

В.М. Кичак, к.т.н., доц.
 Вінницький державний технічний університет

**СИНТЕЗ ПОВНОГО ОДНОРОЗРЯДНОГО ЧАСТОТНОГО СУМАТОРА
 ДВІЙКОВОГО СТРУКТУРНОГО АЛФАВІТУ**

Розглядається можливість побудови частотних суматорів двійкового структурного алфавіту з застосуванням частотного представлення інформації. Здійснено структурний синтез такого суматора і проведена оцінка складності. Показано, що застосування запропонованого методу синтезу дає можливість значно спростити структурну схему.

Вдосконалення методів формування на виділення сигналів у радіолокаційних станціях та багатоканальних системах зв'язку, широке застосування складних радіосигналів вимагає впровадження спеціалізованих швидкодіючих обчислювальних засобів високої продуктивності, які могли б здійснювати обробку цих сигналів безпосередньо на несучій частоті, що дозволить усунути один із головних недоліків відеоімпульсного представлення інформації – необхідність безпосередньої передачі частот, близьких до нульових [1].

Сучасні спеціалізовані засоби обчислювальної техніки та системи автоматичного керування, що застосовуються для обробки складних радіосигналів, що поступають від багаточисельних об'єктів, рознесених у просторі, потребують значного ускладнення апаратури за рахунок використання великої кількості АЦП та ЦАП, що призводить до значного зниження швидкодії та надійності. Одним зі шляхів спрощення таких систем є перехід до паралельних методів обробки інформації, які при розв'язанні деяких класів задач призводять до значного підвищення еквівалентної швидкодії, в порівнянні з потужними універсальними ЕОМ [4].

Враховуючи, що частотний метод представлення інформації дає можливість здійснювати одночасну (паралельну) обробку інформації на одних і тих же логічних елементах та передавати її по одних і тих же лініях зв'язку, його найбільш доцільно застосовувати в спеціалізованих обчислювальних засобах і надвисокочастотних системах автоматичного керування [2, 4].

Одним із основних елементів таких обчислювальних засобів є повний суматор. У зв'язку з цим, метою цієї роботи є застосування запропонованого в [3] методу для синтезу повного однорозрядного частотного суматора і порівняння його складності з суматором, синтезованим за традиційним методом, де як базис використовують частотні логічні елементи I, АБО, НІ, I – НІ, АБО – НІ тощо.

Однорозрядний частотний суматор реалізує дві функції: функцію суми S_i та функцію перенесення P_i в наступний розряд. Першим етапом синтезу є визначення виду цих функцій. Для цього складемо таблицю істинності (табл. 1), яка доповнюється стовпцем значень повного проміжного результату, що обчислюється за таким виразом:

$$Z_i = \sum_{j=1}^n j\omega_{i,j} \tag{1}$$

Таблиця 1

Таблиця істинності

a_i	b_i	P_{i-1}	Z	S_i	P_i
ω_0	ω_0	ω_0	$3\omega_0$	ω_0	ω_0
ω_0	ω_0	ω_1	$2\omega_0 + \omega_1$	ω_1	ω_0
ω_0	ω_1	ω_0	$2\omega_0 + \omega_1$	ω_1	ω_0
ω_0	ω_1	ω_1	$\omega_0 + 2\omega_1$	ω_0	ω_1
ω_1	ω_0	ω_0	$2\omega_0 + \omega_1$	ω_1	ω_0
ω_1	ω_0	ω_1	$\omega_0 + 2\omega_1$	ω_0	ω_1
ω_1	ω_1	ω_0	$\omega_0 + 2\omega_1$	ω_0	ω_1
ω_1	ω_1	ω_1	$3\omega_1$	ω_1	ω_1

В даній таблиці a_i та b_i – однойменні цифри розрядів доданків; P_{i-1} – перенесення з молодшого розряду.
 © В.М. Кичак, 2001

Аналіз таблиці 1 показує, що для однакових повних проміжних результатів $2\omega_0 + \omega_1$ і $\omega_0 + 2\omega_1$ функції S_i та P_i мають однакові значення, а тому вони є однозначно залежними від цих проміжних

результатів. Для синтезу однорозрядного повного суматора спочатку необхідно отримати операторний опис для кожної функції окремо, а потім – спільний операторний опис.

У зв'язку з цим, на наступному етапі необхідно визначити кількість допоміжних сигналів та їх значення.

Оскільки певному набору вхідних сигналів x_1, x_2, \dots, x_n з одного боку відповідає значення повного проміжного результату z_i , а з другого – значення частотно-логічної функції y_i , то можна визначити відхилення значень z_i від y_i :

$$\Delta_i = z_i - y_i. \tag{2}$$

З набору значень функції Δ вибираються усі різні значення Δ_j . Кількість різних значень Δ_j визначає кількість допоміжних сигналів, а самі значення Δ_j є значеннями цих сигналів.

При реалізації функції S_i та P_i наперед невідомо, який частотний набір подається в даний момент часу, тому необхідно перевірити відповідність значення z_i значенню y_i шляхом врахування усіх можливих різних значень Δ_j функції Δ , тобто:

$$\delta_{ij} = z_i - \Delta_j, \quad (j = 1, 2, \dots, g), \tag{3}$$

і тільки тоді, коли $\Delta_i = \Delta_j$, значення δ_{ij} дорівнює y_i .

Кожному значенню j відповідає функція C_j , яка на кожному частотному наборі приймає значення 1 або 0, причому

$$C_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \Delta_j = \Delta_i \\ 0, & \text{якщо } \Delta_j \neq \Delta_i. \end{cases} \tag{4}$$

Виходячи з цього, значення y_i частотно-логічної функції y обчислюється за формулою

$$y_i = \delta_{i1}C_{i1} + \delta_{i2}C_{i2} + \dots + \delta_{ig}C_{ig}.$$

Тут значення C_{ij} забезпечують фільтрацію, тобто вказують на належність або неналежність значенням функції y_i значень δ_{ij} . Тому функції C_j будемо називати функціями належності. Набір значень функції відповідає набору сигналів, які забезпечують реалізацію функції.

Кожна операція (2) реалізується окремим елементом, що описується оператором F . Для того, щоб забезпечити надходження на усі такі елементи сигналу z_i , необхідно здійснити його розгалуження, використовуючи елемент, що реалізує оператор T [3].

Для забезпечення вихідного сигналу частотно-логічного елемента необхідно відповідним чином виділити з кожної різниці сигналів, що формуються елементом F , K інформаційних сигналів. Це реалізується за допомогою фільтрів.

В загальному випадку фільтри можуть виділяти сигнали, що надходять від декількох елементів F і, крім того, декілька фільтрів можуть виділяти сигнали, що виходять з одного елемента F . Виходячи із цього, між елементами F і фільтрами в загальному випадку можуть бути розташовані елементи розгалуження T та об'єднання A . Безпосередньо вихідний сигнал частотно-логічного елемента формується поєднанням сигналів з виходів усіх фільтрів. Ця функція реалізується за допомогою елемента A .

Виходячи із зазначеного вище, зведемо всі вказані розрахунки для функції S_i в таблицю, яку будемо називати суміщеною.

Таблиця 2

Суміщена таблиця для функції S_i

a_i	b_i	P_{i-1}	S_i	Z	Δ	C_1	C_2
ω_0	ω_0	ω_0	ω_0	$3\omega_0$	$2\omega_0$	1	0
ω_0	ω_0	ω_1	ω_1	$2\omega_0 + \omega_1$	$2\omega_0$	1	0
ω_0	ω_1	ω_0	ω_1	$2\omega_0 + \omega_1$	$2\omega_0$	1	0
ω_0	ω_1	ω_1	ω_0	$\omega_0 + 2\omega_1$	$2\omega_1$	0	1
ω_1	ω_0	ω_0	ω_1	$2\omega_0 + \omega_1$	$2\omega_0$	1	0
ω_1	ω_0	ω_1	ω_0	$\omega_0 + 2\omega_1$	$2\omega_1$	0	1
ω_1	ω_1	ω_0	ω_0	$\omega_0 + 2\omega_1$	$2\omega_1$	0	1
ω_1	ω_1	ω_1	ω_1	$3\omega_1$	$2\omega_1$	0	1

Аналіз значень функції Δ показує, що для формування значень функції S_i необхідно використовувати два допоміжні сигнали: $2\omega_0$ та $2\omega_1$. Складемо таблиці відповідності:

C_1	$f_1(\omega_0)$	$f_1(\omega_1)$
1	1	0
1	0	1
1	0	1
0	0	0
1	0	1
0	0	0
0	0	0
0	0	0

C_2	$f_2(\omega_0)$	$f_2(\omega_1)$
0	0	0
0	0	0
0	0	0
1	1	0
0	0	0
1	1	0
1	1	0
0	0	1

Операторний опис функції S_i має вигляд:

$$a_i \uparrow b_i \uparrow P_{i-1} \uparrow 2\omega_0 \uparrow 2\omega_1 \uparrow : \downarrow \downarrow F\Phi_B \downarrow F\Phi_B T \uparrow \uparrow$$

$$(\downarrow \downarrow FT \uparrow \uparrow \downarrow \downarrow FT \uparrow \uparrow) (\downarrow \downarrow A\Phi_c^0 \uparrow \uparrow \downarrow \downarrow A\Phi_c^1 \uparrow \uparrow) \downarrow \downarrow A : S_i.$$

Тепер наведемо суміщену таблицю для функції P_i .

a_i	b_i	P_{i-1}	P_i	Z	Δ	C_1	C_2	C_3
ω_0	ω_0	ω_0	ω_0	$3\omega_0$	$2\omega_0$	1	0	0
ω_0	ω_0	ω_1	ω_0	$2\omega_0 + \omega_1$	$\omega_0 + \omega_1$	0	1	0
ω_0	ω_1	ω_0	ω_0	$2\omega_0 + \omega_1$	$\omega_0 + \omega_1$	0	1	0
ω_0	ω_1	ω_1	ω_1	$\omega_0 + 2\omega_1$	$\omega_0 + \omega_1$	0	1	0
ω_1	ω_0	ω_0	ω_0	$2\omega_0 + \omega_1$	$\omega_0 + \omega_1$	0	1	0
ω_1	ω_0	ω_1	ω_1	$\omega_0 + 2\omega_1$	$\omega_0 + \omega_1$	0	1	0
ω_1	ω_1	ω_0	ω_1	$\omega_0 + 2\omega_1$	$\omega_0 + \omega_1$	0	1	0
ω_1	ω_1	ω_1	ω_1	ω_1	$2\omega_1$	0	0	1

За допомогою таблиці робимо висновок, що для реалізації функції P_i потрібно три допоміжні сигнали: $2\omega_0$, $\omega_0 + \omega_1$ і $2\omega_1$.

Складемо таблиці відповідності:

C ₁	f ₁ (ω ₀)	f ₁ (ω ₁)
1	1	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0

C ₂	f ₂ (ω ₀)	f ₂ (ω ₁)
0	0	0
1	1	0
1	1	0
1	0	1
1	1	0
1	0	1
1	0	1
0	0	0

C ₃	f ₃ (ω ₀)	f ₃ (ω ₁)
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
0	0	0
1	0	1

Операторний опис функції P_i має вигляд:

$$a_i \uparrow b_i \uparrow P_{i-1} \uparrow 2\omega_0 \uparrow 2\omega_1 \uparrow \omega_0 + \omega_1 \uparrow : \downarrow \downarrow F\Phi_B \downarrow F\Phi_B T \uparrow \uparrow \uparrow$$

$$(\downarrow \downarrow F \uparrow \downarrow \downarrow F \uparrow \downarrow \downarrow FT \uparrow \uparrow) (\downarrow \downarrow A\Phi_c^0 \uparrow \downarrow \downarrow A\Phi_c^1 \uparrow) \downarrow \downarrow A : P_i.$$

Зробимо порівняння операторних описів функцій S_i та P_i. Вхідні сигнали операторного опису функції P_i такі ж, як для функції S_i, за винятком одного допоміжного сигналу ω₀ + ω₁, тому ця частина операторного опису буде спільною для обох функцій. Набір операторів, що забезпечують формування Z, також однаковий для двох описів. Набір операторів в перших дужках опису функції P_i містить як складову частину відповідний набір операторів функції S_i. Тому при спільному описі двох функцій будемо використовувати саме цей набір.

Набори операторів, що розташовані у других дужках, є специфічними для кожної функції, тому вони повністю будуть входити до спільного опису функції.

Враховуючи все це, маємо такий операторний опис повного однорозрядного частотного суматора:

$$a_i \uparrow b_i \uparrow P_{i-1} \uparrow 2\omega_0 \uparrow 2\omega_1 \uparrow \omega_0 + \omega_1 \uparrow : \downarrow \downarrow F\Phi_B \downarrow F\Phi_B T \uparrow \uparrow \uparrow$$

$$(\downarrow \downarrow FT \uparrow \uparrow \downarrow \downarrow FT \uparrow \uparrow \downarrow \downarrow FT \uparrow \uparrow) (\downarrow \downarrow A\Phi_c^0 \uparrow \downarrow \downarrow A\Phi_c^1 \uparrow) \downarrow \downarrow A \uparrow \downarrow \downarrow A \uparrow : \downarrow S_i \downarrow P_i.$$

Структурна схема повного частотного суматора зображена на рис. 1.

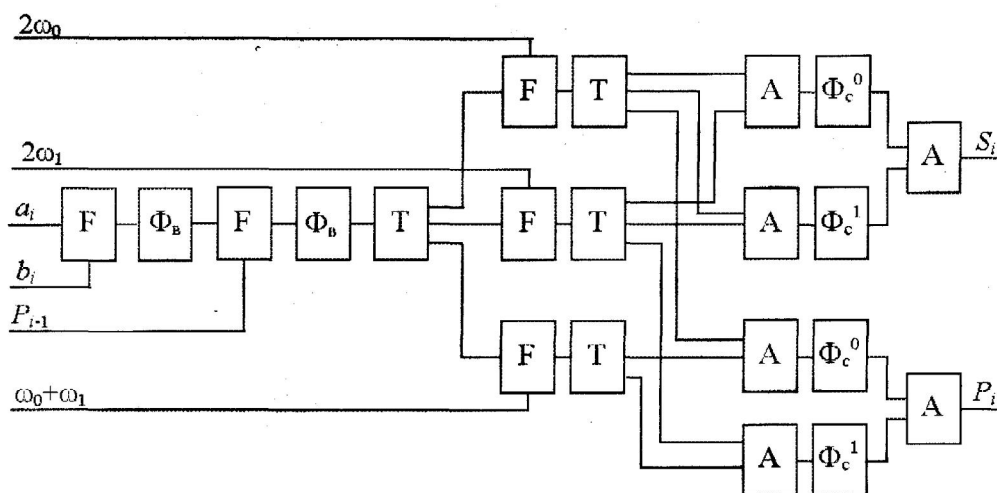


Рис. 1. Структурна схема повного частотного суматора

Проведемо порівняльну оцінку складності синтезованого однорозрядного частотного суматора з еквівалентним частотним суматором, синтезованим за традиційними методами з застосуванням як базису частотних логічних елементів I, АБО, НІ, I – НІ, АБО – НІ.

Оскілки усі частотно-логічні функціі релізуюцца за дапамогаю базиснага набору структурных элементів, то складнісць S_f^2 будь-якага частотно-логічнага элемента з двійковым структурным алфавітам будзе апісвацца выразам

$$S_f^2 = K_1 F + K_2 \Phi_\sigma + K_3 T + K_4 \Phi_c^0 + K_5 \Phi_c^1 + K_6 A,$$

- де K_1 – кількісць F -элементів, што здійснююць перемножэння сігналаў;
- K_2 – кількісць Φ_σ -элементів, што выконуюць функцыю фільтравання верхніх частот;
- K_3 – кількісць выхадів T -элементів, што здійснююць розгалужэння сігналаў;
- K_4 – кількісць Φ_c^0 -элементів, што віділяюць сігналы з частотой ω_0 , што відпавідае логічнаму нулю;
- K_5 – кількісць Φ_c^1 -элементів, што віділяюць сігналы частотой ω_1 , што відпавідае логічнай адзінцы;
- K_6 – кількісць вхадів усіх A -элементів, што выконуюць функцыю дадавання сігналаў.

Для релізаванні поўнага суматара пры застасаванні традыцыйных метадаў патрэбна 4 элементу I , 4 элементу АБО і адзін элемент АБО – НІ. Кількісць базавых элементів (БЕ), якія неабходны для релізаванні поўнага суматара за прапанаваным метадам, наведзена ў табліцы 3, а за традыцыйным – ў табліцы 4.

Табліца 3

Складнісць логічных элементів і поўнага суматара

ЧЛЕ \ БЕ	F	Φ_σ	Φ_c^1	Φ_c^0	T	A
НІ	1	0	1	1	1	1
I	3	1	1	1	2	2
АБО	3	1	1	1	2	2
I – НІ	4	1	1	1	1	2
Поўны суматар	5	2	2	2	4	6

Табліца 4

Складнісць поўнага частотнага суматара

логічны элемент \ БЕ	F	Φ_σ	Φ_c^1	Φ_c^0	T	A
4 I	12	4	4	4	8	8
4 АБО	12	4	4	4	8	8
АБО – НІ	4	1	2	2	3	3
Поўны суматар	28	9	10	10	21	21

Порівняння релізаванні табліц 3 та 4 паказуе, што застасаванні прапанаванага метаду сінтэзу прыводзіць да зменшэння F -элементів на 23 адзінцы, Φ_σ -элементів – на 7, Φ_c^0 -элементів – на 8, Φ_c^1 -элементів – на 8, кількісць выхадів T -элементів – на 17 та кількісць вхадів A -элементів – на 15.

Вывод

Праведзена сінтэз аднорэзяднага частотнага суматара двійковага структурнага алфавіту з застасаванніам як базісу фізічных схем, што дае магчымісць спростіць структурну схему і спрыяе павышэнні швядкодзіі та надійнасці абчыслювальных засабаў, ў якіх застасавуюцца такі суматары.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Веников Г.В.* Оптические вычислительные системы. – М.: Знание, 1976. – 64 с.
2. *Иваськів Ю.Л., Тузов В.М.* Цифровые устройства обработки сигналов на многозначных структурах. – Киев: Наукова думка, 1975. – 168 с.
3. *Кичак В.М.* Метод синтезу частотних логічних елементів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2000. – № 2. – С. 187–192.
4. *Пухов Г.Е., Бардаченко В.Ф., Королев Ю.В.* Вычислительные устройства на таймерных скаляторах. – К.: Техніка, 1991. – 213 с.

КИЧАК Василь Мартинович – кандидат технічних наук, доцент, декан факультету радіоелектроніки Вінницького державного технічного університету.

Наукові інтереси:

- обробка радіосигналів з застосуванням частотних методів представлення інформації.

Подано 5.06.2001

УДК 621.373, 681.32

Синтез полного одноразрядного частотного сумматора двоичного структурного алфавита / В.М. Кичак //

Рассматривается возможность построения сумматора двоичного структурного алфавита с использованием частотного представления информации. Выполнены структурный синтез такого сумматора и оценка сложности. Показано, что применение предложенного метода синтеза позволяет существенно упростить структурную схему.

УДК 621.373, 681.32

Synthesis of the complete one-digit frequency adder of the binary structural alphabet / V.M. Kichak //

The opportunity of construction of the adder of the binary structural alphabet with use frequency performances of the information is considered. Are executed structural synthesis of such adder and rating of complexity. Is shown, that the application of the offered method of synthesis allows essentially to simplify the block diagram.