

3. МЕТОДИ СИНТЕЗУ СІТКИ ЧАСТОТ ІЗ ПОТРІБНИМИ ФАЗОЧАСТОТНИМИ ПАРАМЕТРАМИ

Проблема синтезу сітки частот із потрібними параметрами є визначальною в теорії синтезу частот і може розглядатися із позицій теорії ФЧВ і ПР як задача обернена до вимірювання вказаних параметрів. В той же час спираючись лише на класичні методи визначення частоти або фази для радіосигналів дає досить наближені, і досить часто явно невірні результати, при цьому виникають значні методичні похибки, що викликані неадекватністю класичних математичних моделей. Тому завдання даної глави - розглянути вказану проблему по-новому і виявити всі негативні та позитивні моменти.

Формування радіосигналів (мається на увазі з фінітним спектром) із каліброваними значеннями частоти, а іноді і фазових співвідношень в багатоканальних системах є актуальним завданням не лише метрології, але і сучасних технологій та засобів телекомунікацій і апаратури спеціального призначення.

Як відомо, класичний синтез частоти базується на двох напрямках:

- прямий пасивний (активний) синтез;
- посередній синтез (ФАПЧ).

Тому будь-які відомі та нові методи в тій чи іншій мірі можуть бути віднесені до одного із напрямків або ж бути їх комбінацією. Таким чином, загальний напрямок буде складатися із трьох можливих варіантів.

В той же час, спираючись на визначення теорії фазочастотних вимірювань та перетворень радіосигналів (ФЧВ і ПР), говорити про частоту є не завжди вірною і адекватною моделлю, яка, як правило, не відповідає реальним сигналам.

Тому, посилаючись на визначення "частоти" радіосигналів [245], є сенс говорити лише про секвентність (частотність пересікання сигналом нульового рівня) [247, 248], і тоді по-новому можна розглянути багато із завдань синтезу секвентності, особливо в галузі імпульсних послідовностей, для котрих всі визначення відносно секвентності справедливі відносно першої гармоніки спектральної складової згідно перетворення Фур'є [221, 222, 248]:

$$S_1(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)e^{-i\omega t} dt$$

Більш детального розгляду потребує напрямок формування розгортки повного фазового зсуву як функції часу $\psi(t)$ [225, 226], якому і присвячена дана глава.

Спочатку визначимо місце вказаного напрямку в загальній

класифікаційній таблиці (рис.3.1).

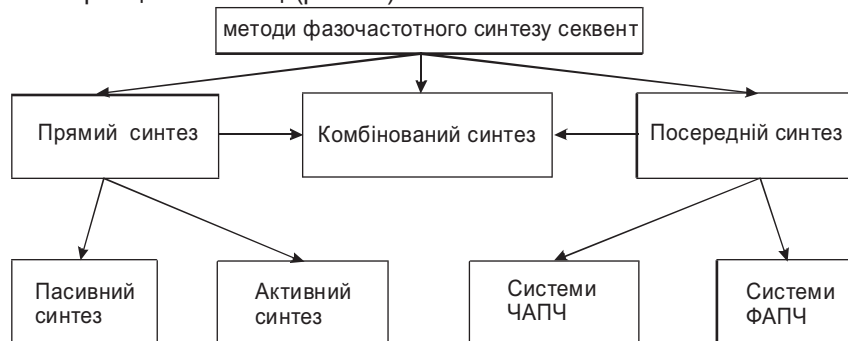


Рис.3.1. Узагальнена класифікація методів фазочастотного синтезу

Оскільки системи посереднього синтезу (використання кола зворотного зв'язку підстроювання частоти) досить відомі, але для значного кола завдання швидкісної зміни секвентності в широкому діапазоні частот є цілком непридатними, тому основну увагу будемо звертати на системи секвентного прямого синтезу, так як комбінований синтез та пасивний синтез є його похідними.

Для початку введемо деякі постулати, згідно яких будемо вибирати методи та пристрої синтезу для більш детального їх аналізу.

Постулати фазочастотного синтезу секвент:

1. Всі пристрої прямого (цифрового) синтезу формують секвенту $S_f(t)$, а не частоту $f(f)$.
2. Постійна складова повинна бути відсутня, (для деяких вона може бути), що принципово не впливає на $S_f(t)$.
3. Ривок фази (відносний часовий зсув фронтів від детального значення $S_f(t)$, повинен бути мінімальним.

4. Динамічний діапазон синтезованих значень $D = \frac{S_{f \max}}{S_{f \min}}$ повинен бути максимально можливим.

5. Швидкодія переходу із $S_{fi} \rightarrow S_{fi+1} \rightarrow S_{fi+2} \dots \rightarrow S_{fk}$ - повинна бути мінімальною (кратна тактовій частоті f_T).

6. Максимальне значення $S_{f \max}$ повинно наближатися до f_T .
7. Реалізації методу синтезу повинні мати регулярну (цифрову) структуру, інваріантну до функціональних можливостей елементної бази.

Задовольнити всім цим вимогам, забезпечивши максимальні значення показників, відомими методами неможливо, тому пошук такого ідеального синтезатора залишається актуальним питанням. В той же час, при зменшенні вимог і забезпеченні деяких можливих параметрів (або групи параметрів) можливо підібрати оптимальні структури, включаючи нові розробки із теорії ФЧВ і ПР [178, 221-223].

На думку автора, зараз відомі шість методів, котрі в тій або іншій мірі здатні вирішити проблеми синтезу $S_f(t)$, але ними не вичерпуються всі можливості теорії ФЧВ і ПР. Для того, щоб можна було порівняти методи між собою розглянемо їх основні властивості з єдиних позицій ФЧВ і ПР в рамках завдання формування розгортки $\psi(t)$ [225, 226].

3.1. Класичні методи прямого цифрового синтезу частоти

Першим розглянемо найбільш відомий метод синтезу, який використовується відомими фірмами Hewlett Packard, Qwellcom, Analog Devises та іншим, при побудові синтезаторів (генераторів) - метод накопичувального суматора [1, 5, 224 та інші].

Σ Принцип дії полягає в накопиченні кодів (заданого значення вихідної секвенти) з тактовою частотою f_T . Сигнал переповнення буде з'являтися із секвентністю:

$$S_f(f) = \frac{K}{2^N} f_T ,$$

де K (число) код секвенти: $K \in (0..2^{N-1})$.

Звідки можна вирахувати всі інші важливі параметри:

- максимальна секвента, що синтезується:

$$S_{f_{\max}} = \frac{2^{N-1}}{2^N} f_T = f_m / 2 ;$$

- мінімальна секвента, що синтезується:

$$S_{f_{\min}} = \frac{2^0}{2^N} f_T = \frac{f_T}{2^N} ,$$

- ривок фази $\Delta\varphi \leq \pi(180^\circ)$, і може бути $\Delta\varphi \in (0 \dots \pi)$;
- динамічний діапазон:

$$D_{\Sigma} = \frac{S_{f \max}}{S_{f \min}} = \frac{2^{N-1} / 2^N}{2^0 / 2^N} = 2^{N-1} - 1;$$

- швидкодія перестройки кратна $t_n = 1/f_T$ і залежить від співвідношення S_{fi} і S_{fi+1} та методу виводу вихідного сигналу.

В той же час, незважаючи на можливість використання для багаторівного синтезу молодших розрядів суматора Σ , даному методу притаманна істотна проблема, викликана наявністю сигналу переносу, величина затримки котрого пропорційна кількості розрядів суматора N , і збільшення швидкодії елементної бази в два рази зводиться нанівець із збільшенням розрядності на 1-2 розряди.

Ефективність використання паралельних суматорів та схем прискореного переносу при $N \geq 64$, робить структуру важкореалізованою навіть у інтегральному виконанні, коли:

$$\tau_{\Sigma} = \frac{1+2}{f_T}.$$

Окрім того, наявність суттєвого фазового шуму ($\Delta\varphi \leq \pi$), а також $f_{\max} \leq 0,5f_T$ не дають змоги в повній мірі реалізувати можливості синтезу закону зміни $\psi(t)$ шляхом накопичення значень фази $\varphi_i(t)$;

$$\Psi(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \varphi_i(t); \quad S_{f(t)}(t) = \text{Mod}_{2\pi} \Psi(t).$$

Іншим підходом до синтезу секвенти є подільники частоти з дробовим співвідношенням коефіцієнта ділення, котрий реалізований

у популярній мікросхемі 155IE8 (133IE8), тому такий підхід називаємо методом проріджування тактової послідовності імпульсів або IE8.

IE8

Принцип дії полягає в упорядкуванні розташування

імпульсів тактової послідовності із вилученням їх певної кількості і більш-менш рівномірному розташуванні заданої кількості на періоді повторення кодової послідовності із секвентністю:

$$S_{f(t)} = \frac{K}{2^N} f_T,$$

де K- код секвенти $K \in (0..2^N - 1)$.

Звідси можна вираховувати всі важливі параметри синтезатора типу IE8:

- максимальне значення секвенти:

$$S_{f_{\max}} = \frac{2^N - 1}{2^N} f_T = f_T - \frac{f_T}{2^N};$$

- мінімальне значення (дискрет зміни) секвентності:

$$S_{f_{\min}} = \frac{f_T}{2^N};$$

- динамічний діапазон зміни секвент:

$$D = \frac{S_{f_{\max}}}{S_{f_{\min}}} = \left(1 - \frac{1}{2^N}\right) \sim 1_{|npu \ N \rightarrow \infty};$$

- ривок фази $\Delta\varphi \equiv 2\pi$ - іде виривання імпульсу із регулярної послідовності f_T ;

- швидкість перестройки не може бути проаналізована, тому що залежить від положення переходу зміни кодів і стану коду опорного лічильника IE8, а також коду попередньої секвенти.

Таким чином, всіх можливих варіацій є:

$$x \sim 2^N \times 2^{N-1},$$

і технічно визначати їх недоцільно, вважаючи дійсною оцінку:

$$t_{\text{rep.max}} \leq \frac{2^N}{f_T}.$$

Даний напрямок, на відміну від інтеграторів дробової частини $\{\Psi(t)\} = \varphi(t)$, використовує прирости, кратні фазовому циклу $[\Psi(t)] \equiv 1$ цілої частини $\Psi(t)$, тобто йде розгортка фазових циклів, звідки і наявність значних фазових ривків та інших проблем.

В той же час, динамічний діапазон майже в два рази більший ніж у

$$\Sigma, \text{ за рахунок збільшення } f_{\text{max}} \approx f_T.$$

Ще одним представником фазочастотного синтезу можна вважати генератор (синтезатор із змінною архітектурою) функцій Уолша ($\text{wal}(\varphi, \theta)$), що комутується [225, 226].

Даний напрямок не отримав широкого застосування, так як не розроблені оптимальні алгоритми кодокерованої перебудови архітектури синтезатора під задану секвентність $S_f(K)$ та істотну складність схеми комутації при двійковому керуванні. Однак даний напрямок є досить перспективним, коли потрібно синтезувати одночасно декілька $S_f(i)$, котрі не змінюються у часі, або кількість змін $m = i_{\text{max}} - i_{\text{min}}$ незначна і складає величину 10...20.

Назвемо даний напрямок $\text{Wal}(N, \Theta)$ - генерація функції Уолша і розглянемо основні характеристики для подальшого порівняння методів.

$\text{Wal}(N, \Theta)$ Принцип дії полягає у виборі потрібної $S_f(K)$ шляхом утворення генератора із змінною архітектурою згідно загального виразу для функцій Уолша [225-227, 247, 248]:

$$wal(N, \Theta) = \prod_{k=1}^n [r_k(\Theta)]^{k_{n-k+1} \oplus k_{m-k}},$$

де $r_k(\Theta)$ - відповідні степені Радемахера [247, 248].

Не вдаючись в особливості побудови класичних генераторів та методів отримання всього набору функцій ($wal(\varphi, \theta)$), визначимося із основними їх характеристиками:

- максимальне значення секвенти функції $wal(K_{\max}, \Theta)$, що синтезується

$$S_{f_{\max}} = \frac{K_{\max}}{2^N} f_T = f_T,$$

враховуючи, що послідовність імпульсів $f_T \in wal(2^N, \Theta)$ із

секвентністю $S_{f_{\max}} = 2^N$:

- мінімальне значення секвенти:

$$S_{f_{\min}} = \frac{f_T}{2^N};$$

- динамічний діапазон:

$$D = \frac{S_{f_{\max}}}{S_{f_{\min}}} = 2^N - 1;$$

- ривок фази $\Delta\varphi \equiv \pi$ - іде виривання (добавлення) півперіоду імпульсної послідовності, що є наслідком виконання операції \oplus (підсумовування за модулем 2).

Швидкодія перестройки $\boxed{Wal(N, \Theta)}$ синтезатора визначається за принципом побудови та швидкодією спрацювання комутуючих

мультиплексорів та суматорів по Mod2 і може складати час $\Delta t_{\text{пер}} \sim \frac{1}{f_T}$,

так як синтезатор не містить елементів з пам'яттю в колах розповсюдження сигналів як у Σ .

Істотним недоліком даного напрямку є складність практичної реалізації кодокерованої зміни внутрішньої архітектури синтезатора, але застосування FLEXlogic- технологій дозволяє суттєво поліпшити даний параметр.

Всі розглянуті вище методи в тій чи іншій мірі є відомими, а перші два навіть мають значне практичне застосування, крім того є також і нові розробки, що цілком є породженням теорії ФЧВ і ПР, але їх характеристики мають істотні відмінності від відомих [3, 5, 12, 225-227, 247].

3.2. Методи синтезу секвентності імпульсної послідовності прямокутних імпульсів

Першим представником є вироджені структури часо-імпульсних перетворювачів в режимі кодокерованого подільника частоти, котрі можна назвати кодокерованими напівсуматорами секвент, функціональна схема яких зображена на рис.3.2.

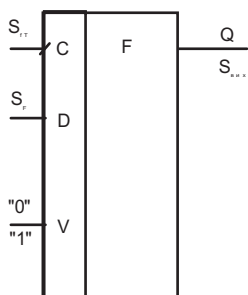


Рис.3.2. Напівсуматор секвент

Рівняння перетворення можна записати так:

$$S_{вих} = \left(\frac{S_{f_T} + V \cdot S_F}{2} \right),$$

яке розбивається на два:
- відповідно при $V=0$:

$$S_{вих|V=0} = f_T / 2,$$

-режим подільника на два ($/2$),
-та при $V=1$:

$$S_{вих|V=1} = \frac{S_F + S_{f_T}}{2},$$

- режим напівпідсумовування секвент.

Синтезатор секвент на касадно з'єднаних напівсуматорах секвент реалізує функцію перетворення [93, 135, 168, 179, 225, 227]:

$$S_{\text{вих}} = \frac{S_{f_T}}{2^N} + \sum_{i=0}^{N-1} \frac{V_i 2^i}{2^N} S_{f_T}.$$

При каскадному з'єднанні комірок старший розряд керування буде знаходитись у вихідній комірці (останній у ланцюжку), а молодший - у першій комірці, вихід якої з'єднується із входом D наступної [226].

Позначимо даний напрямок використання напівсуматорів секвент

$$\sum \frac{S_T + VS}{2}$$

і розглянемо його основні технічні характеристики :

$$\sum \frac{S_T + VS}{2}$$

Принцип дії синтезатора секвент полягає у їх динамічному

складанні з динамічними коефіцієнтами зі ступенями $\frac{1}{2^i}$ і утворенні

результуючої секвенти як двійкового вагового набору від S_{f_T} , згідно

коду $S_{\text{вих}}(N)$, що нагадує звичайний суматор \sum , але в ньому відсутня проблема наскрізного переносу [135, 225-227].

Основні характеристики відрізняються від класичного накопичувального суматора і відповідно складають:

- максимальне значення секвенти, що синтезується:

$$S_{f_{\max}} = f_T ;$$

- мінімальне значення секвенти, що синтезується:

$$S_{f_{\min}} = \frac{f_T}{2^N} ;$$

- динамічний діапазон зміни секвент:

$$D = \frac{S_{\max}}{S_{\min}} = 2^N - 1 ;$$

- ривок фази:

$$\Delta\varphi \leq \pi(S_{\text{вих}} \in (0 \div S_{\text{max}})), \quad \Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2} \left(S_{\text{вих}} \in \left(0 \div \frac{S_{\text{max}}}{2} \right) \right);$$

- швидкодія перестройки залежить від попереднього та наступного значення коду секвенти, але максимальне значення не перевищує N тактів, тобто:

$$t_{3,\text{max}} \leq \frac{N}{f_T}.$$

Простота архітектури полягає у використанні типових комірок напівсуматорів секвент, що дуже зручно для автоматизованого проектування в системі MAX+PLUS II 8.21 та інших [3, 5, 135].

Особливістю синтезатора є його синхронна паралельна організація, котра дозволяє збільшувати кількість розрядів без втрати швидкодії та відсутність проблеми, викликаной затримкою розповсюдження переносу, котра притаманна Σ' , при цьому

$$\sum \frac{S_T + VS}{2} \text{ має в два рази більше значення секвенти.}$$

Ще одним із нових методів є напрямок, оснований на генеруванні функцій трансверсії. Розроблені методи формування ортогональних сигналів, оснований на використанні трансвертера із структурою $\#\#$, який є чисто цифровим приладом.

Запропоновано загальні алгоритми формування функцій трансверсії, які можна записати у вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} trv(N, sign) = rad(i, \theta) TRVrad(k, \theta) \\ sign\{trv\} = sign \left\{ \prod_{i=1}^{k=i+n} rad(i) \oplus rad(i \pm 1) \right\} \end{array} \right\},$$

де $rad(i, q)$ - функція Радемахера.

На відміну від функцій Уолша ($wal(N, q)$), функції $trv^+(N)$ мають інші спектральні та кореляційні характеристики, але також є ортогональним набором функцій із специфічними властивостями.

Враховуючи, що операції здійснюються імпульсними сигналами складної, але все ж таки періодичної структури, можна говорити про секвентність (частотність) розроблених функцій trv . В залежності від

напрямую зміни приросту фазових зсувів змінюють і $sign\{trv\}$,
наприклад:

$$trv^+(0) = trv(5) - \text{секвентність } 5; \quad trv^+(1) = trv(9) - \text{секвентність } 9;$$

$$trv(0) = trv(3) - \text{секвентність } 3; \quad trv(1) = trv(7) - \text{секвентність } 7.$$

Для простих функцій першого порядку секвентність досить легко
знайти для будь-якого значення $trv \pm(N) = trv(2^n \pm 1)$,
співвідношення функцій $rad_i(q)/rad_k(q) = 2^n$, але завжди є
обмеження $N \geq 2$, яке накладено згідно вимог теорії ФЧВ та ПР.

Запропонована структурна схема трансвертерів простих trv
зображена на рис.3.3.

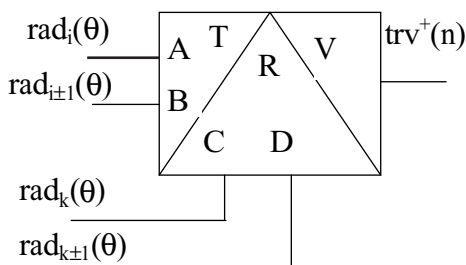


Рис. 3.3

Для вказаного найпростішого випадку знайдено декілька
цікавих властивостей:

$$trv^+(0) \oplus trv^-(0) = rad(i+1),$$

тобто підсумовування по Mod 2
дає меандрові функції вищого
порядку секвентності і створює

рекурентну систему рівнянь:

$$\begin{cases} trv^+(0) \oplus rad(i+1) = trv^-(0) \\ trv^+(0) \oplus rad(i+1) = trv^+(0) \end{cases},$$

яка справедлива для будь-якої простої $trv \pm(N)$.

Всі функції $trv \pm(N)$ є ортогональними між собою, на що вказує
математичне моделювання на ЕОМ їх кореляційних функцій [171, 183, 184]:

$$R(\tau, 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} trv(N, \theta) trv(k, \theta) d\theta \equiv 0, \quad k \neq i.$$

$$R(0) = \frac{1}{E^2} \int_{-\infty}^{+\infty} trv(N, \theta) trv(k, \theta) d\theta \neq 0, \quad k = i$$

Проведено також дослідження функцій $trv(N)$ більш високого порядку, а також їх спектральних характеристик, із яких видно, що максимум спектральної активності відповідає секвенті trv і на 12...20 дБ перевищує всі інші складові [183, 184].

Враховуючи, що для формування різних секвент використовується двійкова арифметика, із врахуванням обмежень на співвідношення секвент вхідних сигналів трансвертера, на графіку (рис.3.4) показаний один із розроблених автором алгоритмів формування дискретної сітки секвент в межах 1...10.

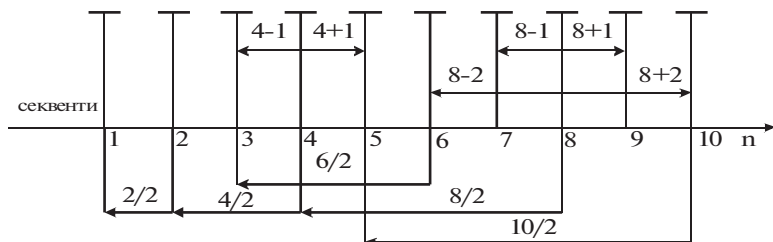


Рис. 3.4

Як бачимо, деякі секвенти можливо отримати прямим діленням вищих секвент, а також шляхом трансверсії, наприклад: $3=6:2$, $3=4-1$, і т.д. Введемо позначення напрямку синтезу секвент на основі функцій $trv(N, \theta)$ $trv(N, \Theta)$ і розглянемо його характеристики при синтезі секвент.

$trv(N, \Theta)$ Принцип дії синтезатора секвент полягає у створенні штучного ефекту Доплера в послідовності прямокутних імпульсів (функції Радемахера) $rad(k, q)$ відносно другої послідовності. При цьому секвентність обох послідовностей може складатися:

$$S_{вих} = S_{ex1} + S_{ex2}(trv^+),$$

або відніматися від більшого значення менше ($S_{ex1} \geq 4S_{ex2}$):

$$S_{вих} = S_{ex1} - S_{ex2}(trv^-).$$

На підставі вказаних вище моделей та законів перетворення можна привести основні технічні характеристики синтезатора секвенти:

- максимальна секвентність:

$$S_{\max} = 1,25 f_T \text{ (при наявності квадратури } f_T \text{)},$$

$$S_{\max} = 0,625 f_T \text{ (при меандрових послідовностях } f_T \text{ (rad(k, q)))};$$

- мінімальна секвентність:

$$S_{\min} = \frac{f_T}{2^N};$$

- динамічний діапазон:

$$D = \frac{S_{\max}}{S_{\min}} = 1,25 \cdot 2^N (0,625 \cdot 2^N);$$

- ривок фази $\Delta\varphi \equiv \frac{\pi}{2}$, -закладений принципом формування функції trv , але при використанні тригерів-подільників, згідно наявності паралельних алгоритмів утворення S_{aux} різними методами, $\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2}$.

Для отримання всього набору $S_{\min} \div S_{\max}$ необхідно вибрати критерій оптимальності структури чи за чистотою спектра, чи за швидкістю перестройки, яка на пряму залежить від архітектури та взаємодії трансвертів.

Для вироблення практичних порівняльних рекомендацій зведемо всі основні характеристики до таблиці 3.1.

Використання нових методів $\left[\sum \frac{S_m + VS}{2} \right]$ та $\left[trv(N, \oplus) \right]$ відкриває принципово нові можливості синтезу сигналів із необхідною секвентністю, причому параметри сигналів можуть бути оптимізовані під конкретне завдання.

Всі функції trv та сигнали, отримані на їх основі, можуть знайти широке використання не лише для синтезу сітки частот, а і для формування ортогональних сигналів для кодового розділення, в асинхронних та синхронних адресних системах зв'язку, а також для кодування інформації, реалізації вимірювальних приладів із ортогональною обробкою сигналів, що виходить за рамки даного розділу і буде розглянуто далі.

Таблиця 3.1

| характеристика | Σ | IE8 | Wal(N, \oplus) | $\Sigma \frac{S_T + VS}{2}$ | trv(N, \oplus) |
|--|---|-----------------------------|----------------------------|---|--|
| максимально синтезуєма $S_{f \max}$ | $\frac{f_m}{2}$ | $f_m(1 - \frac{1}{2^N})$ | f_T | f_T | $1,25f_T$ $0,625f_T$ |
| мінімально синтезуєма $S_{f \min}$ | $\frac{f_m}{2^N}$ | $\frac{f_T}{2^N}$ | $\frac{f_T}{2^N}$ | $\frac{f_T}{2^N}$ | $\frac{f_T}{2^N}$ |
| динамічний діапазон $D = \frac{S_{f \max}}{S_{f \min}}$ | $2^{N-1} - 1$ | $(1 - \frac{1}{2^N})$ | $2^N - 1$ | $2^N - 1$ | $1,25 \cdot 2^N$ $(0,625 \cdot 2^N)$ |
| ривок фази $\Delta\varphi$ | $\Delta\varphi \leq \pi(180^\circ)$ $\Delta\varphi \in (0 \div \pi)$ | $\Delta\varphi \equiv 2\pi$ | $\Delta\varphi \equiv \pi$ | $\Delta\varphi \leq \pi(180^\circ)$ $\Delta\varphi \leq \pi/2$ | $\Delta\varphi \equiv \pi/2$ $\Delta\varphi \leq \pi/2$ |
| швидкодія пере налагодження | кратна $\frac{1}{f_m}$ | $t_{з.\max} \leq 2N/f_T$ | кратна $\frac{1}{f_m}$ | $t_{з.\max} \leq N/f_T$ | кратна $\frac{1}{f_m}$ |
| складність реалізації | середня | низька | складна | середня | складна |

3.3. Фазові портрети формування секвентності послідовностей прямокутних імпульсів

При формуванні послідовностей із заданою секвентністю на основі відомих методів та нових напрямків, що виходять із теорії фазочастотних вимірювань (ФЧВ) та перетворень радіосигналів (ПР) [202, 225, 226], можлива багатоваріантність реалізацій. Тобто можливо формування декількох послідовностей із однаковою секвентністю на заданому проміжку часу і різниця полягає лише у формі сигналів і виникає проблема не лише якісної і кількісної оцінки та порівняння послідовностей. Найбільш характерними для сигналів у вигляді послідовності прямокутних імпульсів є спектральні, і оскільки немає загальних кількісних критеріальних оцінок, які як правило базуються на конкретних випадках [225], тому потрібно знайти характеристики, котра б однозначно могла характеризувати спектральні характеристики сигналів. Оскільки амплітуди імпульсів незмінні, а змінюються лише часові характеристики (шпаруватість, тривалість та квазіперіод), то мова йде про складні види модуляції типу ФІМ-ШІМ-ЧІМ, які мають складну нелінійну залежність характеристик спектру від глибини та параметрів модуляції.

В той же час в [226] введено як один із порівняльних характеристик ривок фази $\Delta\varphi$, але навіть його значення не є визначальним при порівнянні методів, тому пропонується розглянути на загальній площині поведінку фазових портретів розгортки формувальних сигналів за параметром - повна фаза- $\psi(t)$.

Для з'ясування єдності пропонуємо метод для порівняння сигналів, особливо з однаковою секвентністю $S_f(t)$, розглянемо спочатку найпростіші моделі та визначимо особливості при їх порівнянні.

Суть методу побудови фазового портрету розгортки виходить із визначення частоти (секвентності) радіосигналу, згідно теорії ФЧВ і ПР [225,226], згідно якої:

$$f(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = \psi(t) = N_{\phi u} + \varphi,$$

тобто секвентність $S_f(t)$ (характеризується як швидкість зміни повної фази $\psi(t)$). Але враховуючи, що для сигналу типу “меандр” можна розглянути як апроксимацію ступінчастої функції, $S_f(t)$ неперервної

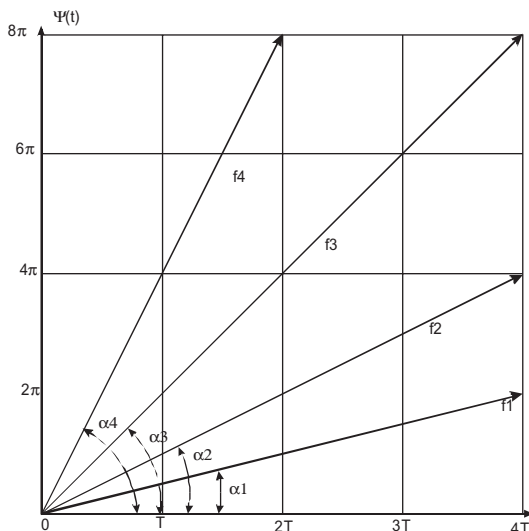


Рис. 3.5

функції $f(t)$, що і зображено на рис.3.5.

Як видно кути нахилу $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_i$ пропорційні частоті f_1, f_2, \dots, f_i відповідних меандрів.

Що стосується осі $\psi(t)$, то зрозуміло, що за $t = T$, функція f_2 “накручує” $\psi(t) = 2\pi$ (повний фазовий цикл- $(N_{\phi_i} = 1)$).

Співвідношення частот $f_1 \div f_4$ може бути не кратним $1/T$, але для послідовності типу “меандр” однозначно фазовий портрет буде пряма лінія (якщо розглядати поточні значення як неперервні).

В реальному сигналі із шпаруватістю $N = 2$, розглядати прирости фази, які накопичуються $\sum \Delta\varphi_i \rightarrow \psi(t)$, тоді, якщо позначити лише можливі для порівняння (знаходження) $\Delta\varphi$, точки сигналу фазової характеристики апроксимуються сходінками із

кроком $t_{кр} = T/2$ (що є характерною ознакою меандру $N = 2 \frac{\tau}{T} = 2$).

Як видно із рис. 3.6, ступінчасті фігури вписуються під лінії частоти $f_1 \div f_4$ і крок наростання $\Delta\varphi_i$ однозначно визначає $S_i(N)$ і f_i . Ситуація буде змінюватися коли сигнали матимуть форму відмінну від меандру, але мають чітко виражений період $T_{нов}$, але $\tau = \text{var}$ при цьому фазовий портрет зміниться, наприклад, $S_f(2,0)$ і $S_f(1/4)$.

Очевидно що прирости $\Delta\varphi_i$ у характерних точках мають різні значення пропорційні τ , або τ/T , тобто фазовому зсуву.

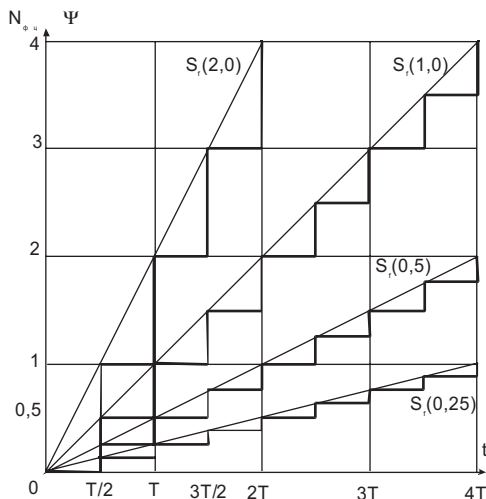


Рис.2.6. Фазові портрети секвент $S_r(N)$ для різних $\Psi(t)$

Знизу по вісі t зображені часові розгортки форми сигналів “немеандрового” і рівносеквентного меандру. Як видно лише в $3T$ форма збігається і ривки:

$$\Delta\varphi_i \equiv \Delta\varphi_{i+1}.$$

Внаслідок того, що:

$$\Delta\varphi_i \neq \Delta\varphi_{i+1},$$

утворюється модульована послідовність імпульсів і характеристики спектру

такої послідовності останньої змінюється, але однозначно:

$$\Delta\varphi = |\Delta\varphi_i - \Delta\varphi_{i+1}|$$

пропорційно кількості та рівним паразитних складових спектру.

Розглянемо тепер фазові портрети, які характерні для класичного методу синтезу секвентності імпульсної послідовності на основі накопичувачого суматора.

Для зручності графічних побудов та сприйняття візьмемо випадок 3- бітного суматора (рис.3.7) і розглянемо всі можливі значення та фазові портрети синтезуємих секвент.

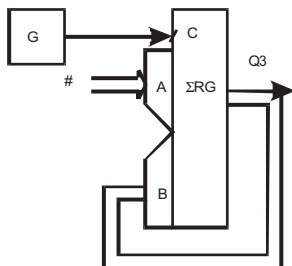


Рис.3.7. Трибітний суматор

Згідно [225, 226] кількість секвент:

$$S_{f \max} = \frac{f_T}{2}, \quad S_{f \min} = \frac{f_T}{2^N}$$

$$D = 2^{N-1} - 1 = 2^{3-1} - 1 = 3$$

(не рахуючи нульової).

Внизу, під графіком зобразимо відповідні часові діаграми вихідного сигналу старшого розряду

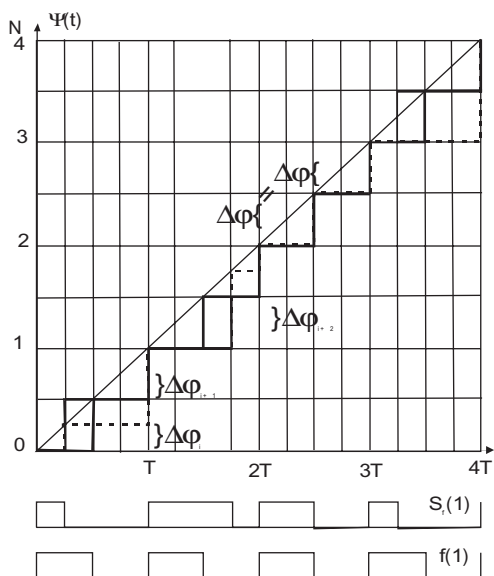


Рис. 3.8. Фазові портрети секвенти $S(t)$ при "немеандрових" сигналах $f(t)$

суматора Q3, рис.3.8.

В таблиці 3.2 наведено цифрові послідовності розгортки накопичення $\Psi(t)$ по Mod8 для трибітного накопичуючого суматора, із визначенням двійкового коду старшого розряду Q3, що є виходом синтезатора секвенти.

Як видно Σ дійсно забезпечує синтез секвент від 1 до 4, від збільшення коду S_f більше 4, до зменшення секвентності, що є принциповим обмеженням частотного

Таблиця 3.2

| КОД S_f | | Розгортка накопичення $\Psi(t)$ по Mod8 | | | | | | | | | | | | | | | | Вихід секвенти |
|-----------------------|------------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|----|----|----|----------------|
| тактова послідовність | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | |
| 1 | поточна Σ | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 1 |
| | Вихід Q3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 2 | поточна Σ | 0 | 2 | 4 | 6 | 0 | 2 | 4 | 6 | 0 | 2 | 4 | 6 | 0 | 0 | 2 | 4 | 2 |
| | Вихід Q3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 3 | поточна Σ | 0 | 3 | 6 | 1 | 4 | 7 | 2 | 5 | 0 | 3 | 6 | 1 | 4 | 7 | 2 | 5 | 3 |
| | Вихід Q3 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 4 | поточна Σ | 0 | 4 | 0 | 4 | 0 | 4 | 0 | 4 | 0 | 4 | 0 | 4 | 0 | 4 | 0 | 4 | 4 |
| | Вихід Q3 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 5 | поточна Σ | 0 | 5 | 2 | 7 | 4 | 1 | 6 | 3 | 0 | 5 | 2 | 7 | 4 | 1 | 6 | 3 | 3 |
| | Вихід Q3 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 6 | поточна Σ | 0 | 6 | 4 | 2 | 0 | 6 | 4 | 2 | 0 | 6 | 4 | 2 | 0 | 6 | 4 | 2 | 2 |
| | Вихід Q3 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 7 | поточна Σ | 0 | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 1 |
| | Вихід Q3 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

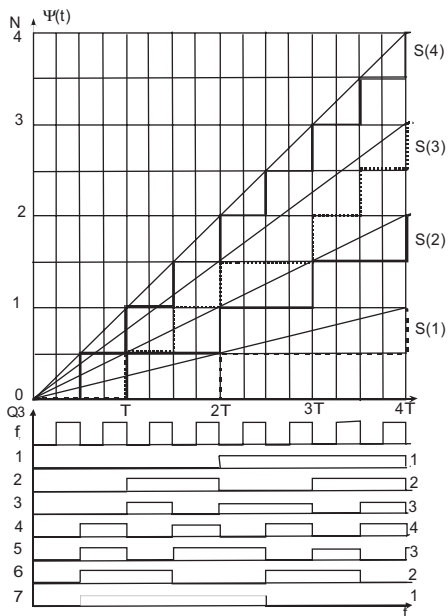


Рис. 3.9

діапазону Σ .

Використовуємо отримані послідовності у вигляді часових діаграм для побудови фазових портретів (рис.3.9).

Як видно $S_f(3)$ має істотні відхилення від “меандрової” лінії і це буде викликати фазові шуми та збагачення спектру, тому даний метод можна використовувати для якісного та технічного порівняння спектральних характеристик секвент.

Для кодів секвенти $K > 4$ діаграми мають такий же вигляд лише є на так, тому спектри їх однакові, тобто:

$$|S_{S1}(j\omega)| \equiv |S_{S7}(j\omega)|,$$

$$|S_{S2}(j\omega)| \equiv |S_{S6}(j\omega)|,$$

$$|S_{S3}(j\omega)| \equiv |S_{S5}(j\omega)|;$$

Оскільки синтезатори секвент за методом **IE8** та **Wal** принципово не відрізняються від Σ , тому нарисуємо спрощений варіант їх фазових портретів із врахуванням, що синтезатор типу IE8 забезпечує прирости $\Delta\psi_i \geq 2\pi$, а синтезатор **Wal** $\Delta\phi = \pi$, а діапазон:

$$S \in \left(S_{\min} = \frac{f_T}{2^N} \div f_T \left(1 - \frac{1}{2^N} \right) \right):$$

Для спрощення побудови та можливості порівняння виберемо 3-бітний код керування IE8, та вісім перших функцій Уолша.

Для прикладу виберемо дві складних секвенти S(3) і S(5),

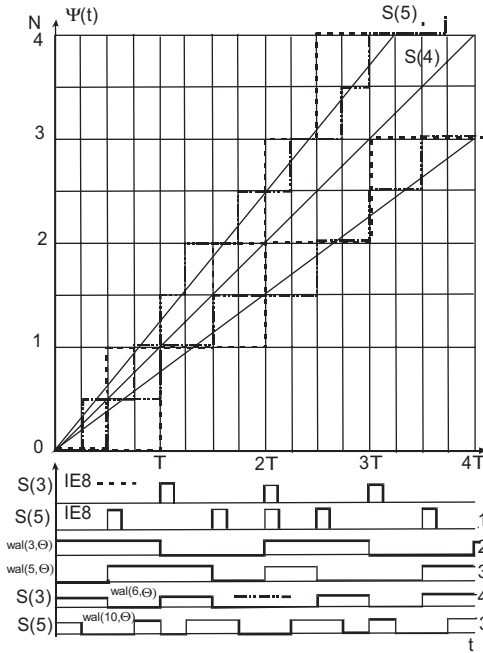


Рис. 3.10

вказану особливість потрібно врахувати при проектуванні синтезаторів та \overline{wal} .

Кількісно сумарний рівень паразитних складових спектрів, що відрізняють його від ідеального синусоїдального сигналу з частотою:

$$S(K) \equiv f_K.$$

Для знаходження кількісних характеристик спектрів та їх відхилень потрібно взяти перетворення Фур'є від сигналів $S_{IE8}(3)$, $S_{wal}(3)$ і т. п., наприклад, методом знаходження ДПФ. Але навіть з рис. 3.10, видно наявність викидів значних відхилень сигналів із секвентністю $S_{IE8}(3)$, $S_{IE8}(5)$, котрі більші ніж у сигналів синтезованих за методом wal, на що вказувалося в [226].

Оскільки нові методи секвентного синтезу із використання напівсуматорів секвент $\sum \frac{S + VS_2}{2}$ використання функцій трансверсій trv [184, 227], мають менший рівень фазових ривків $\Delta\phi$, то фазові

відповідно для IE8 та \overline{wal} , оскільки $S(1)$, $S(2)$ і $S(4)$ особливого інтересу не представляють, тому що є власними функціями ділення на основу системи числення 2.

Як видно з рис.3.10, часові діаграми $S(3)_{IE8}$ і $S(3)_{\overline{wal}}$ співпадають для виразу коли:

$$S(N) = wal(2N, \Theta),$$

тобто потрібно брати $\overline{wal}(N, \Theta)$ із подвійним номером N, для збігання секвентності із номером функції. Таким чином,

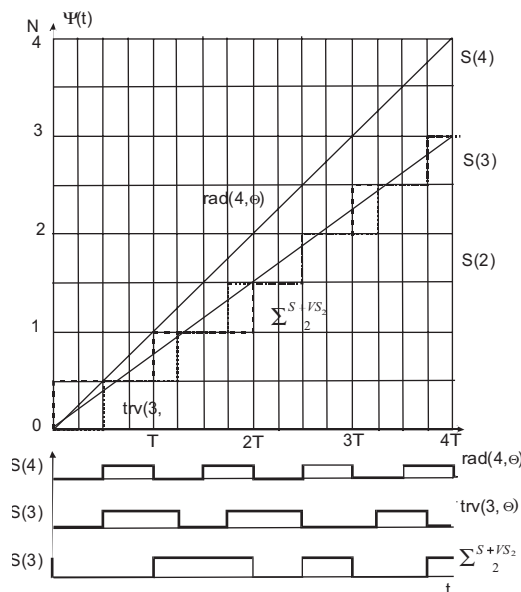


Рис. 3.11

портрети повинні бути більш наближеними до ліній $f(K)$.

Побудуємо фазові портрети для $S_{\Sigma}(3)$ і $S_{trv}(3)$ отримані методами $\left\lfloor \frac{S + V S_2}{2} \right\rfloor$ і $trv(N, \Theta)$ (рис.3.11).

Для порівняння наведемо графік меандрової функції $rad(8, q)$. Фазові ривки для синтезатора $trv(3, 0)$ не перевищують секвент $\Delta\varphi \equiv 180^\circ$, тобто він генерує функції Уолша.

Вказані ривки фази для обох синтезаторів справедливі лише коли реалізується прямий алгоритм синтезу набору функції $trv(N, \Theta)$ і не використовуються паралельні шляхи отримання секвент іншими можливими комбінаціями, включаючи ділення фрагментів багатоваріантності синтезу секвент в діапазоні $1 \div 10$ як показано на рис.3.4.

Для напівсуматора секвент $\left\lfloor \frac{S + V S_2}{2} \right\rfloor$ при наявності "0" в старших розрядах діє правило зменшення фазових ривків, в залежності від довжини серії "0", починаючи із старшого розряду.

Наприклад, серія:

$$101110000 - 4 \text{ "нулі", тоді } - \Delta\varphi = \frac{180^\circ}{2^4} = 11,15^\circ;$$

$$110100100 - 2 \text{ "нулі", тоді } - \Delta\varphi = \frac{180^\circ}{2^2} = 45^\circ.$$

Таким чином, оцінка фазового ривка:

$$\overline{\Delta\varphi_{\Sigma \frac{S+VS_2}{2}}} = \frac{\Delta\varphi}{2^K};$$

де K - кількість неперервної серії "0", починаючи із старшого розряду коду керування $\Sigma \frac{S+VS_2}{2}$.

Таким чином, запропоновані нові підходи до синтезу секвентності прямокутної послідовності імпульсів забезпечують оптимальний обмін фазового ривка сигналу на максимальну вихідну секвенту, хоча для використання функції $trv(K, \Theta)$ алгоритми отримання можуть бути багатоваріантними і потребують додаткової оптимізації.

На рис.3.12 наведена зведена порівняльна характеристика розглянутих методів з точки зору динамічного діапазону синтезованих секвент в залежності від коду керування.

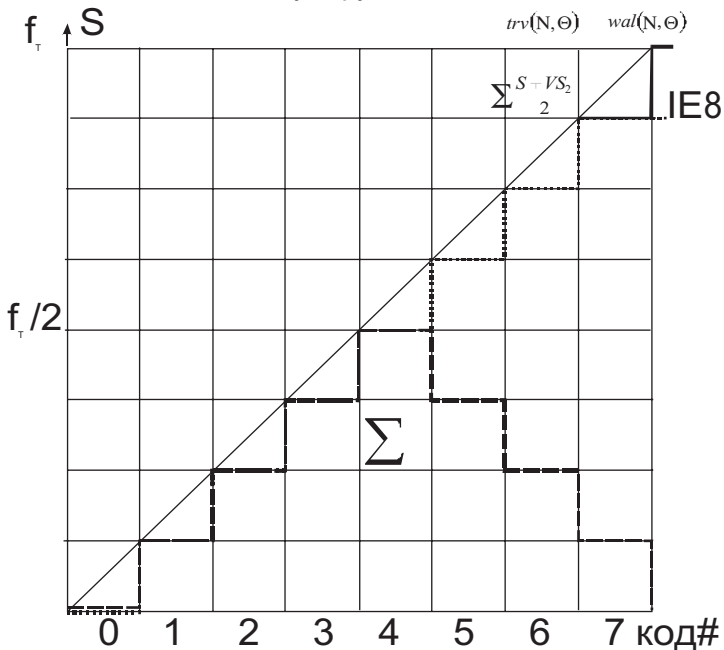


Рис. 3.12

Враховуючи, що запропоновані нові методи синтезу секвенти на основі методів теорії ФЧВ і ПР із використанням функцій $trv(N, \Theta)$ і

$\sum \frac{S + VS_2}{2}$, мають динамічний діапазон значень від $0 \div f_T$ і при цьому фазовий ривок $\Delta\bar{\varphi} \leq 90^\circ$ та $\Delta\bar{\varphi} \leq 180^\circ$ відповідно.

Оскільки завдяки формуванню $trv^+(\Theta)$ можливе розширення діапазону секвент до значень більше f_T , із максимальним значенням $S_{\max} = 1,25 f_T$ (при умові наявності квадратури тактової послідовності f_T).

Всі приклади реалізуються цифровими методами і можуть працювати на робочих частотах близьких до $f_{\max IMC}$ - мікросхеми конкретної серії.

Особливо ефективні реалізації на елементах FLEX logic фірм ALTERA, Motorola, де робочі частоти f_T можуть сягати значень 150-250 МГц.

При використанні маскових програмованих ПЛІС робочі частоти синтезаторів прямого синтезу можуть досягати діапазону до 2-3 ГГц, що неможливо на традиційних методах синтезу.

3.4. Формування ортогональних сигналів на основі дискретного фазочастотного перетворення

Формування сітки когерентних частот в конкретному виділеному діапазоні є важливою задачею для побудови різного типу вимірювальних систем, і може також знайти широке застосування для передачі інформації, включаючи також засоби закриття каналів зв'язку та створення прицільних радіозавад для подавлення інших систем зв'язку.

Використання моногармонічних чи навіть сигналів із простими видами модуляції (АМ, ЧМ, ФМ, тощо), які зараз досить широко використовуються, не можуть задовольнити потреби радіовимірювань в повному обсязі, а галузі радіопротидії вони малоефективні, про що свідчать їх спектрограми (рис.3.13).

Сформулюємо основні вимоги, які пред'являються до методів формування дискретної множини частот, до яких відносяться:

- забезпечення потрібного діапазону частот;
- стабільність коливальних, що генеруються;
- висока ступінь подавлення паразитних складових спектру ;
- потрібний крок сітки частот;
- кількість необхідних частот.

Частіше за все для формування сітки частот використовують два методи, котрі отримали назви - прямий тобто використання

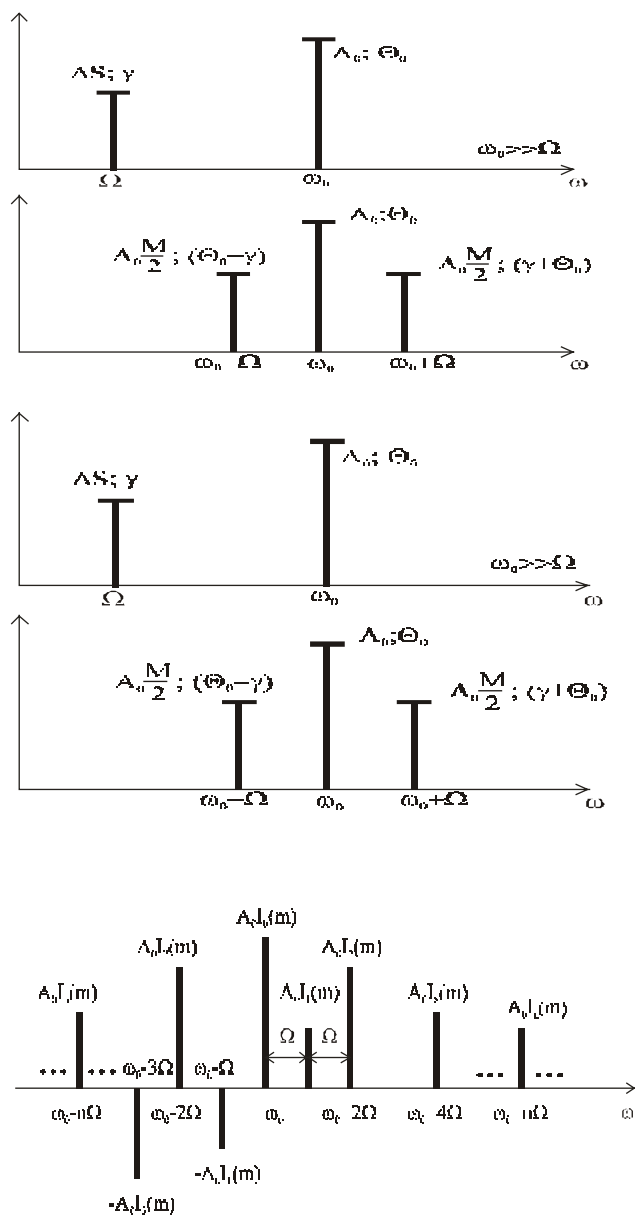


Рис.3.13. Спектрограми тональних, АМ і ЧМ сигналів

Структурна схема синтезатора секвент $S_{12/16} \div S_{20/16}$ зображена на рис.3.14. Синтезатор складається із досить простих з точки зору схемної реалізації вузлів:

- опорного генератора - ОГ;
- фазообертача – ФО;
- подільника частоти – ПЧ;
- зсувача частоти СЧ.

Синтезатор формує сітку із восьми когерентних частот які слідують із кроком $F/16$. Структурна схема рис.3.14 лише відображає принцип побудови синтезатора на зсувачах частоти у вигляді найпростішої структури. Однак за необхідності можливо збільшити кількість робочих частот і побудова синтезаторів з меншим кроком сітки. Більше того, маючи сітку секвент отриману методом описаним вище за схемою рис.3.14, можна застосувавши метод прямої інтерполяції отримати набори частот вигляду:

$$\frac{m}{n} F_0 \pm F_k ,$$

де m і n –цілі числа,

F_k -частоти сформовані синтезатором за схемою рис.3.14.

Розглянемо більш детально систему прямого синтезу секвент спираючись на опис процесу формування сигналів із використанням функцій Радемахера $rad(i, \theta)$, Уолша, а також запропонованого автором нового класу функцій трансверсії $trv(n, sign) = trv^+(\theta)$ [171, 175, 176, 183, 184, 227].

Проведені дослідження методів формування сигналів на основі фазочастотних перетворень та розроблені пристрої формування ортогональних сигналів базуються на використанні трансвертора із структурою ##, який є чисто цифровим приладом.

Загальні алгоритми формування функцій трансверсії можна записати у вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} trv(n, sign) = rad(i, \theta) TRV rad(k, \theta) \\ sirn\{trv\} = sign \left\{ \prod_{i=1}^{k=i+n} rad(i) \oplus rad(i \pm 1) \right\} \end{array} \right\}$$

де $rad(i, \theta)$ - функція Радемахера.

На відміну від функцій Уолша ($wal(i, \theta)$) - функції $trv^+(\theta)$ мають інші спектральні та кореляційні характеристики, але також є ортогональним набором функцій із цікавими властивостями:

На рис.3.15 наведені спектрограми декотрих функцій трансверсії отримані методом моделювання на ЕОМ [171, 176, 183, 184, 227].

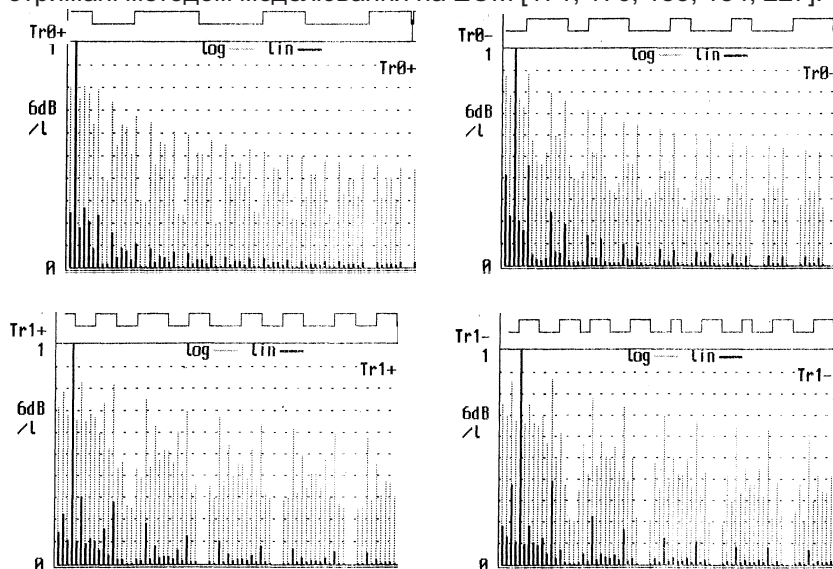


Рис.3.15. Часова та спектральні форми функцій трансверсії

Враховуючи, що операції здійснюються імпульсними сигналами складної, але все ж таки періодичної структури, можна говорити про секвентність (частотність) розроблених функцій trv . В залежності від напрямку зміни приросту фазових зсувів змінюють і $sign\{trv\}$, наприклад:

$trv^+(0)=trv(3)$ секвентність 3.; $trv(0)=trv(5)$ секвентність 5;
 $trv^+(1)=trv(7)$ секвентність 7; $trv(1)=trv(9)$ секвентність 9
 (масштаб секвент збільшено в два рази).

Для простих функцій першого порядку секвентність досить легко знайти для будь-якого значення $trv_{\pm}(n)=tr(2^n \pm 1)$, співвідношення функцій $rad(q)/rad_k(q)=2^n$, але завжди є обмеження $n \geq 2$, яке накладено із вимог теорії ФЧВ та ПР [225, 227].

Всі функції $trv_{\pm}(n)$ є ортогональними між собою (рис.316), на

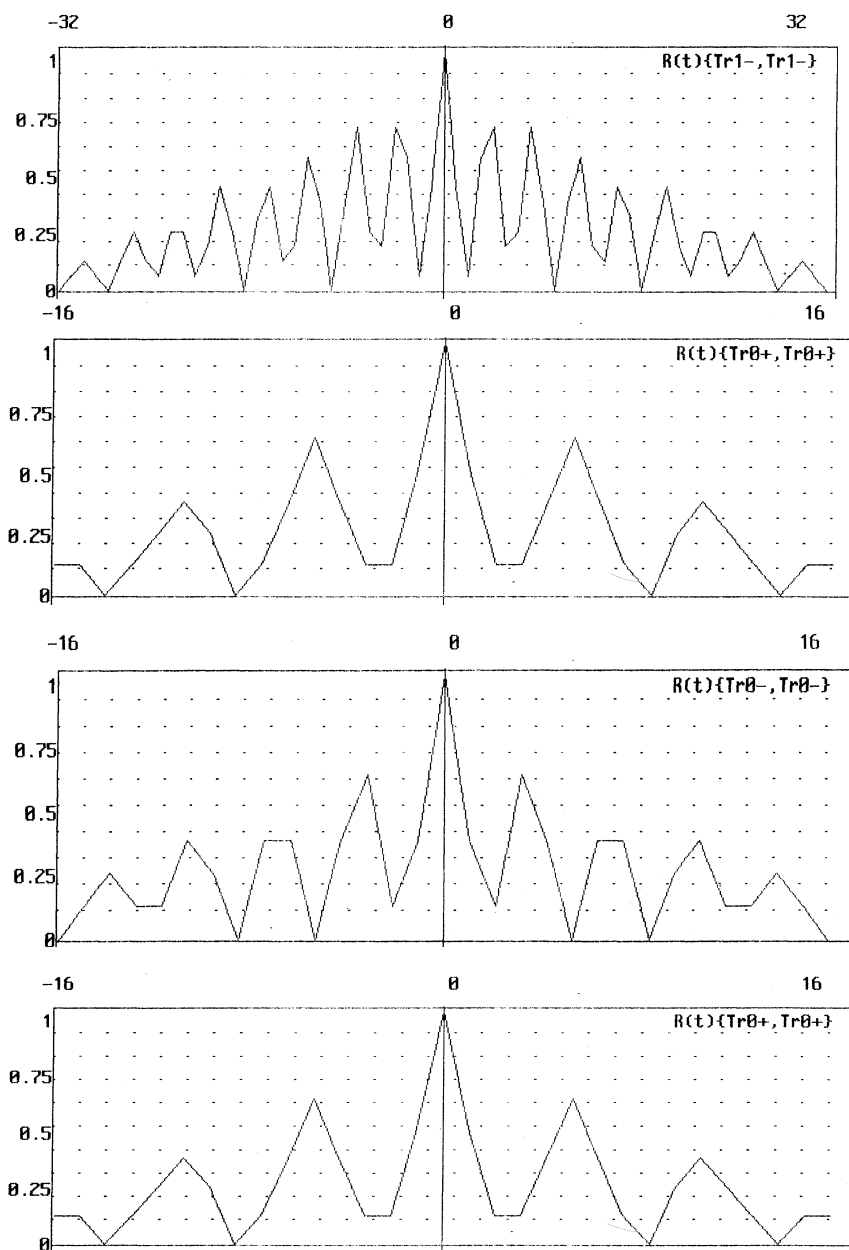


Рис.3.16. Автокореляційні функції

що вказує математичне моделювання на ЕОМ їх кореляційних функцій:

$$R(\tau, 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} trv(i, \theta) trv(k, \theta) d\theta \equiv 0, k \neq i.$$

$$R(0) = \frac{1}{E^2} \int_{-\infty}^{+\infty} trv(i, \theta) trv(k, \theta) d\theta \neq 0, k = i$$

Проведено також дослідження функцій $trv(n)$ більш високого порядку (рис.3.17), а також їх спектральних характеристик, із яких видно, що максимум спектральної активності відповідає секвенті trv , і на 12 - 20 дБ перевищує всі інші складові.

При перемноженні $trv(n)$ на $wal(k, q)$ утворюються складні функції із однаковим значенням секвентності, які ортогональні одна до одної на інтервалі кореляції, і можуть бути розділені за формою, хоча частотомір показує незмінне значення частоти (секвентності). Кількість функцій із однаковою секвентністю залежить від порядку функції, які їх утворюють, і глибини використання всіх можливих комбінацій Mod 2.

На основі аналізу спектральних характеристик функцій $trv \pm (n)$ було встановлено, що їх можливо використовувати як сітку частот із потрібними фазочастотними параметрами, для яких середня частота рівна секвентності trv (секвенті).

Аналіз авто та взаємкореляційних функцій проаналізованих функцій трансверсії показав, що вони всі відповідають умові ортогональності на проміжку кратному періоду більш "низькочастотної" функції.

Всі функції trv та сигнали отримані на їх основі можуть знайти широке використання не лише для синтезу сітки частот, а і для формування ортогональних сигналів для кодового розділення, в асинхронних та синхронних адресних системах зв'язку, а також для кодування інформації, реалізації вимірювальних приладів із ортогональною обробкою сигналів.

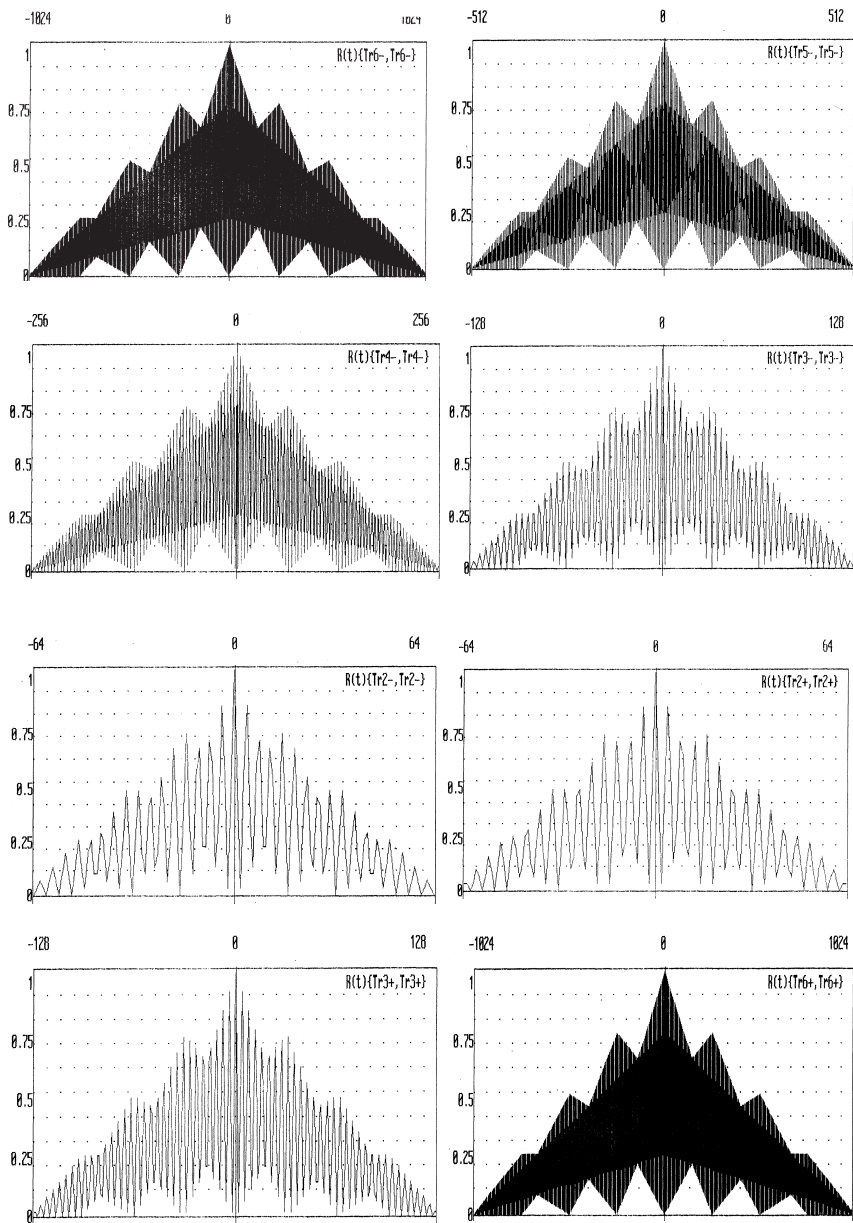


Рис.3.17. Автокореляційні функції високих порядків

3.5. Методи здійснення зовнішньої частотної модуляції радіосигналів

Проблема здійснення керованої зміни частоти радіосигналів є не лише завданням радіопередавальної техніки (здійснення ЧМ), а також безпосередньо стосується методів та пристроїв формування радіовимірювальних сигналів (характеріографи, вимірювачі АЧХ, ФЧХ, радіолокатори, хромографи тощо). Тому розробка нових методів є досить актуальним у обох вказаних галузях.

Насамперед визначимо в чому полягають методичні та практичні обмеження існуючих методів, а також намітимо шляхи їх подолання, які будуть реалізовані в запропонованих автором нових методах та пристроях.

Відомі класичні методи керування частотою генератора радіосигналів поділяються на три напрямки (рис.3.18).



Рис.3.18. Узагальнена класифікація класичних методів здійснення ЧМ

На сучасному етапі розвитку техніки синтезу частот найбільшого поширення для здійснення ЧМ набули прямі методи, які широко представлені у виробках провідних фірм Hewlett- Packard, Qwelcom, та інших [3, 5, 84, 93]. В той же час системи активного синтезу із ФАПЧ відтіснені у діапазон частот вище 0,5-1,0 ГГц і широко використовуються лідером радіоелектронного обладнання фірмою Motorola [5]. Синтетичний метод Верзунова широкого розповсюдження не знайшов [17, 245].

Необхідно відзначити, що перелічені вище методи мають істотний недолік, який полягає у неможливості здійснення ЧМ після того як сигнал від високо стабільного генератора вийшов назовні (прямий синтез), і потребує системи ФАПЧ аналогічній що застосовується при посередньому, синтетичному синтезі. Без вказаних методів вони не допускають здійснення зовнішньої ЧМ (ЗЧМ), яка, наприклад,

використовується в оптичних системах [18, 66, 79], або при фазовому методі отримання ЧМ через ФМ [77, 78].

Вважаючи, за аналогією, що ознакою ЗЧМ є структурна схема котра функціонально має вигляд рис.3.19а, на відміну від рис.3.19б, де зображена внутрішня (пряма) ЧМ.

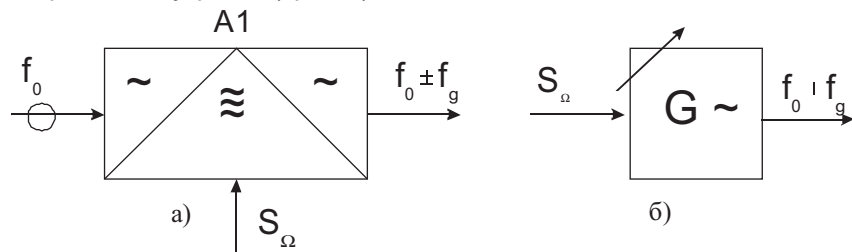


Рис.3.19:а) Функціональна схема ЗЧМ;

б) Функціональна схема прямої ЧМ

Функціональний перетворювач A1 є пристроєм для здійснення ЗЧМ і може бути використаний у вигляді аналогового або цифрового перетворювача, тому і методи їх реалізацій можуть бути різними, головним залишається лише рівняння перетворення котре можна записати у загальному виразі як систему рівнянь, враховуючи полярність S_Ω - сигналу модуляції:

$$\begin{cases} f_{вих} = f_0 + (signf_D) \times f_D \\ f_D = \kappa S_\Omega \\ signf_D = signS_\Omega \end{cases}$$

де $f_{вих}$ - частота ЗЧМ сигналу;

f_D - девіація частоти ЗЧМ;

κ - коефіцієнт перетворення [Гц/В];

S_Ω - сигнал модуляції.

Знакова обробка $signf_D = signS_\Omega$ - потрібна для однозначного перетворення різнополярних сигналів S_Ω .

Класичними представниками аналогового здійснення ЗЧМ можна вважати оптичні системи із використанням акустооптичних модуляторів (АОМ) котрі працюють в режимі дифракції Рамана -Ната або Вульфа-

Брегга [18, 76, 79], а також їх фазовий аналог - механічний круговий фазообертач [77, 78] у режимі неперервного зсуву фаз (фазообертання), що використовується для зміщення частоти (в даному випадку на фіксоване значення f_d).

Вказані схеми застосовуються для здійснення односмугової модуляції та активного зміщення частоти оптичного (рис.3.20а) та радіо сигналів (рис.3.20б).

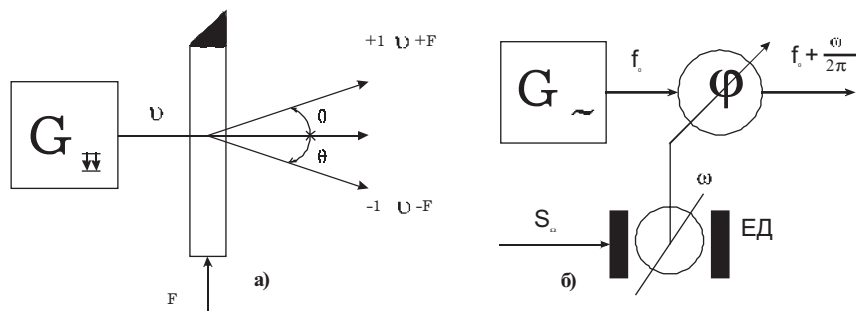


Рис.3.20а) зміщення частоти оптичних сигналів; б) зміщення частоти радіосигналів

В режимі дифракції Рамана-Ната (рис.3.20а) маємо одночасно +1 і -1 порядки дифракції та відповідні зсуви частот $\nu + F$ і $\nu - F$ [187, 192, 194, 205, 213].

Для механічного фазообертача Φ (рис.3.20б), вал якого обертається із кутовою швидкістю ω від електродвигуна (ЕД) сигнал на виході отримає зсув до значення:

$$f_{вих} = f_0 \pm \frac{\omega}{2\pi},$$

де \pm залежить від напрямку фазообертання [223].

Тому при аналізі, дослідженні та розробці нових методів здійснення ЗЧМ вказані методи були взяті за прототип, для якого було встановлено загальні особливості і на основі методів теорії фазочастотних вимірювань та перетворень параметрів радіосигналів (ФЧВ і ПР) було запропоновано систему їх класифікації [222-225].

Оскільки, згідно визначень теорії ФЧВ і ПР основною інформаційною величиною що характеризує фазочастотні параметри

радіосигналу є $\Psi(t)$ - повний фазовий зсув [221], та його похідні $\frac{d\Psi(t)}{dt}$,

і характер його поведінки в часі, а також враховуючи, що для радіосигналів замість поняття f_0 -частота необхідно використовувати секвентність- f_s (частотність) [247, 248], завдання здійснення ЗЧМ зводиться до керованого синтезу секвентності.

Фазочастотний синтез, як видно із [223], має два методи реалізації:
- аналоговий та цифровий.

Він базується на штучному створенні обертання вектора митьової фази сигналу в часі, із урахуванням відповідних обмежень, які є очевидними.

Наприклад ривок фази не повинен перевищувати $\Delta\varphi \leq 180^\circ$, або при реверсивній зміні $\Delta\varphi^+ \leq 90^\circ$ $\Delta\varphi^- \leq 90^\circ$ [216, 217].

На рис.3.22 зображені найбільш характерні положення вектора $\varphi(t)$ на фазовому колі.

Для $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_0 = 180^\circ$ (рис.3.21а) -видно що напрямок зсуву частоти є невизначеним, і дійсно в спектрі такого сигналу відсутня носійна (класична 100% балансна модуляція (рис.3.22а)).

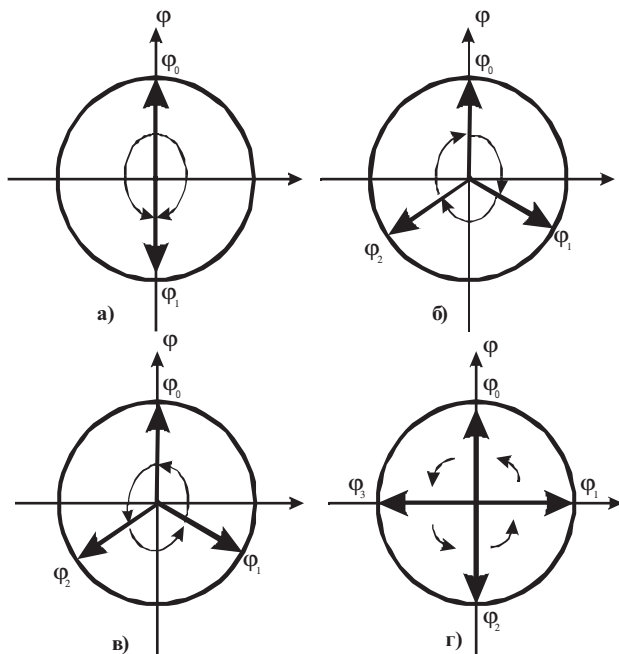


Рис.3.21

Графіки спектральних складових на рис.3.22 є якісними і наведені для пояснення принципів перетворення при дискретній зміні $\Psi(t)$, що і відображено побічними складовими.

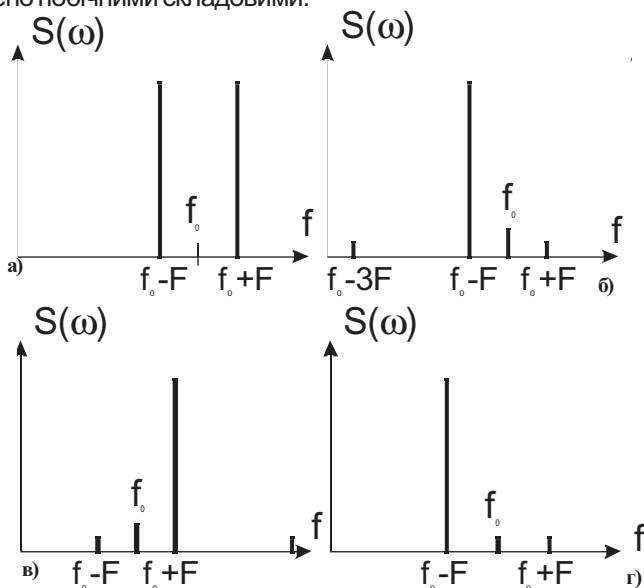


Рис.3.22. Графіки спектральних складових для відповідних видів перетворення

Якщо сигнали є синусними і дискретизація відсутня то вихідні сигнали будуть зсунутими на F і побічних складових не буде [169, 170, 213]. В той же час відомо що створити та підтримувати відповідне фазування $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 120^\circ$, $\varphi = 240^\circ$ (трифазна система), або забезпечити більш ефективну у спектральному відношенні чотирифазну або квадратурну ($\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$, $\varphi = 180^\circ$, $\varphi = 270^\circ$) систему є досить проблематичним, а їх розходження по фазі та амплітуді буде викликати появу побічних продуктів у спектрі вихідного сигналу, рівень котрих визначається аналогічно ступеню подавлення неробочих частот при фазовому способі формування односмугової модуляції.

Тому дискретне і особливо цифрове перетворення відліків $\Phi_i(t)$ та $A_i(t)$ стає досить високоефективним, враховуючи що використання квадратурних складових є однією із умов здійснення цифрової обробки радіосигналів [232, 245].

Звідси можна сформулювати **обов'язкову умову** для **здійснення ЗЧМ**:

- сигнал для котрого здійснюється ЗЧМ повинен бути представлений у вигляді векторів відліку фази і максимальний ривок $\Delta\varphi \leq 180^\circ$, (інтерпретація теореми Відліків на фазовій вісі сигналу).

Перехід до розгортки:

$$\Psi(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \varphi_i(t) \quad (3.45)$$

із врахуванням що $\text{mod}_{2\pi} \Psi(t) \equiv f_s$ можна отримати об'ємну проекцію процесу здійснення ЗЧМ (рис.3.23).

Зрозуміло, що зображені положення векторів $\Psi(t)$ показані для випадку модуляції функцією $\text{sign} S_\Omega$, для модуляції S_Ω по закону $\Psi(t) = \Omega t$, необхідно брати прирости $\Delta\varphi$ як площу під кривою модуляції, тобто при рівномірній дискретизації для функції $\text{sign} S_\Omega$ $\Delta\varphi_1 = \Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_3 \dots = \Delta\varphi = 90^\circ$.

Для закону модуляції S_Ω значення будуть обчислюватися як інтеграли:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_1 &= \int_0^{T/8} \sin 2\pi F t dt = \\ \Delta\varphi_2 &= \int_{T/8}^{T/4} \sin 2\pi F t dt = \\ \Delta\varphi_3 &= \int_{T/4}^{3T/8} \sin 2\pi F t dt = \\ &\dots\dots\dots \\ \Delta\varphi_i &= \int_{T_i}^{T_{i+1}} \sin 2\pi F t dt = \end{aligned}$$

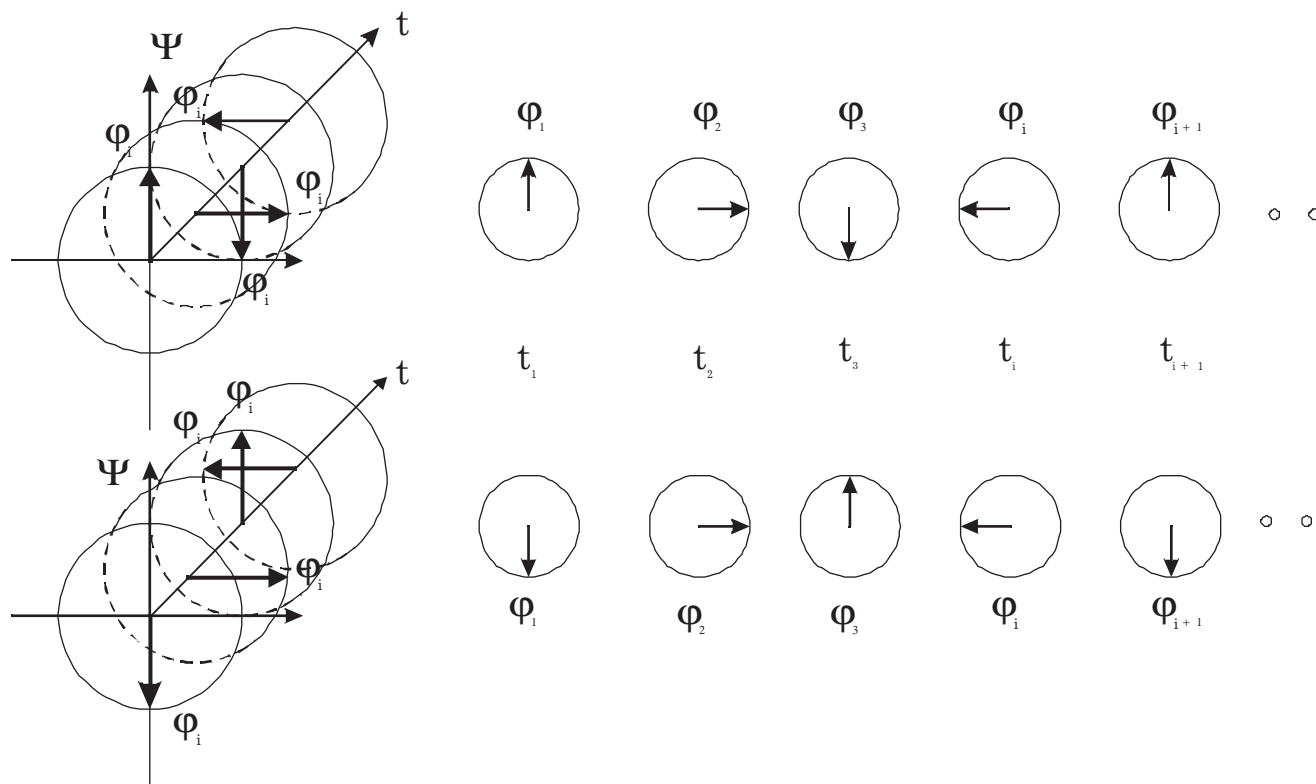


Рис.3.23. Розгашування векторів при квадратурній зміні поточного значення фазового зсуву

При виконанні умови і підтриманні величини поточного значення приросту фази згідно:

$$\Delta\varphi_i = \int_{T_i}^{T_{i+1}} \sin 2\pi F t dt$$

буде спостерігатися мінімальна кількість та рівень побічних спектральних складових секвенти f_s [226].

Враховуючи що радіосигнали можуть бути представлені у вигляді аналітичного сигналу $A(t) = ReS(t) + j ImS(t)$ стає зрозумілим, що даній моделі представлення буде відповідати квадратурна система (рис.3.21г), а трифазна (рис.3.21б,в) може бути приведена до неї.

Таким чином другою необхідною умовою є розкладення відомого сигналу на квадратурні складові.

Дійсно, квадратурні складові застосовуються у механічних фазообертачах БІФ-114, 116 (індуктивних), а також і у ємнісних [40, 77, 78]. В той же час безпосереднє використання механічних фазообертачів для ЗЧМ неможливе через значну інерційність механічної системи і цілковитої непридатності для роботи навіть у звуковому діапазоні частот зсуву [92, 93].

Від вказаних недоліків позбавлені електронні фазообертачі дискретного типу або елементи секвентного синтезу [20, 83, 168, 200, 241].

Ще одним важливим аспектом ЗЧМ є необхідність перетворення $A(t) \rightarrow f(t)$, тобто амплітуди сигналу модуляції $A(t)$ в частоту девіації $f(t)$, що можливо здійснити різними способами, забезпечуючи лише однозначність перетворення.

Так спираючись на загальні принципи теорії ФЧВ і ПР, а також на встановлені необхідні умови для здійснення ЗЧМ, можна запропонувати наступну класифікаційну структуру методів ЗЧМ (рис.3.24).

Для пояснення суті запропонованої класифікації наведемо декотрі пояснення перетворень, які необхідно здійснити над сигналами для отримання ЗЧМ.

Оскільки аналогові методи майже не використовуються то їх опис дамо в загальному вигляді. Так всі виділені способи здійснення ЗЧМ аналоговими методами полягають у використанні операції зміни частоти до котрих належать “ділення” та їх відомий прототип регенеративний подільник частоти (РПЧ). В прямому вигляді ділення частоти аналоговими методами досить проблематичне, тому прості алгоритми невідомі.

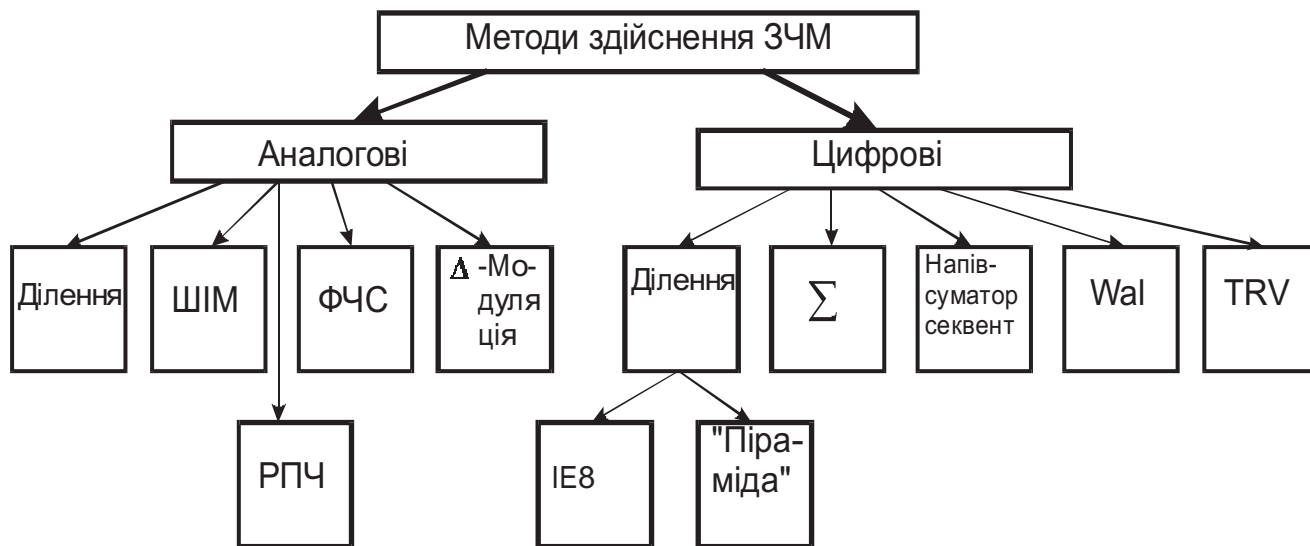


Рис.3.24. Класифікація методів здійснення зовнішньої частотної модуляції

Найбільш широко при аналогових методах ЗЧМ застосовується Фазочастотний синтез (ФЧС), до якого відносяться відомі методи ЗЧМ оптичних сигналів [75], та використання аналогових фазообертачів у динамічному режимі, запропонованому Кашлевим В.П. [77] та Яненко О.П.[13]. Однак використовувати вказані розробки безпосередньо для ЗЧМ не завжди є можливим, враховуючи інерційність механічних частин, хоча перехід до електронних фазообертачів частково вирішує дану проблему.

Аналогові методи на основі ФЧС можуть використовувати як синусні сигнали так гармонічні із формою прямокутних імпульсів, при цьому перетворення вже не відповідає чіткому визначенню “частота” і найбільш прийнятним буде відповідати поняття “секвентність”. Найбільш повно сутність аналогового здійснення ЗЧМ пояснює рис 3.20б, при умові реверсивної роботи ЕД.

Основною перевагою аналогового методу при виконанні умов ідеального фазування на рівності і стабільності амплітуд фазових векторів є можливість повного усунення побічних складових перетворення, котрі в цифрових системах присутні завжди, виходячи із наявності шумів квантування.

Системи секвентного синтезу ЗЧМ дозволяють її здійснення із використання ще двох аналогових методів регулювання імпульсної послідовності:

- широтно-імпульсною модуляції (ШІМ);
- Δ - модуляції.

Основним недоліком ШІМ є досить значна нерівномірність регулювання кількості імпульсів у пачці, що робить зовсім непридатним для систем радіозв'язку, але допустимо для різних ітегруючих перетворень, де важливою є “секвентність” а не “частота”. Системи з Δ - модуляцією навпаки досить доре стикаються із аналоговими СПІ.

Оскільки для вимірювальних задач аналогові методи потребують додаткового перетворення то їх використання не знайшло широкого впровадження, на відміну від цифрових методів.

Цифрові методи мають один принциповий недолік що полягає у наявності методичної похибки цифрового перетворення, але вказана похибка може бути зведена у реальній системі до необхідного рівня -40дБ, -60дБ, при використанні 10-16 розрядних АЦП-ЦАП. Тому основним принципом роботи цифрових модуляторів для ЗЧМ є використання цифрового впливу на секвентність імпульсних послідовностей та виконання над ними лінійних перетворень фазочастотних параметрів [169, 170, 213, 223].

Найбільш простим є метод ділення цифрової послідовності, який реалізується за відомим алгоритмом прорідження імпульсної послідовності (лічильник типу “IE8”), або застосування запропонованого

автором [213] структур із архітектурою подільника типу “піраміда”, що дозволяє значно покращити спектральну однорідність вихідного сигналу. На відміну від “IE8” “Піраміда” може керуватися непозиційним кількісним кодом, що в свою чергу дозволяє перетворювати у ЗЧМ відносну кількість поданих та відсутніх сигналів керування.

Відомий класичний метод арифметичного суматора у режимі накопичення Σ - особливих коментарів не потребує, і найбільш масовим використанням при ЗЧМ. Однак принциповий недолік методу Σ - обмежений половиною тактової частоти не дозволяє в повній мірі розкрити всі можливості цифрового методу здійснення ЗЧМ. Від вказаного недоліку вільний “напівсуматор секвент” [226, 227], який є раціональною комбінацією “піраміди” та Σ .

В багатьох випадках більш ефективним може бути застосування цифрових методів здійснення ЗЧМ використовую алгоритм формування функцій Уолша (Wal), або його більш широкої модифікації - використання функцій трансверсії (TRV) [97, 192, 213, 227].

Наведена класифікація опирається на уже встановлені особливості теорії синтезу секвент [169, 170, 176], і використовує описані в [170, 177, 180, 181, 213] методи та принципи, незалежно стосується це цифрових чи аналогових методів. Використання системного підходу та спираючись на запропоновані методи дозволяє уже на стадії попереднього оцінювання та розрахунків вибрати метод що найкращим чином задовольняє всі умови функціонування модулятора ЧМС, який на відміну від класичних виконує ЗЧМ сигналу.

В цілому запропоновані методи не лише вирішують питання здійснення ЧМ, а і дозволяють розв'язати багато питань які виходять за рамки існуючих методів.

3.6. Застосування теорії фазочастотних вимірювань і перетворень радіосигналів для технологій та засобів захисту інформації

Проблема надійності зберігання, передачі та закриття від несанкціонованого витікання є і завжди буде існувати поки існує людство і його інформаційна сфера. Важливість цього питання постійно зростає і розробки в цьому напрямку, не зважаючи на його специфіку та конфіденційність йдуть із величезним прискоренням, повністю відображаючи вислів “Той хто володіє інформацією - володіє світом”.

Як уже вказувалось в [220-222] теорія фазочастотних вимірювань і перетворень параметрів радіосигналів (ФЧВ і ПР) є тим проривом в галузі аналізу та синтезу фазочастотних параметрів радіосигналів, який дозволяє

не лише суттєво покращити характеристики та спростити побудову засобів формування та обробки сигналів відомими методами, але також дозволяє впровадити принципово нові технології на основі фазочастотних методів обробки радіосигналів [202, 213, 216].

Одним із ефективних методів побудови систем закритого радіозв'язку є використання широкосмугових сигналів, а конкретно радіостанцій із “стрибаючою частотою” котра змінюється за спеціальною програмою, яка і є криптографічним ключем, що забезпечує не лише закриття каналу зв'язку, а і унеможливорює надійну пеленгацію таких станцій.

Оскільки основними вимогами до такого виду закриття є швидкодія переходу із “частоти” на “частоту”, то в кінцевому етапі якість визначається параметрами синтезатора частот і особливо швидкістю перестроювання.

Безальтернативним на сьогоднішній день є використання цифрових синтезаторів частот (ЦСЧ), які як правило реалізуються за схемою накопичуючого суматора [5, 83, 93, 225, 226], але діапазон

значень вихідної частоти f_{\max} принципово обмежений $f_T / 2$.

Інші два напрямки :

- ЦСЧ із складанням(прорідженням) імпульсних послідовностей;
- подільники частот із змінним коефіцієнтом ділення (ПЗКД), застосування в синтезаторах із “стрибаючою частотою” не знайшли.

Розглянемо більш детально характеристики та можливості використання синтезатора секвент побудованого на каскадно з'єднаних

напівсуматорах секвент $\sum \frac{S_T + VS}{2}$ [226]. Вказані синтезатори відносяться до ЦСЧ і характеризуються такими головними параметрами:

- максимальною секвентністю що синтезується $S_{f \max}$;

- тактовою частотою опорного генератора f_T ;

- кроком сітки синтезу секвент ΔS_f ;

- мінімальною секвентністю що синтезується $S_{f \min}$;

- динамічним діапазоном $D = \frac{S_{f \max}}{S_{f \min}}$;

- фазовою похибкою $\Delta \varphi$;

- часом переходу із однієї секвенти на іншу $t_{пер}$.

На рис.3.25 зображено структурну схему каскадного з'єднання напівсуматорів секвент у N-розрядний синтезатор секвент.

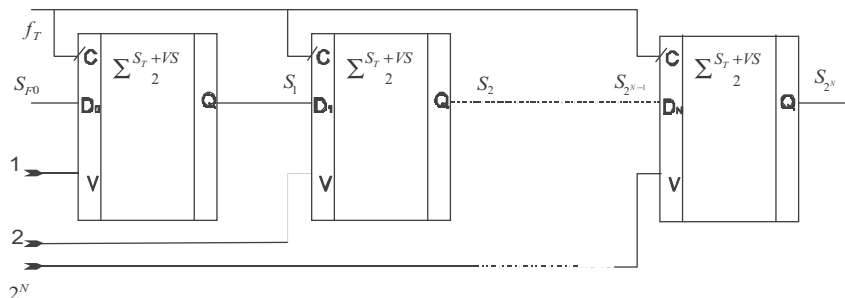


Рис. 3.25. Структурна схема каскадного з'єднання напівсуматорів секвент у N-розрядний синтезатор секвент

Основні рівняння перетворення мають вигляд:

$$S_1 = \frac{S_{F0} + D_0 f_T}{2};$$

$$S_1 = \frac{S_{F0} + D_0 f_T}{2} = \frac{S_{F0} + D_0 f_T + 2 \cdot D_1 f_T}{2};$$

$$S_{6ux} = \frac{S_{F0}}{2^N} + \sum_{n=0}^{N-1} \frac{D_n \cdot 2^n}{2^N} \cdot f_T.$$

Якщо числове значення двійкового коду секвенти:

$$k_s = 0 \div (2^N - 1),$$

тоді:

$$S_{2^N} = \frac{S_{F0} + k_S \cdot f_T}{2^N},$$

де - S_{F0} - вхідна секвентність синтезатора;

- $S_{j,N}$ - вихідна секвентність (N- розряд);

- f_T - тактова частота опорного генератора;
- N - розрядність коду встановлення вихідної секвентності;
- D_n - двійковий код N -го розряду ("0" або "1").

Можливо наступні варіанти:

- на вхід S_{F0} також подається f_T , тобто $S_{F0} = f_T$, тоді:

$$S_{2^N} = \frac{k+1}{2^N} f_T = f_T|_{K_{\max}=2^N-1};$$

- на вхід S_{F0} подається "0" або "1"- статичний сигнал:

$$S_{2^N} = \frac{k}{2^N} f_T = \frac{0 \div (2^N - 1)}{2^N} f_T,$$

як і в класичних синтезаторах типу IE8 [250, 257].

Таким чином синтезатор побудований на каскадному з'єднанні напівсуматорів секвент із підключенням $S_{F0} = f_T$ забезпечує сітку вихідних секвент від 0 до f_T , що є недосяжним іншими синтезаторами що використовують накопичення кодів.

Моделювання та програмування ПЛІС EPM7128SLC84-7 серії MAX7000S в середовищі САПР Altera-MAX+plus. II.8.3 показало працездатність 8, 16, 32- розрядних синтезаторів на частотах до 30 МГц [3]. Експериментальні дослідження запрограмованої ПЛІС EPM7128SLC84-7 дали значно вищі показники робочих частот f_T що сягав більше за 125 МГц (проти тестованих -30 МГц), причому швидкодія синтезатора не залежала від кількості розрядів (8,16 чи навіть 32).

Таке істотне відхилення результатів тестування стандартною програмою від реальної швидкодії пояснюється тим ,що симулятор MAX+plus. II.8.3 принципово є синхронною системою, а елементарна комірка напівсуматора секвент містить всередині асинхронний елемент. Якщо при програмуванні, в разі встановлення ПЛІС біта "Sequiriti", це робить електронну систему із вказаними компонентами захищеними від сканування, тестування, та можливого копіювання архітектури для розмноження, що є додатковою перевагою для систем закриття інформації.

Таким чином чіп ПЛІС синтезатора є захищеним і відновити його

структуру ні програмним забезпеченням, та будь якими експериментальними методами діагностики є неможливим, що забезпечує виготлювачам котрі програмують конкретний синтезатор елементи “ноу-хау”.

На рис.3.26-3.28 наведені часові діаграми основних сигналів при симулюванні різних режимів роботи синтезаторів.

Як видно із результатів дослідження та експериментального моделювання різнорозрядних ЦСЧ, до основної переваги синтезатора на основі напівсуматора секвент (динамічного діапазону від 0 до f_T , замість $0 \div f_T / 2 [\sum]$), додатково мають регулярну структуру інваріантну до елементної бази, і що саме головне, їх швидкодія не зменшується із збільшенням кількості розрядів коду управління. Остання перевага дозволяє проектувати та будувати ЦСЧ із наперед заданими динамічним діапазоном та кроком сітки із виконанням умови:

$$S_{i_{\max}} = S_{2_{\max}} = S_{2^N_{\max}} \equiv f_T,$$

кількість тригерних та логічних елементів можна визначити:

$$N_{T_{\text{пуз}}} = 3 \cdot \log_2 D = 3N,$$

$$N_{\text{Лог}} = \log_2 + 1 = N + 1,$$

тобто, мають лінійну залежність від кількості розрядів.

Розглянувши всі особливості побудови синтезаторів із використанням реверсивних властивостей число-імпульсних перетворювачів синхронного типу [174-176, 182], які утворюють пірамідальну структуру перетворення код-секвента для випадку кількісного коду, а при використанні двійкового кодування, утворюють каскадно-з'єднану конструкцію напівсуматорів секвент [108], вкажемо на їх перспективи конкретного застосування в системах ТЗІ.

Завдяки своєму частотному діапазону (в два рази більшому ніж у \sum) та швидкодії, на тому ж технологічному рівні мікроелектроніки практично в два рази збільшується частотний діапазон формування частотно-часових матриць (які є основою технології радіостанцій із “стрибаючою частотою”). Необхідно відзначити, що не дивлячись на наявність в структурі асинхронного елемента (лічильника-подільника на 2), загалом структура синтезатора синхронна, таким чином, умови синхронізації такі ж як і класичних синтезаторів на суматорах, наприклад фірм Qwellcom, Motorola тощо.

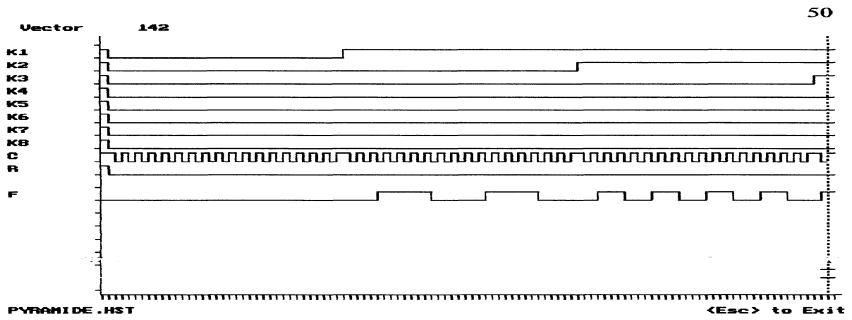


Рис. 3.26. Часові діаграми основних сигналів при симулюванні роботи синтезаторів за режимів зміни K1,K2, K3 кодів управління

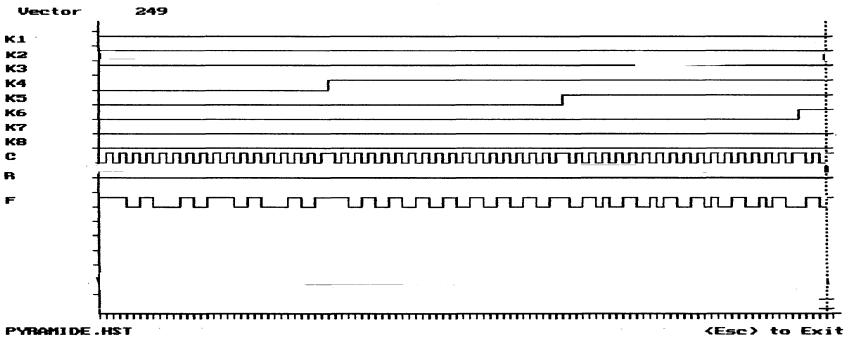


Рис.3.27. Часові діаграми основних сигналів при симулюванні роботи синтезаторів за режимів зміни K4,K5, K6 кодів управління

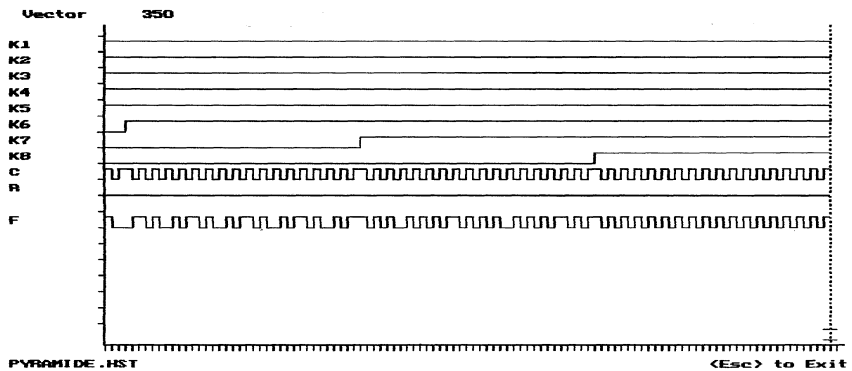


Рис.3.28. Часові діаграми основних сигналів при симулюванні роботи синтезаторів за режимів зміни K6,K7,K8 кодів управління

На рис.3.29 показано типовий приклад роботи 4-х бітного синтезатора для різних кодів керування відносно тактової послідовності. Звідси витікає ще один із напрямків застосування ЦСЧ як активного постановлення завад і подавлення мультичастотних радіостанцій в усьому робочому діапазоні шляхом генерування потрібних наборів груп частот в динамічному режимі.

На відміну від використання спеціальних сигналів, які утворюють компактний спектр із “прямокутною” обвідною дискретного набору частот [96-98, 160], використання ЦСЧ дозволяє оперативнo згідно заданого алгоритму: адаптації змінювати параметри та крок сітки частот.

На рис.3.30 показані форма та спектр (рис.3.31) одного із спеціальних сигналів.

І хоча останній є досить ефективним та дозволяє також реалізувати функцію синфазного (когерентно-фазового) гетеродина для пеленгатора станцій із “стрибаючою” частотою, але у випадку апіорі невідомих параметрів радіостанцій, стає неможливим адаптивне налагодження, окрім трансформації в діапазоні, та зміни кроку сітки при незмінній структурі сигналу.

Тому синтезатор на каскадних структурах напівсуматорів дозволяє не лише розширити робочий діапазон ТЗІ, а завдяки новим функціональним можливостям, запропонувати, разом із вказаним використанням спеціальних сигналів [205, 208], нові технології як радіопеленгації, так і протидії радіостанцій із “стрибаючою” частотою, котрі були неможливі для реалізації класичними методами, і знайшли своє втілення лише в рамках теорії ФЧВ і ПР і мають значні перспективи подальшого розвитку.

Розглянуті в пунктах 3.5 та 3.6 технології передачі та захисту інформації із використанням методів ФЧВ і ПР потребує також нових підходів в галузі автоматизації операцій оцінювання метрологічних характеристик, а в багатьох випадках достатнім є оперативний допусковий контроль параметрів каналів зв'язку. Наявність великої кількості каналів зв'язку чив ущільнювачах, чи в багатоканальних радіостанціях із “стрибаючою частотою” робить неможливим використання класичних методів контролю АЧХ [52], як однієї із основних характеристик. Запропоновано [96-98, 160], використовувати високоефективні алгоритми контролю форми АЧХ шляхом використання спеціальних зоддуючих сигналів із контактним рівномірним спектром, а також запропоновано проводити одночасно оцінювання лінійності каналів зв'язку використовуючи вимірювання відносного рівня сигналів із різницевою частотою [228]. Для швидкісного вимірювання рівня основних спектральних складових та їх інтермодуляційних складових розроблено спосіб вимірювання напруги синусоїдальних сигналів із малим часом доступу до сигналу [159, 235-238].

Більш детально особливості контролю якості каналів ав автоматизованому режимі будуть розглянуті далі.

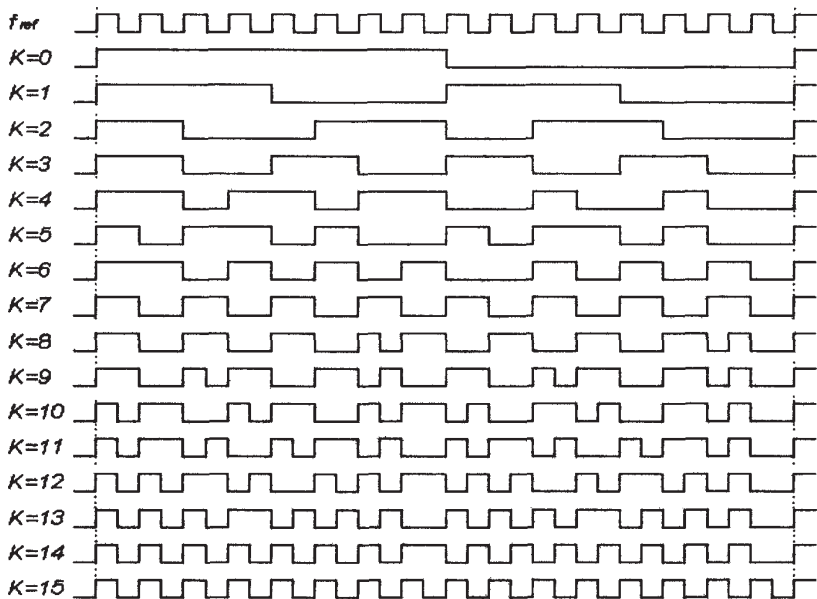


Рис. 3.29. Приклад роботи 4-х бітного синтезатора для різних значень K-кодів

керування відносно тактової послідовності f_T

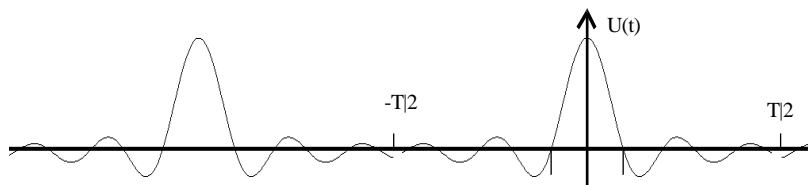


Рис.3.30. Форма одного із спеціальних сигналів із компактним спектром

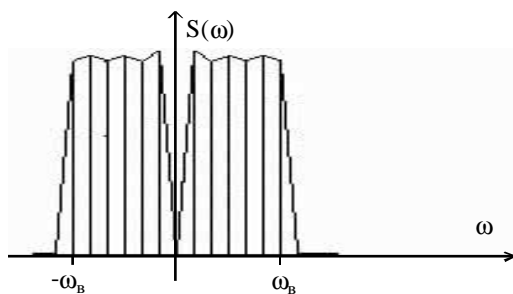


Рис.3.31. Спектрограма спеціального сигналу із компактним спектром

ВИСНОВКИ ДО ТРЕТЬОЇ ГЛАВИ

1. На основі аналізу проблеми синтезу радіосигналів із потрібними фазочастотними параметрами розроблена узагальнена кваліфікаційна таблиця методів фазочастотного синтезу, та визначено напрямки активного синтезу секвент як перспективний в рамках теорії ФЧВ і ПР.

2. Сформульовані постулати фазочастотного синтезу секвент, які дозволяють вповній мірі провести аналіз існуючих методів, розробити нові, та провести адекватне їх порівняння та виявити недоліки та переваги у порівнянні із відомими.

3. В результаті проведеного дослідження відомих класичних синтезаторів секвент, що реалізуються за методом накопичуючого суматора методу проріджування імпульсної послідовності, саме з позиції теорії ФЧВ і ПР виявлені суттєві принципові недоліки обмеження

вихідної секвенти $S_f \leq \frac{f_T}{2}$, для метода суматора та фазового ривка

$\Delta\varphi \equiv 2\pi$, для для методів прорідження імпульсів, що дозволило вибрати метод синтезу, який найкращим чином вирішує конкретне завдання.

4. Розроблено та запропоновано метод фазочастотного синтезу секвентності імпульсної послідовності шляхом модифікації багатоканальних ЧІП, що полягає у використанні їх як кодокерованих перетворювачів із синхронною регулярною структурою, який отримав назву напівсуматора секвент та дозволив проєктувати синтезатори із новими характеристиками.

5. Встановлено, що напівсуматор секвент забезпечує формування секвент в максимально можливому діапазоні $]0 \div f_T[$, що недосяжно іншими відомими методами, при забезпеченні фазового ривка $\Delta\varphi \leq \pi$.

6. Розроблено модель функції каскадно-з'єднаних напівсуматорів та визначено всі головні характеристики, що характеризують синтезатор секвент реалізований методом напівсуматора секвент і наведені всі необхідні формули для проектування.

7. Головною особливістю синтезатора є його синхронна паралельна організація, яка дозволяє збільшувати кількість розрядів без втрати швидкодії та відсутність проблеми, викликаной затримкою розповсюдження

переносу, що притаманна Σ , при цьому $\sum \frac{S_T + VS}{2}$ має в два рази більше значення секвенти у порівнянні із класичним

синтезатором на суматорі.

8. Розроблено та проаналізовано формування секвент шляхом використання функцій трансверсії та використання алгоритмів формування і функціональних перетворень функцій різних порядків, що дозволило запропонувати їх використання для формування та обробки сигналів а також застосування в засобах телекомунікацій.

9. Розроблена узагальнена структурна схема трансвертора простих функцій trv , та показана простота його реалізації в базисі логічних функцій при використанні базиса функцій Радемахера, що є основою цифрових генераторів "меандрових" сигналів.

10. Розроблена узагальнена таблиця порівняльних характеристик відомих та розроблених автором методів синтезу секвент, яка показує істотну перевагу останніх, що стало можливим лише в рамках теорії ФЧВ ПР і дозволяє підібрати та провести порівняння різних методів за їх основними характеристиками.

11. Аналіз фазових портретів формування секвентності послідовності імпульсів, шляхом використання поняття часової розгортки ПФЗ, дозволив з'ясувати тонку структуру радіосигналів та особливості і переваги розроблених методів синтезу секвент та зрозуміти фізику процесу формування секвентності і ідеальної характеристики -частоти.

12. Дослідження та аналіз спектральних авто та взаємнокореляційних функцій трансверсії дозволили виявити, що набори функції можуть утворювати новий ортогональний базис, який можна використовувати для передачі та закриття інформації, а також вимірювань із ортогональною обробкою.

13. Розроблені методи здійснення ЗЧМ та запропонована їх класифікація, відкривають принципово нові можливості при формуванні та перетворенні фазочастотних параметрів радіосигналів, що проявляється у можливості регулювання індекса ЧМ аж до повного зняття модуляції, формування "згорнутих ЧМС", тощо.

14. Показані варіанти використання теорії ФЧВ і ПР для створення керованих синтезаторів секвент для радіостанцій із "стрибаючою" частотою, на прикладі цифрового синтезатора на каскадно-з'єднаних напівсуматорах секвент, приведені результати моделювання та дослідження таких синтезаторів в базисі FLEX - logic.

15. Вказано на можливість використання швидкодійних синтезаторів разом із використанням спеціальних сигналів в якості гетеродинів генераторів радіостанцій із "стрибаючою" частотою, а також для контролю якості каналів (АЧХ та нелінійності тракту).