

Гаценко Л.В., Федотов В.Т.

МЕТОД СИНТЕЗУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ТРИКУТНОЇ ЧАС-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ЗАСОБІВ ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ

У статті обґрунтовано необхідність підвищення ефективності експлуатації засобів водного транспорту за рахунок своєчасного виявлення та усунення можливих відмов радіоелектронних систем протягом експлуатації. У роботі запропоновано та досліджено принцип підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту за рахунок своєчасного визначення можливих відмов. Це пропонується зробити шляхом удосконалення методу синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту.

Показано, що надійність радіоелектронних систем засобів водного транспорту може бути значно збільшена за рахунок підтримки параметрів контролю у необхідних межах за допомогою операцій виявлення та корекції відхилень цих параметрів відповідно до алгоритмів попереджувального контролю.

Метою статті є розробка методу синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутного закону модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів, що використовується з подальшою їх вузькосмуговою фільтрацією для формування прецизійних амплітудно-модульованих сигналів. Досліджено трикутний закон часових параметрів прямокутних імпульсів несучою для зазначених модульованих сигналів. Запропоновано методу синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту. Показано, що розроблений метод дозволяє проводити дослідження різних видів модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої.

Обґрунтовано, що запропонований метод трикутної модуляції часових параметрів несучої з подальшою вузькосмуговою фільтрацією забезпечує порівняно з методом бінарної модуляції зменшення коефіцієнта гармонік оригінальної приблизно при тій же, досить малій похибці завдання коефіцієнту амплітудної модуляції формованого амплітудно-модульованого сигналу.

Ключові слова: *засіб водного транспорту, синтез, вимірювальний сигнал, радіоелектронна система, модуляція*

Актуальність дослідження та аналіз літератури.

Засоби водного транспорту (ЗВТ) включають до свого складу складні радіоелектронні системи (РЕС), що містять значну кількість модулів, вузлів, агрегатів (блоків) та окремих елементів, які є джерелами відмов з різними закономірностями зміни їх інтенсивності, можливостями їх виявлення та усунення протягом експлуатації [1-19]. Враховуючи агресивне середовище експлуатації ЗВТ (наприклад, морська вода призводить до передчасної корозії металевих елементів), актуальним завданням є

забезпечення необхідного рівня надійності РЕС з їх складу [3, 4]. Це пов'язано з тим, що основним модулем ЗВТ незалежно від призначення, що забезпечує безпеку на маршруті руху, є РЕС (наприклад, засоби радіозв'язку, станції радіолокації, засоби радіонавігації тощо). Вихід із ладу елементів РЕС на маршруті руху ЗВТ може призвести до значних втрат: аварії, пошкодження вантажу, збільшення тривалості маршруту тощо [2, 4, 5].

Сучасні ЗВТ обладнані автоматичними системами управління рухом, основу яких також є РЕС. Це призвело до збільшення витрат на організацію та проведення операцій контролю та діагностування технічного стану РЕС ЗВТ [6, 7]. Тому інноваційні розробки та сучасні технології в управлінні рухом ЗВТ вимагають вирішення нових завдань у галузі контролю технічного стану РЕС, особливо у процесі руху за маршрутом. Традиційні методи та засоби контролю технічного стану РЕС не дозволяють забезпечити необхідний рівень їх надійності при русі за маршрутом та ефективного вирішення проблем, які можуть виникнути при експлуатації ЗВТ [8, 9].

При проектуванні РЕС ЗВТ рівень надійності підвищується шляхом вибору доцільно-образної структури та розумної надмірності засобу оперативного контролю, самовідновлення та ремонтпридатності. У період експлуатації РЕС ЗВТ надійність її елементів забезпечується засобами технічного контролю та діагностування. Найбільший ефект досягається при оптимальному розподілі зусиль між цими двома напрямками [10, 11].

Надійність РЕС ЗВТ може бути значно збільшена підтримкою параметрів контролю (причин можливих відмов) у необхідних межах за допомогою операцій виявлення та корекції відхилень цих параметрів відповідно до алгоритмів (програм) попереджувального обслуговування. До актуальних і нетрадиційних науково-технічних завдань контролю технічного стану РЕС ЗВТ належить розробка прецизійних методів формування амплітудно-модульованих (АМ) сигналів в області низьких частот огиначої (до кількох кілогерц) та несучої (десятки кілогерц) [12, 13]. Зокрема, такі методи, засновані на проміжному формуванні амплітудно-імпульсно-модульованих сигналів (з гармонійною та бінарною модуляцією амплітуд прямокутних імпульсів несучої) і подальшої їх вузькосмугової фільтрації для виділення АМ сигналів з синусоїдальними огиначною та несучою [14, 15]. Ці методи значно перевершують класичні аналогові методи формування АМ сигналів за точністю та частотним діапазоном (в області низьких частот огиначної та несучої), проте вони все ж таки не забезпечують вимог щодо дискретності та похибки (порядку тисячних часток відсотка) завдання коефіцієнта амплітудної модуляції (КАМ) в області малих його значень (до 10%) [11, 15]. Така точність необхідна при визначенні чутливості та похибок високоточних приладів і системи з АМ інформативними сигналами, що широко використовуються, наприклад, у сучасних навігаційних системах засобів водного транспорту різного призначення. Вказаним вимогам задовольняє метод формування прецизійних АМ сигналів на основі бінарної модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів [16, 17, 20]. У той самий час цей спосіб формування АМ сигналів не завжди забезпечує необхідні значення коефіцієнта гармонік огиначної. Очевидно, коефіцієнт гармонік огиначної може бути зменшений при інших, складніших законах модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої, зокрема, трикутного, трапецеїдального, шматково-ступінчастого.

Мета статті полягає у розробці методу синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутного закону модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів, що використовується з подальшою їх вузькосмуговою фільтрацією для формування прецизійних АМ сигналів.

Синтез вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції

Вихідна послідовність двополярних прямокутних імпульсів несучою наведена на рисунку 1, де позначені:

U – амплітуда імпульсів;

t_i, t_i', t_i'' – відповідно положення центру (середини), фронту та зрізу i -го імпульсу; τ_i – тривалість i -го імпульсу [21].

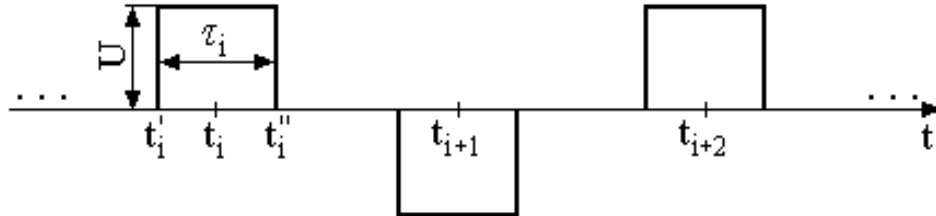


Рисунок 1 – Послідовність двополярних прямокутних імпульсів

Покажемо переваги трикутної модуляції часових параметрів імпульсів порівняно з відомою бінарною [11, 15, 20]. Причому розглянемо найбільш загальний випадок, коли форма імпульсів несучої може бути будь-якою та описується довільною функцією $f(t, \tau)$. Тоді імпульсну послідовність несучої представимо в аналітичній формі

$$F(t) = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i f(t - t_i; \tau_i), \quad (1)$$

де $f(t - t_i; \tau_i)$ – функція, яка описує форму імпульсу; $N = \omega/\Omega$ – відношення кругової частоти несучої ω до кругової частоти оригінальної Ω ; ε_i – величина для узгодження, яка дозволяє охопити однополярну та двополярну послідовність імпульсів несучої.

Величина для узгодження визначається виразом

$$\varepsilon_i = \frac{b}{2} [a + (-1)^i], \quad (2)$$

де для однополярної послідовності імпульсів несучої $a = 1$ і $b = 1$, а для двополярної послідовності імпульсів несучої $a = 0$ і $b = 2$. Розкладемо функцію $F(t)$ у ряд Фур'є

$$F(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{D}_n e^{jn\Omega t},$$

де

$$\dot{D}_n = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) e^{-jn\Omega t} dt \quad (3)$$

– комплексний коефіцієнт Фур'є; $T = 2\pi/\Omega$ – період оригінальної.

Після обробки виразів (1) і (3), отримаємо

$$\dot{D}_n = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i q_i(n\Omega) e^{-jn\Omega t_i}, \quad (4)$$

де

$$q_i(n\Omega) = \int_{-\tau_i/2}^{\tau_i/2} f(t, \tau_i) e^{-jn\Omega t} dt. \quad (5)$$

Відмітимо, що величина $q_i(n\Omega)$ залежить тільки від тривалості імпульсів τ_i та не залежить від їх положення t_i .

Визначимо гармоніки порядку $N+\ell$, які розташовані поблизу несучої та потрапляють до смуги пропускання фільтру (значення ℓ незначне, тобто $\ell \ll N$). Враховуючи, що $\Omega T = 2\pi$ і $t_i = (T/2N)i + \Delta t_i$, де Δt_i визначає закон модуляції положення t_i імпульсів несучої, із виразу (4) отримаємо

$$\dot{D}_{N+\ell} = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i (-1)^i q_i(n\Omega) e^{-jn\Omega \Delta t_i} e^{-j\frac{\pi\ell}{N}i}. \quad (6)$$

Величина $\dot{D}_{N+\ell}$ є ℓ -тим коефіцієнтом Фур'є дискретної послідовності $y(\tau_i; \Delta t_i) = \varepsilon_i (-1)^i q_i(n\Omega) e^{-jn\Omega \Delta t_i}$, вигляд якої визначається законом модуляції. При відсутності модуляції коефіцієнт Фур'є $\dot{D}_{N+\ell}$ не дорівнює нулю тільки при $\ell = 0$, тобто він дорівнює \dot{D}_N . При малих коефіцієнтах модуляції вигляд послідовності $y(\tau_i; \Delta t_i)$ відтворює закон модуляції часових параметрів τ_i і t_i . Отже, чим ближче закон модуляції величин τ_i і t_i до гармонійного, тим швидше зменшуються коефіцієнти $\dot{D}_{N+\ell}$ зі збільшенням ℓ з обох боків від центральної частоти вузькосмугового фільтру. Спектр сигналу $F(t)$ складається із центральної частоти ω і з двох бічних частот $\omega \pm \Omega$, якщо послідовність $y(\tau_i; \Delta t_i)$ є дискретною гармонійною. Таким чином, чим ближче закон модуляції часових параметрів τ_i і t_i до гармонійного, тим, в першому наближенні (при малих коефіцієнтах модуляції), вихідний сигнал вузькосмугового фільтру ближче до АМ сигналу із гармонійним законом модуляції та у меншому ступені передатна характеристика вузькосмугового фільтру, а точніше відмінність її форми від ідеально прямокутної, буде впливати на його вихідний сигнал. Отже, трикутний закон модуляції часових параметрів імпульсів несучої, як ближчих до гармонійного, переважно бінарного, при будь-якій формі імпульсів несучої $\pm \Omega$, то на його виході залишаться лише складові частот $\omega, \omega + \Omega$ і $\omega - \Omega$, тобто коефіцієнти Фур'є $\dot{D}_N, \dot{D}_{N+1}, \dot{D}_{N-1}$. Тоді вихідний сигнал вузькосмугового фільтру визначається співвідношенням [16, 22]

$$F^\phi(t) = 2|\dot{D}_n| f(t) \cos(\omega t + \chi), \quad (7)$$

де $f(t) = |1 + \dot{M}_+ e^{j\Omega t} + \dot{M}_- e^{-j\Omega t}|$;

$$\dot{M}_+ = \frac{\dot{D}_{N+1}}{\dot{D}_N}; \quad \dot{M}_- = \frac{\dot{D}_{N-1}}{\dot{D}_N} \quad (8)$$

– парціальні коефіцієнти модуляції, що вносяться окремими гармоніками сигналу, що формується; χ – початкова фаза несучої, яка визначається як сума аргументів коефіцієнта Фур'є \dot{D}_N початкової фази N -ої гармоніки сигналу, що формується, та величини $(1 + \dot{M}_+ e^{j\Omega t} + \dot{M}_- e^{-j\Omega t})$.

Із виразу (7) видно, що сигнал на виході фільтра дійсно представляє сигнал АМ, а його закон модуляції повністю визначається функцією $f(t)$. Для її визначення обчислимо попередньо квадрат функції $f(t)$:

$$f^2(t) = 1 + |\dot{M}_+|^2 + |\dot{M}_-|^2 + 2 \operatorname{Re}(\dot{M}_+ e^{j\Omega t} + \dot{M}_- e^{-j\Omega t}) + 2 \operatorname{Re}(\dot{M}_+ \dot{M}_- e^{j2\Omega t}). \quad (9)$$

Із формули (9) видно, що у випадку беруть участь як складові частоти оригінальної Ω , а й складові частоти 2Ω . Для малих значень парціальних коефіцієнтів модуляції $|\dot{M}_+| \ll 1$ і $|\dot{M}_-| \ll 1$, вираз (9) можна спростити:

$$f^2(t) = 1 + 2 \operatorname{Re}(\dot{M}_+ e^{j\Omega t} + \dot{M}_- e^{-j\Omega t}) = 1 + 2|\dot{M}| \cos(\Omega t + \lambda), \quad (10)$$

$$\text{де } \dot{M} = \dot{M}_+ + \dot{M}_-^* = M e^{-j\lambda}; \quad (11)$$

* – знак комплексного спряження;

M, λ – модуль і аргумент комплексного коефіцієнту модуляції \dot{M} .

Із виразу (10) з урахуванням [22] малості значення M знаходимо

$$f(t) = 1 + M \cos(\Omega t + \lambda). \quad (12)$$

Із формули (12) видно, що при малих коефіцієнтах модуляції часових параметрів імпульсів несучої довільної форми вихідний сигнал вузькосмугового фільтра є амплітудно-модульованим із синусоїдальною оригінальною з коефіцієнтом амплітудної модуляції M , що визначається рівністю (11).

Формули (4), (5), (6), (8), (11) мають загальний характер і дозволяють отримати аналітичні вирази для обчислення коефіцієнта амплітудної модуляції для різних видів час-імпульсної модуляції вихідної послідовності імпульсів несучої довільної форми. Однак найбільш раціонально як несучу використовувати послідовність імпульсів прямокутної форми. У цьому випадку із виразу (5), а потім формули (4) маємо

$$\begin{aligned} q_i(n\Omega) &= U \int_{-\tau_i/2}^{\tau_i/2} e^{-jn\Omega t} dt = \frac{2U}{n\Omega} \sin \frac{n\Omega \tau_i}{2}; \\ \dot{D}_n &= \frac{U}{j2\pi n} \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i \left(e^{j\frac{n\Omega \tau_i}{2}} - e^{-j\frac{n\Omega \tau_i}{2}} \right) e^{-jn\Omega t_i} = \\ &= \frac{U}{j2\pi n} \left[\sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i} - \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i} \right]. \end{aligned} \quad (13)$$

Нехай $\Delta t_i'$ визначає закон модуляції фронту, $\Delta t_i''$ – закон модуляції зрізу, $\Delta \tau_i$ – закон модуляції тривалості, Δt_i – закон модуляції становища i -го імпульсу. З урахуванням цього запишемо систему рівнянь для часових параметрів послідовності імпульсів, що формується:

$$\begin{cases} t_i' = \frac{T}{2N}i - \frac{\tau}{2} + \Delta t_i'; \\ t_i'' = \frac{T}{2N}i + \frac{\tau}{2} + \Delta t_i''; \\ t_i = \frac{T}{2N}i + \frac{1}{2}(\Delta t_i' + \Delta t_i''); \\ \tau_i = \tau + \Delta t_i'' - \Delta t_i', \end{cases} \quad (14)$$

де τ – тривалість імпульсів без модуляції.

Розв'язуючи систему рівнянь (14) щодо величин Δt_i і $\Delta \tau_i$, отримуємо

$$\Delta t_i = \frac{1}{2}(\Delta t_i' + \Delta t_i''); \quad (15)$$

$$\Delta \tau_i = \Delta t_i'' - \Delta t_i'. \quad (16)$$

Аналіз виразів (15) і (16) показує, що можливі чотири види модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої:

– фазова модуляція при постійній тривалості імпульсів несучої

$$\Delta t_i = \Delta t_i'; \quad \Delta t_i'' = \Delta t_i'; \quad \Delta \tau_i = 0;$$

– широтна модуляція або модуляція тривалості імпульсів, що несе при рівномірному їх слідуванні:

$$\Delta t_i = 0; \quad \Delta t_i' = -\Delta t_i''; \quad \Delta \tau_i = 2\Delta t_i'';$$

– модуляція фронту імпульсів несучої: $\Delta t_i = 0; \quad \Delta t_i' \neq 0; \quad \Delta t_i'' = 0;$

– модуляція зрізу імпульсів несучої: $\Delta t_i = 0; \quad \Delta t_i' = 0; \quad \Delta t_i'' \neq 0.$

Переходимо до дослідження трикутного закону часових параметрів прямокутних імпульсів несучою для зазначених видів модуляції.

Запишемо аналітичні вирази, що описують трикутний закон модуляції фронту та зрізу імпульсів несучої. Для трикутного закону модуляції фронту t_i' імпульсів несучої отримуємо

$$\Delta t_i' = \Delta'(N - |N - i|) = \begin{cases} \Delta' i & \text{при } 0 \leq i \leq N; \\ \Delta'(2N - i) & \text{при } i \geq N, \end{cases} \quad (17)$$

де Δ' – одиничне збільшення (дискретність) зміни становища фронту t_i' імпульсів несучої.

Аналогічний вигляд має вираз для трикутного закону модуляції зрізу t_i'' імпульсів несучої, якщо у виразі (17) зробити заміну $\Delta t_i'$ на $\Delta t_i''$ і Δ' на Δ'' .

Для компактності наступних обчислень формулу (13) для коефіцієнта Фур'є \dot{D}_n функції $F(t)$ представимо так:

$$\dot{D}_n = \frac{U}{j2\pi n} (S' - S''), \quad (18)$$

$$\text{де } S' = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i}; \quad (19)$$

$$S'' = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i}. \quad (20)$$

Розрахуємо суму S' , для чого вираз (19) спростимо після підстановки рівності для t_i' із формули (14) з урахуванням співвідношення (17):

$$\begin{aligned} S' &= \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega \left[\frac{T}{2N} i - \frac{\tau}{2} + \Delta (N - |N-i|) \right]} = \\ &= e^{j\frac{n\Omega\tau}{2}} \left[\sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta \right) i} + \sum_{i=1}^N \varepsilon_i e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta \right) i} \right]. \end{aligned} \quad (21)$$

Після підставлення виразу (2) до формули (21), отримаємо

$$S' = \frac{b}{2} e^{j\frac{n\Omega\tau}{2}} [a(S_1 + S_2) + S_3 + S_4], \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \text{де } S_1 &= \sum_{i=0}^{N-1} e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta \right) i}; & S_2 &= \sum_{i=0}^N e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta \right) i}; \\ S_3 &= \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^i e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta \right) i}; & S_4 &= \sum_{i=0}^N (-1)^i e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta \right) i}. \end{aligned}$$

Суми S_1, S_2, S_3, S_4 є геометричними прогресіями. Розрахунок їх має вигляд

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{1 - e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \gamma' \right) N}}{1 - e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \gamma' \right)}}; & S_2 &= \frac{1 - e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \gamma' \right) N}}{1 - e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \gamma' \right)}}; \\ S_3 &= \frac{1 - (-1)^N e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \gamma' \right) N}}{1 + e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \gamma' \right)}}; & S_4 &= \frac{1 - (-1)^N e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \gamma' \right) N}}{1 + e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \gamma' \right)}}, \end{aligned}$$

де $\gamma' = \Omega\Delta$.

Використовуючи ці рівності, знаходимо

$$S_1 + S_2 = -e^{-j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{\pi}{2}} \frac{\sin \left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi}{2} \right) \sin n\gamma'}{\sin \left(\frac{\pi\gamma'}{2} + \frac{\pi\ell}{2N} \right) \sin \left(\frac{\pi\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2N} \right)}; \quad (23)$$

$$S_3 + S_4 = e^{-j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{\pi\ell}{2}} \frac{\sin \left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2} \right) \sin n\gamma'}{\sin \left(\frac{\pi\gamma'}{2} + \frac{\pi\ell}{2N} \right) \sin \left(\frac{\pi\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2N} \right)}; \quad (24)$$

Після підстановки виразів (23), (24) у формулу (22) та перетворення отримаємо

$$S' = \frac{b}{2} e^{j\frac{\pi\ell}{2} - j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{n\Omega\tau}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right) \sin n\gamma'}{\sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} + \frac{\pi\ell}{2N}\right) \sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2N}\right)}.$$

При умовах $\frac{\pi\ell}{2N} \ll 1$ і $\frac{n\gamma'}{2} \ll 1$, які характерні для сигналів, що формуються:

$$S' = \frac{b}{2} e^{j\frac{\pi\ell}{2} - j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{n\Omega\tau}{2}} \cdot \frac{n\gamma' \sin\left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right)}{\frac{n^2(\gamma')^2}{4} - \frac{\pi^2\ell^2}{4N^2}}. \quad (25)$$

Аналогічний вираз для величини S'' отримаємо із формули (25) після проведення формальної заміни τ на $-\tau$, Δ на Δ'' , γ на γ'' :

$$S'' = \frac{b}{2} e^{j\frac{\pi\ell}{2} - j\frac{Nn\gamma''}{2} - j\frac{n\Omega\tau}{2}} \cdot \frac{n\gamma'' \sin\left(\frac{Nn\gamma''}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right)}{\frac{n^2(\gamma'')^2}{4} - \frac{\pi^2\ell^2}{4N^2}}. \quad (26)$$

Формули (18) та (25), (26) є вихідними для методу синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану РЕС ЗВТ. Крім того розроблений метод дозволяє проводити дослідження різних видів модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої. Наведемо результати цих досліджень.

Фазова модуляція імпульсів несучої. Для неї справедливий рівність $\Delta' = \Delta''$, $\gamma' = \gamma'' = \gamma$ з урахуванням яких, а також виразів (25), (26) з (18) знаходимо

$$\dot{D}_n = \frac{Ub}{2\pi} e^{j\frac{\pi\ell}{2} - j\frac{Nn\gamma}{2}} \cdot \frac{\gamma \sin\left(\frac{Nn\gamma}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right)}{\frac{n^2\gamma^2}{4} - \frac{\pi^2\ell^2}{4N^2}} \sin \frac{n\Omega\tau}{2}. \quad (27)$$

Із співвідношення (27) розрахуємо коефіцієнти Фур'є \dot{D}_N , \dot{D}_{N+1} і \dot{D}_{N-1} , за допомогою яких обчислимо парціальні коефіцієнти \dot{M}_+ і \dot{M}_- , а потім отримаємо вираз для КАМ АМ сигналу на виході вузькосмугового фільтру.

Для визначення коефіцієнтів Фур'є \dot{D}_N підставимо у вираз (27) $n = N$ і $\ell = 0$:

$$\dot{D}_N = \frac{Ub}{\pi} e^{-j\frac{N^2\gamma}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{N^2\gamma}{2}}{\frac{N^2\gamma}{2}} \sin \frac{N\Omega\tau}{2}, \quad (28)$$

а для визначення коефіцієнтів Фур'є $\dot{D}_{N\pm 1}$ до виразу (27) підставимо $n = N \pm 1$ і $\ell = \pm 1$

$$\dot{D}_{N\pm 1} = -j \frac{Ub}{2\pi} e^{-j \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}} \cdot \frac{\gamma \cos \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}}{\frac{(N\pm 1)^2 \gamma^2 - \pi^2}{4} \frac{\pi^2}{4N^2}} \sin \frac{(N\pm 1)\Omega\tau}{2}. \quad (29)$$

Після підставлення співвідношень (28) і (29) до рівняння (8), знаходимо парціальні коефіцієнти модуляції

$$\dot{M}_{\pm} = -j e^{\pm j \frac{N\gamma}{2}} \cdot \frac{\cos \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}}{(N\pm 1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \cdot \frac{N^2 \gamma^2}{\sin \frac{N^2 \gamma}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{(N\pm 1)\Omega\tau}{2}}{\sin \frac{N\Omega\tau}{2}}. \quad (30)$$

З урахуванням виразів (30) і (11) для комплексного коефіцієнта модуляції отримаємо

$$\dot{M} = -j e^{\pm j \frac{N\gamma}{2}} \cdot \frac{N^2 \gamma^2}{\sin \frac{N^2 \gamma}{2} \sin \frac{N\Omega\tau}{2}} \times \left[\frac{\cos \frac{N(N+1)\gamma}{2} \sin \frac{(N+1)\Omega\tau}{2}}{(N+1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} - \frac{\cos \frac{N(N-1)\gamma}{2} \sin \frac{(N-1)\Omega\tau}{2}}{(N-1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \right],$$

звідки знайдемо модуль КАМ

$$M = |\dot{M}| = \frac{N^2 \gamma^2}{\sin \frac{N^2 \gamma}{2} \sin \frac{N\Omega\tau}{2}} \left[\frac{\cos \frac{N(N+1)\gamma}{2} \sin \frac{(N+1)\Omega\tau}{2}}{(N+1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} - \frac{\cos \frac{N(N-1)\gamma}{2} \sin \frac{(N-1)\Omega\tau}{2}}{(N-1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \right].$$

Із співвідношення (31) видно, що КАМ АМ достатньо складно залежить від параметру γ , який характеризує часову модуляцію. Тільки для дуже малої модуляції, коли $N^2 \gamma \ll 1$, співвідношення (31) значно спрощується

$$M = \frac{4}{\pi^2} N^2 \gamma \sin \frac{\Omega\tau}{2} \operatorname{ctg} \frac{N\Omega\tau}{2}.$$

Враховуючи, що

$$N^2 \gamma = N^2 \Omega \Delta = \omega N \Delta = \omega \Delta t_{\max} = 2\pi \frac{\Delta t_{\max}}{T},$$

де $N\Delta = \Delta t_{\max}$,

отримаємо

$$M = \frac{8}{\pi} \sin \frac{\Omega\tau}{2} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2} \cdot \frac{\Delta t_{\max}}{T} = k_1 \frac{\Delta t_{\max}}{T},$$

де $k_1 = \frac{8}{\pi} \sin \frac{\Omega\tau}{2} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2}$ – чисельний коефіцієнт.

Оскільки $\Omega t = \frac{\omega\tau}{N} \ll 1$, то

$$k_1 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\omega\tau}{N} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2} \ll 1.$$

Таким чином, при фазовій модуляції прямокутних імпульсів несучої коефіцієнт амплітудної модуляції M АМ сигналу на виході вузькосмугового фільтру пропорційний відносній модуляції положення імпульсів $\Delta t_{\max}/T$ з коефіцієнтом $k_1 \ll 1$, що суттєво обмежує діапазон змінювання КАМ, але при цьому дозволяє отримати дуже малі значення КАМ.

Широтна модуляція імпульсів несучої. У цьому випадку $\Delta t_i = 0$, $\Delta t'_i = \Delta t''_i$, $\Delta' = \Delta''$, $\gamma' = \gamma'' = \gamma$, тоді із виразу (18) знаходимо

$$\begin{aligned} \dot{D}_n = & \frac{Ub}{2\pi j} e^{j\frac{\pi\ell}{2}} \cdot \frac{\gamma \sin\left(\frac{Nn\gamma}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right)}{\frac{n^2\gamma^2}{4} - \frac{\pi^2\ell^2}{4N^2}} \times \\ & \times \left(e^{-j\frac{Nn\gamma}{2} + j\frac{n\Omega\tau}{2}} - e^{j\frac{Nn\gamma}{2} - j\frac{n\Omega\tau}{2}} \right). \end{aligned}$$

Звідси, аналогічно попередньому, отримаємо вирази для коефіцієнтів Фур'є \dot{D}_N , $\dot{D}_{N\pm 1}$ та парціальних коефіцієнтів модуляції \dot{M}_{\pm}

$$\begin{aligned} \dot{D}_N = & \frac{2Ub}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{N^2\gamma}{2}}{N^2\gamma^2} \cdot \sin\left(\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2} N\right); \\ \dot{D}_{N\pm 1} = & -\frac{2Ub}{\pi} \cdot \frac{\gamma \cos \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}}{(N\pm 1)^2\gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \cos\left[\frac{N\gamma - \Omega\tau}{2} (N\pm 1)\right]; \\ \dot{M}_{\pm} = & -\frac{N^2\gamma^2}{(N\pm 1)^2\gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \cdot \frac{\cos \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}}{\sin \frac{N^2\gamma}{2}} \cdot \frac{\cos\left[\frac{N\gamma - \Omega\tau}{2} (N\pm 1)\right]}{\sin\left(\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2} N\right)}. \end{aligned}$$

Знаходимо комплексний коефіцієнт модуляції

$$\dot{M} = \dot{M}_+ + M_-^* = \frac{N^2 \gamma^2}{\sin \frac{N^2 \gamma}{2} \sin \left(\frac{\Omega \tau - N \gamma}{2} N \right)} \times$$

$$\times \left\{ \frac{\cos \frac{N(N+1)\gamma}{2} \cos \left[\frac{\Omega \tau - N \gamma}{2} (N+1) \right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N+1)^2 \gamma^2} + \frac{\cos \frac{N(N-1)\gamma}{2} \cos \left[\frac{\Omega \tau - N \gamma}{2} (N-1) \right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N-1)^2 \gamma^2} \right\}$$

та його модуль

$$M = |\dot{M}| = \frac{N^2 \gamma^2}{\sin \frac{N^2 \gamma}{2} \sin \left(\frac{\Omega \tau - N \gamma}{2} N \right)} \times$$

$$\times \left| \frac{\cos \frac{N(N+1)\gamma}{2} \cos \left[\frac{\Omega \tau - N \gamma}{2} (N+1) \right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N+1)^2 \gamma^2} + \frac{\cos \frac{N(N-1)\gamma}{2} \cos \left[\frac{\Omega \tau - N \gamma}{2} (N-1) \right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N-1)^2 \gamma^2} \right|. \quad (32)$$

Зауважимо, що формула (32) справедливо для широтної модуляції, яка починається зі зменшенням тривалості імпульсів несучої, оскільки $\Delta t_i' > 0$, $\Delta t_i'' < 0$. При цьому має виконуватись умова

$$\Delta \tau_{\max} = 2\Delta t_{\max} = 2N\Delta < \tau \text{ або } N\gamma < \frac{\Omega \tau}{2}.$$

Для широтної модуляції, яка починається з розширення імпульсів несучої, у виразі (32) потрібно зробити заміну γ на $-\gamma$.

При $N \gg 1$ формула (32) набуває вигляду

$$M = \frac{2N^2 \gamma^2}{\left| \frac{\pi^2}{N^2} - N^2 \gamma^2 \right|} \cdot \text{ctg} \frac{N^2 \gamma}{2} \text{ctg} \left(\frac{\Omega \tau \pm N \gamma}{2} N \right).$$

Підставляючи до неї рівність

$$N^2 \gamma = N^2 \Omega \Delta = \omega \Delta t_{\max},$$

Отримаємо

$$M = \frac{2(\omega \Delta t_{\max})^2}{\pi^2 - (\omega \Delta t_{\max})^2} \cdot \text{ctg} \frac{\omega \Delta t_{\max}}{2} \text{ctg} \frac{\omega(\tau \pm \Delta t_{\max})}{2}.$$

Для малих коефіцієнтів модуляції, коли $\omega \Delta t_{\max} \ll 1$ і $\Delta t_{\max} \ll \tau$, отримаємо

$$M = \frac{8}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\omega \tau}{2} \cdot \frac{\Delta t_{\max}}{T} = k_2 \frac{\Delta t_{\max}}{T},$$

де $k_2 = \frac{8}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\omega \tau}{2}$ – чисельний коефіцієнт.

Модуляція зрізу імпульсів несучої. Для неї справедливі рівність: $\Delta t_i' = 0, \gamma' = 0, \gamma'' = \gamma$

Проробивши обчислення за тією ж методикою, що й для широтної модуляції, отримуємо такі вирази для КАМ АМ сигналу

$$M = 4\omega\Delta t_{\max} \cdot \frac{\cos \omega\Delta t_{\max}}{\left| \pi^2 - (\omega\Delta t_{\max})^2 \right|} \cdot \frac{\sin\left(\omega\tau + \frac{\omega\Delta t_{\max}}{2}\right)}{1 + \left(\frac{2 \sin \frac{\omega\Delta t_{\max}}{2}}{\omega\Delta t_{\max}}\right)^2 - \frac{4 \sin \frac{\omega\Delta t_{\max}}{2}}{\omega\Delta t_{\max}} \cos[\omega(\tau \pm \Delta t_{\max})]}.$$

Для малих значень коефіцієнтів модуляції ($\omega\Delta t_{\max} \ll 1$, тобто $\Delta t_{\max} \ll \tau$) цей вираз перетворюється до вигляду

$$M = \frac{4}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\omega \tau}{2} \cdot \frac{\Delta t_{\max}}{T} = k_3 \frac{\Delta t_{\max}}{T},$$

де $k_3 = \frac{4}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\omega \tau}{2}$ – чисельний коефіцієнт.

Модуляція фронту імпульсів несучої: $\Delta t_i = 0, \gamma' = \gamma, \gamma'' = 0$.

Для цього виду час-імпульсної модуляції є той же вираз для КАМ АМ сигналу на виході вузькосмугового фільтра.

Аналіз отриманих співвідношень для КАМ показує наступне.

Однополярна та двополярна послідовності імпульсів несучої приводять до однакових значень КАМ АМ сигналу, але при двополярній послідовності імпульсів несучої вдвічі збільшується амплітуда вихідного сигналу при однаковій вихідній амплітуді імпульсів несучої (без модуляції). При фазовій модуляції значення КАМ виходить значно менше (приблизно в N раз при $\omega\tau \approx 1$), ніж при широтній модуляції. У той же час двостороння широтна модуляція забезпечує вдвічі більше значення КАМ, ніж модуляція фронту або зрізу імпульсів несучої. Це твердження, проте, справедливе лише за малих значеннях коефіцієнтів модуляції, які пропорційні коефіцієнтам модуляції часових параметрів імпульсів несучої з відповідними чисельними коефіцієнтами, які від виду модуляції. Якщо ж КАМ не малі, то вони визначаються складнішими залежностями, але й точнішими, які дозволяють зменшити методичну похибку. У цьому випадку для необхідних значень КАМ параметри тимчасової модуляції можуть бути розраховані заздалегідь або за допомогою вбудованого мікропроцесора та записані на згадку про міру (калібратора).

Висновки. Принцип побудови міри (калібратора) КАМ АМ сигналів для контролю технічного стану РЕС ЗВТ, заснований на різних видах трикутної модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої, описується узагальненою структурною

схемою міри на основі методу бінарної модуляції [11, 15, 20]. Порядок інструментальної та методичної складових похибки запропонованого методу становить приблизно тисячні частки відсотка, що перевищує відомий метод бінарної модуляції. У той же час коефіцієнт гармонік k_r оригінальної АМ сигналу при використанні методу трикутної модуляції часових параметрів несучої становить приблизно $k_r = 0,12$ порівняно з $k_r = 0,48$ для методу бінарної модуляції.

Таким чином, запропонований метод трикутної модуляції часових параметрів несучої з подальшою вузькосмуговою фільтрацією забезпечує порівняно з методом бінарної модуляції зменшення коефіцієнта гармонік, що огинає приблизно при тій же, досить малої похибки завдання КАМ формованого АМ сигналу.

Отже, розроблений метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції дозволяє підвищити рівень надійності вимірювальної апаратури для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту. Це, в свою чергу, підвищить ефективність експлуатації радіоелектронних систем засобів водного транспорту за рахунок своєчасного виявлення можливих відмов і дозволить уникнути можливих фінансових втрат із-за можливих аварій (поломок, катастроф) під час руху транспорту за встановленим маршрутом.

ЛІТЕРАТУРА

1. 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.
2. Герасимов С.В., Гаценко Л.В. Метод повышения надежности радиоэлектронной аппаратуры средств водного транспорта при эксплуатации по техническому состоянию // Azərbaycan Dövlət Dəniz Akademiyasının Elmi Əsərləri (Proceedings of Azerbaijan State Marine Academy). – № 1. – 2021. – С. 118-126.
3. Rogers R.M. Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems / AIAA Educational Series. – American Institute of Aeronautics and Astronautics, Reston. – 2003 p.
4. Herasimov, S., Shapran, Yu., Kirvas, V. Development and research of the method of calculating the reliability of the measurement control parameters of radio engineering systems of maritime transport // Systems of Arms and Military Equipment. – 2017. – № 4 (52). – P.p. 5-10.
5. Grewal M. S., Weill L. R., Andrews A. P. Global Positioning Systems / Inertial navigation and integration. – Wiley, New York. – 2007.
6. Алешин Б.С., Веремченко К.К. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии. – М.: Наука, 2006. – 424 с.
7. Herasimov S., Gridina V. Method justification nomenclature control parameters of radio systems and purpose of their permissible deviations // Information processing systems. – 2018. – № 2 (153). – P.p. 159-164. – <https://doi.org/10.30748/soi.2018.153.20>.
8. Басов В.Г. Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки. – Минск: БГУИР, 2012. – 119 с.
9. Герасимов С.В., Рошупкін Є.С. Теоретические основы оценки ошибок значений сигналов с гармонически меняющимися параметрами // Озброєння та військова техніка. – 2018. – Вип. 2 (18). – С. 43-49.
10. Norman Friedman. The Naval Institute Guide to World Naval Weapon System. – Naval Institute Press, 2006. – 858 p.

11. Чинков В.М., Герасимов С.В. Дослідження та обґрунтування критеріїв оптимізації вимірювальних сигналів для контролю технічного стану систем автоматичного управління // Український метрологічний журнал. – 2013. – № 4. – С. 43-47.
12. Страхов А. Ф. Автоматизированные измерительные комплексы. – М.: Энергоиздат, 1990. – 216 с.
13. Прибілєв Ю.Б., Герасимов С.В., Борисенко М.В. Графоаналітичний метод компромісного розподілу витрат на забезпечення запасу точності та надійності елементної бази вимірювальних каналів контрольно-випробувальної станції // Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил. –2020. – Вип. 4 (6). – С. 100-106. – <https://doi.org/10.30748/zhups.2020.66.14>.
14. Admiralty list of radio signals. Global maritime distress and safety system (GMDSS). – Vol 5. NP 285. – 2000. – 338 p.
15. Daki O., Herasimov S., Zubrytskyi H. Digital Correlation Method For Power Measurement // Information Processing Systems. – 2020. – № 4 (163). – С. 15-26. – <https://doi.org/10.30748/soi.2020.163.02>.
16. Qriffiths B. E. Optimal control of jump-linear gaussian systems / Int. J. of control. – Vol. 42. N. 4. – 1985. – P.p. 791-819.
17. Herasimov S., Pavlii V., Tymoshchuk O. Testing Signals for Electronics: Criteria for Synthesis // Journal of Electronic Testing. – 2019. – Vol. 35. – Is. 148. – P.p. 1-9. – <https://doi.org/10.1007/s10836-019-05798-9>.
18. Веселовский К. Системы подвижной радиосвязи: пер. с польск. / под ред. А. И. Ледовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. –536 с.
19. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Эко-Трендз, 2007. – 238 с.
20. Чинков В.Н, Герасимов С.В. Варіаційний метод і методики синтезу оптимального вимірювального сигналу для контролю технічного стану системи автоматичного управління // Український метрологічний журнал. – 2014. – № 1. – С. 59-64.
21. Биргер И.А. Техническая диагностика. – М.: Машиностроение, 1998.
22. Шалыгин А.С., Палагин Ю.И. Прикладные методы статистического моделирования. – Л.: Машиностроение, 1986. – 256 с.

REFERENCES

1. Karetnikov V.V., Pashchenko I.V., Sokolov A.I. and Kuznetsov I.G. (2015) On the issue of building an automated system for monitoring the parameters of a high-precision navigation field, Marine radio electronics, No. 2 (52), p.p. 24-27.
2. Herasimov S. and Gatsenko L. (2021) Method for improving the reliability of radio-electronic equipment of water transport during operation according to technical condition, Proceedings of Azerbaijan State Marine Academy, № 1, p.p. 118-126.
3. Rogers R.M. (2003) Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems, AIAA Educational Series, American Institute of Aeronautics and Astronautics, Reston, 203 p.
4. Herasimov S., Shapran Yu. and Kirvas V. (2017) Development and research of the method of calculating the reliability of the measurement control parameters of radio engineering systems of maritime transport, Systems of Arms and Military Equipment, № 4 (52), p.p. 5-10.

5. Grewal M.S., Weill L. and Andrews A.P. (2007) *Global Positioning Systems, Inertial navigation and integration*, Wiley, New York, 264 p.
6. Aleshin B.S. and Veremenko K.K. (2006) *Orientation and navigation of mobile objects: modern information technologies*, Moscow: Nauka, 424 p.
7. Herasimov S. and Gridina V. (2018) Method justification nomenclature control parameters of radio systems and purpose of their permissible deviations, *Information processing systems*, № 2 (153), p.p. 159-164, <https://doi.org/10.30748/soi.2018.153.20.0>
8. Basov V.G. (2012) *Measuring signals and functional devices for their processing*, Minsk: BSUIR, 119 p.
9. Herasimov S.V. and Roshchupkin E.S. (2018) Theoretical foundations for estimating errors in the values of signals with harmonically varying parameters, *Weapons and military equipment*, Vol. 2 (18), p.p. 43-49.
10. Norman Friedman (2006) *The Naval Institute Guide to World Naval Weapon System*. Naval Institute Press, 858 p.
11. Chinkov V. and Herasimov S. (2013) Follow-up and priming of the criteria for optimizing vibrational signals for the control of the technical state of automatic control systems, *Ukrainian Metrological Journal*, No. 4, p.p. 43-47.
12. Strakhov A.F. (1990) *Automated measuring complexes*, Moscow: Energoizdat, 216 p.
13. Pribylev Yu., Herasimov S. and Borisenko M. (2020) Graphoanalytical method of compromise distribution of costs to ensure the margin of accuracy and reliability of the element base of measuring channels of the control and test station, *Proceedings of Kharkiv National University of the Air Force*, Vol. 4 (6), p.p. 100-106, <https://doi.org/10.30748/zhups.2020.66.14>.
14. Admiralty list of radio signals (2000) *Global maritime distress and safety system (GMDSS)*, Vol 5, NP 285, 338 p.
15. Daki O., Herasimov S. and Zubrytskyi H. (2020) Digital Correlation Method For Power Measurement, *Information Processing Systems*, № 4 (163), p.p. 15-26, <https://doi.org/10.30748/soi.2020.163.02>.
16. Qriffiths B.E. (1985) Optimal control of jump-linear gaussian systems, *Int. J. of control*, Vol. 42, N. 4, p.p. 791-819.
17. Herasimov S., Pavlii V. and Tymoshchuk O. (2019) Testing Signals for Electronics: Criteria for Synthesis, *Journal of Electronic Testing*, Vol. 35, Is. 148, p.p. 1-9, <https://doi.org/10.1007/s10836-019-05798-9>.
18. Veselovsky K. (2006) *Systems of mobile radio communication: per. from Polish*, ed. A. I. Ledovsky, Moscow: Hotline - Telecom, 536 p.
19. Gromakov Yu.A. (2007) *Mobile radio standards and systems*, Moscow: Eco-Trends, 238 p.
20. Chinkov V. and Herasimov S. (2014) Variation method and methods of synthesis of optimal measuring signal for control of technical condition of automatic control system, *Ukrainian Metrological Journal*, № 1, p.p. 59-64.
21. Birger I.A. (1998) *Technical diagnostics*, Moscow: Mashinostroenie, 208 p.
22. Shalygin A.S. and Palagin Yu.I. (1986) *Applied methods of statistical modeling*, Leningrad: Mashinostroenie, 256 p.

Hatsenko L., Fedotov V.T.

METHOD OF SYNTHESIS OF MEASURING SIGNALS BASED ON TRIANGULAR TIME-PULSE MODULATION FOR TECHNICAL CONDITION CONTROL RADIO ELECTRONIC SYSTEMS OF WATER VEHICLES

The article substantiates the need to increase the efficiency of operation of water transport through timely detection and elimination of possible failures of electronic systems during operation. The principle of increase of reliability of radio electronic systems of means of water transport at the expense of timely definition of possible failures is offered and investigated in the work. It is proposed to do this by improving the method of synthesis of measuring signals based on triangular time-pulse modulation to monitor the technical condition of electronic systems of water transport. It is shown that the reliability of electronic systems of water transport can be significantly increased by maintaining control parameters within the required limits by detecting and correcting deviations of these parameters in accordance with the algorithms of preventive control. The aim of the article is to develop a method for the synthesis of measuring signals based on the triangular law of modulation of time parameters of rectangular pulses, which is used with their subsequent narrowband filtering to form precise amplitude-modulated signals. The triangular law of time parameters of rectangular pulses of the carrier for the specified modulated signals is investigated. The method of synthesis of measuring signals on the basis of triangular time-pulse modulation for control of a technical condition of radio electronic systems of means of water transport is offered. It is shown that the developed method allows to carry out researches of different types of modulation of time parameters of rectangular pulses of the carrier. It is substantiated that the proposed method of triangular modulation of time parameters of the carrier with subsequent narrowband filtering provides compared to the method of binary modulation reduction of the harmonic coefficient of bending at approximately the same, rather small error of the amplitude modulation factor.

Keywords: *water transport, synthesis, measuring signal, electronic system, modulation*