

3. Установлена аналитическая взаимосвязь между кодовым расстоянием d и весом w вектора разрешенного кодового слова.

Литература

1. Захарченко М.В. Синтез багатопозиційних часових кодів – К.:Техніка, 1999. – 284 с.
2. Методы повышения эффективности использования каналов связи /Захарченко В.Н., Гайда В.П., Улеев А.П., Липчанский А.И. – К.:Техника, 1998. – 248 с.
3. Борович З.И., Шафаревич И.Р., Теория чисел. М., «Наука», 1964.
4. Захарченко Н.В., Йона Л.Г., Калюжный В.А. Расчет эффективности совместного использования РЦК и МВС.: Учебное пособие / под. ред. Захарченко Н.В. – Одесса: УГАС им. А.С. Попова, 1995. – 72 с.
5. Захарченко В.Н. Расчет мощности избыточного кода при многопозиционных временных сигналах. // Сб. «Информатика и связь». – УГАС им. А,С, Попова. – К.: Техника, 1997.

Надійшла до редакції
16.1.2013 р.

УДК 621.372

О.О. САВЧЕНКО, Л.В. КАРПОВА, П.В. БИШАРЄВ

Хмельницький національний університет

АНАЛІЗ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ В КАНАЛАХ РАДІО ЗВ'ЯЗКУ

В статті проведено узагальнений аналіз основних методів побудови цифрових систем фазової синхронізації в системах зв'язку зі складними методами модуляції. Показано основні алгоритмічні та структурно схематичні підходи щодо побудови цифрових систем фазової синхронізації. Встановлено, що на відміну від аналогових систем фазової синхронізації, цифрові володіють більшою стійкістю, що потенційно розширює область їх застосування.

Ключові слова: синхронізація, цифрова система, фаза, телекомунікації, радіоелектронні системи, модуляція.

In the article the generalized analysis of the basic methods for building digital phase synchronization in communication systems with sophisticated modulation. Displaying basic algorithmic and structural schematic approaches to building digital phase synchronization. Found that unlike analog systems phase synchronization, digital has greater resistance, potentially expanding the range of applications.

Keywords: synchronization, digital system, phase, telecommunications, radio system, modulation.

Основною тенденцією в розвитку сучасних телекомунікаційних систем, є підвищення швидкості передачі інформації з одночасним обмеженням частотних смуг каналів, що в певній мірі суперечить одне одному. Проте, в сучасних умовах це протиріччя можливо подолати за рахунок цифрових систем, шляхом використання ефективних методів кодування, використовуючи більш оптимальні алфавіти повідомлень, завадостійкі методи модуляції і т.д.. Застосування цих методів в каналі зв'язку, вимагає високої точності синхронізації, що не завжди може бути забезпечено через інертність систем синхронізації, високий вплив завад на їх роботу і тому подібне. На сьогоднішній день, самими ефективними системами синхронізації вважаються системи фазової синхронізації (СФС) [1,3], що володіють достатньою точністю і швидкодією, проте вони мають один значний недолік – низький динамічний діапазон, що робить їх обмежено придатними в радіоканалах зв'язку [1].

Поява в останні роки, дискретних систем фазової синхронізації [2,3,4] суттєво розширило їх можливості як в швидкодії так і в динамічному діапазоні. Застосування ж кільцевих структур відкрило можливість створювати варіанти систем, що володіють ще вищими характеристиками по точності і надійності роботи, швидкодії, завадостійкості для різних типів вхідних сигналів і законів модуляції. За рахунок ускладнення режимів роботи кілець стало реальністю створення гнучких алгоритмів обробки інформації, оптимізації параметрів і характеристик.

З обчислювальної і конструктивної точок зору, найпростішими дискретними системами фазової синхронізації, є цифрові системи фазової синхронізації із рівномірною дискретизацією [2]. Яскравими прикладами таких систем є системи із квадратурним аналого-цифровим перетворенням вхідного сигналу. Вони знайшли широке застосування в цифрових радіоприймальних пристроях в якості синхронно-фазових демодуляторів і синхронно-фазових вимірювачів.

Типова структурна схема цифрової системи фазової синхронізації приведена на рис. 1 [2,3]. Основною особливістю даної схеми є те, що аналогово-цифровий перетворювач (АЦП) включений до кола системи синхронізації і відповідно частота дискретизації (квантування) в АЦП не залежить від миттєвих значень сигналу розузгодження а отже є рівномірною [2]. На схемі, що приведена на рис. 1 використано наступні позначення: ПФ – полосовий фільтр, АЦП – аналого-цифровий перетворювач, ЦФНЧ – цифровий фільтр нижніх частот, ЦСЧ – цифровий синтезатор частоти, вихідна кодова послідовність якого має частоту,

що визначається вихідним кодом ЦФНЧ.

Перевагою такої реалізації цифрової СФС є достатньо простий алгоритм її роботи, що полягає фактично в фазовому детектуванні вхідного сигналу відносно коливання стабільного опорного генератора. Для забезпечення динамічної синхронізації, опорного генератор представляє собою цифровий

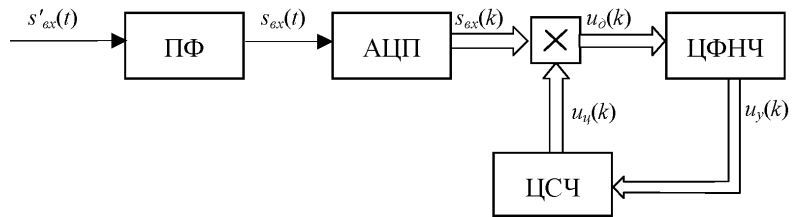


Рис. 1. Структурна схема цифрової системи фазової синхронізації з рівномірною дискретизацією

генератор з перестроюваною частотою. При цьому миттєве значення частоти визначається миттєвим значенням сигналу розузгодження з виходу НЧ фільтру. Важливим моментом при застосуванні таких схем, є вибір смуги пропускання $\Delta\omega_n$ фільтру. Вона як правило, вибирається рівною ефективній ширині спектру вхідного сигналу, проте може бути дещо ширшою або вужчою. При цьому, в першому випадку збільшується потенційна точність роботи системи але зменшується завадостійкість – в другому навпаки.

Схема, наведена на рис. 1 відноситься до класу цифрових систем фазової синхронізації із аналого-цифровим перетворенням обвідної вхідної суміші, на вході кола синхронізації [4]. Цій схемі властиві деякі недоліки, із-за яких вона не знайшла практичного застосування. Зокрема, представляє більшу проблему паразитна складова сумарної частоти на виході фазового детектора і виникаюча в результаті перемножування двох послідовностей. Річ у тому, що в цифровому вигляді в середині кола, через періодичність характеристик фільтруючих кіл не можливо ефективно компенсувати цю складову. Наявність її в кінцевому результаті призводить до появи паразитних періодичних коливань з достатньо великою амплітудою, які не дають можливості встановитись синхронізму (процеси, що встановлюються, характеризуються станом квазісинхронізму). Крім того, застосування в колі додаткового фільтру, як правило, призводить до погіршення його динамічних характеристик, що в більшості практичних випадків недопустимо. Позбутися від неї можна лише вдалим добором робочих частот, що не завжди вдається зробити. Проте слід зазначити, що для аналогових систем зв'язку, використання перемножувача як фазового детектора не приводить до проблеми сумарної складової, оскільки від неї легко можна позбутись за допомогою простого фільтра нижніх частот, що не впливає, на процеси в колі.

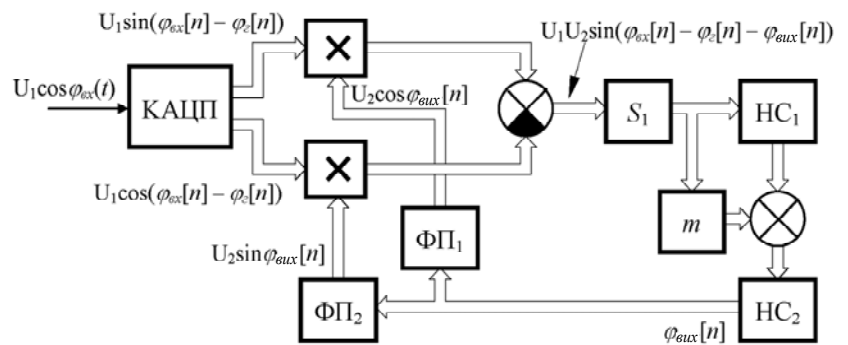


Рис. 2. Структурна схема дискретної системи фазової синхронізації із квадратурним перетворювачем на вході

В значній мірі вільною від проблеми сумарної складової, є схема цифрової системи фазової синхронізації із квадратурним аналого-цифровим перетворювачем на вході, яка приведена на рис. 2 [4].

До складу схеми входить квадратурний аналого-цифровий перетворювач (КАЦП), два ідентичні цифрові перемножувачі, віднімач кодів, перемножувач кодів S_1 , сглаживаючий фільтр, що складається з цифрового інтегратора, виконаного на основі накопичувального суматора HC_1 , пропорційної ланки з коефіцієнтом множення m і лінійного суматора, цифрового інтегратора, виконаного на основі накопичувального суматора HC_2 , два функціональні перетворювачі $ФП_1$ і $ФП_2$, що представляють собою синтезатори відліків сигналів відповідно синусоїдальної і косинусоїдальної форми. В режимі демодуляції ФМ коливань вихідний сигнал знімається з виходу цифрового згладжуючого фільтру (астатичного цифрового фільтра-інтегратора), у режимі демодуляції ФМ коливань вихідний сигнал знімається з виходу цифрового інтегратора HC_2 перетворювача, що виконує в системі функцію, "частота – фаза".

Особливістю схеми є наявність на вході квадратурного аналого-цифрового перетворювача, що здійснює формування двох квадратурних кодів послідовностей, які відповідають вхідному сигналу, з одночасним переносом їх в область нульових частот. Вигляд характеристики формується за рахунок реалізації математичних операцій за допомогою двох перемножувачів і віднімача, на які подаються квадратури відповідно вхідного і вихідного сигналів.

Використання квадратурного детектора дає змогу розв'язати проблему сумарної складової, характерну для цифрових детекторів на основі одноканального перемножувача. У випадку квадратурного перетворювача поява сумарної складової пояснюється тільки неідентичністю каналів і нечітким фазуванням квадратур, що з урахуванням відносної стабільності робочих частот може бути зведене до мінімуму.

Для аналізу стійкості дискретних систем фазової синхронізації, можуть слугувати математичні моделі широкого класу одно кільцевих систем другого і третього порядків в вигляді відображень [2]:

$$\begin{cases} \varphi_{n+1} = \varphi_n - \alpha F(\varphi_n) + x_n + g_n, \\ x_{n+1} = dx_n - \beta F(\varphi_n) + g, \end{cases} \quad (1)$$

а також

$$\begin{cases} \varphi_{n+1} = \varphi_n - \alpha F(\varphi_n) + x_n + g_n, \\ x_{n+1} = dx_n - \beta F(\varphi_n) + y_n + g, \\ y_{n+1} = hx_n - \eta F(\varphi_n), \end{cases} \quad (2)$$

де φ_n, x_n, y_n – узагальнені координати системи; $\alpha, \beta, \eta, d, h, g$ – узагальнені параметри; g_n – змінна складова вхідної частоти.

На рис. 3 [4] на площині узагальнених параметрів α, β наведені області локальної стійкості стану рівноваги зображення (1) для синусоїдальної не лінійності. При нульовій узагальненій частотній розстройці g область має вигляд трикутника, кожна зі сторін якого представляє собою одну із границь $G_{+1}, G_{-1}, G_\varphi$ (рис. 3, а). У випадку відмінної від нуля узагальненої розстройки (рис. 3, б) тільки границя G_{+1} є прямою і зсунутою відносно початку координат. При цьому границі G_{-1}, G_φ такими не є. Для трикутної і пілоподібної нелінійностей, області локальної стійкості мають вигляд, аналогічний наведеному на рис. 3, а, незалежно від величини узагальненої розстройки.

Виходячи з цього, цифрові системи фазової синхронізації набувають все більшої популярності в радіоелектронних системах різного функціонального призначення. Враховуючи бурхливий розвиток, на сьогоднішній день, отримані узагальнені моделі широкого класу дискретних систем фазової синхронізації 2-го і 3-го порядків з довільною нелінійністю фазового детектора $F(\varphi)$ у формі систем різницевих рівнянь (1) і (2). В їх різновид також входять різні конфігурації систем синхронізації – одно кільцеві імпульсні, цифрові, імпульсно-цифрові системи фазової синхронізації із різними фільтрами в колі керування. При цьому, в ході аналізу даних систем, залежно від їх властивостей, важливим є вибір узагальнених координат φ, x, y , що пов'язаний з урахуванням якісно-аналітичних методів дослідження процесів на фазовій площині.

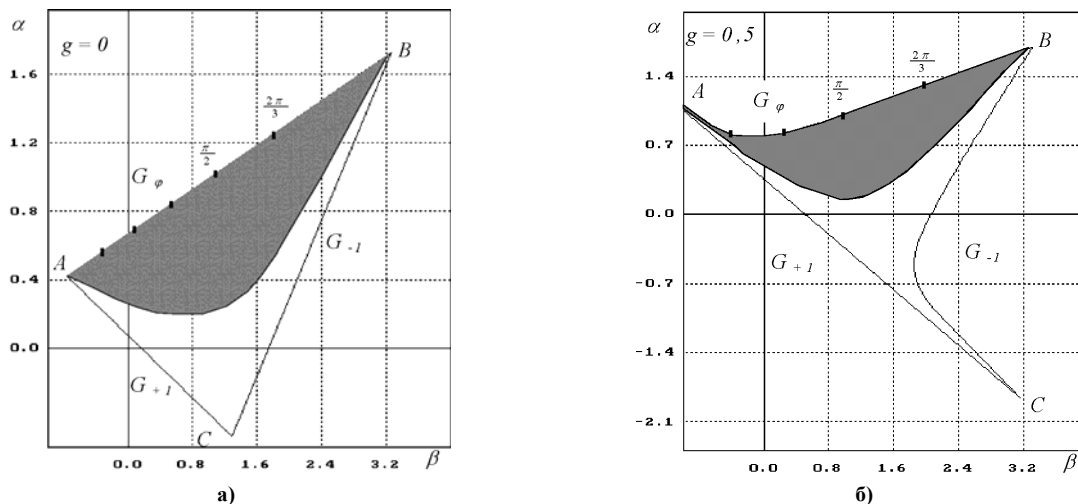


Рис. 3. Области локальної стійкості цифрових систем фазової синхронізації: а) при нульовій частотній розстройці; б) при ненульовій частотній розстройці

В ряді робіт [2-4], в достатньо чіткому вигляді отримані математичні моделі двох кільцевих пов'язаних дискретних систем фазової синхронізації із двома зовнішніми опорними коливаннями з перетворенням і без перетворення частоти і комбінованих систем частотно-фазового автопідстроювання, що значно розширює область застосування таких систем, яка в наслідок цього вже не обмежується задачами фазової синхронізації

Слід зазначити, що існування узагальнених моделей для систем одного класу (одно кільцевих, двох кільцевих із взаємними зв'язками, однокільцевих з перериванням режиму автопідстроювання) і використання єдиної основи для побудови моделей різних класів дозволяє, в остаточному підсумку, застосувати до цих систем методики й алгоритми аналізу, засновані на єдиних підходах. В основі методик, як правило, лежать якісно-аналітичні методи аналізу рухів на фазовій площині, що є дискретною аналогією методів аналізу аналогових систем.

Література

1. Фазовая синхронизация / В.В.Шахгильдян, Л.Н.Белюстина, М.В.Капранов и др.; под ред. В.В.Шахгильдяна, Л.Н.Белюстиной. – М.: Связь, 1975. – 288 с.
2. Казаков Л.Н. Система цифровой частотной автоподстройки для быстродействующих синтезаторов

Надійшла до редакції
22.2.2013 р.

УДК 551.501.793

В.П. РОЙЗМАН, І.І. ЧЕСАНОВСЬКИЙ, М.М. ЩЕЦЯК

Хмельницький національний університет

**ПІДВИЩЕННЯ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ
НА ОСНОВІ БАГАТОКАНАЛЬНИХ МЕТОДІВ ЦИФРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ**

Розглянуто основні принципи побудови багатоканальних цифрових фільтрів на основі багато каскадних поєднаних альтернуючих та доповнюючих фільтрів. Показано, що застосування таких підходів дає змогу значно підвищити обчислювальну ефективність алгоритмів цифрової фільтрації за умови ідентичності окремих частотних каналів, що є актуальним в багатоканальних системах з частотним розділенням каналів.

Ключові слова: цифровий фільтр, багато каналні системи, частотне розділення, альтернуючий фільтр, доповнюючий фільтр.

The basic principles of multi-channel digital filters based on the cascading many combinations alternating and complementing filters. It is shown that the application of such approaches enables significantly improve computational efficiency of digital filtering algorithms provided identity separate frequency channels that are important in multichannel systems with frequency division multiplexing. Keywords: digital filter, many channel systems, frequency division, alternating filter complementary filtering.

Keywords: digital filter, many channel systems, frequency division, dividing filter complementary filter.

Не зважаючи на значні досягнення в галузі цифрової техніки, зокрема в цифровій елементній базі, питання розробки оптимальних за критерієм обчислювальних затрат, математичних методів обробки сигналів залишаються актуальними. Особливо гостро це питання стоїть в частині синтезу та реалізації цифрових фільтрів, оскільки в основі їх реалізації покладено, як правило операції згортки, які є дуже високо затратними з обчислювальної (операційної) точки зору [1-3]. В результаті цього реалізація навіть найпростіших фільтрів вимагає високих обчислювальних затрат, що не завжди може бути можливим.

В даній роботі розглядається багатоканальний метод реалізації цифрових фільтрів (ЦФ), які за своєю операційною складністю є більш ефективними за одно каналні [2]. Ефективність, в даному випадку, оцінюється по сумарному скороченню кількості обчислювальних операцій в алгоритмі фільтрації. Дане скорочення, може бути досягнуте за рахунок певної декомпозиції передавальних функцій окремих смугових цифрових фільтрів з подальшим групуванням операцій, що повторюються.

Розглянемо ефективну реалізацію багатоканального лінійно-фазового нерекурсивного цифрового фільтру (ЛФНЦФ), що розділяє вхідний сигнал $u(n)$ на M каналів на прикладі пристрою трьохканального частотного розділення (ПТКР), що складається з альтернуючого фільтра (АФ) і доповнюючого фільтра (ДФ).

Якщо $H_q(z)$ – передавальна функція деякого цифрового фільтру (ЦФ) доповнює $H(z)$ – передавальну функцію даного ЦФ в сумі до характеристики всепропускного типу, то говорять, що фільтри утворюють взаємодоповнюючу (комплементарну) пару, а цей ЦФ називають доповнюючим ЦФ (ДФ).

Існує дзеркальна відповідність між характеристиками смуги пропускання ДФ і смуги затримки даного ЦФ [3].

Припустимо, що N – парне число і передавальну функцію ЛФНЦФ можна записати:

$$H(z) = \sum_{n=0}^N h(n)z^{-n} = z^{-N/2} H_0(z), \quad (1)$$

де $H_0(z)$ – дійсна функція.

Тоді H_q має вигляд:

$$H_q(z) = z^{-N/2} - H(z) = z^{-N/2} (1 - H_0(z)) \quad (2)$$

Поведінку частотних характеристик комплементарної пари ілюструє рис. 1. Коли даний ЦФ реалізований, для побудови ДФ великих витрат не потрібно, досить додати лише один суматор.

Якщо в (2) виконати заміну z на $-z$, то отримана передавальна функція $H_a(z)$ буде відповідати альтернуючому ЦФ (АФ):

$$H_a(z) = H(-z) = \sum_{n=0}^N (-1)^n h(n)z^{-n} = z^{-N/2} H_0(-z). \quad (3)$$