УДК 621.396

О. Ю. Іохов **В. Г. Малюк** **С. Ю. Тимченко**

ОЦІНЮВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ТРИКУТНОЇ ЧАС-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ЗАСОБІВ ЗВ'ЯЗКУ ТА ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

Запропоновано метод трикутної модуляції даних часових параметрів несучої з подальшою вузькосмуговою фільтрацією вимірювальних сигналів для контролю технічного стану засобів зв'язку та передачі, який забезпечує порівняно з методом бінарної модуляції зменшення коефіцієнта гармонік огинаючої приблизно з такою ж, достатньо малою, похибкою задання коефіцієнта амплітудної модуляції амплітудно-модульованого сигналу.

Ключові слова: закон модуляції, прямокутні імпульси, часові параметри, контроль технічного стану, засоби зв'язку, передача даних.

Постановка проблеми. До актуальних і нетрадиційних науково-технічних завдань вимірювальної техніки належить розробка прецизійних методів формування амплітудно-модульованих (АМ) сигналів в області низьких частот огинаючої (до кількох кілогерців) та несучої (десятки кілогерців) для контролю технічного стану засобів зв'язку та передачі даних [1, 2]. 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 огинаючою та несучою [3, 4]. Ці методи значно перевершують класичні аналогові методи формування АМ сигналів за точністю та частотним діапазоном (в області низьких частот огинаючої та несучої), проте вони все ж таки не забезпечують вимог щодо дискретності та похибки (порядку тисячних часток відсотка) задання коефіцієнта амплітудної модуляції (КАМ) в області малих його значень (до 10 %) [5, 6]. Така точність необхідна при визначенні чутливості та похибок високоточних приладів і системи з АМ інформативними сигналами, що широко використовуються, наприклад, у сучасних навігаційних комплексах, які являють собою радіотехнічні системи [7]. Вказані вимоги задовольняє метод формування прецизійних АМ сигналів на основі бінарної модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів [8, 9]. Разом з тим цей спосіб формування АМ сигналів не завжди забезпечує необхідні значення коефіцієнта гармонік огинаючої [10]. Вочевидь коефіцієнт гармонік огинаючої може бути зменшений при інших, складніших законах модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої, зокрема трикутному, трапецеїдальному, шматково-ступінчастому [11].

Мета статті – дослідити трикутний закон модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів, що використовується з подальшою їх вузькосмуговою фільтрацією для формування прецизійних АМ сигналів.

Виклад основного матеріалу. 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 [12, 13]:

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

де τ – тривалість імпульсів несучої без модуляції.

Розв'язуючи систему рівнянь (1) щодо величин Δt_i і $\Delta \tau_i$, отримаємо

$$\Delta t_i = \frac{1}{2}(\Delta t_i^{'} + \Delta t_i^{''}); \tag{2}$$

$$\Delta \tau_i = \Delta t_i^{''} - \Delta t_i^{'}. \tag{3}$$

Аналіз виразів (2) і (3) показує, що можливі чотири види модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої:

– фазова модуляція при постійній тривалості імпульсів несучої: $\Delta t_i = \Delta t_i^{'}$; $\Delta t_i^{'} = \Delta t_i^{''}$; $\Delta \tau_i = 0$;

– широтна модуляція або модуляція тривалості імпульсів несучої при рівномірному їх слідуванні: $\Delta t_i = 0$; $\Delta t_i^{'} = -\Delta t_i^{''}$; $\Delta \tau_i = 2\Delta t_i^{''}$;

– модуляція фронту імпульсів несучої: $\Delta t_i = 0$; $\Delta t_i^{'} \neq 0$; $\Delta t_i^{''} = 0$;

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

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

Запишемо аналітичні вирази, що описують трикутний закон модуляції фронту та зрізу імпульсів несучої [14, 15]. Для трикутного закону модуляції фронту $t_i^{'}$ імпульсів несучої отримаємо

$$\Delta t_i^{'} = \Delta^{'}(N - |N - i|) = \begin{cases} \Delta^{'} i & \text{при } 0 \leq i \leq N, \\ \Delta^{'}(2N - i) & \text{при } i \geq N, \end{cases} \tag{4}$$

де $\Delta^{'}$ – 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 (4) зробити заміну $\Delta t_i^{'}$ на $\Delta t_i^{''}$ та $\Delta^{'}$ на $\Delta^{''}$.

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

$$\dot{D}_n = \frac{U}{j2\pi n}(S' - S''), \tag{5}$$

де

$$S^{'} = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i^{'}}, \tag{6}$$

$$S^{''} = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i^{''}}. \tag{7}$$

Обчислимо суму S', для чого вираз (6) спростимо після підстановки рівності для t_i' із формули (1) з урахуванням співвідношення (4):

$$S' = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega\left[\frac{T}{2N}i - \frac{\tau}{2} + \Delta'\left(N - |N-i|\right)\right]} = e^{j\frac{n\Omega\tau}{2}} \left[\sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\left(\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta'\right)i} + \sum_{i=1}^{N} \varepsilon_i e^{-jn\left(-\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta'\right)i} \right]. \quad (8)$$

Із формули (8) отримаємо

$$S' = \frac{b}{2} e^{j\frac{n\Omega\tau}{2}} \left[a(S_1 + S_2) + S_3 + S_4 \right], \quad (9)$$

де

$$S_1 = \sum_{i=0}^{N-1} e^{-jn\left(\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta'\right)i}; \qquad S_2 = \sum_{i=0}^{N} e^{-jn\left(-\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta'\right)i};$$

$$S_3 = \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^i e^{-jn\left(\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta'\right)i}; \qquad S_4 = \sum_{i=0}^{N} (-1)^i e^{-jn\left(-\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta'\right)i}.$$

Суми S_1, S_2, S_3, S_4 є геометричними прогресіями. Вони мають такий вигляд:

$$S_1 = \frac{1 - e^{-jn\left(\frac{\pi}{N} + \gamma'\right)N}}{1 - e^{-jn\left(\frac{\pi}{N} + \gamma'\right)}}; \qquad S_2 = \frac{1 - e^{-jn\left(-\frac{\pi}{N} + \gamma'\right)N}}{1 - e^{-jn\left(-\frac{\pi}{N} + \gamma'\right)}};$$

$$S_3 = \frac{1 - (-1)^N e^{-jn\left(\frac{\pi}{N} + \gamma'\right)N}}{1 + e^{-jn\left(\frac{\pi}{N} + \gamma'\right)}}; \qquad S_3 = \frac{1 - (-1)^N e^{-jn\left(-\frac{\pi}{N} + \gamma'\right)N}}{1 + e^{-jn\left(-\frac{\pi}{N} + \gamma'\right)}},$$

де $\gamma' = \Omega\Delta'$.

Використовуючи ці рівності, знаходимо

$$S_1 + S_2 = -e^{-j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{\pi n}{2}} \frac{\sin\left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi n}{2}\right)\sin n\gamma'}{\sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} + \frac{\pi 1}{2N}\right)\sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} - \frac{\pi 1}{2N}\right)}; \quad (10)$$

$$S_3 + S_4 = e^{-j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{\pi 1}{2}} \frac{\sin\left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi 1}{2}\right)\sin n\gamma'}{\sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} + \frac{\pi 1}{2N}\right)\sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} - \frac{\pi 1}{2N}\right)}. \quad (11)$$

Після підстановки виразів (10), (11) у формулу (9) та перетворення отримаємо

$$S^{'} = \frac{b}{2} e^{j\frac{\pi 1}{2} - j\frac{Nn\gamma^{'}}{2} + j\frac{n\Omega\tau}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{Nn\gamma^{'}}{2} - \frac{\pi 1}{2}\right)\sin n\gamma^{'}}{\sin\left(\frac{\pi\gamma^{'}}{2} + \frac{\pi 1}{2N}\right)\sin\left(\frac{\pi\gamma^{'}}{2} - \frac{\pi 1}{2N}\right)}.$$

За умов $\frac{\pi 1}{2N} << 1$ і $\frac{n\gamma^{'}}{2} << 1$, які характерні для сигналів, що формуються, запишемо

$$S^{'} = \frac{b}{2} e^{j\frac{\pi 1}{2} - j\frac{Nn\gamma^{'}}{2} + j\frac{n\Omega\tau}{2}} \cdot \frac{n\gamma^{'} \sin\left(\frac{Nn\gamma^{'}}{2} - \frac{\pi 1}{2}\right)}{\frac{n^2\left(\gamma^{'}\right)^2}{4} - \frac{\pi^2 1^2}{4N^2}}. \tag{12}$$

Аналогічний вираз для величини $S^{"}$ отримаємо з формули (12) після проведення формальної заміни τ на $-\tau$, Δ на $\Delta^{"}$, γ на $\gamma^{"}$:

$$S^{"} = \frac{b}{2} e^{j\frac{\pi 1}{2} - j\frac{Nn\gamma^{"}}{2} - j\frac{n\Omega\tau}{2}} \cdot \frac{n\gamma^{"} \sin\left(\frac{Nn\gamma^{"}}{2} - \frac{\pi 1}{2}\right)}{\frac{n^2\left(\gamma^{"}\right)^2}{4} - \frac{\pi^2 1^2}{4N^2}}. \tag{13}$$

Отримані співвідношення (5), (12) та (13) є методом синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіотехнічних систем. Формули (5), (12) та (13) також є вихідними для дослідження різних видів модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої. Проведемо оцінювання таких видів модуляції вимірювальних сигналів для контролю технічного стану засобів зв'язку та передачі даних.

Оцінювання вимірювальних сигналів з фазовою модуляцією імпульсів несучої. Для неї справедливі рівності $\Delta^{'} = \Delta^{"}$, $\gamma^{'} = \gamma^{"} = \gamma$, ураховуючі які, а також вирази (12) та (13), з формули (5) знаходимо

$$\dot{D}_n = \frac{Ub}{2\pi} e^{j\frac{\pi 1}{2} - j\frac{Nn\gamma}{2}} \cdot \frac{\gamma \sin\left(\frac{Nn\gamma}{2} - \frac{\pi 1}{2}\right)}{\frac{n^2\gamma^2}{4} - \frac{\pi^2 1^2}{4N^2}} \sin\frac{n\Omega\tau}{2}. \tag{14}$$

Із співвідношення (14) 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 фільтра.

Для визначення коефіцієнтів Фур'є $\dot{D}_N$ підставимо у вираз (14) $n = N$ і $1 = 0$, отримаємо

$$\dot{D}_N = \frac{Ub}{\pi} e^{-j\frac{N^2\gamma}{2}} \cdot \frac{\sin\frac{N^2\gamma}{2}}{\frac{N^2\gamma}{2}} \sin\frac{N\Omega\tau}{2}. \tag{15}$$

Для визначення коефіцієнтів Фур'є $\dot{D}_{N\pm 1}$ у вираз (14) підставимо $n = N \pm 1$ і $1 = \pm 1$, запишемо˙

$$\dot{D}_{N\pm1} = -j\frac{Ub}{2\pi}e^{-j\frac{N(N\pm1)\gamma}{2}} \cdot \frac{\gamma\cos\frac{N(N\pm1)\gamma}{2}}{\frac{(N\pm1)^2\gamma^2}{4}-\frac{\pi^2}{4N^2}}\sin\frac{(N\pm1)\Omega\tau}{2}. \quad (16)$$

З урахуванням співвідношень (15) і (16) знаходимо парціальні коефіцієнти модуляції

$$\dot{M}_{\pm} = -je^{\pm j\frac{N\gamma}{2}} \cdot \frac{\cos\frac{N(N\pm1)\gamma}{2}}{(N\pm1)^2\gamma^2-\frac{\pi^2}{N^2}} \cdot \frac{N^2\gamma^2}{\sin\frac{N^2\gamma}{2}} \cdot \frac{\sin\frac{(N\pm1)\Omega\tau}{2}}{\sin\frac{N\Omega\tau}{2}}. \quad (17)$$

Із виразу (17) для комплексного коефіцієнта модуляції отримаємо

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

звідки знайдемо модуль КАМ:

$$M = |\dot{M}| = \frac{N^2\gamma^2}{\sin\frac{N^2\gamma}{2}\sin\frac{N\Omega\tau}{2}}\left[\frac{\cos\frac{N(N+1)\gamma}{2}\sin\frac{(N+1)\Omega\tau}{2}}{(N+1)^2\gamma^2-\frac{\pi^2}{N^2}} - \frac{\cos\frac{N(N-1)\gamma}{2}\sin\frac{(N-1)\Omega\tau}{2}}{(N-1)^2\gamma^2-\frac{\pi^2}{N^2}}\right]. \quad (18)$$

Із співвідношення (18) видно, що КАМ АМ достатньо складно залежить від параметра γ, який характеризує часову модуляцію. Тільки для дуже малої модуляції, коли $N^2\gamma << 1$, співвідношення (18) значно спрощується

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

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

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

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

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

$$k_1 = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{\omega\tau}{N}\,\mathrm{ctg}\,\frac{\omega\tau}{2} << 1.$$

Таким чином, для фазової модуляції прямокутних імпульсів несучої коефіцієнт амплітудної модуляції M АМ сигналу на виході вузькосмугового фільтра пропорційний відносно модуляції положення імпульсів $\Delta t_{\max}/T$ з коефіцієнтом $k_1 << 1$, що суттєво обмежує діапазон змінювання КАМ, але дозволяє отримати дуже малі значення КАМ.

Оцінювання вимірювальних сигналів з широтною модуляцією імпульсів несучої. У цьому випадку $\Delta t_i = 0,\ \Delta t_i' = \Delta t_i'',\ \Delta' = \Delta'',\ \gamma' = \gamma'' = \gamma$, тоді з виразу (5) знаходимо

$$\dot{D}_n = \frac{Ub}{2\pi j} e^{j\frac{\pi 1}{2}} \cdot \frac{\gamma \sin\left(\frac{Nn\gamma}{2} - \frac{\pi 1}{2}\right)}{\frac{n^2\gamma^2}{4} - \frac{\pi^2 1^2}{4N^2}} \times \left(e^{-j\frac{Nn\gamma}{2} + j\frac{n\Omega\tau}{2}} - e^{j\frac{Nn\gamma}{2} - j\frac{n\Omega\tau}{2}} \right).$$

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

$$\dot{D}_N = \frac{2Ub}{\pi} \cdot \frac{\sin\frac{N^2\gamma}{2}}{N^2\gamma^2} \cdot \sin\left(\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2} N\right);$$

$$\dot{D}_{N\pm 1} = -\frac{2Ub}{\pi} \cdot \frac{\gamma \cos\frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}}{(N\pm 1)^2\gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \cos\left[\frac{N\gamma - \Omega\tau}{2}(N\pm 1)\right];$$

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

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

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

$$\times \left| \frac{\cos\frac{N(N+1)\gamma}{2} \cos\left[\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2}(N+1)\right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N+1)^2\gamma^2} + \frac{\cos\frac{N(N-1)\gamma}{2} \cos\left[\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2}(N-1)\right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N-1)^2\gamma^2} \right|. \qquad (19)$$

Зауважимо, що вираз (19) справедливий 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 (19) потрібно зробити заміну γ на $-\gamma$.

Якщо $N >> 1$, формула (19) набуває вигляду

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

Підставляючи до неї рівність

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

отримаємо

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

Для малих коефіцієнтів модуляції, коли $\omega\Delta t_{\max} << 1$ і $\Delta t_{\max} << \tau$, 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 $k_2 = \dfrac{8}{\pi}\operatorname{ctg}\dfrac{\omega\tau}{2}$ – чисельний коефіцієнт.

Оцінювання вимірювальних сигналів з модуляцією зрізу імпульсів несучої. Для неї справедливі рівності: $\Delta t_i' = 0,\ \gamma' = 0,\ \gamma'' = \gamma$.

Після обчислень за тією ж методикою, що й для широтної модуляції, отримаємо такі вирази для КАМ АМ сигналу:

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

Для малих значень коефіцієнтів модуляції ($\omega\Delta t_{\max} << 1$, тобто $\Delta t_{\max} << \tau$) цей вираз перетворюється на такий:

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

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

Оцінювання вимірювальних сигналів з модуляцією фронту імпульсів несучої: $\Delta t_i = 0,\ \gamma' = \gamma,\ \gamma'' = 0$.

Для цього виду імпульсної модуляції отримаємо такий самий вираз для КАМ АМ сигналу на виході вузькосмугового фільтра.

Висновки

Аналіз отриманих співвідношень для КАМ вимірювальних сигналів з трикутним законом модуляції показує таке.

Однополярна та двополярна послідовності імпульсів несучої приводять до однакових значень КАМ АМ сигналу, але для двополярної послідовності імпульсів несучої вдвічі збільшується амплітуда вихідного сигналу при однаковій вихідній амплітуді імпульсів несучої (без модуляції).

Для фазової модуляції значення КАМ виходить значно менше (приблизно в N разів, якщо $\omega\tau \approx 1$), ніж при широтній модуляції. Разом з тим двостороння широтна модуляція забезпечує вдвічі більше значення КАМ, ніж модуляція фронту або зрізу імпульсів несучої. Це твердження справедливе лише за малих значень коефіцієнтів модуляції, які пропорційні коефіцієнтам модуляції часових параметрів імпульсів несучої з відповідними чисельними коефіцієнтами, що залежать 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 часової модуляції можуть бути розраховані заздалегідь або за допомогою вбудованого мікропроцесора та записані до пам'яті вимірювального приладу (калібратора).

Принцип побудови міри (калібратора) КАМ АМ сигналів, заснований на різних видах трикутної модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої, він описується узагальненою структурною схемою міри на основі методу бінарної модуляції [3]. Приблизно такий самий порядок мають інструментальна (тисячні частки відсотка) і методична складові похибки. Коефіцієнт гармонік огинаючої АМ сигналу у разі використання методу трикутної модуляції тимчасових параметрів несучої становить приблизно $\kappa_г = 0{,}12$ ($\kappa_г = 0{,}48$ для методу бінарної модуляції).

Таким чином, запропонований метод трикутної модуляції даних часових параметрів несучої з подальшою вузькосмуговою фільтрацією вимірювальних сигналів для контролю технічного стану засобів зв'язку та передачі забезпечує, якщо порівняти з методом бінарної модуляції, зменшення коефіцієнта гармонік огинаючої приблизно при тій же, достатньо малій, похибці завдання КАМ формованого АМ сигналу.

Перелік джерел посилання

1. Formation Analysis Of Multi-Frequency Signals Of Laser Information Measuring System EUREKA / S. Herasimov et al. *Physics and Engineering*, vol. 5, 2019, pp. 19–28. DOI:10.21303/2461-4262.2019.00984.
2. High Brightness Diode Laser Modules, The catalogue of the company JENOPTIK Germany GmbH, Diode Laser Group, Germany, 2012. URL: http://www.jenoptik-com/en-semiconductor-lasers.
3. Barton D. Radar Equations for Modern Radar. London : Artech House, 2012. 264 p.
4. Makarenko O. S., Krushinskii D., Makarenko O. Moddeling of pedestrians movement on the base of cellular automata. *System research and information technologies,* 2010. № 1. pp. 100–109.
5. Testing Signals for Electronics: Criteria for Synthesis / S. Herasimov et al. *Journal of Electronic Testing*, vol. 35, is. 148, 2019, pp. 1–9. DOI:10.1007/s10836-019-05798-9.
6. Kihong Shin. On the Selection of Sensor Locations for the Fictitious FRF based Fault Detection Method. *International Journal of Emerging Trends in Engineering Research*, vol. 7, is. 7, 2019, pp. 569–575. DOI:10.30534/ijeter/2019/277112019.
7. Development of an optimization method for measuring the Doppler frequency of a packet taking into account the fluctuations of the initial phases of its radio pulses / S. Yevseiev et al. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, vol. 2/9 (110), 2021, pp. 6–15. DOI:10.15587/1729-4061.2021.229221.
8. Modification of the algorithm (OFM) S-box, which provides increasing crypto resistance in the post-quantum period / S. Yevseiev et al. *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering (IJATCSE)*, vol. 9, No. 5, September-Oktober 2020, pp. 8725–8729.
9. Modeling technology of radar scattering of the fourth generation EF-2000 Typhoon multipurpose aircraft model / S. Herasimov et al. *International Journal of Emerging Trends in Engineering Research*, vol. 8 (9), 2020, pp. 5075–5082. DOI:10.30534/ijeter/2020/30892020.
10. The Indirect method of obtaining Estimates of the Parameters of Radio Signals of covert means of obtaining Information / O. Barabash et al. *International Journal of Emerging Trends in Engineering Research (IJETER)*, vol. 8, No. 8, 2020, pp. 4133–4139.

11. Spectrum Analyzer Based on a Dynamic Filter / S. Herasimov et al. *J Electron Test*, 2021, pp. 357–368. DOI:10.1007/s10836-021-05954-0.

12. Analysis of sensitivity of target tracking systems to external interference in multichannel radars with fixed parameters / A. Kovalchuk et al. *Advanced information systems*, vol. 4, № 1, 2021, pp. 82–86. DOI:org/10.20998/2522-9052.2021.1.11.

13. F. Clarke Functional analysis, Calculus of Variations and Optimal Control. New York : Springer, 2013. 606 p.

14. Earth-boring space radar systems / V. Verba et al. Moskov : Radiotechnics, 2010. 680 p.

15. Rybin Yu. Measuring Signal Generators. Theory and Design. Dordrecht, Heidelberg, London, New York : Springer, 2014. 488 p.

Стаття надійшла до редакції 20.04.2022 р.

UDC 621.396

O. Iohov, V. Maliuk, S. Tymchenko

EVALUATION OF MEASURING SIGNALS ON THE BASIS OF TRIANGULAR TIME PULSE MODULATION FOR CONTROL OF THE TECHNICAL CONDITION OF COMMUNICATION AND DATA TRANSMISSION

A method is proposed for triangular modulation of data on the temporal parameters of the carrier, followed by narrow-band filtering of measuring signals for monitoring the technical condition of communication and transmission facilities, which, compared with the binary modulation method, provides a decrease in the harmonic coefficient of the envelope at approximately the same, fairly small error in setting the amplitude modulation coefficient of the amplitude-modulated signal.

The analysis of the obtained relations for the amplitude modulation coefficient of measuring signals with a triangular modulation law showed the following. Unipolar and bipolar carrier pulse sequences lead to the same values of the amplitude modulation coefficient of the generated amplitude-modulated signal, but with a bipolar carrier pulse sequence, the amplitude of the output signal doubles with the same amplitude of carrier pulses (without pulses). With phase modulation, the value of the amplitude modulation coefficient is much less than with width modulation. At the same time, two-way width modulation provides twice the value of the amplitude modulation coefficient than the modulation of the front or cutoff of the carrier pulses. This statement, however, is valid only for small values of the modulation coefficients proportional to the modulation coefficients of the temporal parameters of the carrier pulses with the corresponding numerical coefficients depending on the type of modulation. If the amplitude modulation coefficients are not small, then they are determined by more complex dependencies, but also more accurate, allowing to reduce the methodological error. In this case, for the required values of the amplitude modulation coefficient, the time modulation parameters can be calculated in advance or using the built-in microprocessor and stored in the memory of the measuring device (calibrator).

K e y w o r d s: modulation law, rectangular pulses, time parameters, technical condition control, means of communication, data transmission.

Іохов Олександр Юрійович – доктор технічних наук, доцент, начальник кафедри військового зв'язку та інформатизації Національної академії Національної гвардії України.
https://orcid.org/ 0000-0002-1718-0138

Малюк Віктор Григорович – кандидат технічних наук, доцент, професор кафедри військового зв'язку та інформатизації Національної академії Національної гвардії України.
https://orcid.org/0000–0001–6510–3025

Тимченко Сергій Юрійович – начальник навчально-виробничої майстерні озброєння, засобів індивідуального бронезахисту та активної оборони Національної академії Національної гвардії України.
http:// orcid.org/ 0000-0002-3987-7358