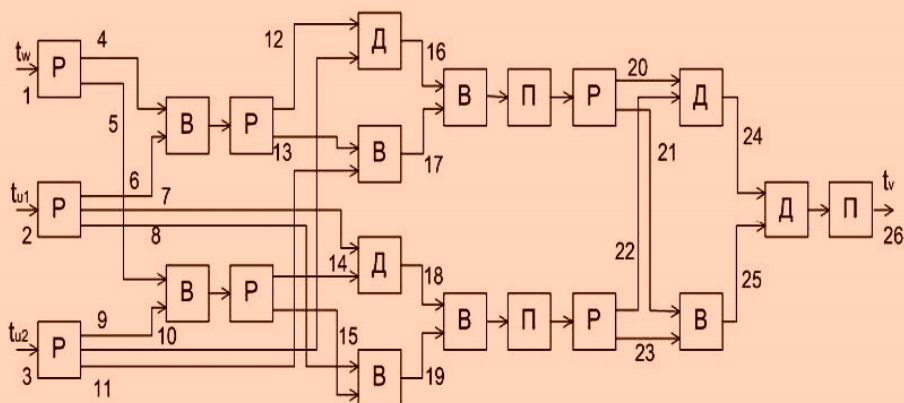


В. М. Кичак, О. О. Семенова

**РАДІОЧАСТОТНІ ТА
ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНІ ЕЛЕМЕНТИ
ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ**



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

В. М. Кичак, О. О. Семенова

РАДІОЧАСТОТНІ ТА ШИРОТНО- ІМПУЛЬСНІ ЕЛЕМЕНТИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ

Монографія

УНІВЕРСУМ – Вінниця
2008

Замовити цю книгу <https://press.vntu.edu.ua/index.php/vntu/catalog/book/420>

Видавництво Вінницького національного технічного університету

<https://press.vntu.edu.ua/index.php/vntu/catalog>

УДК 681.325.65
К 46

Рецензенти:

О. І. Рибін доктор технічних наук, професор

А. М. Пстух, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 6 від 20.12.2007 р.)

Кичак В. М., Семенова О. О.

К 46 Радіочастотні та широтно-імпульсні елементи цифрової техніки: Монографія. — Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008. — 163с.

ISBN 978-966-641-259-4

У монографії розглянуто основи теорії радіочастотних та широтно-імпульсних логічних і фази-логічних елементів цифрової техніки, запропоновано методи їх структурного синтезу, розроблені їх структурні схеми. Проведено імітаційне моделювання розроблених широтно-імпульсних елементів. Проведена оцінка складності радіочастотних та широтно-імпульсних логічних елементів та визначені області їх застосування.

Монографія розрахована на наукових та інженерно-технічних працівників, які займаються проектуванням елементів та пристроїв цифрової техніки.

УДК 681.325.65

ISBN 978-966-641-259-4

© В. Кичак, О. Семенова, 2008

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
РОЗДІЛ 1	
РАДІОЧАСТОТНІ ЕЛЕМЕНТИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ.....	8
1.1 Базові операції та фізичні схеми при радіочастотному представленні інформації.....	8
1.2 Методи синтезу радіочастотних елементів цифрової техніки.....	15
1.3 Визначення виду радіочастотних логічних функцій.....	23
1.4 Визначення кількості та значень допоміжних сигналів для РЧЛЕ з двійковим структурним алфавітом.....	26
1.5 Визначення кількості та значень допоміжних сигналів для РЧЛЕ з трійковим структурним алфавітом.....	30
РОЗДІЛ 2	
ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНІ ЕЛЕМЕНТИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ.....	39
2.1 Базові операції при широтно-імпульсному представленні інформації.....	39
2.2 Метод синтезу широтно-імпульсних елементів цифрової техніки.....	44
РОЗДІЛ 3	
РАДІОЧАСТОТНІ ТА ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНІ ФАЗІ-ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ.....	51
3.1 Представлення фазі-величин при радіочастотному та широтно-імпульсному кодуванні.....	51
3.2 Математичні моделі базових елементів фазі-логіки при радіочастотному та широтно-імпульсному кодуванні інформації.....	53
3.3 Базові фізичні схеми при широтно-імпульсному кодуванні фазі-логічних елементів.....	60
3.4 Синтез структурних схем базових елементів фазі-логіки з використанням широтно-імпульсного кодування інформації.....	61
3.5 Алгоритм структурного синтезу широтно-імпульсних фазі-логічних елементів.....	67
3.6 Базові фізичні схеми для радіочастотних фазі-логічних елементів.....	69
3.7 Синтез структурних схем базових елементів фазі-логіки з використанням радіочастотного кодування інформації.....	72
3.8 Алгоритм структурного синтезу радіочастотних фазі-логічних елементів.....	76

РОЗДІЛ 4	
СИНТЕЗ РАДІОЧАСТОТНИХ ЕЛЕМЕНТІВ	
ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ	79
4.1 Синтез радіочастотних логічних елементів	
двійкового структурного алфавіту.....	79
4.2 Синтез радіочастотних логічних елементів	
трійкового структурного алфавіту.....	86
4.3 Синтез радіочастотних логічних елементів	
четвіркового структурного алфавіту.....	89
4.4 Синтез радіочастотних операційних елементів.....	94
4.5 Оцінка складності радіочастотних логічних та	
операційних елементів.....	107
РОЗДІЛ 5	
СИНТЕЗ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИХ ЕЛЕМЕНТІВ	
ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ.....	111
5.1 Синтез широтно-імпульсних логічних елементів	
двійкового структурного алфавіту.....	111
5.2 Синтез широтно-імпульсних логічних елементів	
трійкового структурного алфавіту.....	115
5.3 Синтез широтно-імпульсних логічних елементів	
четвіркового структурного алфавіту.....	118
5.4 Синтез широтно-імпульсного однорозрядного суматора.....	123
5.5 Області застосування широтно-імпульсних та	
радіочастотних логічних елементів.....	126
РОЗДІЛ 6	
СИНТЕЗ ФАЗИ-ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ З	
ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ ПРЕДСТАВЛЕННЯМ ІНФОРМАЦІЇ....	129
6.1 Синтез структурних схем додаткових елементів 1-го порядку....	129
6.2 Синтез структурних схем додаткових елементів 2-го порядку....	133
6.3 Розробка пристроїв фазі-логіки з	
широтно-імпульсним представленням інформації.....	137
РОЗДІЛ 7	
СИНТЕЗ ФАЗИ-ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ З	
РАДІОЧАСТОТНИМ ПРЕДСТАВЛЕННЯМ ІНФОРМАЦІЇ.....	142
7.1 Синтез структурних схем додаткових елементів 1-го порядку....	142
7.2 Синтез структурних схем додаткових елементів 2-го порядку....	146
7.3 Області застосування радіочастотних та	
широтно-імпульсних фазі-логічних елементів.....	150
ВИСНОВКИ.....	153
ЛІТЕРАТУРА.....	155

ВСТУП

Застосування у телекомунікаційних, радіотехнічних та мікроелектронних системах спеціалізованих пристроїв автоматичного керування, що функціонують на основі фазі-логіки, замість традиційних пристроїв керування, дозволяє підвищити точність та надійність керування.

Якщо інформативними параметрами, які характеризують стан об'єкта, виступають радіочастотні або широтно-імпульсні сигнали, то доцільно розробити радіочастотні та широтно-імпульсні логічні та фазі-логічні елементи, які здатні здійснювати обробку інформаційних та відтворення керуючих сигналів безпосередньо на несучій частоті. Застосування таких елементів дозволить:

- значно підвищити завадостійкість або швидкодію систем передачі і обробки інформації, що закладено в основі цих методів представлення інформації;

- використовувати однакові, значно менші, рівні напруг, які відповідають логічному «0» та «1» у порівнянні з дискретним представленням інформації імпульсно-потенціальними сигналами, що сприяє зменшенню потужності споживання, збільшенню щільності упаковки та ступеню інтеграції мікросхем;

- усунути один із головних недоліків дискретного представлення інформації імпульсно-потенціальними сигналами – необхідність безпосередньої передачі сигналів з низькочастотними складовими частотних спектрів;

- спростити апаратуру збирання і обробки інформації за рахунок застосування багатозначності і зменшення кількості між'єднань.

Проблеми розробки та застосування багатозначних структур на базі дискретного представлення інформації імпульсно-потенціальними, амплітудо- та фазо-імпульсними сигналами для побудови засобів обробки інформації розглядаються в працях [1-5]. Проте, створені багатозначні структури не знайшли широкого розповсюдження через відсутність, на той час, відповідної елементної бази, низької завадостійкості та можливої появи неоднозначності під час застосування фазо-імпульсних сигналів.

Теорія фазі-логіки та її застосування до розв'язання прикладних задач розглядаються в працях А.П. Ротштейна, Б.І. Мокіна, Ю.І. Мітюшкіна [6-11]. У монографії В.І. Архангельського, І.Н. Богаєнка, Г.Г. Грабовського, М.А. Рюмшина [12] показані переваги фазі-технологій і фазі-контролерів. Також розглянута інтеграція фазі-систем з нейронними мережами. У роботі І.П. Лісового [13] розглянуто методику синтезу цифрового нечіткого регулятора на основі фазі-

логіки. В працях В.І. Гостева [14–16] висвітлюються теорія фазі-логіки і нечіткі регулятори. Подальший розвиток фазі-логіки розглядається в працях Rudolf Kruse, Christian Borgelt [17–19]. В працях Robert Fullér [20–26], Gerhard Müller [27–31], Márta Takács [32], Siegfried Gottwald [33, 34], Irina Perfilieva [35, 36] розглядаються математичні аспекти фазі-логіки і теорії нечітких множин.

У роботах авторів А. Rodriguez-Vázquez, R. Navas-González [37–46], B. Wilamowski [47–52], O. Landolt [53] представлені схеми елементів систем керування на основі фазі-логіки. У таких елементах вхідна та вихідна інформація представлена аналоговими сигналами напруги або струму. Недоліком таких елементів є їх низькі точність та завадостійкість. У той же час цифрові пристрої, які реалізують функції фазі-логіки характеризуються низькою швидкістю через великий час затримки [43].

Відомі праці, у яких розробляються та досліджуються імпульсні елементи двійкової [44–59] та багатозначної [60, 61] логіки. Проте такі елементи не застосовуються для нечітких логічних рівнів.

У статтях L.M. Reyneri, M. Chiaberge [62–74] представлені структурні схеми систем нейро-фазі-керування та досліджується використання імпульсно-модульованих сигналів у фазі-системах і нейронних мережах.

В той же час, у вищенаведених працях не запропоновано метод структурного синтезу елементів фазі-логіки з високою завадостійкістю для розв'язання різноманітних прикладних задач.

Питанню дослідження можливостей застосування дискретного і аналогового методів представлення інформації радіочастотними сигналами для побудови засобів обробки інформації присвячені праці М.С. Неймана, К.Г. Кнорре, В.Ф. Бардаченка, В.М. Тузова, Ю.Л. Іваськіва, Г.І. Яловеги, Г.Л. Земцова, Х. Сорава, М.А. Ракова, О.А. Молчанова, В.С. Осадчука, М.А. Філінюка, В.Д. Дмітрієва та ін.

У відомих працях запропоновано структурні схеми окремих ЧЛЕ на базі перемикачів і проведено дослідження елементної бази переважно на вакуумних приладах та тунельних діодах, розглянуто можливі галузі їх застосування [75–77]. Проте наявність перемикаючих елементів у структурних схемах призводить до значного зниження швидкодії, тому що мають місце перехідні процеси, пов'язані з накопиченням і розсмоктуванням неосновних носіїв заряду, зменшується завадостійкість, підвищується рівень завод в шинах живлення.

Застосування дискретного представлення інформації радіочастотними або широтно-імпульсними сигналами відкриває широкі можливості щодо використання недвійкових структурних алфавітів, тому що

він характеризується високою завадостійкістю, а це в свою чергу дозволяє:

- зменшити число команд, необхідних для виконання обчислень за тими чи іншими алгоритмами, що також сприяє підвищенню швидкодії;

- зменшити кількість з'єднань між елементами, що дуже важливо для сучасних засобів обробки інформації.

У зв'язку з цим дослідження можливості побудови логічних і фазі-логічних елементів з дискретним представленням інформації радіо-частотними та широтно-імпульсними сигналами, розроблення методів їх аналізу, синтезу та оптимізації з врахуванням виробничо-технологічних відхилень параметрів компонентів схем є одним із перспективних наукових напрямків створення засобів обробки інформації систем автоматичного керування та телекомунікаційних мереж спеціального призначення.

Все вищенаведене обумовлює необхідність вирішення актуальної наукової проблеми – підвищення завадостійкості та швидкодії обробки інформації в реальному часі в системах автоматичного керування та телекомунікаційних мережах спеціального призначення, для вирішення якої необхідно розробити основи теорії побудови високонадійних та економічних радіочастотних та широтно-імпульсних логічних і фазі-логічних елементів двійкового і недвійкового структурних алфавітів, придатних для здійснення відбору та обробки складних радіосигналів безпосередньо на несучій частоті, а також рекомендацій щодо використання вказаної теорії.

В монографії запропоновано методи структурного синтезу радіочастотних і широтно-імпульсних логічних та фазі-логічних елементів, наведені приклади синтезу. Виконано синтез однорозрядного частотного суматора, дешифратора двійкового коду та субтрактора.

Запропоновано метод визначення кількості допоміжних сигналів для синтезу радіочастотних логічних та операційних елементів трійкового структурного алфавіту, що реалізують функції інверсії, циклу, $\min(X_1, X_2)$, $\max(X_1, X_2)$, функцію Вебба, додавання та множення за модулем 3.

Отримали подальший розвиток методи радіочастотного та широтно-імпульсного кодування фазі-логічних величин.

Проведена порівняльна оцінка складності радіочастотних логічних та операційних елементів на структурному рівні.

Відгуки про книгу, зауваження і побажання просимо надсилати за адресою видавництва: 21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, «УНІВЕРСУМ-Вінниця».

РОЗДІЛ 1

РАДІОЧАСТОТНІ ЕЛЕМЕНТИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ

1.1 Базові операції та фізичні схеми при радіочастотному представленні інформації

Розглянемо деякий автомат (рис. 1.1) з m інформаційними входами і r виходами, на кожний інформаційний вхід якого може бути поданий довільний символ зі скінченного алфавіту

$$X = \{X_1, X_2, \dots, X_m\}.$$

Сукупність символів, що подані на вхід автомата утворюють вхідне слово I_i .

На виході автомата з'являються вихідні слова, що складаються із символів вихідного алфавіту

$$Y = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_r\}.$$

Робота автомата полягає в тому, що при появі на інформаційних входах вхідного слова I_i автомат формує на своїх виходах комбінацію вихідних символів, що утворюють вихідне слово O_j .

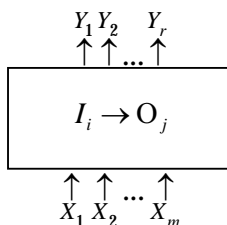


Рисунок 1.1 – Узагальнена структура автомата

Для більших зручностей і можливостей логічного аналізу і синтезу використовується кодування символів алфавітів X і Y . Це означає, що кожному символу вхідного і вихідного алфавітів відповідає деяке слово з алфавіту A

$$A = \{0, 1, 2, \dots, k - 1\}.$$

Як фізичні носії символів цього алфавіту будемо розглядати сигнали виду

$$X(t) = A_m \cos \omega t.$$

Для таких сигналів характерна наявність двох параметрів, які можуть змінюватись і тим самим передавати деяку інформацію. Цими параметрами є амплітуда A_m та частота ω . Алфавіту A поставимо у відповідність набір частот

$$\{\omega_i\}, i = \overline{0, \dots, k - 1}.$$

При формуванні цього набору можливі такі три підходи.

Перший підхід полягає в тому, що використовуються кратні частоти, тобто

$$\omega_i = (i + 1)\omega_0,$$

де ω_0 – частота, що відповідає символу $\mathbf{0}$ алфавіту A . Смуга частот для такого алфавіту знаходиться в межах від ω_0 до $k\omega_0$.

Другий підхід базується на використанні частот, що відрізняються на деяке постійне значення $\Delta\omega$, яке задовольняє умову $\Delta\omega < \omega_0$.

При цьому

$$\omega_i = \omega_0 + i\Delta\omega$$

і смуга частот знаходиться в межах від ω_0 до $\omega_0 + (k - 1) \cdot \Delta\omega$.

Третій підхід передбачає використання частот, різниці між якими не має постійного значення

$$\omega_i = \omega_0 + \sum_{l=0}^{i-1} \Delta\omega_l.$$

Смуга частот при цьому наборі буде знаходитись в межах від ω_0 до

$$\omega_0 + \sum_{l=0}^{k-1} \Delta\omega_l.$$

Важливим показником частотних систем, який значно впливає на їх складність, є смуга пропускання. Відомо, що вузькосмугові системи є більш простими ніж системи з широкою смугою пропускання [78]. Виходячи з цього, перший підхід до формування частот не є ефективним, тоді як другий і третій більш придатні для практичних реалізацій. Крім того, другий підхід має переваги над третім завдяки тому, що не потрібно формувати велику кількість різних частот.

Розглянемо множину векторів $X = \{X_1, X_2, \dots, X_m\}$. Будемо вважати, що координати цих векторів можуть приймати значення від ω_0 до ω_{k-1} . Виходячи з цього множина X буде складатись з K^m різних векторів. Сукупність координат деякого фіксованого вектора X^* із множини X будемо називати *частотним набором*.

Поставимо у відповідність кожному вектору з X частоту від ω_0 до ω_{k-1} , тобто встановимо однозначне відображення множини X на множину $Y = \{\omega_i\}$, $i = \overline{0, \dots, k-1}$.

Означення 1.1. Функція, що дає однозначне відображення X в Y називається *частотно-логічною функцією*.

Як і будь-яка функція алгебри логіки частотно-логічна функція може бути повністю задана скінченною таблицею з K^m рядками. У лі-

вій частині цієї таблиці перераховуються усі частотні набори значень аргументів цієї функції, а в правій частині – значення функції на цих наборах.

Означення 1.2. Автомат, що реалізує частотно-логічну функцію називається *радіочастотним логічним елементом*.

Над набором сигналів $\{x_i(t)\}$ можна виконати операції додавання та множення. Операція додавання для складного сигналу

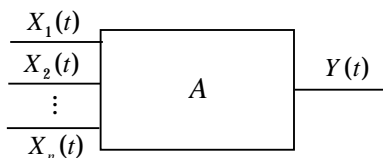
$$X(t) = \sum_{j=1}^n A_{m_j} \cos \omega_j t \text{ описується виразом:}$$

$$Y(t) = \sum_{i=1}^m X_i(t) = \sum_{l=0}^h A_{m_l} \cos \omega_l t, \quad (1.1)$$

де $h = \max(n_1, n_2, \dots, n_m)$.

Означення 1.3. Фізичний елемент, що реалізує операцію (1.1) називається *A-елементом*.

В структурних схемах *A*-елемент будемо зображати так:



Операторний опис *A*-елемента має вигляд:

$$A: \{\omega_j, j: j = \overline{0, \dots, n_i}, i = \overline{1, \dots, m}\} \rightarrow \{\omega_l: l = \overline{0; \max(n_1, n_2, \dots, n_m)}\}.$$

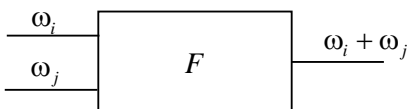
Особливістю операції додавання є те, що вона не змінює частоти складових частин результуючого сигналу. На відміну від цього операція множення двох сигналів приводить до зміни частот складових сигналів. Добуток двох сигналів визначається так:

$$Y(t) = X_i(t) \cdot X_j(t) = A_{m_i} \cos \omega_i t \cdot A_{m_j} \cos \omega_j t = A_{m_i} \cdot A_{m_j} \times \\ \times \cos \omega_i t \cdot \cos \omega_j t = \frac{1}{2} A_{m_i} \cdot A_{m_j} \cdot [\cos(\omega_i + \omega_j)t + \cos(\omega_i - \omega_j)t]. \quad (1.2)$$

Тобто вихідний сигнал складається з двох сигналів, один з яких має частоту $(\omega_i + \omega_j)$, а другий – $(\omega_i - \omega_j)$.

Означення 1.4. Фізичний елемент, що реалізує операцію (1.2) називається *F-елементом*.

На структурних схемах *F*-елемент будемо зображати так:



Операторний опис F -елемента має вигляд

$$F : \{\omega_i, \omega_j\} \rightarrow \{\omega_i \pm \omega_j\}.$$

Оскільки у загальному випадку сигнал може мати будь-яку кількість складових частин, тобто

$$X(t) = \sum_{j=1}^n A_{m_j} \cdot \cos \omega_j t,$$

то виникає необхідність виділення складових частин з певними частотами. Ця операція відома як фільтрація.

Функція фільтрації має такий вигляд:

$$\Phi = \int_{-\infty}^t X_{\text{вх}}(\tau) \cdot h(t - \tau) \cdot d\tau,$$

де $h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$ – імпульсна характеристика,

$K(j\omega) = K_0 \exp[-b(\omega + \omega_0)]^2 + K_0 \exp[-b(\omega - \omega_0)]^2$ – коефіцієнт передавання.

Для фільтрації нижніх частот коефіцієнт передавання повинен задовольняти вимогу

$$K_n(j\omega) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \omega < \omega_3, \\ 0, & \omega > \omega_3, \end{cases}$$

де ω_3 – частота зрізу.

Для фільтрації верхніх частот необхідно забезпечити

$$K(j\omega) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \omega < \omega_3, \\ 1, & \omega > \omega_3, \end{cases}$$

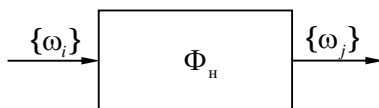
а для фільтрації у межах заданої смуги –

$$K(j\omega) = \begin{cases} K_0, & \omega_0 - \Delta\omega \leq \omega < -\omega_0 + \Delta\omega, \\ K_0, & \omega_0 - \Delta\omega \leq \omega_0 + \Delta\omega, \\ 0 & \text{на інших частотах.} \end{cases}$$

На практиці знайшли застосування фільтри Баттерворта з максимумно-плоскою апроксимацією та Чебишевські фільтри [82].

Означення 1.5. Фізичний елемент, що реалізує операцію фільтрації нижніх частот називається Φ_n -елементом.

На структурних схемах Φ_n -елемент позначається так:

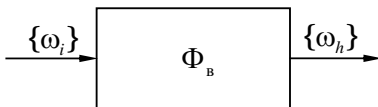


а операторний опис Φ_n -елемента має вигляд

$$\Phi_n : \{\omega_i; i = \overline{0, n}\} \rightarrow \{\omega_j; j = \overline{0, k}, k < n\}.$$

Означення 1.6. Фізичний елемент, що реалізує операцію фільтрації верхніх частот називається Φ_B -елементом.

На структурних схемах Φ_B -елемент позначається так:

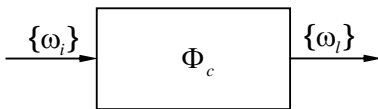


а операторний опис Φ_B -елемента має вигляд

$$\Phi_B : \{\omega_i; i = \overline{0, n}\} \rightarrow \{\omega_h; h = \overline{k, n}, k > 0\}.$$

Означення 1.7. Фізичний елемент, що реалізує операцію смугової фільтрації називається Φ_c -елементом.

На структурних схемах Φ_c -елемент зображається так:



а операторний опис Φ_c -елемента має вигляд

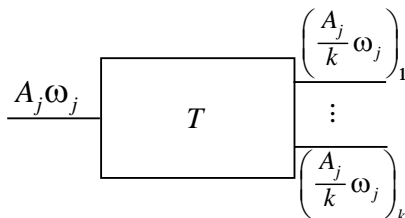
$$\Phi_c : \{\omega_i; i = \overline{0, n}\} \rightarrow \{\omega_l; l = \overline{k_1 k_2}; k_1 > 0, k_2 < n\}.$$

Ще однією з функцій перетворення сигналів є розгалуження, яке полягає у тому, що один із складних сигналів розділяється на декілька сигналів з тими ж частотами, але іншими амплітудами, що описується таким виразом:

$$X(t) = \sum_{j=0}^n A_{m_j} \cos \omega_j t = \sum_{i=1}^k \left(\frac{1}{k} \sum_{j=0}^n A_{m_j} \cos \omega_j t \right)_i.$$

Означення 1.8. Фізичний елемент, що реалізує операцію розгалуження називається T -елементом.

На структурних схемах T -елемент будемо позначати так:



а операторний опис має вигляд

$$T : \{(A_j, \omega_j); j = \overline{0, n}\} \rightarrow \{(\frac{A_j}{k}, \omega_j); j = \overline{0, n}; i = \overline{1, k}\}.$$

Таким чином, маємо набір фізичних елементів $\{A, F, \Phi_n, \Phi_v, \Phi_c, T\}$, які будемо використовувати для побудови радіочастотних логічних елементів. Всі елементи, що входять до складу цього набору, будемо називати *базовими елементами*.

З'єднуючи послідовно один з одним різні базові елементи, будемо отримувати кола, що реалізують деякі частотно-логічні функції. Ці кола будуть реалізовувати або логічні функції (логічні елементи), або арифметичні функції (напівсуматори, суматори), або функції запам'ятовування (тригери). Такі функції будемо описувати послідовністю відповідних операторів. Для цього пропонується така структура опису:

$$\underbrace{X_1 \uparrow^1 X_2 \uparrow^2 \dots X_n \uparrow^n}_{\text{поле вхідних сигналів}} : \underbrace{\hspace{2cm}}_{\text{поле операторів}} : \underbrace{\downarrow^1 Y_1 \downarrow^2 Y_2 \dots \downarrow^r Y_r}_{\text{поле вихідних сигналів}}$$

Цей опис складається з трьох полів. У полі вхідних сигналів вказуються m інформаційних вхідних сигналів, що надходять до функціонального елемента і $n - m$ допоміжних сигналів, що забезпечують реалізацію вказаних функцій. Поряд з кожним сигналом ставиться знак \uparrow^i . Кожному такому знаку \uparrow^i в полі операторів буде відповідати знак \downarrow^i . Це означає, що сигнал X_i є вхідним для оператора, перед яким розташований знак \downarrow^i .

Оператори можуть реалізовуватися як послідовно один з одним, так і паралельно. Наприклад, запис

$$\downarrow^i \downarrow^j F \Phi_v T$$

означає, що послідовно виконуються три оператори.

Набір операторів, що реалізується паралельно, будемо записувати у дужках. Наприклад:

$$\left(\downarrow^i \downarrow^j F \Phi_v \uparrow^1 \downarrow^k \downarrow^l F \Phi_n \uparrow^2 \right).$$

Кожна паралельна гілка обов'язково закінчується знаком \uparrow . У наведеному прикладі є дві гілки: $\downarrow^i \downarrow^j F \Phi_v \uparrow^1$ і $\downarrow^k \downarrow^l F \Phi_n \uparrow^2$.

У полі вихідних сигналів вказуються всі вихідні сигнали, що формуються функціональним елементом. Причому перед кожним вихідним сигналом повинен бути знак \downarrow .

Для відокремлення полів у операторному записі використову-

ється символ „:“.

Означення 1.9. Операторна послідовність, що описує деяку частотно-логічну функцію називається *твірною операторною послідовністю*.

Твірні операторні послідовності утворюються за певними правилами.

Правила послідовного розташування операторів впливають з того, що деякі послідовні під'єднання фізичних елементів або будуть неефективно використовуватися, або не дозволені з точки зору функцій, що вони реалізують.

Наведемо приклад неефективного з'єднання елементів.

Послідовність $\Phi_H \Phi_B$ неефективна, оскільки вона реалізує смугову фільтрацію і може бути змінена одним оператором Φ_C .

Прикладом недозволеної послідовності є $F \cdot F$. Дійсно оператор F визначений тільки для простих сигналів виду $X(t) = A_m \cos \omega t$. Тоді як після першого оператора отримуємо сигнал, що має дві складові частини.

Аналіз всіх можливих варіантів послідовного розташування операторів дозволив побудувати табл. 1.1. В цій таблиці дозволені послідовності (вертикальний оператор – горизонтальний оператор) позначаються „+“, неефективні – „*“, недозволені – „ \times “.

Таблиця 1.1 – Види послідовності двох операторів

Оператори	F	Φ_H	Φ_B	Φ_C	A	T
F	\times	+	+	+	+	+
Φ_H	+	*	*	\times	+	+
Φ_B	+	*	*	\times	+	+
Φ_C	+	\times	\times	*	+	+
A	\times	+	+	+	*	+
T	+	+	+	+	+	*

Операторний опис можна подати у скороченому вигляді як операторне рівняння виду

$$Y = PX. \quad (1.3)$$

Це рівняння пов'язує дві інформаційні множини X та Y і одну операторну послідовність P .

Припустимо, що деякі з цих множин задані, а решта невідомі і їх треба знайти. Це породжує різні задачі.

Задача моделювання. Для заданих множини X і операторної послідовності P знайти множину Y , що задовольняє рівняння (1.3).

Ця задача розв'язується достатньо просто шляхом застосування операторів до відповідних вхідних сигналів множини X .

Задача аналізу. Для заданих множини Y і операторної послідовності P знайти множину X , що задовольняє рівняння (1.3).

Для розв'язання цієї задачі необхідно для кожного значення вхідного сигналу із множини Y підібрати набір вхідних сигналів, при дії на які операторів P буде отримано значення вхідного сигналу.

Задача синтезу. Для заданих множин X і Y знайти операторну послідовність P , що задовольняє рівняння (1.3) або інакше кажучи, необхідно синтезувати частотно-логічний елемент, що описується операторною послідовністю P і здійснює перетворення множини вхідних сигналів X у множину вхідних сигналів Y . Ця задача викликає найбільшу практичну зацікавленість.

Тому більш ретельно будемо розглядати саме цю задачу.

1.2 Метод синтезу радіочастотних елементів цифрової техніки

Виходячи із сформульованої вище задачі синтезу метод синтезу частотно-логічного елемента, по суті, зводиться до методу визначення операторної послідовності P , що описує функцію, яка реалізує елемент, а також його структуру.

В операторній послідовності P виділимо оператори трьох видів. Оператори першого виду перетворюють певні набори вхідних сигналів X_i у проміжні сигнали Z_i . Оператори другого виду перетворюють одні проміжні сигнали Z_i в інші проміжні сигнали Z_h . Оператори третього виду перетворюють проміжні сигнали Z_h у вихідні сигнали Y_i .

Спочатку визначимося з операторами першого виду.

Деяку сукупність вхідних сигналів X_1, X_2, \dots, X_m можна розпізнати шляхом аналізу або суми змінних ω_i або їх різниці, або суми деяких із них та різниці інших. Визначення суми (різниці) описується оператором F , який діє тільки на дві змінних. Тому для врахування m змінних необхідно виконати послідовність з $m-1$ операторів F .

Вище було показано, що неможливо послідовно застосовувати два оператори F , тому після кожного оператора F повинен бути або оператор Φ_v , який виділяє суму змінних, або оператор Φ_n , який виділяє різницю змінних.

Означення 1.1. Проміжний результат Z_i , що отриманий при дії

послідовності з $k = \overline{1, m-1}$ операторів F , називається *повним*, якщо він враховує усі змінні від ω_1 до ω_m .

Означення 1.11. Проміжний результат, що отриманий при дії послідовності з $k = \overline{1, m-1}$ операторів F , називається *частковим*, якщо він враховує не всі змінні від ω_1 до ω_m .

Означення 1.12. Проміжний результат, що отриманий при дії послідовності з $k = \overline{1, m-1}$ операторів F , називається *забороненим*, якщо він не враховує жодної змінної.

Слід особливо підкреслити, що заборонений проміжний сигнал не є інформативним, тобто він немає вигляду

$$X(t) = A_m \cos \omega t.$$

Це буде у тому випадку, коли на елемент подаються сигнали однакової частоти і тоді сигнал з різницею частот буде нульовим.

Очевидно, що тільки певний проміжний результат може бути використаний при синтезі частотно-логічного елемента.

Твердження 1.1. Тільки послідовність операторів виду $F\Phi_B, F\Phi_B, F\Phi_B, \dots$ забезпечує отримання повного проміжного результату.

Доведення будемо проводити методом від супротивного.

Будемо вважати, що вхідним сигналам X_1, X_2, \dots, X_m відповідають змінні $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_m$. Нехай послідовність починається так: $F\Phi_H$. Тоді проміжний результат буде мати вигляд:

$$\omega_1 - \omega_{i_2}.$$

Якщо $\omega_1 = \omega_{i_2}$, то результат буде забороненим, а якщо послідовність буде починатися з $F\Phi_B$, то при тій же умові проміжний результат буде повним, тобто:

$$Z_1 = \omega_1 + \omega_{i_2}.$$

Нехай маємо послідовність $F\Phi_B, F\Phi_H$. Ця послідовність дає такий проміжний результат:

$$Z_2 = \omega_1 + \omega_{i_2} - \omega_{i_3}.$$

Якщо $\omega_1 = \omega_{i_3}$ або $\omega_{i_2} = \omega_{i_3}$ будемо мати частковий проміжний результат. В першому випадку буде враховуватися тільки змінна ω_{i_2} , а в другому – ω_1 . При тих же умовах, тільки послідовність $F\Phi_B, F\Phi_B$ забезпечує повний проміжний результат

$$Z_2 = \omega_1 + \omega_{i_2} + \omega_{i_3}.$$

Таким чином, якщо за операторами $\dots F\Phi_B$ будуть розташовані оператори $F\Phi_H$, то завжди знайдеться набір змінних, який буде породжувати частковий проміжний результат.

Виходячи із цього, тільки послідовність виду $F\Phi_B, F\Phi_B, F\Phi_B \dots$ дає повний проміжний результат на будь-яких наборах змінних.

Твердження доведено.

Тепер визначимось з операторами, що перетворюють одні проміжні сигнали в інші.

Проаналізуємо значення проміжного результату Z_{m-1} , який отримується після застосування послідовності з $m-1$ груп операторів $F\Phi_B$ до m вхідних сигналів X_1, X_2, \dots, X_m .

Нехай кількість змінних, що приймають значення $\omega_i = \omega_0 + \sum_{l=0}^{i-1} \Delta\omega_l$ дорівнює l_i ($i = 0, \dots, m-1$), причому $\sum l_i = m$. Тоді проміжний результат Z_{m-1} при $l_0 = m$ буде мати значення $m\omega_0$. Якщо $l_0 = m-1$, а $l_1 = 1$, то значення $Z_{m-1} \in m\omega_0 + \Delta\omega_0$.

Проаналізувавши аналогічним чином усі можливі набори змінних отримаємо таку множину сигналів

$$\left\{ m\omega_0; m\omega_0 + \Delta\omega_0; m\omega_0 + \sum_{l=0}^1 \Delta\omega_l; \dots; m\omega_0 + m \sum_{l=0}^{m-1} \Delta\omega_l \right\},$$

кожен із сигналів $Z_{m-1,l}, l = 1, K^m - 1$, якої відповідає певному набору вхідних змінних X_1, X_2, \dots, X_m . Оскільки ці сигнали є складними, то виникає задача виділення з них інформаційних сигналів виду

$$\omega_l = \omega_0 + \sum_{l=0}^{i-1} \Delta\omega_l.$$

Для цього автор пропонує використовувати операцію віднімання частот з подальшою фільтрацією.

Якщо певний набір вхідних сигналів X_1, X_2, \dots, X_m породжує сигнал $Z_{m-1,l}$, а значення функції для цього набору повинно бути

$$\omega_l = \omega_0 + \sum_{l=0}^{i-1} \Delta\omega_l,$$

то від сигналу $Z_{m-1,l}$ потрібно відняти сигнал $\Delta_l = Z_{m-1,l} - \omega_l$.

Набір сигналів Δ_l складає множину допоміжних вхідних сигналів, що забезпечують реалізацію функції.

Оскільки функція приймає K різних значень, то для формування відповідних K вихідних сигналів необхідно виконати одночасно не менше ніж K операцій віднімання. Кожна операція віднімання реалізується окремим елементом, що описується оператором F . Для того, щоб забезпечити надходження на усі такі елементи сигналу $Z_{m-1,l}$, необхідно здійснити його розгалуження, використовуючи елемент, що

реалізує оператор T .

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

У 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 з цього між елементами F і фільтрами в загальному випадку можуть бути розташовані елементи типів T і A .

Безпосередньо вихідний сигнал частотно-логічного елемента формується поєднанням сигналів з виходів усіх фільтрів. Ця функція реалізується за допомогою елемента A .

Таким чином будь-яка функція може бути описана з використанням набору операторів $F, \Phi_n, \Phi_b, \Phi_c, A, T$ і відповідно будь-який частотно-логічний елемент може бути побудований на основі елементів, що реалізують оператори цього набору.

Таким чином, набір операторів $F, \Phi_n, \Phi_b, \Phi_c, A, T$ є повним, тобто утворює базис. Однак, цей базис є надмірним.

Теорема 1.1. *Набір операторів $F, \Phi_b, \{\Phi_c^i\}, A, T, i = \overline{0, k-1}$ утворює базис.*

Доведення. Нехай для виділення інформаційних сигналів з сигналів, що сформовані при дії оператора F використовується оператор Φ . Цей оператор описує виділення сигналів ω^* , які задовольняють умову

$$\omega^* > \omega_0.$$

Це означає, що він забезпечує виділення усіх інформаційних сигналів від ω_0 до ω_k . Але таке виділення можуть забезпечити K операторів Φ_c з відповідними коефіцієнтами передавання. Тобто замість оператора Φ_b можна застосовувати набір операторів $\{\Phi_c^i\}, i = \overline{0, k-1}$.

Нехай для виділення інформаційних сигналів використовується оператор Φ_n . Він описує виділення сигналів ω^* , що задовольняють умову

$$\omega^* \leq \omega_{k-1}.$$

Цей оператор також як і оператор Φ_b забезпечує виділення всіх інформаційних сигналів від ω_0 до ω_{k-1} . Тобто оператор Φ_n також можна замінити набором операторів $\{\Phi_c^i\}$.

Таким чином, виділення інформаційних сигналів можна забез-

печити тільки з застосуванням набору операторів $\{\Phi_c^i\}$. Оператори F, Φ_B, A, T описують інші перетворення сигналів, що розглянуті вище.

Теорема доведена.

Виходячи із наведеного вище маємо такий узагальнений операторний опис радіочастотного логічного елемента

$$\begin{aligned} & X_1 \overset{1}{\uparrow} X_2 \overset{2}{\uparrow} X_3 \overset{3}{\uparrow} \dots X_m \overset{m}{\uparrow} X_{m+1} \overset{m+1}{\uparrow} X_{m+2} \overset{m+2}{\uparrow} \dots X_n \overset{n}{\uparrow} : \\ & \quad \downarrow \downarrow F \Phi_B \downarrow \downarrow F \Phi_B \dots \downarrow \downarrow F \Phi_B T \uparrow \dots \uparrow \\ & \quad (\downarrow \downarrow FT \uparrow \uparrow \dots \uparrow \downarrow \downarrow FT \uparrow \uparrow \dots \downarrow \downarrow FT \uparrow \uparrow \dots \uparrow) \\ & (\downarrow \downarrow \dots \downarrow A \Phi_c^0 \uparrow \downarrow \downarrow \dots \downarrow A \Phi_c^1 \uparrow \dots \downarrow \dots A \Phi_c^{k-1}) \downarrow \downarrow \dots \\ & \quad \downarrow AT \downarrow \downarrow \dots \downarrow A \uparrow \dots \downarrow \dots A \uparrow : \downarrow Y_1 \downarrow Y_2 \dots \downarrow Y_r. \end{aligned}$$

Такому операторному опису відповідає узагальнена структурна схема частотно-логічного елемента, що показана на рис. 1.2.

Тут T -елементи і Φ_B -елементи з першого до m -го забезпечують формування повного проміжного результату для вхідних сигналів X_1, X_2, \dots, X_m , блок $\{F\}$ здійснює перетворення проміжного результату з урахуванням допоміжних сигналів $X_{m+1}, X_{m+2}, \dots, X_n$. Блок $\{T\}$ забезпечує розгалуження сигналів, що формуються блоком $\{F\}$, а блок $\{A\}$ відповідним чином поєднує ці сигнали для подальшої їх фільтрації за допомогою смугових фільтрів $\Phi_c^0, \Phi_c^1, \dots, \Phi_c^{k-1}$. Блок $\{A\}$ забезпечує формування вихідних сигналів Y_1, Y_2, \dots, Y_r з набору інформаційних сигналів, що надходять з виходів фільтрів.

Особливість такої структури полягає у тому, що вона має набір елементів, який не залежить від функції, що реалізується, та набір елементів і зв'язків між ними, які повністю визначаються функцією, що реалізується.

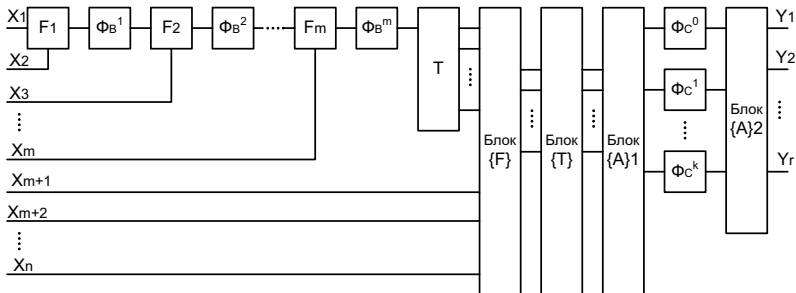


Рисунок 1.2 – Узагальнена структурна схема радіочастотного ло-

До першого набору відносяться F -елементи, Φ_v -елементи з першого до m -го, T -елемент і Φ_c^i -елементи. Кількість елементів залежить тільки від кількості змінних функцій.

Наявність T -елемента не залежить від функції, що реалізується, а залежить лише кількості його виходів. Кількість Φ_c^i -елементів залежить від кількості символів алфавіту A .

Дуже важливою особливістю такої структури є те, що в ній з самого початку принципово закладена можливість застосування одних і тих же елементів для реалізації різних функцій, тобто питання сумісної мінімізації функцій розв'язується одночасно з синтезом схеми для кожної функції окремо.

Таким чином, для синтезу частотно-логічного елемента необхідно визначити кількість і значення допоміжних сигналів $X_{m+1}, X_{m+2}, \dots, X_n$. Кількість T -елементів у блоці $\{T\}$, A -елементів у блоках $\{A\}$ 1 і 2, а також відповідних зв'язків між елементами блоків.

Кількість F -елементів у блоці $\{F\}$, а також кількість виходів T -елемента дорівнює кількості допоміжних сигналів.

Виходячи з цього пропонується такий метод синтезу частотно-логічних елементів:

1. Скласти табличний опис частотно-логічної функції Y , який повинен містити K^m частотних наборів і відповідних їм значень функції.

2. Для кожного частотного набору визначити повний проміжний результат Z_{m-1} .

3. Обчислити значення Δ_l ($l = \overline{0, k^m - 1}$) функції Δ :

$$\Delta_l = Z_{m-1,l} - Y_l,$$

де $Z_{m-1,l}$ – значення певного проміжного результату Z_{m-1} на l -му частотному наборі; Y_l – значення частотно-логічної функції Y на l -му наборі. Кількість різних значень Δ_l визначає кількість допоміжних сигналів, а самі значення Δ_l є значеннями цих сигналів.

4. Обчислити значення δ_{lj} ($j = \overline{1, n - m}$) функції δ_j :

$$\delta_{lj} = Z_{m-1,l} - \Delta_j,$$

де Δ_j – значення функції Δ .

Загальна структурна схема алгоритму програми синтезу радіочастотних логічних та операційних елементів показана на рис. 1.3.

5. Визначити значення C_{lj} функції незалежності C_j

Наукове видання

**Кичак Василь Мартинович
Семенова Олена Олександрівна**

**РАДІОЧАСТОТНІ ТА ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНІ
ЕЛЕМЕНТИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ**

Монографія

Редактор С. Малішевська
Оригінал-макет підготовлено О. Семеновою

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95
ВНТУ, ГНК, к. 114
Тел. (0432) 59-85-32

Підписано до друку 17.07.2008 р.
Формат 29,7×42¼ Папір офсетний
Гарнітура Times New Roman
Друк різнографічний Ум. др. арк. 9,41
Наклад 100 прим. Зам № 2008-102

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького національного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95
ВНТУ, ГНК, к. 114
Тел. (0432) 59-81-59

Замовити цю книгу <https://press.vntu.edu.ua/index.php/vntu/catalog/book/420>

Видавництво Вінницького національного технічного університету

<https://press.vntu.edu.ua/index.php/vntu/catalog>