

нарного відношення та квантового нечіткого N -арного відношення. 2) Запропоновано методи обчислення індикаторних функцій квантового нечіткого бінарного відношення, квантового нечіткого тернарного відношення, квантового нечіткого N -арного відношення з індикаторних функцій квантових нечітких множин, що утворюють дані квантові нечіткі відношення.

Література

1. Бурбаки Н. Основные структуры анализа. Теория множеств / Н. Бурбаки : пер. з фр. Г. Поварова, Ю. Шихановича. – М. : Изд-во "Мир", 1965. – 457 с.
2. Архангельский А.В. Канторовская теория множеств / А.В. Архангельский. – М. : Изд-во МГУ, 1988. – 112 с.
3. Казимиров Н.И. Введение в аксиоматическую теорию множеств / Н.И. Казимиров : учебн. пособ. – Петрозаводск, 2000. – 104 с.
4. Рыжов А.П. Элементы теории нечетких множеств и ее приложений / А.П. Рыжов. – М. : Изд-во МГУ, 2003. – 81 с.
5. Мацеевский С.В. Нечеткие множества / С.В. Мацеевский : учебн. пособ. – Калининград : Изд-во КГУ, 2004. – 176 с.
6. Пастух О.А. Квантові нечіткі множини з комплексно значною характеристичною функцією і їх використання для квантового комп'ютера / О.А. Пастух // Вісник Хмельницького національного у-ту. – 2006. – Т.1, № 2. – С. 158-161.
7. Пастух О.А. Квантова нечітка випадкова подія та її маргінальна амплітуда ймовірності / О.А. Пастух // Вісник Хмельницького національного у-ту. – 2006. – № 5. – С. 58-60.
8. Пастух О.А. Повний біунарний уніфікований квантових нечітких булевих підмножин на просторі $[0; \infty)$ / О.А. Пастух // Вісник Хмельницького національного у-ту. – 2007. – № 1. – С. 196-198.
9. Пастух О.А. Основи зв'язку між математичними формалізмами інформаційних систем, нечітких інформаційних систем та квантових інформаційних систем / О.А. Пастух // Вісник Хмельницького національного у-ту. – 2008. – № 3. – С. 87-98.

УДК 681.322

Доц. П.В. Тимошук, д-р техн. наук –
НУ "Львівська політехніка"

СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНІ СХЕМИ ПОДІЛЬНИКІВ ЧАСТОТИ ДИСКРЕТИЗОВАНИХ ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ У ПАРНУ КІЛЬКІСТЬ РАЗІВ

Запропоновано структурно-функціональні схеми подільників частоти дискретизованих гармонічних сигналів у парну кількість разів. Структура і параметри схем залишаються незмінними для довільних скінченних значень амплітуд і частот сигналів. Перетворення сигналів здійснюється лінійно, без спотворень амплітуди і частоти. Подільники не потребують додаткового фільтрування вихідних сигналів.

Ключові слова: структурно-функціональна схема, подільник частоти, дискретизований гармонічний сигнал, аналогова математична модель, схемотехнічна реалізація, елементна база.

Assoc. prof. P.V. Tymoshchuk – NU "L'vivs'ka Politekhnikha"

Structure-functional schemes of wide-range frequency dividers of sampled harmonic signals

Structure-functional schemes of frequency dividers of sampled harmonic signals in even number of times are proposed. Structure and parameters of schemes are not changed for any finite values of amplitudes and frequencies of signals. Signal transformation is fulfilled linearly without amplitude and frequency distortion. Dividers do not require an additional filtering of output signals.

Keywords: structure-functional scheme, frequency divider, sampled harmonic signal, analogy mathematical model, implementation, element base.

Вступ. Загальний підхід до розв'язання задачі синтезу подільників частоти на основі множин вхідних та вихідних гармонічних сигналів можна знайти в [1]. Методику синтезу подільників частоти гармонічних сигналів з дробовим коефіцієнтом ділення описано в [2]. Розв'язки задачі отримуються на основі побудови математичних моделей подільників у вигляді різницевих рівнянь. Методи ґрунтуються на теорії розщеплення сигналів і потребують здійснення процедури розщеплення довільної множини вхідних гармонічних сигналів, яка не завжди дає бажані результати.

Найпоширенішими є регенеративні подільники частоти гармонічних коливань. Такий подільник може містити змішувач частоти та помножувач і реалізується на основі інтегральних схем [3]. Пристрій може функціонувати без вихідного фільтру, однак тоді для стійкої синхронізації у широкій смузі частот сигнал зворотного зв'язку потрібно зсувати приблизно на 90° . Вмикаючи послідовно подільники частоти на два, можна отримувати будь-які парні коефіцієнти ділення. Однак, за відсутності вхідного сигналу занадто велике підсилення у ланці зворотного зв'язку може призвести до самозбудження подільника.

У роботі [4] запропоновано подільник частоти на два, який містить послідовно з'єднані односмуговий амплітудний модулятор, підсилювач та суматор, генератор високої частоти, амплітудний обмежувач, помножувач та фільтр нижніх частот. Для зменшення нелінійних спотворень до пристрою введено амплітудний детектор, диференціальне коло та тригер. У [5] описано подільник частоти, сконструйований на піковому детекторі та перетворювачі напруги, який містить два суматори, інвертор та тригер. Для звуження спектра вихідних сигналів до пристрою введено керований кореневидобувач.

Амплітуда і частота вихідних сигналів існуючих подільників частоти залежать від параметрів подільників, а вихідні сигнали подільників потребують фільтрування. У цьому дослідженні розглянуто розв'язання задачі побудови структурно-функціональних схем подільників частоти дискретизованих гармонічних сигналів у парну кількість разів, які, на відміну від аналогів, є амплітудо- та частотонезалежними і не потребують відфільтровування вихідних сигналів [6].

Математичні моделі подільників частоти. Сконструємо математичну модель подільника частоти дискретизованих гармонічних сигналів на два, на вході якого діють сигнали $x(t) = A \sin \omega t$, а на виході отримуються сигнали $y(t) = A \cdot \sin \omega/2t$ з похибками, які не перевищують, наприклад, значень $\varepsilon = 5.598 \cdot 10^{-3}$ і $\delta = 5.404 \cdot 10^{-4}$, де ε та δ – максимальна абсолютна і середньоквадратична похибки відповідно.

Для розв'язання такої задачі задамо значення дискрет A , ω , t , де $A \in [0.1; 100]$, $\omega \in [0.1; 100]$, $t \in [0; 2\pi/\omega]$, з кроком 10, 10, $0.2\pi/\omega$ відповідно. Аналогова модель подільника може бути знайдена у вигляді такого диференційного рівняння:

$$y'(t) = s_i \sqrt{g [0.5g + 0.25x'(t)]}; \quad s_{i+1} = -s_i, \quad \text{якщо} \quad \sqrt{g [0.5g + 0.25x'(t)]} = 0, \quad (1)$$

де: $g = 0.5\sqrt{[x'(t)]^2 - x(t)x''(t)}$, s_i – керований перемикач полярності сигналу $\sqrt{g[0.5g + 0.25x'(t)]}$ при $\sqrt{g[0.5g + 0.25x'(t)]} = 0$, $s_1 = 1$ або $s_1 = -1$ [7]. Модель подільника (1) є точною для довільних значень $0 < A < \infty, 0 < \omega < \infty, 0 \leq t < \infty$.

Дискретизація представлення (1) приводить до отримання такої моделі подільника дискретизованих гармонічних сигналів:

$$y(k+1) = s(k)[y(k) + \nabla y(k)\Delta t]; \quad s(k+1) = \begin{cases} -s(k), & \text{якщо } y(k) = 0; \\ s(k), & \text{якщо } y(k) \neq 0, \end{cases} \quad (2)$$

де: $\nabla y(k) = \sqrt{g(k)[0.5g(k) + 0.25\nabla x(k)]}$, $g(k) = 0.5\sqrt{[\nabla x(k)]^2 - x(k)\nabla^2 x(k)}$, $\nabla x(k) = (x(k+1) - x(k-1))/2$ і $\nabla^2 x(k) = x(k+1) - 2x(k) + x(k-1)$, – скінченні різниці першого і другого порядків відповідно, $y(1) = 0$, $s(1) = 1$ або $s(1) = -1$. Похибки моделі (2) для кроку дискретизації по часу $\Delta t = 0.004\pi/(3\omega)$ не перевищують заданих значень ε і δ .

Аналогову модель подільника також можна отримати, наприклад, при обмеженнях $\varepsilon = 8.329 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 7.826 \cdot 10^{-3}$ у вигляді [7]:

$$\int y(t)dt = s_i \sqrt{g[g + 0.5 \int x(t)dt]}; \quad s_{i+1} = -s_i, \quad \text{якщо } \sqrt{g[g + 0.5 \int x(t)dt]} = 0, \quad (3)$$

де $g = 0.5\sqrt{[\int x(t)dt]^2 - x(t)\int x(t)dt^2}$, $s_1 = 1$ або $s_1 = -1$. Модель (3) є точною для будь-яких значень $0 < A < \infty, 0 < \omega < \infty, 0 \leq t < \infty$.

Дискретизація представлення (3) приводить до отримання моделі подільника дискретизованих гармонічних сигналів виду:

$$y(k) = s(k)z(k); \quad s(k+1) = \begin{cases} -s(k), & \text{якщо } z(k) = 0; \\ s(k), & \text{якщо } z(k) \neq 0, \end{cases} \quad (4)$$

де: $z(k) = \frac{Iy(k+1) - Iy(k)}{\Delta t}$; $Iy(k) = \sqrt{g(k)[g(k) + 0.5Ix(k)]}$; $g(k) = 0.5\sqrt{[Ix(k)]^2 - x(k)I^2x(k)}$, $Ix(k+1) = Ix(1) + \sum_{i=1}^k \frac{x(i) + x(i+1)}{2}$, $I^2x(k+1) = I^2x(1) + \sum_{i=1}^k \frac{Ix(i) + Ix(i+1)}{2}$, $Ix(1) = -\frac{KA}{\omega\Delta t}$, $I^2x(1) = 0$, $s(1) = 1$ або $s(1) = -1$. Похибки моделі (4) для $\Delta t = 0.002\pi/\omega$ не перевищують заданих значень ε та δ .

Структурно-функціональні схеми подільників. На основі моделей (2) і (4) структурно-функціональні схеми подільників частоти дискретизованих гармонічних сигналів на два можна сконструювати на базі цифрових інтеграторів (ЦІ), суматорів, перемножувачів, блоків видобування квадратного кореня, керованих перемикачів та ланок затримки. Такі схеми показані на рис. 1 відповідно.

Як побачимо, схему, показану на рис. 1,б, отримано у дещо іншій елементній базі, ніж схему, наведену на рис. 1, а. Отже, схемотехнічна реалізація подільника частоти дискретизованих гармонічних сигналів може здійснюватись у різній елементній базі залежно від потрібних діапазонів зміни амплітуди і частоти сигналів, якості елементної бази та інших критеріїв.

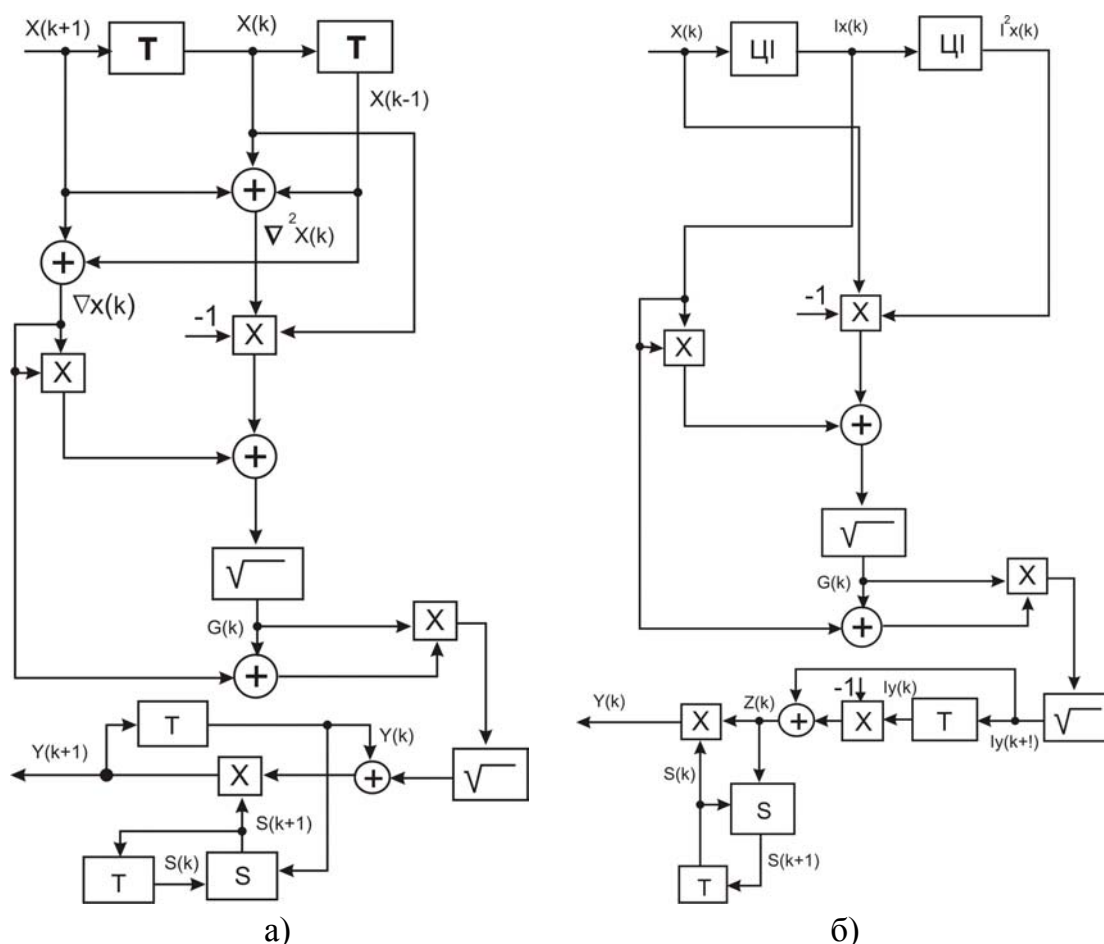


Рис. 1. Структурно-функціональні схеми подільника частоти дискретизованих гармонічних сигналів на два, отримані за моделями відповідно (2) і (4)

На основі схем, поданих на рис. 1, можна конструювати структурно-функціональні схеми подільників частоти дискретизованих гармонічних сигналів у 2^n разів. Це здійснюється шляхом послідовного з'єднання n подільників частоти на два.

Висновки. Отримані схеми подільників частоти, на відміну від існуючих аналогів, призначені для функціонування у широких межах зміни амплітуд і частот входних сигналів без зміни структури і параметрів подільників. Схеми характеризуються високою точністю і не потребують фільтрування вихідних сигналів [7]. Амплітуда вихідних сигналів подільників не залежить від частоти, перетворення сигналів здійснюється лінійно, без спотворення амплітуди для довільних скінченних значень входних сигналів, тобто схеми не породжують гармонік. Будучи реалізовані на інтегральних мікросхемах, такі подільники можуть функціонувати у широкій смузі частот за незначного енергоспоживання [8].

Література

1. Букашкин С.А. Моделирование и синтез нелинейных электронных схем на ЭВМ. – Рига : Изд-во РКИИГА, 1988. – 110 с.
2. Букашкин С.А. Численные методы оптимального синтеза линейных и нелинейных рекурсивных электронных схем : дисс. на соискание учен. степени д-ра техн. наук: спец. 05.09.05. – Рига, 1989. – 516 с.
3. Гетман В.П., Голованов А.И., Найдоров В.З., Юсупов З.Ф. Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя / под ред. В.З. Найде-рева. – М. : Изд-во "Сов. радио", 1977. – 128 с.

4. А.С. 1510065 СССР, МКИ 4H03B19/00. Делитель частоты на два / М.М. Шахмаев, А.А. Алексеев (СССР), № 4255179/24-09. Заявлено 02.06.87; Опубл. 23.09.89. Бюл. № 35. – 2 с.
5. А.С. 1229945 СССР, МКИ 4H03B19/00. Делитель частоты / В.Ф. Туник (СССР), № 3817875/24-10. Заявлено 19.11.84; Опубл. 7.05.86. Бюл. № 17. – 2 с.
6. Пат. 68901 А Україна, МПК 7H03B19/00. Подільник частоти синусоїдальних коливань у парну кількість разів / Тимошук П.В., Григор'єв А.С., № 20031110345; Заявл. 17.11.2003; Опубл. 16.08.2004. Бюл. № 8. – 2 с.
7. Тимошук П.В. Синтез подільника частоти на два // Вісник НУ "Львівська політехніка": Радіоелектроніка і телекомунікації. – 2000. – № 399. – С. 97-100.
8. Радиоприемные устройства / под ред. А.П. Жуковского. – М.: Изд-во "Высш. шк.", 1989. – 344 с.

УДК 630*31;658.011.51

Доц. О.А. Стиранівський, канд. техн. наук –
НЛТУ України, м. Львів; інж. Ю.О. Стиранівський –
Державний комітет лісового господарства України

УДОСКОНАЛЕННЯ ПРОЦЕДУРИ АВТОМАТИЧНОГО ТРАСУВАННЯ ЛІСОВОЇ ДОРОГИ НА ЦИФРОВІЙ МОДЕЛІ МІСЦЕВОСТІ

Розглянуто можливості вдосконалення процедури автоматичного трасування лісової дороги на цифровій моделі місцевості шляхом збільшення кількості можливих зв'язків між вузлами растрових комірок, урахування вартості дорожнього будівництва як функції ухилу місцевості та ступеня важкості розроблення ґрунту й уточнення алгоритму пошуку найкращого розташування траси на засадах теорії мереж Штайнера.

Ключові слова: трасування лісової дороги, автоматична процедура, цифрова модель місцевості.

*Assoc. prof. O.A. Styranivsky – NUFWT of Ukraine, L'viv;
eng. Yu.O. Styranivsky – State committee of forestry of Ukraine*

Improving of the automatic road route location procedure for digital model of terrain

Improvements of automatic road route location procedure on the digital model of terrain by increasing of possible links between grid nodes and taking into account of road construction cost as functions of slope and rock occurrence in a road cross section, as well as clarification of location search algorithm on principles Steiner tree problem are considered.

Keywords: forest road route location, automatic procedure, digital model of terrain.

Вступ. Комп'ютерне моделювання значно інтенсифікувалося в останні десятиліття. Метою цього процесу є як мінімум обґрунтування дій технічних експертів, пов'язаних із розв'язання важливих інженерних задач. Планування лісотransпортних мереж складне і відповідальне завдання, яке має вирішальний вплив на вибір потенційної лісозаготівельної технології та типу лісотransпортного засобу, ефективність лісового господарювання, перспективи можливого розвитку туристичної та рекреаційної діяльності. Від розміщення лісової дороги на місцевості залежить також і величина її впливу на довкілля.

Комп'ютерне планування лісотransпортних мереж відоме з 70-х років минулого століття. Проте тільки поява сучасних комп'ютерів 4-го покоління та застосування цифрових моделей місцевості високої роздільної здатності