

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

© Тимощук П.В., 2010

Пропонуються структурно-функціональні схеми помножувачів частоти дискретизованих гармонічних сигналів у парну кількість разів. Схеми призначені для прецизійної обробки сигналів з довільними скінченними значеннями амплітуд і частот. Перетворення сигналів здійснюється лінійно, без спотворень амплітуди і частоти. Помножувачі не потребують додаткового фільтрування вихідних сигналів.

Structure-functional schemes of frequency multipliers of sampled harmonic signals in even number of times are proposed. The schemes can process precisely signals with any finite values of amplitudes and frequencies. Signal transformation is fulfilled linearly without amplitude and frequency distortion. Multipliers do not require an additional filtering of output signals.

Вступ. Під час формування, обробки і вимірювання параметрів сигналів великий вплив на показники якості, зокрема, на точність обробки сигналів, роздільну здатність, завадостійкість, пропускну здатність тощо мають нелінійні спотворення. Оскільки вимоги до лінійності елементів, вузлів та пристроїв постійно підвищуються, необхідно проектувати та створювати такі системи, які забезпечують якомога менші спотворення сигналів. Так, наприклад, величина допустимих нелінійних спотворень сучасних телекомунікаційних систем у перерахунку на еквівалентний коефіцієнт гармонік повинна становити тисячні частки відсотка. Забезпечення такого рівня спотворень пов'язано зі значними труднощами [1].

У системах, пов'язаних з формуванням, перетворенням і вимірюванням параметрів сигналів, широко використовуються помножувачі частоти гармонічних сигналів. Існують різні методи побудови таких помножувачів на частотах, нижчих за 100 МГц. Традиційно операція множення частоти реалізується за допомогою напівпровідникового діода (змішувача), на виході якого, крім основної гармоніки, виникає спектр вищих гармонік. Для того, щоб виділити необхідну гармоніку, потрібні високоякісні і, як правило, складні схеми фільтрування вихідних сигналів помножувача за порівняно малих значень амплітуд вищих гармонік. Перетворення частоти у таких помножувачах є лінійним у незначному динамічному діапазоні зміни вхідних сигналів [2].

Використовуються транзисторні, ємнісні, варикапні перетворювачі частоти, перетворювачі, виконані на тунельних обернених діодах та давачах Холла [3, 4]. Значення коефіцієнта нелінійних спотворень таких перетворювачів може досягати 10 %, а значення коефіцієнта передачі є обмеженим і залежить від частоти. Лінійність перетворення частоти залежить від параметрів вхідних сигналів. Варикапні перетворювачі потребують додаткових фільтрів, налагоджених на частоту корисного сигналу. Ємності варикапів є досить чутливими до різних дестабілізуючих факторів.

Існують аналогові перетворювачі частоти, виконані на інтегральних мікросхемах, які функціонують на основі перемноження напруг вхідних сигналів або вхідного сигналу та гетеродину. Перевагами таких перетворювачів є широкий діапазон робочих частот (до 500 МГц), мале енергоспоживання, а недоліками – порівняно вузький динамічний діапазон вхідних сигналів та

спотворення вихідних сигналів. Такі пристрої є амплітудо- або частотозалежними і вимагають фільтрування вихідних сигналів для виділення необхідних гармонік або ж відфільтровування постійної складової вихідних сигналів за допомогою фільтрів верхніх частот. Лінійний діапазон по сигнальному входу таких перемножувачів є незначним. Так, при подвоєнні частоти амплітуда вихідних сигналів, як правило, пропорційна до квадрата амплітуди вхідних сигналів, що спричинює спотворення. Існують схеми подвоювачів частоти, в яких амплітуда вхідних сигналів є пропорційною до амплітуди вхідних сигналів, тобто передається на вихід помножувача лінійно (що необхідно, наприклад, при модуляції вхідної напруги сигналом повільної зміни). Однак такі схеми вимагають відфільтровування складової постійної складової у вихідних сигналах помножувача [5–8].

У [9] сконструйовано ідеальний помножувач частоти синусоїдальних коливань на основі двох функціональних блоків – помножувача та пристрою віднімання. Однак ідеальне множення при фіксованому n можливе лише за одного певного значення амплітуди вхідного коливання.

Вся енергія вхідного сигналу може бути перетворена на енергію n -ї гармоніки за допомогою оптимальних помножувачів [10, 11]. Оскільки на виході таких помножувачів відсутні небажані гармоніки, вони в принципі можуть використовуватись без додаткових фільтрів. Однак пристрої повинні мати нелінійну вольт-амперну характеристику, яка описується поліномом Чебишова 1-го роду. Помножувачі мають обмежений частотний діапазон і потребують підтримання строго постійної амплітуди вхідного сигналу.

Існують помножувачі частоти, які можуть функціонувати за довільних амплітуд вхідних гармонічних сигналів і не потребують вихідних фільтрів, однак при великих вхідних сигналах вихідні сигнали набувають вигляду меандра [12]. Істотно підвищити чистоту спектра вихідних сигналів без застосування складних LC-фільтрів дають змогу помножувачі частоти, сконструйовані на основі ФАП з подільником у колі зворотного зв'язку, особливо із застосуванням цифрових подільників. Однак такі помножувачі вимагають наявності цифрових подільників на частотах вище за 50 МГц, що відзначаються підвищеним паразитним випромінюванням, а тому потребують якісного екранування.

У [13, 14] запропоновано регенеративні помножувачі частоти, у які входять суматори, генератори синусоїдальних сигналів та N каналів, кожний з яких містить послідовно сполучені фазообертач та підсилювач-обмежувач. Для підвищення ККД пристроїв до них вводять фазорозщеплювачі, чотирьохквadrантні помножувачі напруги, а в кожний з N каналів вводять додатковий підсилювач-обмежувач та два помножувачі. В [15] описано широкодіапазонний регенеративний помножувач частоти, що містить фазовий детектор, суматор, керований генератор, подільник частоти та частотний детектор. Для зменшення власних шумів до пристрою введено подвоювач частоти та пропорційно-інтегруючий фільтр.

Отже, існуючі помножувачі частоти мають як переваги, так і недоліки. Актуальним залишається розв'язання задачі створення помножувачів частоти гармонічних сигналів, структура та параметри яких не залежать від амплітуди та частоти вхідних сигналів і які не потребують фільтрування вихідних сигналів. Зазначимо, що динамічний діапазон є важливою інтегральною характеристикою пристрою обробки сигналів і визначає його основні параметри. Вимоги до динамічного діапазону постійно зростають, що зумовлюється необхідністю підвищення якості обробки сигналів. Тому важливим завданням техніки обробки сигналів є розширення динамічного діапазону та приведення його у відповідність до динамічного діапазону вхідних дій. Один з напрямів вдосконалення техніки високолінійного перетворення частоти полягає у розвитку нових принципів, пов'язаних з підвищенням лінійності в широкому інтервалі вхідних сигналів [16]. У статті розв'язується задача побудови структурно-функціональних схем широкодіапазонних помножувачів частоти дискретизованих гармонічних сигналів у парну кількість разів на основі математичних моделей помножувачів.

Структурно-функціональні схеми помножувачів частоти. Сконструємо структурно-функціональні схеми помножувача частоти у дискретній елементній базі на основі побудови математичних моделей пристрою у вигляді інтегро-диференціальних та відповідних дискретних

рівнянь [17–19]. Отримаємо схеми помножувача частоти гармонічних сигналів на два, який трансформує множину вхідних сигналів $x(t)=A\sin\omega t$ у множину вихідних сигналів $y(t)=KA\sin 2\omega t$, де $K=1.3$, з максимальною абсолютною та середньоквадратичною похибками, що не перевищують значень $e=4.757 \times 10^{-3}$ і $s=2.232 \times 10^{-3}$ відповідно.

Задамо значення A , ω , t в межах $A \in [0.1; 100]$, $\omega \in [0.1; 100]$, $t \in [0; 2p/\omega]$ з кроками 10 , 10 , $0.2p/\omega$ відповідно. Модель помножувача може бути визначена в результаті розв'язання задачі апроксимації

$$\left\{ \sum_{k_1=0}^1 \sum_{k_2=0}^2 \sum_{k_3=0}^1 \sum_{k_4=0}^2 \sum_{k_5=0}^2 C_{k_1 k_2 k_3 k_4 k_5} [x(t)]^{k_1} [x'(t)]^{k_2} [x''(t)]^{k_3} [y(t)]^{k_4} [y'(t)]^{k_5} \right\}^2 \rightarrow \min_c, \quad (1)$$

де $C_{22000} = 1$, у вигляді такого рівняння:

$$y = \frac{xx'}{\sqrt{0.148(x')^2 - 0.148xx''}}. \quad (2)$$

Дискретизація рівняння (2) приводить до відповідного різницевого рівняння:

$$y(k) = \frac{x(k)\nabla x(k)}{\sqrt{0.148[\nabla x(k)]^2 - 0.148x(k)\nabla^2 x(k)}}, \quad (3)$$

де $\nabla x(k) = \frac{(x(k+1) - x(k-1))}{2}$, $\nabla^2 x(k) = x(k+1) - 2x(k) + x(k-1)$ – скінченні різниці першого і другого порядку відповідно. Аналогова модель помножувача (2) є точною за будь-яких $0 < A < \infty$, $0 < \omega < \infty$, $0 \leq t < \infty$. Похибки різницевого рівняння для (3) кроку дискретизації $h = 0.001p/\omega$ не перевищують заданих e та d .

Структурно-функціональна схема дискретного часу помножувачів частоти гармонічних сигналів на два, сконструйована за моделлю (3) на основі ланок затримки, цифрових суматорів, перемножувачів, подільника та блока видобування квадратного кореня, наведена на рис. 1.

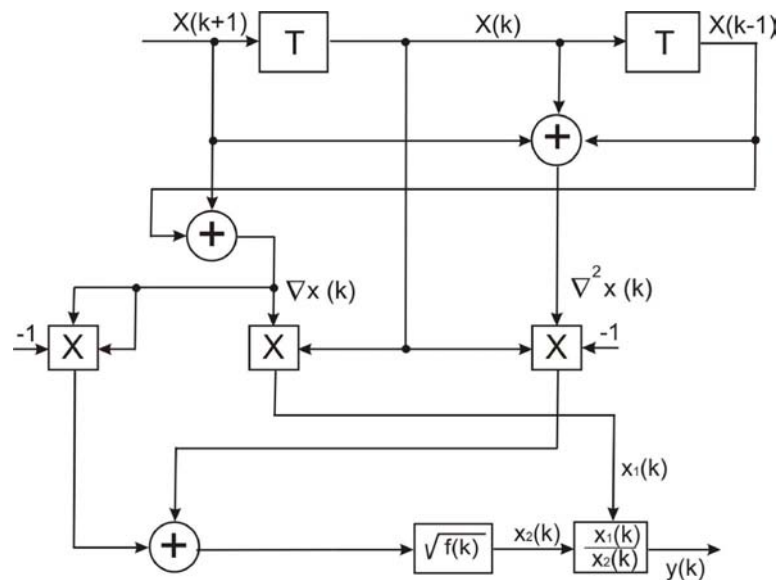


Рис. 1. Структурно-функціональна схема дискретного часу помножувача частоти гармонічних сигналів на два, отримана за моделлю (3)

Побудуємо структурно-функціональну схему помножувача частоти, який повинен перетворювати задану у попередньому випадку множину вхідних сигналів $x(t)$ на множину вихідних сигналів $y(t)$ з похибками, не більшими від $e=1.476 \times 10^{-3}$ та $s=2.062 \times 10^{-3}$. Для цього задамо значення A , ω , t , де $A \in [15; 55]$, $\omega \in [10; 70]$, $t \in [0; 2p/\omega]$ дискретно з кроком 5 , 10 , $0.2p/\omega$ відповідно. Модель помножувача, отримана в результаті розв'язання задачі апроксимації виду:

$$\sum_{k_1=0}^1 \sum_{k_2=0}^2 \sum_{k_3=0}^1 \sum_{k_4=0}^2 \sum_{k_5=0}^2 C_{k_1 \dots k_5} [x(t)]^{k_1} \left[\int x(t) dt \right]^{k_2} \left[\iint x(t) dt^2 \right]^{k_3} [y(t)]^{k_4} \left[\int y(t) dt \right]^{k_5} \rightarrow \min_c, \quad (4)$$

де $C_{22000} = 1$, може бути подана у формі:

$$y(t) = - \frac{x(t) \int x(t) dt}{\sqrt{0.148 \left[\int x(t) dt \right]^2 - 0.148 x(t) \iint x(t) dt^2}}, \quad (5)$$

де при $t = 0$ початкові умови: $x(t)=0$, $\int x(t) dt = -\frac{KA}{\omega}$, $\iint x(t) dt^2 = 0$.

Дискретизація рівняння (5) приводить до виразу:

$$y(k) = - \frac{x(k)Ix(k)}{\sqrt{0.148[Ix(k)]^2 - 0.148x(k)I^2x(k)}}, \quad (6)$$

де $Ix(k+1) = Ix(1) + \sum_{i=1}^k \frac{x(i) + x(i+1)}{2}$; $I^2x(k+1) = I^2x(1) + \sum_{i=1}^k \frac{Ix(i) + Ix(i+1)}{2}$; $Ix(1) = -\frac{KA}{\omega \Delta t}$; $I^2x(1) = 0$;

Δt – крок дискретизації за часом. Знайдена аналогова модель помножувача є точною для $0 < A < \infty, 0 < \omega < \infty, 0 \leq t < \infty$. Похибки дискретної моделі для кроку $h = 0.002p/\omega$ не перевищують заданих ϵ та d .

Структурно-функціональна схема дискретного часу помножувача, яка будується на основі цифрових інтеграторів, суматорів, перемножувачів, подільника та блока видобування квадратного кореня, показана на рис. 2.

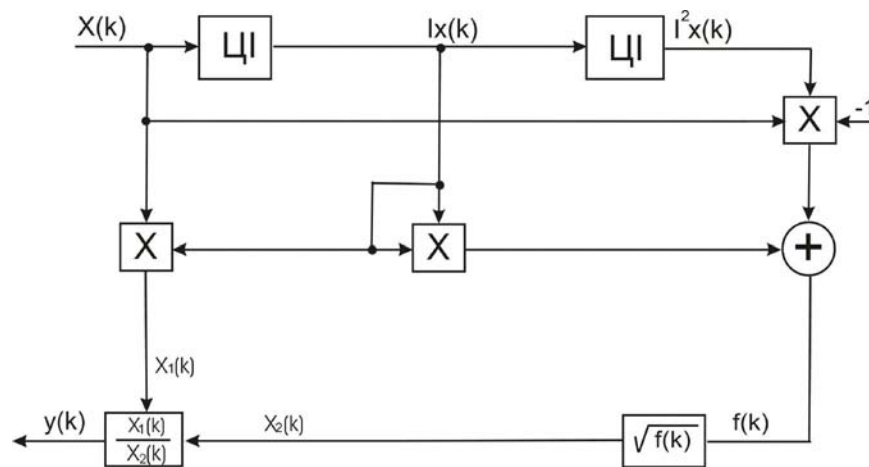


Рис. 2. Структурно-функціональна схема дискретного часу помножувача частоти гармонічних сигналів на два, отримана за моделлю (6)

Чутливість помножувачів частоти. При здійсненні практичної реалізації отриманих структурно-функціональних схем неминучими є певні відхилення параметрів реальних схем та вхідних сигналів від розрахункових значень. Для коректного проектування схем необхідно оцінювати, як впливають такі відхилення на властивості схем. Задача оцінювання чутливості, як правило, розглядається у двох аспектах: детермінованому, коли задаються межі зміни параметрів елементів схеми та статистичному, коли припускається, що відхилення параметрів від заданих описуються відомими розподілами імовірностей [20].

Розглянемо перший аспект у межах детермінованої теорії чутливості. Оскільки у нелінійних схемах, на відміну від лінійних, функції схеми у загальному випадку ввести неможливо, характеризуватимемо чутливість безпосередніми оцінками відхилення реакцій залежно від відхилення параметрів схеми від розрахункових. Проаналізуємо чутливість дискретних моделей (3) і (6).

Дослідимо чутливість вихідних сигналів моделей помножувача (3) і (6) до зміни значень параметрів моделей. Для цього використаємо вхідні сигнали $x(t) = A \sin(\omega t)$, що мають параметри $0 < A \leq 10B, \omega = 2\pi f, 0 < f \leq 1\text{МГц}$, вибрані з кроками $1B$ та 100 кГц на інтервалі часу $t \in [0; 2\pi/\omega]$ з кроком $\Delta t = 2\pi/(\omega(n-1))$. Обмежимо максимальну похибку функціональних блоків перемноження сигналів S_x , ділення сигналів S_+ та видобування квадратного кореня $S_{\sqrt{\quad}}$ значенням $S = 1 \cdot 10^{-4}$. У результаті вихідні сигнали аналогових та дискретних моделей помножувача матимуть вигляд, показаний для $A = 1B, f = 1\text{кГц}$ на рис. 3, де z – точні вихідні сигнали. Для інших значень A та f із заданої множини отримуються вихідні сигнали помножувача такої самої форми. При збільшенні відхилень значень параметрів моделі від номінальних відхилення амплітуди вихідних сигналів від точних значень зростає. Тому помножувачі можуть реалізуватись в сучасній цифровій елементній базі. На основі одержаних структурно-функціональних схем можна конструювати схеми множення частоти гармонічних сигналів у 2^n разів. Це здійснюється за допомогою послідовного з'єднання отриманих схем n разів.

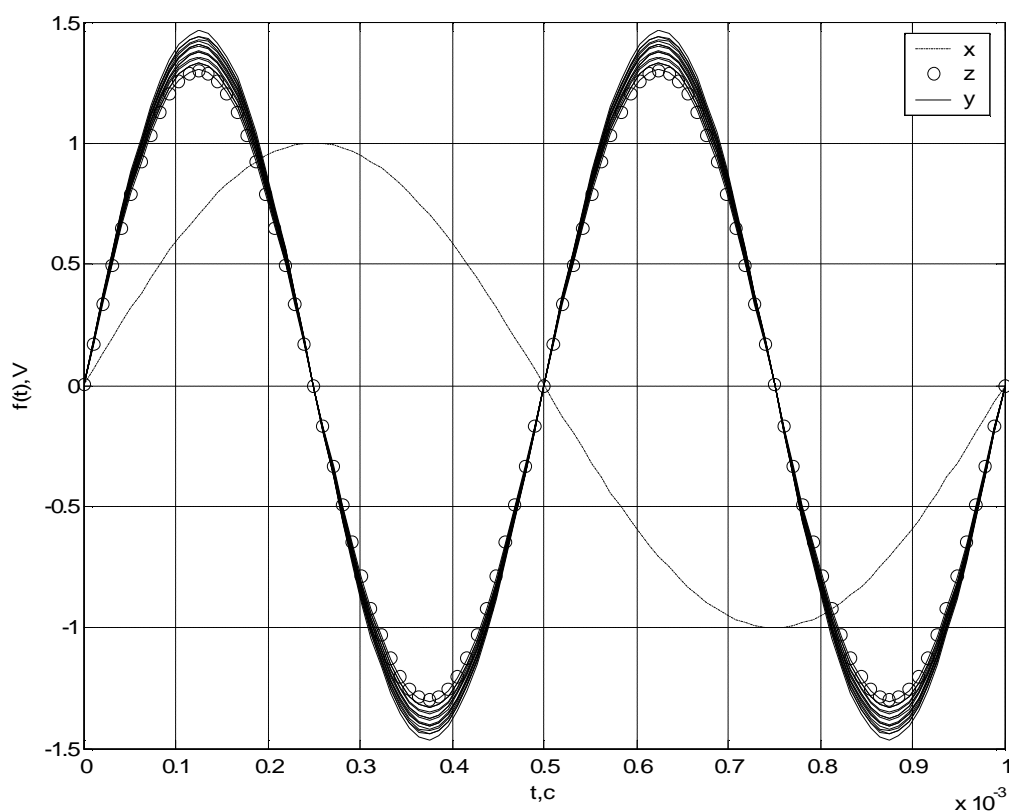


Рис. 3. Вхідний та вихідні сигнали моделей помножувача частоти гармонічних сигналів на два (3) і (6) при варіації параметрів

Порівняння з аналогами. Розглянемо для порівняння помножувач частоти гармонічних сигналів на два, що функціонує на основі відомого тригонометричного співвідношення $\cos 2a = 2\cos^2 a - 1$, з [21]. Помножувач містить квадратор AD530 та фільтр постійної складової (останній може бути замінений на джерело постійної напруги для компенсації постійної складової на виході квадратора). Якщо $x = A \cos \omega t$, з урахуванням співвідношення $\cos 2a = 2\cos^2 a - 1$, на виході схеми отримується сигнал $y = 2A^2 \cos^2 \omega t - A^2 = A^2 \cos 2\omega t$, тобто гармонічне коливання подвійної частоти з квадратичною (а отже, спотвореною) амплітудою. Постійна складова A^2 на виході квадратора повинна бути відфільтрована або скомпенсована. При побудові за таким

принципом помножувача з лінійною характеристикою “вхід–вихід”, яка необхідна, наприклад, при модуляції вхідної напруги повільним сигналом, пристрій функціонуватиме на основі співвідношення $y = \frac{2x^2}{A} - A$, тобто є амплітудозалежним (потребує підлагоджування джерела постійної напруги при зміні A).

В [22] описано схему іншого подібного амплітудонезалежного подвоювача частоти, амплітуда вхідного сигналу якого передається лінійно. Складова постійного струму вихідного сигналу перемножувача AD531, який функціонує у режимі квадратора, фільтрується і використовується для керування підсиленням. Амплітуда сигналу подвійної частоти E_0 такого помножувача

пропорційно залежить від амплітуди вхідного сигналу E_1 : $E_0 = \frac{E_1}{\sqrt{2}} - \frac{E_1}{\sqrt{2}} \sin 2\omega t$. Складова

постійного струму у вихідному сигналі може бути відділена за допомогою фільтра високих частот. Як такі фільтри можуть використовуватись фільтри Баттерворта, Бесселя та Чебишова. Однак для отримання достатньо великої крутизни амплітудної характеристики необхідно синтезувати фільтри високого порядку та реалізовувати їх на індуктивностях в інтегральному виконанні, що призводить до обмежень застосування таких помножувачів [23].

Висновки. Розв’язується задача побудови та аналізу структурно-функціональних схем широкодіапазонних помножувачів частоти дискретизованих гармонічних сигналів у парну кількість разів. На відміну від аналогів, отримані схеми є лінійними, амплітудо- та частотонезалежними, вони не потребують здійснення додаткового фільтрування вихідних сигналів [24]. Схеми є нерегенеративними і дають змогу порівняно просто здійснювати операцію множення частоти гармонічних сигналів без спотворення їх амплітуди. Зсув фази вихідного сигналу схеми відносно вхідного може бути визначений обчисленням затримок виконання операцій, які входять до її математичної моделі [25]. Запропоновані схеми можуть використовуватись у системах визначення координат, частотного вимірювання відстані, висоти та швидкості руху об’єктів, вимірювання фізико-хімічних параметрів речовин за їх частотними характеристиками, у телекомунікаційних системах.

1. Богданович Б.М. *Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах.* – М.: Связь, 1980. – 280 с. 2. Гоноровский М.С. *Радиотехнические цепи и сигналы.* – М.: Сов. радио, 1967. – 328 с. 3. Мовшович М.Е. *Полупроводниковые преобразователи частоты (основы теории и расчета).* – Л.: Энергия, 1974. – 336 с. 4. Мовшович М.Е. *Полупроводниковые преобразователи частоты.* – Л.: Энергия, 1968. – 264 с. 5. Филиппов А.Ф. *Дифференциальные уравнения с разрывной правой частью.* – М.: Наука, 1985. – 224 с. 6. *Радиоприемные устройства / Под ред. А.П. Жуковского.* – М.: Высш. шк., 1989. – 344 с. 7. Якубовский С.В., Баркалов И.А., Кудряшов Б.И. *Аналоговые и цифровые интегральные схемы.* – М.: Сов. радио, 1979. – 336 с. 8. Ренишер У., Вейсс К. *Универсальная монолитная ИС аналогового перемножителя // Электроника.* – 1970. – № 12. – С. 19–20. 9. Зимин В.В. *Идеальный умножитель частоты // Радиотехника,* 1974, т. 29, №10. – С. 91–92. 10. Ризкин И.Х. *Умножители и делители частоты.* – М.: Связь, 1976. – 296 с. 11. Аралов М.С. *Оптимальные умножители частоты на транзисторах // Радиотехника,* 1978, т.33, №6. – С.25–32. 12. *Радиоприемные устройства / В.Н. Банков, Л.Г. Барулин, М.И. Жодзинский и др.; Под ред. Л.Г. Барулина.* – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с. 13. А.с. 1667217 СССР, МКИ 5Н03В19/00. *Умножитель частоты / В.П. Боровский, Б.А. Нижегольский, Е.В. Олигов, С.И. Петрунин (СССР).* – №4372697/09; Заявлено 01.02.88; Опубл. 30.07.91, Бюл. № 28. – 2 с. 14. А.с. 1345304 СССР, МКИ 4Н03В19/00. *Умножитель частоты синусоидальных колебаний в четное число раз / В.П. Боровский, Б.А. Нижегольский, Е.В. Олигов, С.И. Петрунин (СССР).* – №4004050/24-09; Заявлено 06.01.86; Опубл. 15.10.87, Бюл. № 38. – 3 с. 15. А.с. 1136301 СССР, МКИ Н03В19/00. *Широкодиапазонный умножитель частоты / Б.И. Смирнов, В.Л. Канторович, Г.Я. Яковлев (СССР).* –

№3482913/24-09; Заявлено 06.08.82; Опубл. 23.01.85, Бюл. № 3. – 3 с. 16. Богданович Б.М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. – М.: Радио и связь, 1984. – 176 с. 17. Тимощук П.В., Бардила Т.І. Алгоритмічний метод синтезу помножувача частоти на основі інтегрального рівняння // Комп'ютерні системи та мережі. – 2000. – № 385. – С.112–114 (Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”). 18. Тимощук П.В., Ліценюк В.І. Синтез помножувача частоти гармонічних сигналів // Відбір і обробка інформації. – 2000. – Вип. 14 (90). – С.68–72. (Збірник Фізико-механічного інституту ім. Г.В.Карпенко). 19. Пат. 68902 А Україна, МПК 7H03B19/00. Помножувач частоти синусоїдальних коливань у парну кількість разів / Тимощук П.В., Григор'єв А.С. – № 20031110346; Заявл. 17.11.2003; Опубл. 16.08.2004. Бюл. № 8. – 2 с. 20. Калахан Д. Современный синтез цепей. – М.: Энергия, 1966. – 192 с. 21. Ренишер У., Вейсс К. Универсальная монолитная ИС аналогового перемножителя // Электроника. – 1970. – № 12. – С. 19–20. 22. Справочник по нелинейным схемам. Проектирование устройств на базе аналоговых функциональных модулей и интегральных схем / Под ред. Д. Шейнгольда. – М.: Мир, 1977. – 528 с. 23. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. – М.: Мир, 1982. – 512 с. 24. Букашкин С.А. Численные методы оптимального синтеза линейных и нелинейных рекурсивных электронных схем: Диссертация на соискание ученой степени докт. техн. наук: 05.09.05. – Рига, 1989. – 516 с. 25. Мичуда З.Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі – АЦП майбутнього. – Львів: Простір, 2002. – 242 с.

УДК 621.317

В.Д. Погребенник, А.В. Пашук
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра захисту інформації

ДОСЛІДЖЕННЯ КОМПОНЕНТНОГО СКЛАДУ ПРИРОДНИХ МІНЕРАЛІВ ДЛЯ ВОДЯНИХ ФІЛЬТРІВ

© Погребенник В.Д., Пашук А.В., 2010

За допомогою рентгенофлуоресцентного аналізатора досліджено компонентний склад природних мінералів – шунгіту, силувіту та кременю. Показано, що шунгіт містить від 20 до 29, силувіт – до 16, а кремень – до 14 хімічних елементів. Основними компонентами досліджуваних мінералів є кремній, калій, алюміній, сірка, залізо, титан.

With the help of roentgen-fluorescent analyzer investigational component composition of natural minerals – shungit, siluvit and to flint. It is rotined that shungit contains from 20 to 29, siluvit – to 16, and flint – to 14 chemical elements. The basic components of the probed minerals is silicon, potassium, aluminium, sulphur, iron, titan.

Вступ. Вода є основною речовиною, яку споживає людина, а її якість впливає на стан здоров'я населення. Саме тому проблема якості питної води є важливою та першочерговою. Вода відіграє провідну роль у виникненні та перенесенні інфекцій, тому якість водопостачання є не тільки гігієнічною, а й епідеміологічною проблемою. В Україні у 2005 р. затверджено Загальнодержавну програму “Питна вода України” на 2006–2020 рр., яка спрямована на реалізацію державної політики щодо забезпечення якісного водопостачання населенню. Одним з основних напрямів виконання програми є нормативно-правове та науково-технічне забезпечення з ураху-