071
акселерометър	bior2.6	3	0.0617	0.0521	0.1765	2.8583	3.387	1
акселерометър	dmey	3	0.0710	0.0633	0.0879	2.4846	2.7885	2.0067
акселерометър	rbio2.6	3	0.0742	0.0682	0.0741	2.3782	2.586	2.3799
Отношение сигнал-шум на оригиналния сигнал (-10) dB								
акселерометър	db3	3	0.2857	0.2386	1.9095	6.682	8.0018	1
акселерометър	haar	3	0.2881	0.2045	1.9095	6.6261	9.3331	1
акселерометър	sym3	3	0.2857	0.2386	1.9095	6.682	8.0018	1
акселерометър	coif5	3	0.2875	0.2552	1.9095	6.6411	7.4803	1
акселерометър	bior2.6	3	0.3413	0.2733	1.9095	5.5947	6.9846	1
акселерометър	dmey	3	0.2914	0.2652	1.9095	6.5528	7.2003	0.9999
акселерометър	rbio2.6	3	0.2788	0.2466	1.9095	6.8477	7.7431	1

От получените резултати, може да се обобщи, че уейвлетите db3, haar и bior2.6, обезшумяват сигналите най-добре. Тъй като уейвлета на haar е прекъсната функция, формата на изходния сигнал е стъпаловидна, поради което въпреки по-високите стойности на CNR, не е приет за обезшумяване. При сравнение на максималните стойности на коефициента на намаляване на шума при различните сигнали, тези получени при използване на db3 са повече от получените вследствие използване на bior2.6. Обезшумяването с db3 е по-добро, когато отношението сигнал-шум на изследвания сигнал е по-лошо (-10dB). Поради това за обезшумяване на сигнали от MEMS инерциални сензори е приет уейвлета db3. На фигура 5.са представени освен уейвлета и мащабиращата функция, и съответстващите им филтри за декомпозиране, и възстановяване на сигналите.

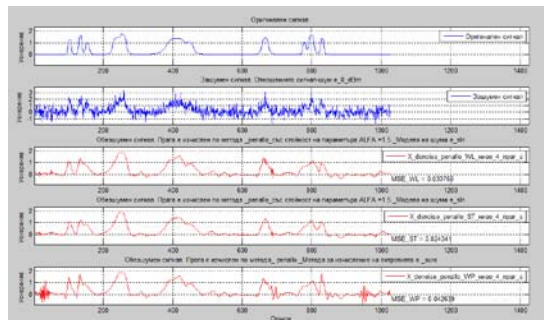


Фигура 5. Уейвлет db3

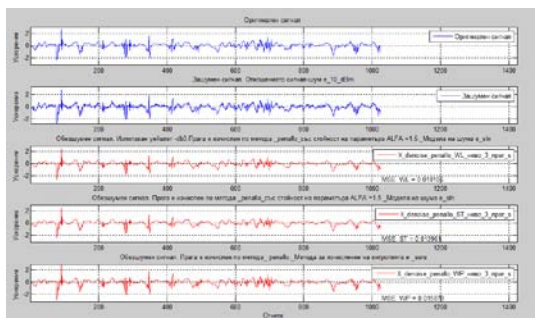
Вида на оригиналните, зашумените и обезшумените сигнали с db3, при различни нива на отношението сигнал-шум са показани на фигури 6, 7, 8, 9.



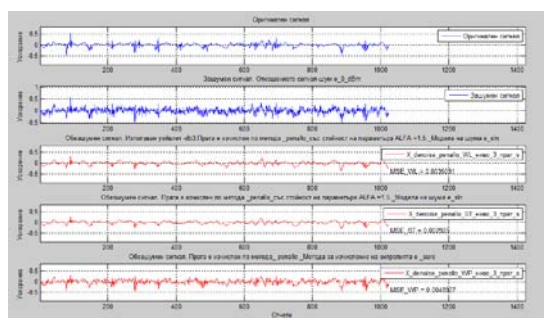
Фигура 6. Ниво сигнал-шум 10dB



Фигура 7. Ниво сигнал-шум 0dB



Фигура 8. Ниво сигнал-шум 10dB



Фигура 9. Ниво сигнал-шум 0dB

Заклучение

Настоящата публикация разглежда проблема за избор на подходящ уейвлет за обезшумяване на сигнали от MEMS инерциални сензори, монтирани на транспортни средства. В експериментите е използван по един уейвлет от следните фамилии: Daubechies, Haar, Symlets, Coiflets, BiorSplines, ReverseBior и Dmeyer.

На базата на получените симулационни и експериментални резултати е видно, че с най-добра ефективност се отличават уейвлетите от фамилията на Daubechies и BiorSplines, които дават подобрение на отношението сигнал-шум от порядъка CNR 8-9 пъти при отношение сигнал-шум на входния сигнал (-10)dB или 1.25-1.70 пъти, при отношение сигнал-шум на входния сигнал 10dB.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Mallat Stephane, A Theory for Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Representation, IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence, Vol. II, N 7, July 1989
- [2] Mallat Stephane, A wavelet tour of signal processing (Вейвлетите в обработке сигналов), Courant Institute, New York University, Academic Press, 1999, p. 240, 431
- [3] Vetterli Martin, Herley Cormac, Wavelets and Filter Banks: Theory and Design, IEEE Transactions on signal processing, Vol. 40, №9, September 1992
- [4] Misiti Michel, Misiti Yves, Oppenheim Georges, Poggi Jean-Michel, Wavelet Toolbox™ 4, User's Guide, The MathWorks, Inc., 1997-2009, p.1-27, p.1-39, p.6-100
- [5] Ferrando S. E., Kolasa L. A., Averages of best wavelet basis estimates for denoising, Department of Mathematics, Physics and Science, Ryerson Polytechnic University, Toronto, Ontario M5B 2K3, Canada, 2000

Тази публикация беше подготвена с финансовата подкрепа на Националният фонд „Научни изследвания“ с договор No.ДТК02/2-2009