УДК 681.513:519 https://doi.org/10.33298/mataparat.09

Ліганенко В.В. Державний університет інфраструктури та технологій, старший викладач кафедри судноводіння та експлуатації технічних систем на водному транспорті, м.Ізмаїл

ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТЕЙ РЕАЛІЗАЦІЇ ОПТИМАЛЬНИХ ФУНКЦІЙ СПЕКТРАЛЬНОГО ВІКНА ПРИ ЗАСТОСУВАННІ ДИНАМІЧНИХ ФІЛЬТРІВ

Постановка проблеми. Отримаємо вихідні співвідношення для оптимального синтезу параметрів смугових динамічних фільтрів для двох методів вимірювання оцінки СЩП: методу множення та методу безпосередньої фільтрації [1].

Мета статті – дослідження можливостей реалізації оптимальних функцій спектрального вікна при застосуванні динамічних фільтрів.

Для цих методів вимірювання оцінки СЩП описуються відповідно до виразів:

$$\hat{G}_1(\omega_0, \Delta\omega) = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)y(t)dt, \qquad (1)$$

$$\hat{G}_2(\omega_0, \Delta\omega) = \frac{1}{T}\int_0^T y^2(t)dt\,. \qquad (2)$$

Вихідний сигнал смугового динамічного фільтра з імпульсною перехідною характеристикою h(t,τ), що є функцією часу, описується виразом [1]

$$y(t) = \int_0^t h(t,\tau)x(\tau)\,d\tau = \int_0^t h_t(t-\tau)x(\tau)d\tau, \qquad (3)$$

де $h_t(t-\tau)=h(t,t-\tau)$ – імпульсна перехідна характеристика динамічного фільтра;

індекс t тут і надалі – означає залежність, тобто перебудову в часі відповідних характеристик (параметрів) фільтра.

Знайдемо математичні очікування та дисперсії оцінок СЩП $\hat{G}_1$, $\hat{G}_2$.

Виклад основного матеріалу дослідження.

1. Математичне очікування оцінок спектральної щільності потужності при використанні динамічних фільтрів

Для математичного очікування оцінки СЩП $\hat{G}_1$ методу множення з урахуванням співвідношення (1) маємо [2]

$$M\left[\hat{G}_1\right]=\frac{1}{T}\int_0^T < x(t)y(t) > dt. \tag{4}$$

Обчислимо середнє значення добутку вхідного та відфільтрованого сигналів x(t), y(t), тобто <x(t)y(t)>.Беручи до уваги вираз (3), отримаємо

$$< x(t)y(t) >=\int_0^t h_t(t-\tau) < x(t)x(\tau) > dt,$$

або $< x(t)y(t) > = \int_0^t h_t(\tau)R_x(\tau)d\tau$, (5)

де $R_x(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega)e^{-j\omega\tau}d\omega -$ кореляційна функція сигналу x(t);

$G_x(\omega)-$ СЩП сигналу x(t).

З урахуванням співвідношення (5) формула (4) приймає вигляд [3]

$$< x(t)y(t) >= \int_{-\infty}^{\infty} d\omega \int_0^t d\tau\, h_t(\tau)G_x(\omega)e^{-j\omega\tau} = \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega)W_t(j\omega)d\omega \quad , \tag{6}$$

де $W_t(j\omega)=\int\limits_0^t h_t(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau-$ комплексна частотна характеристика динамічного фільтра (7)

Після підстановки рівності (6) в вираз (3) маємо

$$M\left[\hat{G}_1\right]=\frac{1}{T}\int\limits_0^T\int\limits_{-\infty}^{\infty}G_x(\omega)W_t(j\omega)\,dt\,d\omega. \tag{8}$$

Так як функція $G_x(\omega)$ – речова парна функція, то для правої частини рівності (8) запишемо

$$\int\limits_{-\infty}^{\infty}G_x W_t(j\omega)\,d\omega=\frac{1}{2}\int\limits_{-\infty}^{\infty}G_x(\omega)\left[W_t(j\omega)+W_t(-j\omega)\right]d\omega=$$
$$=\int\limits_{-\infty}^{\infty}G_x\,\mathrm{Re}\,W_t(j\omega)\,dt.$$

Тоді

$$M\left[\hat{G}_1\right]=\int\limits_{-\infty}^{\infty}G_x(\omega)\Phi_1(\omega)\,d\omega, \tag{9}$$

де $\Phi_1(\omega)=\frac{1}{T}\int\limits_0^T \mathrm{Re}\,W_t(j\omega)\,dt-$ (10)

функція спектрального вікна вузько-смугового фільтра для методу множення спектрального аналізу.

Визначимо математичне очікування оцінки СЩП для методу безпосередньої фільтрації реалізованого на основі динамічних фільтрів. З використанням виразу (2) маємо [3, 4]

$$M\left[\hat{G}_2\right] = \frac{1}{T}\int_0^T < y^2(t) > dt\ . \qquad (11)$$

Обчислимо $<y^2(t)>$. З урахуванням рівності (3) запишемо

$$< y^2(t) > = \int_0^t d\tau \int_0^t d\tau' h_t(t-\tau) h_t(t-\tau') < x(\tau)x(\tau') >,$$

або

$$\begin{aligned} < y^2(t) > &= \int_0^t\int d\tau d\tau' h_t(t-\tau) h_t(t-\tau') R_x(\tau-\tau') = \\ &= \int_0^t\int d\tau d\tau' h_t(\tau) h_t(\tau') R_x(\tau-\tau'). \end{aligned} \qquad (12)$$

На підставі теореми Вінера-Хінчіна вираз (11) представимо у вигляді

$$< y^2(t) > = \int_0^t\int d\tau d\tau' h_t(\tau) h_t(\tau') e^{j\omega(\tau-\tau')} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \left|W_t(j\omega)\right|^2 d\omega. \qquad (13)$$

Підставляючи співвідношення (13) в формулу (11), отримаємо [3, 11]

$$M\left[\hat{G}_2\right] = \frac{1}{T}\int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \left|W_t(j\omega)\right|^2 dt\, d\omega.$$

Представимо цю рівність так:

$$M\left[\hat{G}_2\right] = \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \Phi_2(\omega) d\omega, \qquad (14)$$

де $\Phi_2(\omega)=\frac{1}{T}\int_0^T\left|W_t(j\omega)\right|^2 dt$ – ФСВ вузько-смугового фільтра для методу безпосередньої фільтрації спектрального аналізу.

2. Дисперсія оцінок спектральної щільності потужності при використанні динамічних фільтрів

Дисперсію оцінки СЩП $\hat{G}_1$ для кореляційно-фільтрової методу спектрального аналізу визначимо, використовуючи співвідношення

$$D\left[\hat{G}_1\right]=\frac{1}{T^2}\int_0^T\int dt\,dt'\left[<x(t)y(t)x(t')y(t')>-<x(t)y(t)><x(t')y(t')>\right]=$$

$$=\frac{1}{T^2}\int_0^T\int dt\,dt'\left[<x(t)x(t')><y(t)y(t')>+<x(t)y(t')><x(t')y(t)>\right]. \quad (15)$$

Обчислимо величини:

а) $<y(t)y(t')>=\int_0^t d\tau\int_0^{t'} d\tau' h_t(\tau)h_{t'}(\tau')<x(t-\tau)x(t'-\tau')>=$

$$=\int_0^t d\tau\int_0^{t'} d\tau' h_t(\tau)h_{t'}(\tau')R_x(t-t'-\tau+\tau').$$

На підставі теореми Вінера-Хинчина маємо

$$<y(t)y(t')>=\int_{-\infty}^{\infty} d\omega\int_0^t d\tau\int_0^{t'} d\tau' h_t(\tau)h_{t'}(\tau')S_x(\omega)e^{j\omega(t-t'-\tau+\tau')}.$$

З урахуванням рівності (7) отримаємо

$$<y(t)y(t')>=\int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega)e^{j\omega(t-t')}W_t^*(j\omega)W_{t'}(j\omega)d\omega\ , \quad (16)$$

$$W_{t'}^{*}(j\omega)=\int_{0}^{t} h_{t'}(\tau')e^{j\omega\tau'}\,d\tau';$$

б) $$< x(t)y(t') >=\int_{0}^{t'} h_{t'}(\tau)< x(t)x(t'-\tau) > d\tau=\int_{0}^{t'} h_{t'}(\tau)R(t-t'+\tau')\,d\tau.$$

Беручи до уваги теорему Вінера-Хинчина, маємо

$$< x(t)y(t') >=\int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega)e^{j\omega(t-t')}W_{t'}(j\omega)\,d\omega; \tag{17}$$

в) для величини $< x(t')\,y(t) >$ аналогічно попередньому, тобто $< x(t)\,y(t') >$, маємо

$$< x(t')y(t) >=\int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega')e^{j\omega'(t'-t)}W_t(j\omega')\,d\omega'. \tag{18}$$

З огляду на рівності (11), (17) і (18) у формулі (15), отримаємо

$$D\left[\hat{G}_1\right]=\frac{1}{T^2}\int_{0}^{T}\!\!\int dt\,dt'\left[R_x(t-t')\int_{-\infty}^{\infty} d\omega\, G_x(\omega)e^{j\omega(t-t')}W_t^{*}(j\omega)W_{t'}(j\omega)+\right.$$

$$\left.+\int_{-\infty}^{\infty}\!\!\int d\omega\, d\omega' G_x(\omega)G_x(\omega')e^{j\omega(t-t')}W_{t'}(j\omega)e^{j\omega'(t'-t)}W_t(j\omega')\right],$$

або, застосовуючи теорему Вінера-Хинчина для величини $R_x(t-t')$, маємо [4]

$$D\left[\hat{G}_1\right]=\int_{-\infty}^{\infty}\!\!\int d\omega\, d\omega' G_x(\omega)G_x(\omega')\left\{\frac{1}{T^2}\int_{0}^{T}\!\!\int dt\,dt'\,e^{j\omega(t-t')+j\omega'(t'-t)}\left[W_t^{*}(j\omega)W_{t'}(j\omega)+W_{t'}(j\omega)W_t(j\omega')\right]\right\}.$$

Дану рівність запишемо так

$$D\left[\hat{G}_1\right] = \iint\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega d\omega' G_x(\omega) G_x(\omega') \Psi_1(\omega, \omega'), \tag{19}$$

де

$$\Psi_1(\omega, \omega') = \frac{1}{T^2} \iint\limits_{0}^{T} dt\, dt'\, e^{j\omega(t-t') + j\omega'(t'-t)} \left[W_t^*(j\omega) W_{t'}(j\omega) + W_{t'}(j\omega) W_t(j\omega')\right]. \tag{20}$$

Так як дисперсію досить обчислити лише приблизно, а функція $\Psi_1(\omega, \omega')$ згідно з рівністю (21), має різкий максимум при $\omega = \omega' = \pm\omega_0$, то вираз (19) перетворимо до виду

$$D\left[\hat{G}_1\right] \approx G_x^2(\omega_0) \iint\limits_{-\infty}^{\infty} \Psi_1(\omega, \omega') d\omega d\omega'. \tag{21}$$

Обчислимо в цій формулі подвійний інтеграл, з урахуванням рівності (13) і (20) маємо

$$\begin{gathered} \iint\limits_{-\infty}^{\infty} \Psi_1(\omega, \omega') d\omega d\omega' = \frac{4\pi^2}{T^2} \int\limits_0^T dt \int\limits_0^t d\tau\, h_t^2(\tau) = \\ = \frac{2\pi}{T^2} \int\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega \int\limits_0^T dt \left|W_t(j\omega)\right|^2 = \frac{4\pi}{T^2} \int\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega \int\limits_0^T dt \left[\operatorname{Re} W_t(j\omega)\right]^2. \end{gathered} \tag{22}$$

З урахуванням рівності (22) для вираження (21) отримаємо [5]

$$D\left[\hat{G}_1\right] = \frac{4\pi}{T^2} G_x^2(\omega_0) \int\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega \int\limits_0^T dt \left[\operatorname{Re} W_t(j\omega)\right]^2. \tag{23}$$

Дисперсію оцінки СЩП $\hat{G}_2$ для методу безпосередньої фільтрації визначимо з виразу

$$D\left[\hat{G}_2\right]=\frac{1}{T^2}\int_0^T\!\!\int dt\,dt'\left[<y^2(t)y^2(t')>-<y^2(t)><y^2(t')>\right]. \qquad (24)$$

У цьому співвідношенні величину $<y^2(t)y^2(t')>$, беручи до уваги нормальний закон розподілу вхідних сигналів, уявімо в такий спосіб

$$<y^2(t)y^2(t')>=<y(t)y(t)y(t')y(t')>=<y^2(t)><y^2(t')>+2(<y(t)y(t')>)^2.$$

З урахуванням даної рівності зі співвідношення (24) знаходимо

$$D\left[\hat{G}_2\right]=\frac{2}{T^2}\int_0^T\!\!\int(<y(t)y(t')>)^2 dt\,dt'.$$

Підставимо в цю формулу рівність (16), маємо

$$D\hat{G}_2=\frac{2}{T^2}\int_0^T\!\!\int dt\,dt'\left[\int_{-\infty}^{\infty}G_x(\omega)e^{j\omega(t-t')}W_t(j\omega)W_{t'}(j\omega)\right]^2.$$

Запишемо дане співвідношення у вигляді [5, 6]

$$D\left[\hat{G}_2\right]=\frac{2}{T^2}\int_0^T\!\!\int dt\,dt'\int_{-\infty}^{\infty}\!\!\int d\omega\,d\omega' G_x(\omega)G_x(\omega')e^{j\omega(t-t')-j\omega'(t-t')}\times$$
$$\times W_t^*(j\omega)W_{t'}(j\omega)W_t(j\omega')W_{t'}^*(j\omega'),$$

або, за аналогією з виразом (19),

$$D\left[\hat{G}_2\right] = \iint\limits_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) G_x(\omega') \Psi_2(\omega, \omega') \, d\omega \, d\omega', \tag{25}$$

де

$$\Psi_2(\omega, \omega') = \frac{2}{T^2} \iint\limits_{0}^{T} dt \, dt' \, e^{j\omega(t-t') - j\omega'(t-t')} W_t^*(j\omega) W_{t'}(j\omega) W_t(j\omega') W_{t'}^*(j\omega'). \tag{26}$$

Як слідує з формули (26), функція $\Psi_2(\omega, \omega')$, аналогічно функції $\Psi_1(\omega, \omega')$, має різкий максимум при $\omega = \omega' = \pm\omega_0$, тому наближено маємо

$$D\left[\hat{G}_2\right] \approx G_x^2(\omega_0) \iint\limits_{0}^{T} d\omega \, d\omega' \, \Psi_2(\omega, \omega'). \tag{27}$$

За аналогією з попередніми висловлюваннями (21) і (22), обчислимо наближено подвійний інтеграл [6]

$$\iint\limits_{-\infty}^{\infty} \Psi_2(\omega, \omega') \, d\omega \, d\omega' \approx \frac{4\pi}{T^2} \int\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega \int\limits_{0}^{T} \left| W_t(j\omega) \right|^4 dt. \tag{28}$$

З урахуванням рівності (28) вираз (27) набуває вигляду

$$D\left[\hat{G}_2\right] = \frac{4\pi}{T^2} G_x^2(\omega_0) \int\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega \int\limits_{0}^{T} \left| W_t(j\omega) \right|^4 dt. \tag{29}$$

Визначимо відносні дисперсії оцінок СЩП $\hat{G}_1$ і $\hat{G}_2$:

– для методу множення

$$\delta\hat{G}_1 = \frac{D\left[\hat{G}_1\right]}{\left(M\left[\hat{G}_1\right]\right)^2} = \frac{4\pi \int\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega \int\limits_{0}^{T} \left[\mathrm{Re}\, W_t^{(1)}(j\omega)\right]^2 dt}{\left[\int\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega \int\limits_{0}^{T} \mathrm{Re}\, W_t^{(1)}(j\omega) dt\right]^2}; \tag{30}$$

– для методу безпосередньої фільтрації

$$\delta\hat{G}_2 = \frac{D\left[\hat{G}_2\right]}{\left(M\left[\hat{G}_2\right]\right)^2} = \frac{4\pi \int\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega \int\limits_{0}^{T} \left[W_t^{(2)}(j\omega)\right]^4 dt}{\left[\int\limits_{-\infty}^{\infty} d\omega \int\limits_{0}^{T} W_t^{(2)}(j\omega) dt\right]^2}, \tag{31}$$

де індекси (1) та (2) в позначеннях комплексної частотної характеристики $W_t(j\omega)$ введені відповідно для методу множення та методу безпосередньої оцінки [7].

З попарного порівняння виразів (30), (31) і (10), (14) робимо висновок, що метод множення та метод безпосередньої фільтрації вимірювання оцінок СЩП із застосуванням динамічних вузько-смугових фільтрів будуть еквівалентні, по-перше, по ФСВ, що означає виконання рівності $\Phi_1(\omega) = \Phi_2(\omega)$, і, по-друге, по точності, тобто відносної дисперсії оцінок СЩП $\left(\delta\hat{G}_1 = \delta\hat{G}_2\right)$, при виконанні умови

$$\mathrm{Re}\, W_t^{(1)}(j\omega) = \left|W_t^{(2)}(j\omega)\right|^2 . \tag{32}$$

Назвемо рівність (32) умовою еквівалентності розглянутих фільтрових методів вимірювання оцінок СЩП по точності. У загальному випадку ця умова виконана бути не може, оскільки права частина рівності є свідомо позитивною величиною, а його ліва частина може бути як позитивною, так і негативною величиною, але в окремих випадках цю умову можна виконати.

У формулі (30), беручи до уваги рівність (8), перейдемо до часового подання

$$\int_{-\infty}^{\infty} d\omega \int_{0}^{T} \operatorname{Re} W_t^{(1)}(j\omega)\,dt = \int_{-\infty}^{\infty} d\omega \int_{0}^{T} dt \int_{0}^{t} h_t^{(1)}(\tau) e^{j\omega\tau} d\tau = \pi \int_{0}^{T} h_t^{(1)}(0)\,dt, \tag{33}$$

де $h_t^{(1)}(0) = 2\int_{0}^{t} h_t^{(1)}(\tau)\,\delta(\tau)\,d\tau$.

З урахуванням співвідношення (33) формула (30) приймає вид

$$\delta\hat{G}_1 = \frac{4\int_{0}^{T} dt \int_{0}^{t} \left[h^{(1)}(0)\right]^2 d\tau}{\left[\int_{0}^{T} h_t^{(1)}(0)\,dt\right]^2}. \tag{34}$$

Для стаціонарного фільтра за умови $T\Delta\omega >> 1$ справедлива рівність [8]

$$\delta\hat{G}_1 = \frac{4}{T^2\left[h^{(1)}(0)\right]^2} \int_{0}^{T} (T-\tau)\left[h^{(1)}(0)\right]^2 d\tau \approx \frac{4}{T\left[h^{(1)}(0)\right]^2} \int_{0}^{T} \left[h^{(1)}(\tau)\right]^2 d\tau.$$

Таким чином, формули (10) і (30) або (34) є вихідними для синтезу оптимального динамічного фільтра при апаратурній реалізації методу множення вимірювання оцінки СЩП, заснованого на тимчасовому усередненні твори вихідної і відфільтрованої реалізації випадкового сигналу, а формули (13), (32) – для синтезу оптимального динамічного фільтра методу безпосередньої фільтрації, заснованого на часовому усередненні квадрата фільтрованої реалізації випадкового сигналу.

Для пояснення фізичного змісту завдань оптимізації динамічних фільтрів, використовуваних при спектральному аналізі випадкових сигналів, звернемося до формул функції спектрального вікна (15), (20) і відносної дисперсії оцінки СЩП (33), (34) для методу множення та методу безпосередньої оцінки. Із зазначених формул слідує, що всі вони містять комплексну частотну характеристику W(jω). Тому кожну пару формул представимо в узагальненому вигляді [9]:

– для ФСВ динамічних фільтрів, виходячи із співвідношень (15) і (20), запишемо

$$\Phi(\omega)=\frac{1}{T}\int_{0}^{T}\varphi_t(\omega)\,d\omega\equiv<\varphi_t(\omega)>, \qquad (35)$$

– для відносної дисперсії оцінок СЩП, згідно з виразами (30) і (31), маємо

$$\delta\hat{G}=\frac{4\pi\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{1}{T}\int\limits_{0}^{T}\varphi_t^2(\omega)\,dt\right]d\omega}{T\left\{\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{1}{T}\int\limits_{0}^{T}\varphi_t(\omega)\,dt\right]d\omega\right\}^2}=\frac{4\pi\int\limits_{-\infty}^{\infty}<\varphi_t^2(\omega)>d\omega}{T\left[\int\limits_{-\infty}^{\infty}<\varphi_t(\omega)>d\omega\right]^2}, \qquad (36)$$

де $\varphi_t(\omega)$ – узагальнена функція, що залежить від комплексної частотної характеристики динамічного фільтра та методу спектрального аналізу, при реалізації якого він використовується [10].

Тоді запишемо для

– для методу множення спектрального аналізу

$$\varphi_t(\omega) = \operatorname{Re} W_t(j\omega);$$

– для методу безпосередньої фільтрації

$$\varphi_t(\omega) = \left|W_t(j\omega)\right|^2 .$$

Таким чином, з виразів (35), (36) відповідно для функції спектрального вікна фільтра Ф(ω) і відносної дисперсії оцінки СЩП $\delta\hat{G}$, видно, що Ф(ω) і $\delta\hat{G}$ залежать від однієї і тієї ж функції $\varphi_t(\omega)$.

Тому незалежно мінімізувати дисперсію оцінки СЩП і похибки апроксимації, що викликається відмінністю форми спектрального вікна фільтра Ф(ω) від ідеальної, що призводить до зміщення оцінки СЩП не можна. Зменшення похибки зсуву в загальному випадку призводить до збільшення відносної дисперсії оцінки СЩП і навпаки [11, 12].

Оптимальний закон перебудови параметрів динамічного фільтра, тобто отримання оптимальної функції $\varphi_t(\omega)$, визначається рішенням задачі оптимізації, яка формулюється так: в заданому класі функцій $\varphi_t(\omega)$ знайти таку, яка забезпечувала б при заданому часі вимірювання (аналізу) Т мінімум відносної дисперсії оцінки СЩП $\delta\hat{G}$ за умови, що похибка апроксимації ухилення форми спектрального вікна від ідеальної (прямокутної) форми не перевищує заданого допустимого значення.

Клас допустимих функцій $\varphi_t(\omega)$ і, отже, допустимих комплексних частотних характеристик W(jω) визначається можливостями реалізації вузько-смугового динамічного фільтра. А так як складність реалізації вузько-смугового фільтра залежить, в основному, від його порядку, то, природно, порядком фільтра визначається і клас допустимих функцій $\varphi_t(\omega)$. При цьому оптимізація законів перебудови параметрів динамічного фільтра зводиться до стандартної варіаційної задачі, яка може бути вирішена відомими методами [12].

Висновки. Таким чином, розроблений метод синтезу характеристик динамічного вузько-смугового фільтру для спектрального аналізу випадкових сигналів, які характеризують дефекти (несправності) двигунів засобів водного транспорту для контролю їх технічного стану.

Запропоновано метод оптимізації ФСВ (спектральної або частотної характеристики) вузько-смугового фільтра для спектрального аналізу випадкових сигналів за середньоквадратичним критерієм, тобто мінімуму середньоквадратичної похибки апроксимації ідеальної (прямокутної) ФСВ фільтра реальної ФСВ. Отримано вихідне співвідношення для імпульсної перехідної характеристики фільтра при методі множення вимірювання оцінки СЩП. Показано, що для методу безпосередньої фільтрації вимірювання оцінки СЩП оптимальна імпульсна характеристика не може бути отримана.

Розроблено метод оптимізації функції спектрального вікна вузько-смугових фільтрів для спектрального аналізу випадкових сигналів по мінімуму впливу бічних пелюсток ФСВ на похибка вимірювання оцінки СЩП. Отримано співвідношення для оптимальної імпульсної перехідної характеристики фільтра.

В результаті постановки і розв’язання зазначених задач оптимізації отримані аналітичні співвідношення для ФСВ вузько-смугового фільтра, які дозволяють при заданих значеннях часу аналізу та відносної дисперсії оцінки СЩП оптимально (за відповідним критерієм) апроксимувати ідеальне спектральне вікно фільтра для спектрального аналізу випадкових сигналів, які характеризують дефекти (несправності) двигунів засобів водного транспорту.

Отримані вихідні співвідношення для оптимального синтезу законів перебудови характеристик динамічних смугових фільтрів для методу множення та методу безпосередньої фільтрації вимірювання оцінок СЩП. Ці співвідношення пов'язують статистичні характеристики оцінок СЩП (математичне очікування й дисперсію) зазначеними методами з характеристиками динамічного фільтра (ФСВ, комплексної частотної характеристикою тощо) і вимірюваної СЩП. Отримано умову еквівалентності по точності методу множення та методу безпосередньої фільтрації.

Список літератури

1. Войтенко С.С., Герасимов С.В., Куценко В.В. Напрями удосконалення системи контролю технічного стану зразків озброєння та військової техніки. *Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України*. Х.: ХНУПС. 2016. Вип. 3 (24). С. 127–131.

2. Особливості системного підходу до вирішення наукових завдань експлуатації суднового обладнання: підручник / В.І. Богом'я, А.В. Горбань, М.А. Павленко, О.І. Тимочко, О.М. Тимощук; за заг. ред. О. М. Тимощук. Київ, 2018. 305 с.

3. Каретников В.В., Пащенко И.В., Соколов А.И., Кузнецов И.Г. К вопросу построения автоматизированной системы мониторинга параметров высокоточного навигационного поля. *Морская радиоэлектроника*. 2015. № 2 (52). С. 24–27.

4. Coelli T., Prasada Rao D.S., Battese G.E. An Introduction to Efficiency and Productivity Analysis. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1998. p. 275.

5. Diesel Directory. Marine Propulsion Perspective in association with MER. 2013. № 1. P. 10–23.

6. Ramakrishnan C.R., Sekar R. Model-Dased Analysis of Configuration Vulnerabilities. URL: http://seclab.cs.sunisb.edu/sec lab1/pubs/papers/widsoo.pdf

7. Дослідження фільтрів для спектрального аналізу випадкових сигналів двигунів засобів водного транспорту / Штрибець В.В. та ін. *Новітні технології*. 2019. Вип.2(9). С.25–31.

8. Sheyner O., Wing J., Lippman R., Haines J. Automated Generation and Analysis of Attak Graphs. In 2002 IEEE Symposium on Security and Privacy. Oaklend, California, 2002. URL: http://csse.usc.edu. (дата звернення: 03.09.2021)

9. Штрибець В.В., Трофіменко А.О., Шевченко А.П. Розроблення фільтрових методів спектрального аналізу випадкових сигналів для контролю технічного стану двигунів засобів водного транспорту. *Slovak international scientific journal.* Vol.1. No.34, 2019. P.30–38.

10. Thomson W.T.: «A Review of On-Line Condition Monitoring Techniques for Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors – Past, Present and Future». Keynote address at IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijon, Spain, Sept. 1999, p.p. 3–18.

11. Основи технічної експлуатації автоматизованої системи управління судном: підручник / В.І. Богом̓я, О.П. Єлєазаров, М. А. Павленко, О. І. Тимочко, О.М. Тимощук за заг. ред О.М. Тимощук. Київ, 2018. 305 с.

12. Василенко В.М., Вечурко О.М., Штрибець В.В. Модель оцінки спектральної щільності потужності випадкових сигналів морських навігаційних приладів. *Наукоємні технології*. 2018. №4 (40). С. 487–491.