

СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНІ СХЕМИ ШИРОКОДІАПАЗОННИХ ПОМНОЖУВАЧІВ ЧАСТОТИ У 3^N РАЗІВ ДИСКРЕТИЗОВАНИХ ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ

© Тимошук П.В., 2009

Пропонуються структурно-функціональні схеми помножувачів частоти дискретизованих гармонічних сигналів у 3^N разів. Схеми є прецизійними для довільних скінченних значень амплітуд і частот вхідних сигналів. Перетворення сигналів здійснюється лінійно, без спотворень амплітуди і частоти. Помножувачі не потребують додаткового фільтрування вихідних сигналів.

Ключові слова – помножувачі частоти, гармонічні сигнали, фільтрування.

The structure-functional schemes of frequency multipliers of sampled harmonic signals in 3^N times are proposed. The schemes are precise for any finite values of amplitudes and frequencies of input signals. Signal transformation is fulfilled linearly without amplitude and frequency distortion. Multipliers do not require an additional filtering of output signals.

Keywords – frequency multipliers, harmonic signals, filtering.

Вступ

У разі оброблення сигналів істотно впливають на показники якості, зокрема, на точність відтворення сигналів, роздільну здатність, завадостійкість, пропускну здатність тощо, нелінійні спотворення. Оскільки вимоги до якості оброблення сигналів постійно підвищуються, необхідно створювати такі пристрої, які забезпечують якомога менші спотворення сигналів. Як відомо, величина допустимих нелінійних спотворень сучасних систем оброблення сигналів у перерахунку на еквівалентний коефіцієнт гармонік повинна становити тисячні частки відсотка. Забезпечення такого рівня спотворень пов'язано із значними труднощами [1].

Існують різні методи створення помножувачів частоти гармонічних сигналів. Традиційно операція множення частоти реалізується за допомогою напівпровідникового діода (змішувача), на виході якого, крім основної гармоніки, виникає спектр вищих гармонік [2]. Для того, щоб виділити необхідну гармоніку, потрібні високоякісні і, як правило, складні схеми фільтрування вихідних сигналів помножувача при порівняно малих значеннях амплітуд вищих гармонік. Перетворення частоти у таких помножувачах здійснюється лінійно у незначному динамічному діапазоні зміни вхідних сигналів.

Використовуються транзисторні, ємнісні, варікапні перетворювачі частоти, перетворювачі, виконані на тунельних обернених діодах і давачах Холла [3]. 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. Варікапні перетворювачі потребують додаткових фільтрів, налагоджених на частоту корисного сигналу. Ємності варікапів є доволі чутливими до різних дестабілізуючих факторів.

Актуальним залишається розв'язання задачі створення помножувачів частоти гармонічних коливань, структура та параметри яких не залежать від амплітуди й частоти вхідних сигналів і які не вимагають фільтрування вихідних сигналів. Відомо, що важливою інтегральною характеристикою пристрою є динамічний діапазон, який визначає його основні параметри. Вимоги до динамічного діапазону постійно зростають, що зумовлюється необхідністю підвищення якості

оброблення сигналів та істотним ускладненням електромагнітної ситуації. Тому актуальною задачею оброблення сигналів є розширення динамічного діапазону і приведення його відповідно до динамічного діапазону вхідних дій. Один з напрямків вдосконалення техніки високолінійного перетворення частоти полягає у розвитку нових принципів, пов'язаних з підвищенням лінійності у широкому інтервалі зміни вхідних сигналів [4].

Цифрові пристрої оброблення сигналів порівняно з аналоговими відзначаються високою точністю і надійністю функціонування. Сконструємо структурно-функціональні схеми помножувачів частоти дискретизованих гармонічних сигналів на основі побудови їх математичних моделей у вигляді дискретних рівнянь.

Математичні моделі помножувачів частоти

Побудуємо математичну модель помножувача частоти дискретизованих гармонічних сигналів на три у формі дискретного рівняння. Для цього як аргументи використаємо вхідні, вихідні сигнали помножувача і похідні від вхідних сигналів. Нехай пристрій повинен перетворювати множину вхідних дій $x(t)=A\sin\omega t$ у множину вихідних реакцій $y(t)=K\sin 3\omega t$, де $K=1.2$ з максимальною абсолютною і середньоквадратичною похибками, які не перевищують значень $\varepsilon=7.128\cdot 10^{-3}$ та $\delta=2.930\cdot 10^{-3}$ відповідно.

Для розв'язання поставленої задачі задамо значення A , ω , t , де $A\in[0.1;100]$, $\omega\in[0.1;100]$, $t\in[0;2\pi/\omega]$, дискретно з кроком 10^{-3} , 10^{-3} , $0.2\pi/\omega$ відповідно. Визначимо математичну модель помножувача в результаті розв'язання задачі апроксимації вигляду [5, 6]:

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

де $C_{1200} = 1$. В результаті отримується така аналогова модель помножувача:

$$0.2778[x'(t)]^2 y(t) - 0.2778x(t)x''(t)y(t) - x(t)[x'(t)]^2 - 0.3333[x(t)]^2 x''(t) = 0.$$

Отримана модель в явній формі

$$y(t) = \frac{x(t)[x'(t)]^2 + 0.3333[x(t)]x''(t)}{0.2778[x'(t)]^2 - 0.2778x(t)x''(t)}. \quad (1)$$

Модель помножувача (1) є точною для довільних значень $0 < A < \infty, 0 < \omega < \infty, 0 \leq t < \infty$. Дискретизація виразу (1) приводить до різницевого рівняння вигляду

$$y(k) = \frac{x(k)[\nabla x(k)]^2 + 0.3333[x(k)]\nabla^2 x(k)}{0.2778[\nabla x(k)]^2 - 0.2778x(k)\nabla^2 x(k)}, \quad (2)$$

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. Похибки дискретної моделі (2) для кроку дискретизації по часу $\Delta t = 0.004\pi/(3\omega)$ не перевищують заданих значень ε та δ .

Побудуємо модель помножувача частоти гармонічних сигналів на три, використавши в якості аргументів моделі вхідні, вихідні сигнали помножувача та інтеграли від вхідних сигналів. Нехай помножувач повинен перетворювати задану у попередньому прикладі множину вхідних дій $x(t)$ у множину вихідних реакцій $y(t)$ з похибками, не більшими від $\varepsilon=1.881\cdot 10^{-3}$ і $\delta=2.378\cdot 10^{-4}$.

Задамо значення A , ω , t , де $A\in[0.5;12]$, $\omega\in[10;80]$, $t\in[0;2\pi/\omega]$, дискретно з кроком 0.5 , 10 , $0.2\pi/\omega$ відповідно. Знайдемо модель помножувача в результаті розв'язання задачі апроксимації вигляду

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

де $C_{1200} = 1$. Отримана аналогова модель помножувача має вигляд:

$$0.2778 \left[\int x(t) dt \right]^2 y(t) - 0.2778 x(t) \iint x(t) dt^2 y(t) - 0.3333 [x(t)]^2 \iint x(t) dt^2 - x(t) \iint x(t) dt^2 = 0.$$

Знайдена модель у явній формі:

$$y(t) = \frac{x(t) \left[\int x(t) dt \right]^2 + 0.3333 [x(t)]^2 \iint x(t) dt^2}{0.2778 \left[\int x(t) dt \right]^2 - 0.2778 x(t) \iint x(t) dt^2}. \quad (3)$$

де при $t = 0$ початкові умови є такими: $x(t)=0$, $\int x(t) dt = -\frac{KA}{\omega}$, $\iint x(t) dt^2 = 0$. Аналогова модель помножувача (3) є точною для будь-яких $0 < A < \infty, 0 < \omega < \infty, 0 \leq t < \infty$.

Відповідна дискретна модель

$$y(k) = \frac{x(k) [Ix(k)]^2 + 0.3333 [x(k)]^2 I^2 x(k)}{0.2778 [Ix(k)]^2 - 0.2778 x(k) I^2 x(k)}, \quad (4)$$

де дискретні інтеграли можуть бути представлені у вигляді: $Ix(k+1) = Ix(1) + \sum_{i=1}^k \frac{x(i) + x(i+1)}{2}$;

$$I^2 x(k+1) = I^2 x(1) + \sum_{i=1}^k \frac{Ix(i) + Ix(i+1)}{2}; \quad k = 1, 2, \dots, N-1; \quad Ix(1) = -\frac{KA}{\omega \Delta t}; \quad I^2 x(1) = 0. \quad \text{Похибки}$$

дискретної моделі (4) для $\Delta t = 0.002\pi/\omega$ не перевищують заданих значень ε та δ .

Структурно-функціональні схеми помножувачів частоти

Як очевидно з моделі (2), структурно-функціональна схема помножувача частоти дискретизованих гармонічних сигналів на три може бути сконструйована на базі цифрових суматорів, помножувачів, подільника, ланок затримки по часу T і джерела постійних сигналів. Така схема показана на рис. 1.

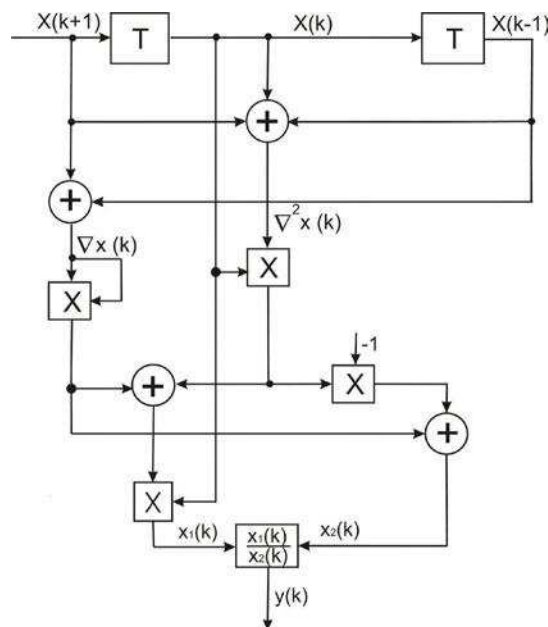


Рис. 1. Структурно-функціональна схема помножувача частоти дискретизованих гармонічних сигналів на три, отримана за моделлю (2)

Структурно-функціональна схема помножувача частоти дискретизованих гармонічних сигналів на три, отримана за моделлю (4), може бути сконструйована на основі цифрових

інтеграторів ЦІ, суматорів, помножувачів, подільника і джерела постійних сигналів. Така схема наведена на рис. 2.

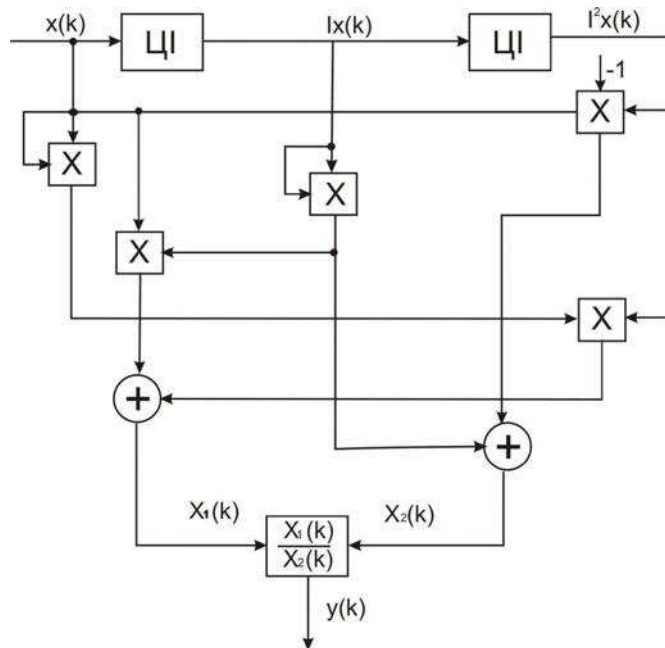


Рис. 2. Структурно-функціональна схема помножувача частоти дискретизованих гармонічних сигналів на три, отримана на основі моделі (4).

Висновки

На відміну від аналогів, підхід дає можливість конструювати структурно-функціональні схеми лінійних, амплітудо- і частотонезалежних у широкому діапазоні зміни параметрів вхідних сигналів a та ω помножувачів частоти, які не потребують здійснення додаткового фільтрування вихідних сигналів [7]. Отримані схеми є нерегенеративними і дозволяють порівняно просто здійснювати операцію множення частоти гармонічних сигналів без спотворення їх амплітуди. Зсув фази вихідного сигналу схеми по відношенню до вхідного можна визначати шляхом обчислення затримок виконання операцій, які входять до її математичної моделі [8]. Такий зсув може бути скомпенсований, наприклад, шляхом використання схем фазоповертачів на довільний кут. Схеми помножувачів частоти дискретизованих гармонічних сигналів у 3^N разів конструюються за допомогою послідовного з'єднання N помножувачів частоти на три.

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. Богданович Б.М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. – М.: Радио и связь, 1984. – 176 с.
5. П.В. Тимощук, Т.І. Бардила. Алгоритмічний метод синтезу помножувача частоти на основі інтегрального рівняння // Вісн. Нац. ун-ту "Львівська політехніка" "Комп'ютерні системи та мережі". – 2000. – № 385. – С.112–114.
6. Тимощук П.В., Ліценюк В.І. Синтез помножувача частоти гармонічних сигналів // Відбір і обробка інформації. – 2000. – Вип. 14 (90). – С.68 – 72.
7. Букашкин С.А. Численные методы оптимального синтеза линейных и нелинейных рекурсивных электронных схем: Дисс. ... д-ра техн. наук: 05.09.05. – Рига, 1989. – 516 с.
8. Мичуда З.Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі – АЦП майбутнього. – Львів: Простір, 2002. – 242 с.