

В. М. Кичак¹
М. Б. Ковальчук¹
О. С. Макогон¹
О. М. Мельничук¹

ЗАСТОСУВАННЯ ЧАСТОТНО-ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ СИНТЕЗУ ЗАВАДОСТІЙКИХ ЦИФРОВИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

¹Вінницький національний технічний університет

Використовуючи узагальнений критерій завадостійкості цифрових пристроїв оброблення інформації, доведено доцільність застосування частотно-імпульсної модуляції для побудови завадостійких логічних елементів спеціального призначення. Проведено синтез структурних схем базових логічних елементів, які використовують частотно-імпульсне кодування інформації. Отримано аналітичні залежності для визначення значень допоміжних сигналів у випадку використання n змінних. Показано, що для синтезу таких елементів необхідно побудувати суміщену таблицю, перший і другий стовпчик якої відображають усі можливі комбінації частот вхідних сигналів, третій стовпчик відображає значення частот вихідних сигналів. Четвертий стовпчик відображає суму частот вхідних сигналів, які названо повними проміжними результатами. П'ятий стовпчик відображає різницю між повним проміжним результатом і значенням частоти вихідного сигналу за відповідних наборів вхідних сигналів, тобто визначаються функції відхилення. Кількість різних значень цієї функції визначає кількість допоміжних сигналів, а ці різні значення і є допоміжними сигналами. Наступні два стовпчики відображають функції відповідності, на базі яких будуються функції належності, що, по суті, забезпечують фільтрацію сигналів. На базі суміщеної таблиці, функцій відхилення, таблиці відповідності та функцій належності будується операторний опис пристрою.

В цьому операторному описі використовується F -оператор, який виконує функцію перетворення частоти, оператор Φ_g виконує функцію фільтра верхніх частот, T -оператор виконує функцію розгалуження сигналів, оператор A виконує функцію суматора потужності, Φ_c^0 — це оператор, що виконує функцію фільтрації, він налаштований на частоту ω_0 , Φ_c^1 — оператор, що виконує функцію смугової фільтрації, він налаштований на частоту ω_1 . Оскільки запропоновані оператори і елементи, що виконують їхні функції, дають можливість побудови логічних елементів I , АБО, НЕ, які є базисом у випадку імпульсно-потенціального представлення інформації, то в підсумку ці вищеперераховані оператори є базисом для випадку частотно-імпульсного кодування інформації.

Розглянуто процеси проходження сигналів та принципи роботи радіо-імпульсних логічних елементів I , АБО, NI та доведена їхня працездатність.

Ключові слова: відношення сигнал/шум, завадостійкість, радіо-імпульсне кодування інформації, частотно-імпульсна логічна функція, радіочастотний логічний елемент, суміщена таблиця, функції відхилення, функції належності.

Вступ

Застосування традиційних методів оброблення інформації, яка надходить від багатьох рухомих і нерухомих об'єктів, рознесених у просторі, потребує виконання таких процедур, як приймання сигналів, їхню демодуляцію та аналого-цифрове перетворення. Якщо система, яка сприймає інформацію, до того ще й керувальна, то для передавання керувального сигналу потрібно за результатами цифрового оброблення та прийняття рішення, провести відтворення керувального сигналу, яке включає в себе цифро-аналогове перетворення та модуляцію. Всі ці перетворення та застосування імпульсно-потенціального методу кодування інформації спричиняють зниження завадостій-

кості та швидкодії пристроїв оброблення радіосигналів та відтворення керувальних сигналів [1].

Якщо інформативними параметрами, які характеризують стан об'єкта, виступають радіочастотні або частотно-імпульсні сигнали, що має місце, наприклад, в нелінійних радіолокаційних станціях, де як зондувальні використовуються багаточастотні сигнали, і це дає можливість отримати вигоду в дальності виявлення цілі без підвищення сумарної потужності радіолокатора [2], то для оброблення таких сигналів доцільно використовувати частотно-імпульсні методи кодування та здійснювати оброблення інформаційних та керувальних сигналів безпосередньо на несучій частоті. Застосування такого методу для побудови пристроїв оброблення радіолокаційних сигналів у діапазоні метрових та сантиметрових хвиль дає можливість виключати операції перетворення частоти, детектування сигналів з виділенням обвідної, що забезпечує зменшення енергетичних затрат та підвищення чутливості приймальних систем [2]. Одним із важливих елементів таких систем є частотно-імпульсні логічні елементи (ЧІЛЕ), побудова яких описана у працях [3] і [6].

Метою роботи є розробка структурних схем частотно-імпульсних логічних елементів для підвищення завадостійкості та швидкодії систем автоматичного керування та телекомунікаційних систем спеціального призначення. Для досягнення цієї мети необхідно розв'язати такі задачі:

- провести обґрунтування доцільності застосування частотно-імпульсного методу кодування інформації для побудови частотно-імпульсних логічних елементів;
- провести оцінювання завадостійкості частотно-імпульсного методу кодування інформації;
- провести синтез структурних схем частотно-імпульсних логічних елементів із застосуванням частотно-імпульсного методу кодування інформації та довести їх працездатність.

Результати досліджень

Питанням забезпечення завадостійкості в процесі передавання та оброблення інформації приділяється велика увага у вітчизняних та закордонних наукових працях [4]—[6]. Проведемо теоретичне обґрунтування доцільності застосування частотно-імпульсного методу кодування інформації з боку забезпечення якості та завадостійкості під час передавання та оброблення сигналів.

Частинним критерієм якості передавання сигналів за використання модуляції є відношення сигнал/шум на виході демодулятора (приймача)

$$(S/N)_{\text{вих}} = \frac{P_{\text{Свих}}}{P_{\text{Швих}}}.$$

Якщо $K = \frac{U_m}{U_g}$ — пік-фактор сигналу і $U_m = 1$, то $U_g = \frac{1}{K}$ і потужність сигналу визначається за виразом

$$P_{\text{Свих}} = \frac{1}{K^2}.$$

Тоді відношення сигнал/шум на виході демодулятора (приймача) визначається за виразом

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вих}} = \frac{1}{K^2 \int_0^{F_c} N_m(t) dt}, \quad (1)$$

де $N_m(t)$ — спектральна густина потужності шуму.

Другою важливою характеристикою радіотехнічних пристроїв приймання та оброблення сигналів є відношення сигнал/шум на вході демодулятора

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{Свх}}}{P_{\text{Швх}}} = \frac{P_{\text{Свх}}}{N_0 F}, \quad (2)$$

де N_0 — спектральна густина потужності білого шуму.

Узагальнений критерій завадостійкості цифрових пристроїв, що застосовують частотно-імпульсну модуляцію (ЧІМ), або вигоду у разі застосування відповідного методу модуляції можна розрахувати за виразом

$$Q = \frac{(S/N)_{\text{вих}}}{(S/N)_{\text{вх}}}. \quad (3)$$

Цей критерій служить мірою достовірності приймання сигналів для заданого виду модуляції.

Якщо $Q > 1$, то відношення сигнал/шум у процесі модуляції зростає, якщо $Q < 1$, то відношення сигнал/шум у процесі модуляції зменшується, і замість виграшу система модуляції дає програш, тобто вплив шуму на виході демодулятора (приймача) підвищується.

Проведемо аналіз завадостійкості у разі застосування частотної модуляції.

Частотна модуляція відноситься до інтегральних видів модуляції, тобто модульований сигнал входить у вираз для ЧМ-сигналу під знаком інтегралу. Окрім того, ЧМ — нелінійна модуляція, тому що ЧМ-сигнал можна отримати з модульованого сигналу $S(t)$ шляхом виконання нелінійних операцій.

$$U_{\text{чм}}(S, t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \Delta\omega\psi(t)], \quad (4)$$

де $\Delta\omega$ — девіація частоти; $\psi(t) = \int_0^t S(\tau) d\tau$ — повна фаза сигналу.

Потенційна завадостійкість ЧМ визначається на базі виразу для вихідного шуму приймача [2]

$$G_{\text{ш}}(f) = \frac{(2\pi f)^2 N_0}{\left(\overline{\frac{\partial U}{\partial \psi}}\right)^2}, \quad (5)$$

де $\overline{(\quad)}$ — усереднення у часі; $\overline{(\quad)}$ — усереднення за реалізацією (ансамблем).

Тобто, енергетичний спектр завади на виході ЧМ-приймача є параболічним (пропорційним квадрату частоти) або «рожевий шум».

Для ЧМ-сигналу (4) знайдемо частинну похідну

$$\frac{\partial U}{\partial \psi} = -\Delta\omega U_0 \sin[\omega_0 t + \Delta\omega\psi(t)]. \quad (6)$$

Виконаємо усереднення квадрату частинної похідної ЧМ-сигналу у часі за реалізацією.

$$\overline{\left(\frac{\partial U}{\partial \psi}\right)^2} = \frac{1}{T} \int_0^T \overline{\left(\frac{\partial U}{\partial \psi}\right)^2} dt = \frac{\Delta\omega^2 U_0^2}{T} \int_0^T \sin^2[\omega_0 t + \Delta\omega\psi(t)] dt = \frac{\Delta\omega^2 U_0^2}{2T} \int_0^T \{1 + \cos[2\omega_0 t + \Delta\omega\psi(t)]\} dt = \frac{1}{2} \Delta\omega^2 U_0^2, \quad (7)$$

оскільки $\omega_0 T \gg 1$, то значення $\int_0^T \cos 2\omega_0 t \cdot dt = \frac{\sin 2\omega_0 T}{2\omega_0} < \frac{1}{2\omega_0}$ логічно було б не враховувати.

Підставивши (5) в (3),

$$G_{\text{ш}}(t) = 2 \left(\frac{2\pi f}{\Delta\omega}\right)^2 \frac{N_0}{U_0^2}. \quad (8)$$

Модульований ЧМ-сигнал — нестационарний процес, тому для знаходження його потужності необхідно виконати усереднення квадрату сигналу у часі і за реалізацією

$$P_{\text{свих}} = \overline{U_{\text{чм}}^2(S, t)} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{чм}}^2(S, t) dt = \frac{1}{2T} U_0^2 \{1 + \cos[2\omega_0 t + \Delta\omega\psi(t)]\} dt = \frac{1}{2} U_0^2. \quad (9)$$

Модульований сигнал $S(t)$ — центрований сигнал, тому $\overline{\psi(t)} = 0$.

Знаходимо виграш ЧМ-системи модуляції, підставивши у вираз (3) вирази (1), (2) і (8), (9)

$$Q_{\text{чм}} = \frac{N_0 \Delta F_{\text{чм}}}{K^2 \frac{1}{2} U_0^2 \int_0^{F_C} 2 \left(\frac{2\pi f}{2\pi \Delta f}\right)^2 \frac{N_0}{U_0^2} dt} = \frac{3\Delta f^2 \Delta F_{\text{чм}}}{k^2 F_C^3} = \frac{3m_{\text{чм}}^2 \Delta F_{\text{чм}}}{k^2 F_C}, \quad (10)$$

де $\Delta F_{\text{чм}}$ — смуга частот ЧМ-сигналу, F_C — максимальна частота модульованого сигналу,

$m_{\text{ЧМ}}$ — індекс ЧМ, $m_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta f}{F_C}$.

Введемо частинний критерій частотної надлишковості $\beta_{f_{\text{ЧМ}}} = \frac{\Delta f_{\text{ЧМ}}}{F_C}$.

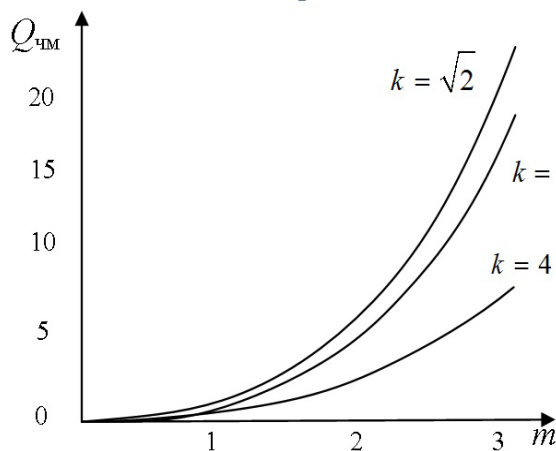
Тоді вираз (10) буде виглядати

$$Q_{\text{ЧМ}} = \frac{3m^2\beta_{f_{\text{ЧМ}}}}{k^2}. \tag{11}$$

З ЧМ вигравш може бути значно вищим 1, тобто $Q_{\text{ЧМ}} \gg 1$. Це $Q_{\text{ЧМ}}$ досягається за рахунок розширення смуги частот ЧМ сигналу зі збільшенням m . Таким чином, ЧМ завадостійкість може бути підвищеною не тільки за рахунок збільшення потужності сигналу P_C , але і за рахунок розширення смуги робочих частот

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} = 2f_B(1 + m_{\text{ЧМ}} + \sqrt{m_{\text{ЧМ}}}) \text{ — формула Манаєва для } m = 0, 1, 2, \dots, 20,$$

де f_B — верхня частота модульованого сигналу.



Розрахунки проводились для синусоїдального моделювального сигналу — $k = \sqrt{2}$, телевізійного сигналу — $k = \sqrt{3}$ та багатотонального сигналу — $k = 4$.

Як видно з рис. 1 з індексом модуляції більше 1 вигравш за завадостійкістю перевищує 1 і досягає більше 8, коли m більше 3. Тому для побудови цифрових радіотехнічних пристроїв доцільно використовувати частотно-імпульсну модуляцію.

Будемо розглядати три логічні елементи, АБО, І, НІ, які утворюють базис, і випадок, коли вхідний алфавіт складається з двох символів ω_0 і ω_1 . При цьому $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega$ і $\Delta\omega \ll \omega_0$, символу ω_0 відповідає радіоімпульс з частотою заповнення ω_0 , а символу ω_1 — радіоімпульс з частотою заповнення

Рис. 1. Залежність вигравшу по завадостійкості від індексу модуляції для частотно-модульованих сигналів ω_1 . Як показано в роботі [3] на першому етапі синтезу ЧЛЕ необхідно визначити вид частотно-імпульсної логічної функції (ЧЛФ). Простий аналіз показує, що ЧЛФ елементів АБО, І, НЕ є однозначно залежними [3]. На наступному етапі необхідно визначити кількість та значення допоміжних сигналів. Для цього необхідно побудувати суміщену таблицю для ЧЛЕ АБО, що залежить від двох змінних (табл. 1).

Таблиця 1

Суміщена таблиця ЧЛЕ АБО

X_1	X_2	Y	Z	Δ	C_1	C_2
ω_0	ω_0	ω_0	$2\omega_0$	ω_0	1	0
ω_0	ω_1	ω_1	$\omega_0 + \omega_1$	ω_0	1	0
ω_1	ω_0	ω_1	$\omega_1 + \omega_0$	ω_0	1	0
ω_1	ω_1	ω_1	$2\omega_1$	ω_1	0	1

В цій таблиці: X_1, X_2 сигнали на вході ЧЛЕ; Y — вихідний сигнал; Δ — значення допоміжних сигналів; C_1, C_2 — функції належності, Z — повний проміжний результат, який відповідає однозначній ЧЛФ і враховує всі змінні, що надходять на входи, та розраховується за виразом

$$z_i = \sum_{j=1}^n \omega_{ij}. \tag{12}$$

Аналіз суміщеної таблиці та повного проміжного результату (ППР) показує, що кількість допоміжних сигналів, які необхідні для побудови ЧЛЕ АБО, що залежить від двох змінних, дорівнює 2.

Аналіз таблиці 1 показує, що значення допоміжних сигналів, які необхідні для реалізації ЧІЛФ АБО, яка залежить від n змінних можна розрахувати за виразом

$$\Delta_j = (j-1)\omega_0 + (n-j)\omega_1, \quad j = 1, 2, \dots, n. \tag{13}$$

Для випадку двох змінних, як видно із суміщеної таблиці, ці допоміжні сигнали є радіоімпульси з частотою заповнення ω_0 і ω_1 . Таблиці відповідності для функцій належності мають вигляд (табл. 2, 3)

Таблиця 2

Таблиця 3

Таблиця відповідності для допоміжного сигналу ω_0

Таблиця відповідності для допоміжного сигналу ω_1

C_1	$f(\omega_0)$	$f(\omega_1)$
1	1	0
1	0	1
1	0	1
0	0	0

C_2	$f(\omega_0)$	$f(\omega_1)$
0	0	0
0	0	0
0	0	0
1	0	1

На базі суміщеної таблиці та таблиці відповідності побудуємо операторний опис ЧІЛЕ АБО.

$$X_1 \uparrow^1 X_2 \uparrow^2 \omega_0 \uparrow^3 \omega_1 \uparrow^4 : \downarrow^1 \downarrow^2 F \Phi_g T \uparrow^5 \uparrow^6 (\downarrow^3 \downarrow^6 FT \uparrow^7 \uparrow^8 \downarrow^4 \downarrow^6 F \uparrow^9) \\ (\downarrow^9 \downarrow^7 \Phi_c^0 \uparrow^{10}) (\downarrow^9 \downarrow^7 A \Phi_c^0 \uparrow^{10} \downarrow^8 \Phi_c^1 \uparrow^{11}) \downarrow^{10} \downarrow^{11} A : Y.$$

В цьому операторному описі оператор F виконує функцію перетворення частоти, оператор Φ_g виконує функцію розгалуження, оператор A виконує функцію суматора потужності. Φ_c^0 — оператор, що виконує функцію фільтрації, який налаштований на частоту ω_0 , Φ_c^1 — оператор, що виконує функцію смугової фільтрації, який налаштований на частоту ω_1 .

Цьому операторному опису відповідає структурна схема, показана на рис. 2.

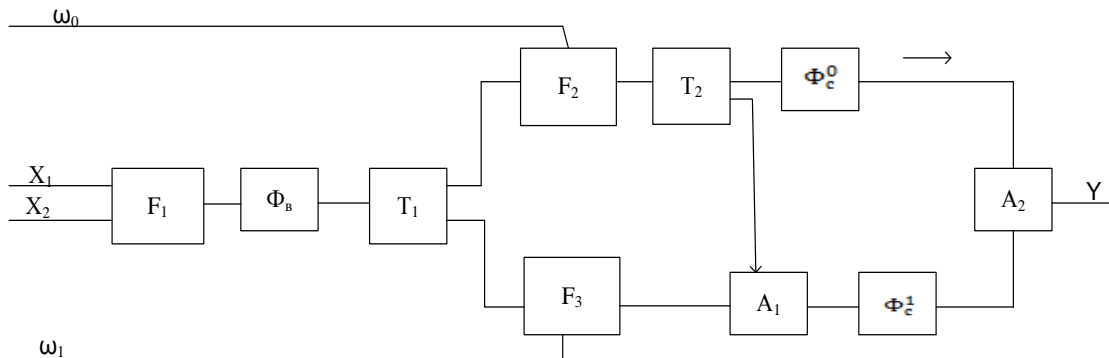


Рис. 2. Структурна схема ЧІЛЕ АБО, для двох змінних

Розглянемо принцип дії та процес проходження інформаційних сигналів у колах ЧІЛЕ АБО.

На вхід F елемента надходять два радіоімпульси з частотою заповнення ω_0 і ω_1 . Ці сигнали можуть бути записані у такому вигляді [7]:

$$X_1(t) = \begin{cases} U_{m1} \cos \omega_0 t, & \text{якщо } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \text{якщо } \frac{\tau}{2} < t < -\frac{\tau}{2}; \end{cases}$$

$$X_2(t) = \begin{cases} U_{m2} \cos \omega_1 t, & \text{якщо } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \text{якщо } \frac{\tau}{2} < t < -\frac{\tau}{2}. \end{cases}$$

На структурній схемі елемент Φ_B є фільтром верхніх частот, частота зрізу якого дорівнює $2\omega_0$. Тому на виході мають місце такі сигнали:

$$\frac{1}{2}a_2U_{m1}^2 \cos 2\omega_0 t; \quad \frac{1}{2}a_2U_{m2}^2 \cos 2\omega_1 t; \quad a_2U_{m1}U_{m2} \cos(\omega_0 - \omega_1)t; \quad a_2U_{m1}U_{m2} \cos(\omega_0 + \omega_1)t.$$

Розглянемо принципи роботи логічного елемента АБО. Для спрощення будемо враховувати лише сигнали сумарної частоти на виході перетворювачів частоти, тобто $a_2U_{m1}U_{m2} \cos(\omega_0 + \omega_1)t$. Нехай на входи логічного елемента надходять два сигнали з частотою ω_0 . Тоді на виході Φ_B будемо мати радіосигнал з частотою заповнення $2\omega_0$. Якщо такий сигнал надходить на вхід другого перетворювача частоти F_2 , на другий вхід якого надходить допоміжний сигнал з частотою ω_0 , то на виході F_2 отримаємо сигнал з частотою ω_0 , який через розгалужувач T_2 , фільтр Φ_c^0 і суматор потужності A_2 надходить на вихід. Такий же сигнал частотою $2\omega_0$ надходить на вхід перетворювача частоти F_3 , на другий вхід якого надходить другий допоміжний сигнал частотою ω_1 . На виході перетворювача частоти може мати місце сигнал з частотою $2\omega_0 - \omega_1 = \omega_0 - \Delta\omega$. Такий сигнал не пройде через фільтр Φ_c^0 і тому на виході буде присутнім лише сигнал з частотою ω_0 , тобто виконується логічна функція АБО для першого рядка суміщеної таблиці.

Розглянемо тепер випадок, коли на перший вхід надходить радіосигнал з частотою ω_0 , а на другий — з частотою ω_1 . Тоді на виході Φ_B отримаємо сигнал частотою $\omega_0 + \omega_1$. У разі попадання цього сигналу на вхід перетворювача частоти F_2 , на другий вхід якого надходить сигнал частотою ω_0 , на виході отримаємо сигнал з частотою ω_1 , який через розгалужувач F_2 і фільтр Φ_c^1 надходить на суматор потужності A_2 і на вихід логічного елемента. Якщо сигнал частотою $\omega_0 + \omega_1$ надходить на вхід перетворювача частоти F_3 , на другий вхід якого надходить допоміжний сигнал частотою ω_1 , то на його виході отримаємо сигнал частотою ω_0 , який не пройде через фільтр Φ_c^1 . Таким чином виконується функція АБО для 2 і 3 рядків суміщеної таблиці.

Якщо на обидва входи ЧЛІЕ надходять сигнали з частотою ω_1 , то на виході F_3 отримаємо сигнал частотою $2\omega_1$, який надходить на входи перетворювачів частоти F_2 і F_3 . На виході перетворювача F_2 отримаємо сигнал частотою $2\omega_1 - \omega_0 = \omega_1 + \Delta\omega$, який не пройде через фільтри Φ_c^0 і Φ_c^1 . На виході перетворювача частоти F_3 в цьому випадку має місце сигнал частотою $2\omega_1 - \omega_1 = \omega_1$, який через фільтр Φ_c^1 надходить на суматор потужності A і на вихід логічного елемента. Тобто виконується функція АБО для 4-го рядка суміщеної таблиці. Все вищенаведене підтверджує працездатність логічного елемента.

Розглянемо тепер процеси проходження цих сигналів через елементи структурної схеми ЧЛІЕ з урахуванням сигналів других гармонік. Якщо на вхід ЧЛІЕ надходять два сигнали з частотою ω_0 то на виході Φ_B мають місце сигнали лише з частотами $2\omega_0$. Якщо такі сигнали надходять на вхід другого перетворювача частоти F_2 , на який надходить допоміжний сигнал ω_0 , то різницевий сигнал через розгалужувач T_2 і фільтр Φ_c^0 поступає на вихід через суматор потужності A . Якщо такий же сигнал з частотою $2\omega_0$ надходить на вхід F_3 , на який надходить допоміжний сигнал з частотою ω_1 , то різницевий сигнал буде дорівнювати $2\omega_0 - \omega_1 = \omega_0 - \Delta\omega$ і він не буде переходити через фільтри Φ_c^0 і Φ_c^1 . Тобто в цьому випадку виконується операція АБО для першого рядка суміщеної таблиці. Розглянемо тепер випадок, коли на входи надходять два сигнали з частотами ω_0 і ω_1 . На виході ФВЧ будуть мати місце сигнали з частотами $2\omega_0$, $2\omega_1$, $\omega_0 + \omega_1$, що відповідає другому і третьому рядкам суміщеної таблиці. Якщо сигнали з такими частотами надходять на вхід перетворювача частоти F_2 , на другий вхід якого надходить сигнал з частотою ω_0 , то на його виході можуть мати місце сигнали ω_0 , $\omega_1 + \Delta\omega$, ω_1 . Сигнал з частотою ω_1 буде проходити через розгалужувач T_2 і надходить через Φ_c^1 на вихід A логічного елемента. Інші сигнали не проходять через Φ_c^1 .

Розглянемо тепер випадок, коли на вхід ЧЛІЕ надходять два сигнали з частотою ω_1 (четвертий рядок суміщеної таблиці). В цьому випадку на виході ФВЧ мають місце сигнали таких частот $2\omega_1$, $2\omega_0$, 2ω . Якщо такі сигнали надходять на вхід F_2 , то на виході будуть мати місце сигнали з частотою $2\omega_1 - \omega_0 = \omega_1 + \Delta\omega$.

Такі сигнали не проходять через розгалужувач T_2 і фільтр Φ_c^1 . Якщо ж сигнал частотою $2\omega_1$ надходить на вхід перетворювача F_3 , на другий вхід якого надходить сигнал частотою ω_1 , то на виході

буде мати місце сигнал з частотою ω_1 , тобто виконується функція АБО для четвертого рядка суміщеної таблиці.

Аналогічним чином можна синтезувати структурну схему ЧЛЕ «I». Суміщена таблиця елемента «I» має такий вигляд (табл. 4):

Таблиця 4

Суміщена таблиця елемента I

X_1	X_2	Y	Z	Δ	C_1	C_2
ω_0	ω_0	ω_0	$2\omega_0$	ω	1	0
ω_0	ω_1	ω_0	$\omega_0 + \omega_1$	ω_1	0	1
ω_1	ω_0	ω_0	$\omega_0 + \omega_1$	ω_1	0	1
ω_1	ω_1	ω_1	$2\omega_1$	ω_1	0	1

Якщо використовується n змінних, то кількість допоміжних сигналів дорівнює n , а значення допоміжних сигналів можна розрахувати за виразом

$$\Delta_j = (j-1)\omega_0 + (n-j)\omega_j, \quad j = 1, 2, \dots, n. \tag{14}$$

Із суміщеної таблиці видно, що для побудови ЧЛЕ для двох змінних необхідно два допоміжних сигнали ω_0 і ω_1 , які можна розрахувати за виразом (4). Значення C_1 визначається для допоміжного сигналу ω_0 , а значення C_2 — для допоміжного сигналу ω_1 . Складаємо таблиці відповідності для ЧЛЕ I (табл. 5, 6)

Таблиця 5

Таблиця відповідності для допоміжного сигналу ω_0

C_1	$f(\omega_0)$	$f(\omega_1)$
1	1	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0

Таблиця 6

Таблиця відповідності для допоміжного сигналу ω_1

C_2	$f(\omega_0)$	$f(\omega_1)$
0	0	0
1	1	0
1	1	0
1	0	1

Враховуючи зміст цих таблиць, будемо операторний опис ЧЛЕ I.

$$X_1 \uparrow^1 X_2 \uparrow^2 \omega_0 \uparrow^3 \omega_1 \uparrow^4 : \downarrow^1 \downarrow^2 F \Phi_0 T \uparrow^5 \uparrow^6 \left(\downarrow^3 \downarrow^5 F \uparrow^4 \downarrow^6 FT \uparrow^8 \uparrow^9 \downarrow^7 \downarrow^8 A \Phi_c^0 \uparrow^{10} \downarrow^9 \Phi_c^1 \uparrow^{11} \right) A : Y.$$

На базі цього операторного опису будемо структурну схему елемента, що виконує функцію I для двох змінних (рис. 3)

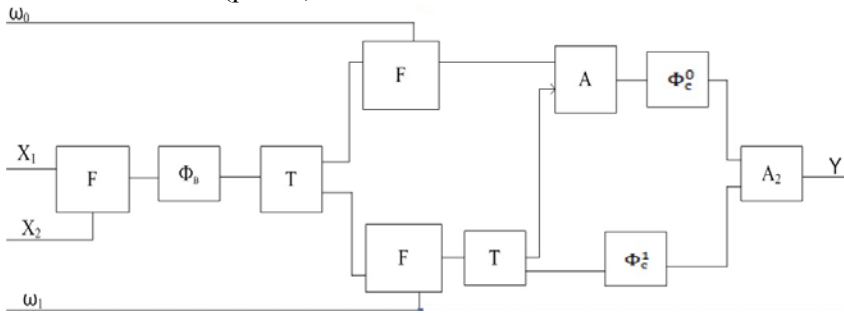


Рис. 3. Структурна схема ЧЛЕ I для двох змінних

Працездатність елемента, структурна схема якого показана на рис. 3, можна довести аналогічно доведенню для елемента АБО.

Використовуючи запропоновану послідовність операцій, можна синтезувати елемент НІ, для нього створено суміщену таблицю 7 і таблицю відповідності 8 (табл. 7, 8)

Таблиця 7

Суміщена таблиця елемента НІ

X	Y	Δ	C
ω_0	ω_1	$+\Delta\omega$	1
ω_1	ω_0	$-\Delta\omega$	1

Таблиця 8

Таблиця відповідності елемента НІ

C	$f(\omega_0)$	$f(\omega_1)$
1	0	1
1	1	0

В цьому випадку функція відхилення набуває значення $+\Delta\omega$ і $-\Delta\omega$. З одного боку не існує фізичного сигналу з частотою $-\Delta\omega$, але з іншого боку фізичний елемент, що реалізує оператор F , може забезпечити одночасне додавання частоти $\Delta\omega$ і віднімання частоти $\Delta\omega$, тобто введення поправки $-\Delta\omega$ фізично можна реалізувати. Тому будемо використовувати допоміжний сигнал $\Delta\omega$. На підставі цього побудована таблиця відповідності елемента НІ (табл. 8).

У відповідності з наведеними таблицями побудуємо операторний опис елемента НІ

$$X \uparrow^1 \Delta\omega \uparrow^2: \downarrow^1 \downarrow^2 FT \uparrow^3 \uparrow^4 \left(\downarrow^3 \Phi_c^0 \uparrow^5 \downarrow^4 \Phi_c^1 \uparrow^6 \right) \downarrow^5 \downarrow^6 A: Y.$$

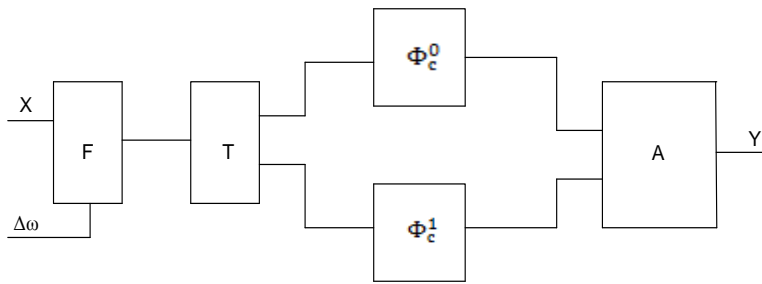


Рис. 4. Структурна схема ЧЛЕ «НІ»

$\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$, будуть мати місце сигнали з частотами $\omega_0 + \Delta\omega = \omega_1$ і $\omega_0 - \Delta\omega$. Сигнал з частотою заповнення ω_1 пройде через розгалужувач Т, фільтр Φ_c^1 і надходить на вихід логічного елемента, а сигнал з частотою $\omega_0 - \Delta\omega$ не пройде через фільтри Φ_c^0 і Φ_c^1 . Тобто виконується перший рядок суміщеної таблиці. Якщо на вхід надходить радіоімпульс з частотою заповнення ω_1 , то на виході перетворювача частоти будуть мати місце радіосигнали з частотою $\omega_1 + \Delta\omega$, і $\omega_1 - \Delta\omega = \omega_0$. Сигнал з частотою $\omega_1 + \Delta\omega$ не пройде через фільтри Φ_c^0 і Φ_c^1 , а сигнал з частотою ω_0 пройде через розгалужувач Т, фільтр Φ_c^0 і надходить на вихід логічного елемента через суматор потужності А. Таким чином виконується логічна операція НІ.

Висновки

1. Доведено, що для побудови цифрових радіотехнічних логічних елементів доцільно застосовувати частотно-імпульсний метод кодування інформації.
2. Проведено синтез частотно-імпульсних логічних елементів АБО, І, НЕ, основними структурними складовими яких є елементи $F, \Phi_b, \Phi_c^0, \Phi_c^1, A, T$.
3. Оскільки елементи АБО, І, НЕ утворюють базис для побудови цифрових логічних і операційних елементів, які використовують імпульсно-потенціальне представлення, то це доводить, що елементи $F, \Phi_b, \Phi_c^0, \Phi_c^1, A, T$ є базисом для побудови частотно-імпульсних логічних і операційних пристроїв.
4. Запропоновані аналітичні вирази для визначення значень допоміжних сигналів, які використовуються для синтезу структурних схем логічних елементів двійкового структурного апарату, та залежить від n змінних.
5. Розглянуто процеси проходження інформаційних сигналів у колах частотно-імпульсних логічних елементів та доведена їхня працездатність.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] О. А. Нагорнюк, і М. В. Бугайлов, «Метод визначення кількості частотних елементів на символ радіосигналів із внутрішньо символічним псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти та частотною маніпуляцією», *Вісник КПІ, серія Радіотехніка та радіопаратобудування*, т. 84, с. 48-56, 2021.
- [2] А. П. Бондарев, «Теоретичні засади та методи забезпечення завадостійкості пристроїв фазової синхронізації на етапі проектування.» дис. д-ра. техн. наук, Інститут телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки, Національний університет «Львівська політехніка», Львів, 2006.
- [3] J. Wan, D. Zhang, W. Xu, and Q. Guo "Parameter Estimation of Multi Frequency Hopping Signals Based on Space-Time-Frequency Distribution," *MDPI Symmetry*, 18 p., 2019.
- [4] H. A. Hamed, A. K. Abdullah, and S. Al-waisawy, "Frequency Hopping Spread Spectrum Recognition Based on Discrete Transform and Skewness and Kurtosis," *International Journal of Applied Engineering Research*, vol. 13, no. 9, pp. 7081-7085, 2018.
- [5] А. О. Нагорняк, «Метод автоматичного визначення часових параметрів радіосигналів із псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти на фоні вузькосмугових перешкод», *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем*, зб. наук. праць. Житомир ЖВІ, вип. 15, с. 53-64, 2018.
- [6] В. М. Кичак, «Метод синтезу частотних логічних елементів», *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, № 2, с. 187-192, 2000.
- [7] М. М. Сумик, І. Н. Прудіус, і Р. М. Сумик, *Теорія сигналів*. Львів: Бескид Біт, 2008, 232 с.
- [8] Л. Б. Ліщинська, і М. А. Філінюк, «Радіочастотний логічний елемент», *Патент України Н03К 19/20(2006.01)*. № u201000346, 25.05.2010.

[9] В. М. Кичак, «Радиоимпульсный логичный элемент АБО,» *Патент України H03D 19/20(2006.01), H03K 19/20(2006.01)*. № u202107569, 08.02.2023.

[10] О. М. Рома, Є. В. Пелешок, В. Д. Голь, і С. В. Василенко, «Аналіз завадозахищеності когерентної демодуляції синхронних взаємно неортогональних цифрових сигналів з мінімальною частотною маніпуляцією,» *Вісник КПІ, серія Радіотехніка та радіопаратобудування*, т. 79, с. 48-55, 2019.

Рекомендовано кафедрою інфокомунікаційних систем і технологій ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 15.03.2023

Кичак Василь Мартинович — д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри інфокомунікаційних систем і технологій, e-mail: vmkychak@gmail.com ;

Ковальчук Майя Борисівна — канд. пед. наук, доцент кафедри вищої математики;

Макогон Оксана Сергійвна — аспірантка кафедри інфокомунікаційних систем і технологій;

Мельничук Олег Михайлович — аспірант кафедри інфокомунікаційних систем і технологій.

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

V. M. Kychak¹
M. B. Kovalchuk¹
O. S. Makogon¹
O. M. Melnytchuk¹

Application of Frequency-Pulse Signals for the Synthesis of Interference-Free Digital Radio Devices

Vinnitsia National Technical University

Using the generalized criterion of fault tolerance of digital information processing devices, the expediency of using frequency-pulse modulation for the construction of fault-resistant logic elements of special purpose has been proved. The synthesis of structural schemes of basic logical elements that use frequency-pulse encoding of information was carried out. Analytical dependences were obtained for determining the values of the auxiliary signals in the case of using n variables. It is shown that for the synthesis of such elements it is necessary to build a combined table, the first and second columns of which display all possible combinations of frequencies of input signals, the third column displays the values of frequencies of output signals. The fourth column displays the sum of the frequencies of the input signals, which are called full intermediate results. The fifth column displays the difference between the full intermediate result and the value of the frequency of the output signal for the corresponding sets of input signals, that is, the deviation functions are determined. The number of different values of this function determines the number of the auxiliary signals, and these different values are the auxiliary signals. The next two columns display the matching functions. On the basis of which membership functions are built, which, in fact, provide signal filtering. An operator description of the device is built on the basis of the combined table, rejection functions, correspondence table and membership functions.

In this operator description, the F -operator is used, which performs the function of frequency conversion, the Φ_b operator performs the function of a high-pass filter, the T — operator performs the function of signal branching, the operator A performs the function of a power adder, Φ_c^0 the operator performs the function of filtering, which is tuned to the frequency ω_0 , Φ_c^1 — operator performing the band-pass filtering function, which is tuned to the frequency ω_1 . Since the proposed operators and elements that perform their functions make it possible to build logical elements AND, OR, NOT, which are the basis in the case of pulse-potential representation of information, it is concluded that the operators listed above are the basis for the case of chatbot-pulse coding of information.

The processes of signal passage and the principles of operation of AND, OR, NOT radio-pulse logic elements are considered, which makes it possible to draw a conclusion about their efficiency.

Keywords: signal/noise ratio, immunity, radio pulse coding of information, frequency-pulse logic function, radio frequency logic element, combined table, deviation functions, membership functions.

Kychak Vasyi M. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of the Chair of Information Communication Systems and Technologies, e-mail: vmkychak@gmail.com ;

Kovalchuk Maya B. — Cand. Sc. (Pedagogic.), Associate Professor of the Chair of Higher Mathematics;

Makogon Oksana S. — Post-Graduate Student of the Chair of Information Communication Systems and Technologies;

Melnytchuk Oleh M. — Post-Graduate Student of the Chair of Information Communication Systems and Technologies