

## СПОСОБИ ПЕРЕВІРКИ КІЛЬЦЕВИХ КОДІВ

О.В. Дікарев

У статті доведено, що достатнім ідентифікатором, за яким можна відновити спотворене кодове слово, є його вектор показників зсуву. З метою зменшення величини цього параметру досить представити його декількома більшими за своїм розміром компонентами-спеціфікаторами. Їх можна формувати за різними алгоритмами на підставі наведених у роботі основних властивостей та особливостей кільцевих кодів та відповідних їм векторам показників зсуву. Подано характерні форми спеціфікаторів для звичайних й спеціальних кільцевих кодів. Наведено приклади ідентифікації кодових слів на підставі їх спеціфікаторів. Запропоновано використання ідентифікаторів не тільки для виправлення каналних помилок, але й для шифрування інформації.

**Ключові слова:** кільцевий код, ідентифікатор, кодове слово, вектор, перевірочні символи.

## WAYS OF CHECK OF RING CODES

A.V. Dirarev

In work it is shown, that by the sufficient identifier on which the deformed code word can be restored, its vector of indicators of shifts is. For the purpose of reduction of size of this parameter it is enough to present its several smaller on the size components-qualifiers. They can be formed in the various ways on various algorithms on the basis of the basic properties resulted in work and features of ring codes with vectors of indicators of shifts generated by them. Characteristic forms of qualifiers for usual and special ring codes are given. Examples of identification of code words on the basis of their qualifiers are resulted. It is offered to use identifiers not only for detection and correction of channel errors, but also for enciphering of data.

**Keywords:** a ring code, the identifier, a code word, a vector, verifying symbols.

УДК 621.325.5:621.382.049.77

О.В. Дробик<sup>1</sup>, М.А. Косолец<sup>2</sup><sup>1</sup>Державний університет телекомунікацій, Київ<sup>2</sup>Науково-виробниче підприємство «Квантор», Київ

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТУ РОЗТІКАННЯ СПЕКТРУ ОБМЕЖЕНОГО У ЧАСІ ЧАСТОТИ БИТТЯ 3D-РАДАРА

Побудована генеративна модель сигналу биття на виході змішувача, яка дала змогу дослідити розтікання спектру обмежених у часі сигналів биття, а також зсув екстремумів їх спектральної щільності відносно частот, присутніх в гармонічних коливаннях моделі.

## Вступ

У науковій лабораторії НВП «Квантор» були проведені дослідження побудованого FMCW (Frequency Modulation Continuous Wave) радара з такими параметрами: діапазон частот лінійної частотної модуляції (ЛЧМ) - від 92 ГГц до 96 ГГц; період ЛЧМ (тривалість інтервалу спостережень) - 1 мс; розрядність АЦП - від 16 до 32 біт; кількість циклів накопичення - від 1 до 10000; кількість шарів відбиття - 3; відстані до шарів відбиття - 0,095 м, 0,105 м, 0,106 м; середовище поширення хвиль - повітря; відношення С/Ш - від 80 дБ до 30 дБ.

## Основна частина

Будемо виходити з припущення строгої лінійності закону ЛЧМ і наявності 3 відбиваючих поверхонь. Тоді сигнал на виході змішувача FMCW радара можна описати виразом

$$s(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + U_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3).$$

Розглянемо спочатку аналоговий сигнал у вигляді нескінченного в часі гармонійного коливання

$s(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi)$ ,  $-\infty < t < +\infty$ , який має Фур'є-образ (а точніше неперервне у часі перетворення Фур'є, НЧПФ),

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt, \quad s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

дискретний за частотою (лінійчатого виду),

$$\pi e^{j\varphi} \delta(\omega - \omega_0) + \pi e^{-j\varphi} \delta(\omega + \omega_0),$$

де  $\delta(\omega)$  - дельта-функція або функція Дірака. Випадок сигналу з 3-х нескінчених в часі гармонічних коливань показаний на рис. 1, а його теоретичний лінійчатий спектр - на рис. 2.

При розгляді такого сигналу на інтервалі  $t_1 \leq t \leq t_2$  і використанні апарату Фур'є (тобто апарату подання сигналу суперпозицією нескінчених в часі комплексних експонент) виникає питання про те, як слід продовжити сигнал за межами цього інтервалу.

Одним із варіантів продовження сигналу за межами інтервалу спостереження є прийняття припущення про те, що  $s(t) = 0$  при  $t_1 \leq t \leq t_2$ .

Це еквівалентно множенню нескінченного в часі сигналу  $s(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi)$  на прямокутне тимчасове вікно  $w(t) = \sigma(t - t_1) - \sigma(t - t_2)$ , де  $\sigma(t)$  - фун-

кція включення, функція одиничного стрибка або функція Хевісайда.

Не обмежуючи спільності міркувань, будемо вважати далі, що  $t_1 = -\tau/2$ ,  $t_2 = \tau/2$ , рис. 3.

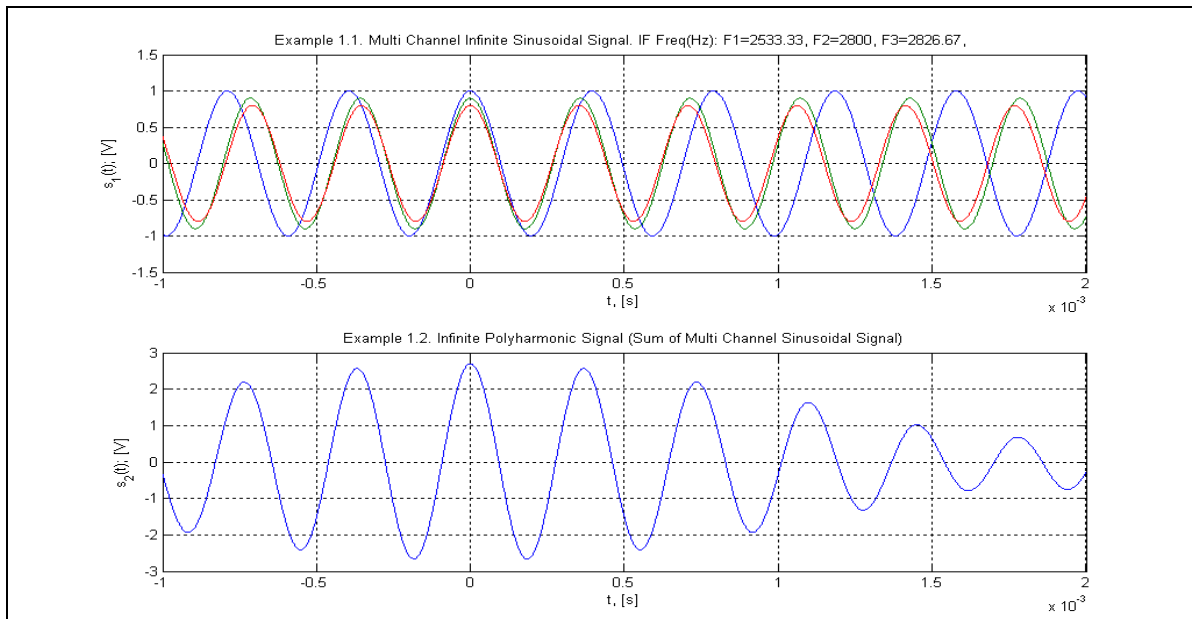


Рис. 1. Три гармонічних коливання та сумарний сигнал биття

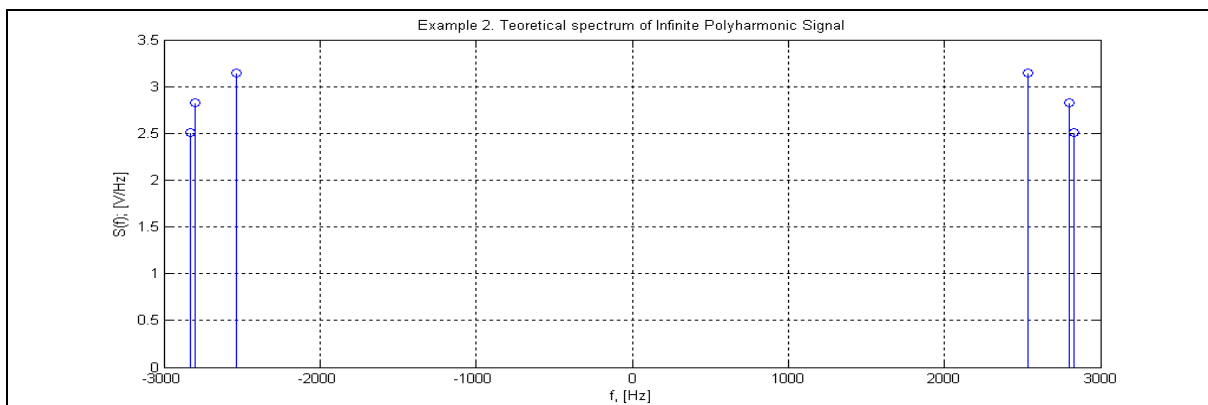


Рис. 2. Лінійчатий спектр нескінченного у часі сумарного сигналу биття

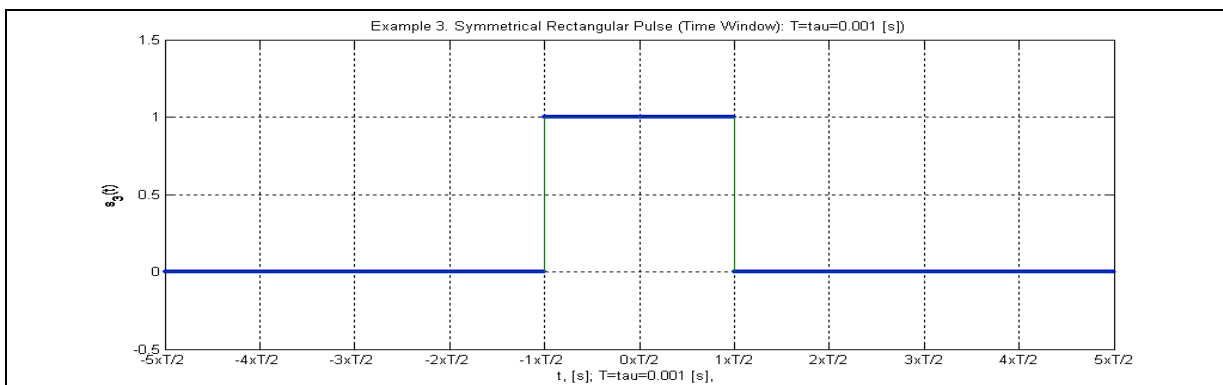


Рис. 3. Симетричне прямокутне вікно, яке визначає інтервал спостережень

У відповідності з властивостями перетворення Фур'є перемноження функцій в часовій області рівнозначно згортці їх спектрів в частотній області,

$$s(t)w(t) \leftrightarrow S(j\omega) * W(j\omega),$$

де  $W(j\omega) = \tau \cdot \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$  - спектр симетричного відносно нуля прямокутного тимчасового вікна тривалістю  $\tau$ , рис. 4.

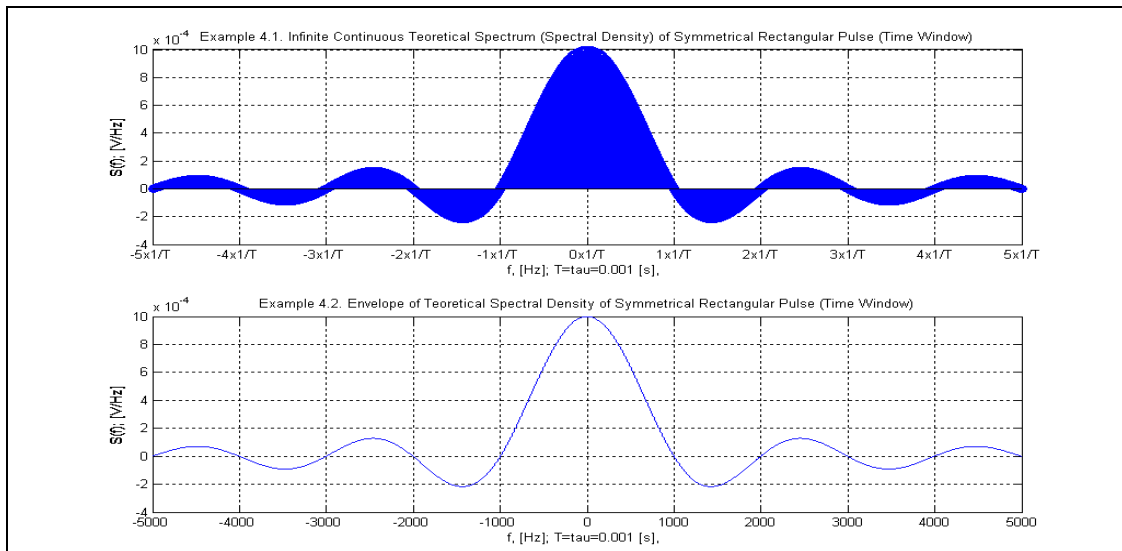


Рис. 4. Неперервна за частотою ФСЦ симетричного прямокутного вікна та її обвідна

Згортка  $S(j\omega) * W(j\omega)$  є суперпозиція зсунутих і зважених функцій  $W(j\omega)$ . Можна показати, що оскільки спектр  $S(j\omega)$  має дискретний (лінійчатий) характер, то кожна його дискретна складова виду  $\pi e^{\mp j\omega_m} \delta(\omega \pm \omega_m)$  «запускає» затриману на  $\pm\omega_m$  і зважену множителем  $\pi e^{\mp j\omega_m}$  безперервну за частотою нескінченну функцію

$$W_{\pm m}(j\omega) = \pi e^{\mp j\omega_m} W(j(\omega \pm \omega_m)) = \pi e^{\mp j\omega_m} \tau \frac{\sin((\omega \pm \omega_m)\tau/2)}{(\omega \pm \omega_m)\tau/2}$$

Таким чином, спектр обмеженого в часі і нуль-продовженого сигналу є безперервним по частоті і нескінченним.

Окремі нескінченні у часі гармонічні коливання та коливання, обмежені прямокутним вікном, а також їх Фур'є-образи (лінійчаті спектри в першому випадку та неперервні функції спектральної щільності (ФСЦ) в другому) наведені на рис. 5 - 7. Сумар-

ний нескінчений у часі сигнал биття 3-х гармонічних коливань та сигнал, обмежений прямокутним вікном, а також їх Фур'є-образи наведені на рис. 8.

Як можна бачити з рис. 5 - 8 неперервні ФСЦ обмежених у часі гармонічних коливань, а також їх суми, мають максимальні значення на частотах, які відрізняються від частот дельта-функцій лінійчатого спектру первинних, необмежених у часі коливань. Фрагменти відповідних ФСЦ, значення частот первинних нескінчених гармонічних коливань (ГК), а також значення частот, на які припадають максимуми ФСЦ обмежених коливань показані на рис. 9 - 11.

Зсув максимумів ФСЦ пояснюється тим, що для кожного обмеженого у часі гармонічного коливання результуюча неперервна ФСЦ складається як сума двох неперервних ФСЦ прямокутного вікна, зсунутих симетрично відносно нульової частоти. Підсумовування в кожній точці вісі частот лівої і правої ФСЦ з максимумами, які збігаються з положеннями дельта-функцій лінійчатого спектру приводить до того, що сумарна ФСЦ має зсунуті максимуми.

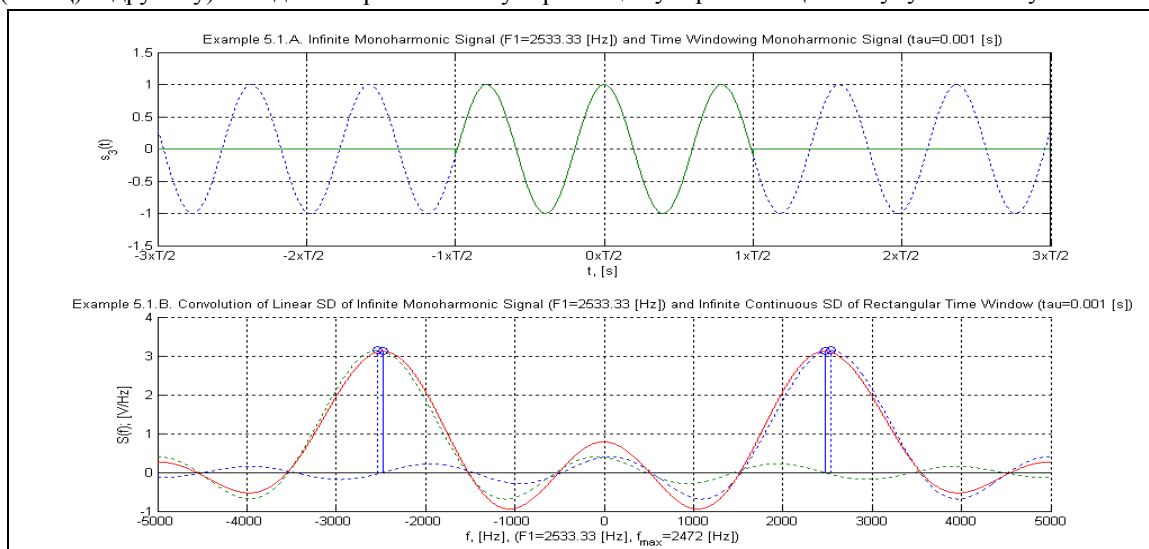


Рис. 5. Нескінченне та обмежене ГК з частотою  $f_1 = 2533,3$  Гц та їх Фур'є образи

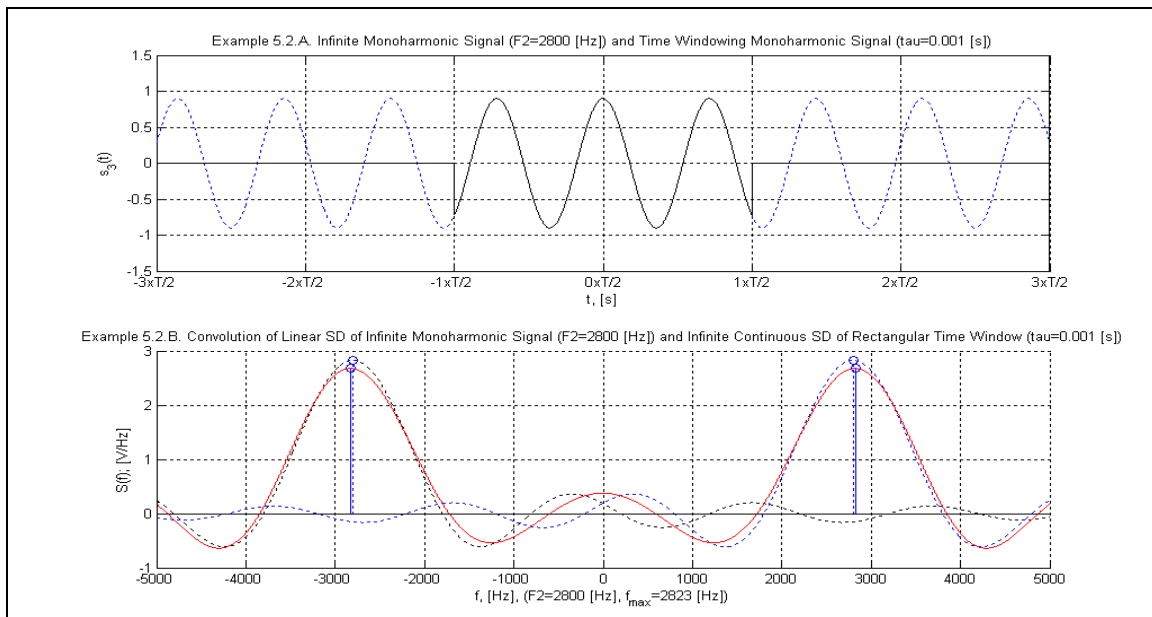


Рис. 6. Нескінчене та обмежене ГК з частотою  $f_2 = 2800,0$  Гц та їх Фур'є образи

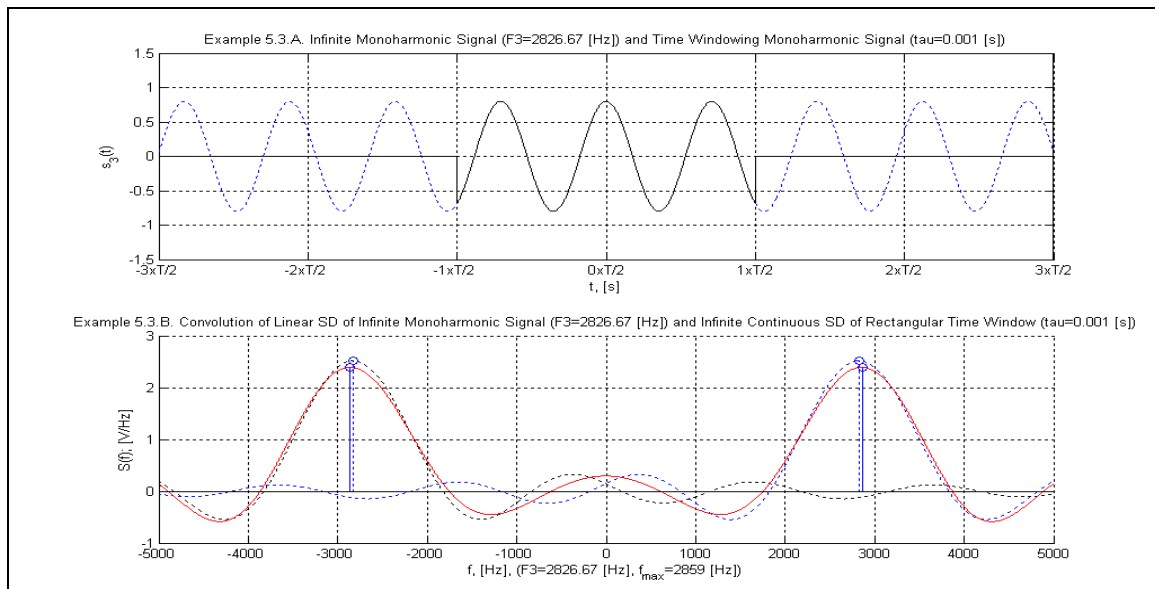


Рис. 7. Нескінчене та обмежене ГК з частотою  $f_3 = 2826,7$  Гц та їх Фур'є образи

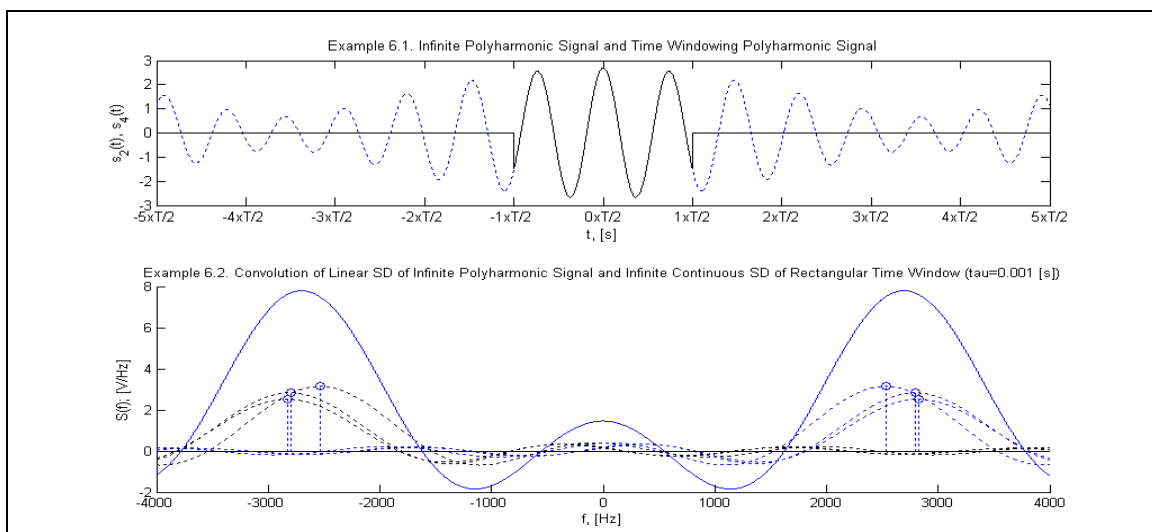


Рис. 8. Нескінчений та обмежений сигнал биття 3-х ГК та їх Фур'є образи

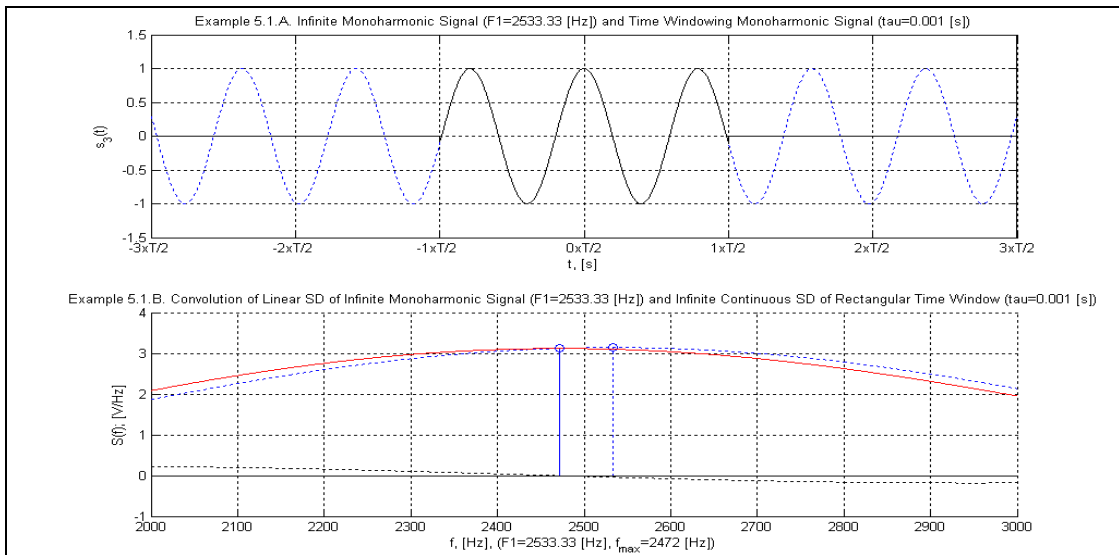


Рис. 9. Зсув максимуму ФСЦ обмеженого ГК з частотою  $f_1 = 2533,3$  Гц

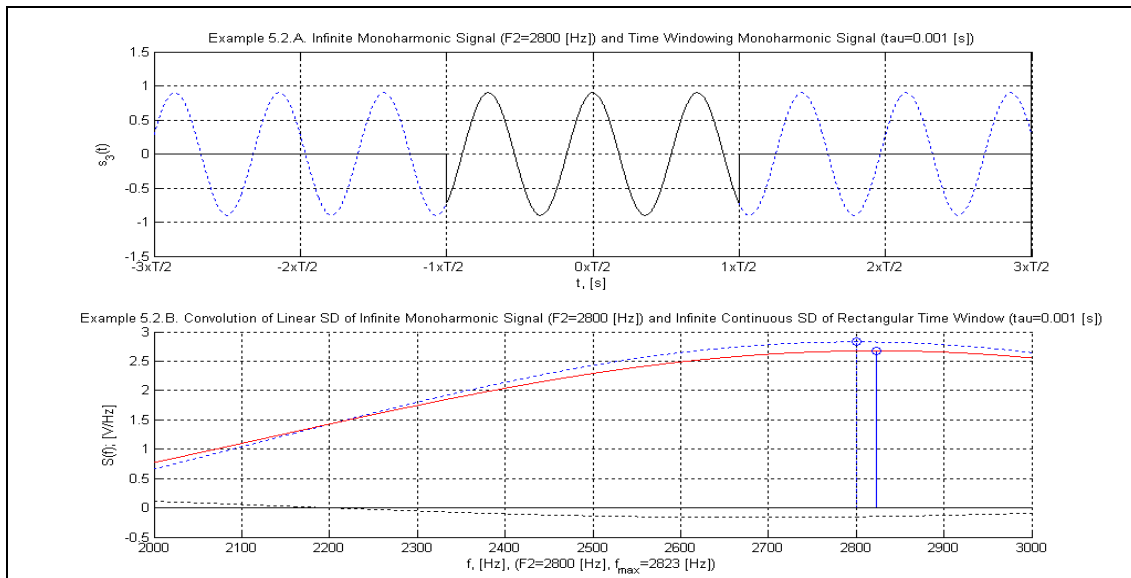


Рис. 10. Зсув максимуму ФСЦ обмеженого ГК з частотою  $f_2 = 2800,0$  Гц

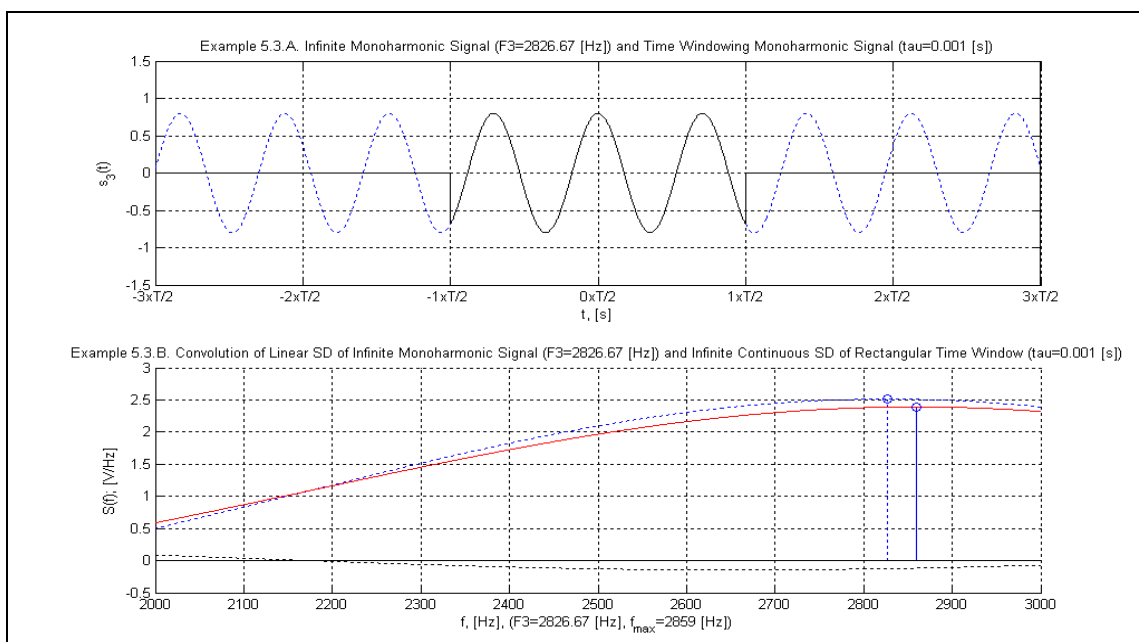


Рис. 11. Зсув максимуму ФСЦ обмеженого ГК з частотою  $f_3 = 2826,7$  Гц

Те саме стосується і ФСЦ складного сигналу, який є биттям обмежених у часі гармонічних коливання, рис. 8. Сумарна ФСЦ має не три, а один максимум, якому відповідає частота, яка не є частотою жодного з первинних гармонічних коливань, необмежених за часом.

Іншим способом продовження сигналу за межами інтервалу спостереження є його повторення з періодом  $T$ . Розгляд такого нескінченного в часі періодичного сигналу призводить до ряду Фур'є з частотами  $f_k = k/T$ , що по суті є оцінювання неперервної ФСЦ обмеженого в часі сигналу на сітці зазначених частот. Збільшуючи  $T$  від  $\tau$  до  $+\infty$  можна зменшувати крок сітки частот від значення  $f_1 = 1/T$  (яке визначає роздільну здатність за частотою  $i$ , в свою чергу, визначається тривалістю інтервалу спостереження сигналу) до як завгодно малої величини  $df$ , наближаючись до неперервного оцінювання ФСЦ обмеженого в часі сигналу.

У будь-якому разі, розрізнити дві близькі спектральні складові  $w_i$  і  $w_{i+1}$  дискретного (лінійчатого) спектру нескінченного сигналу  $s(t)$  у вигляді двох розщеплених піків ФСЦ виявляється вкрай важко, якщо  $|\omega_i - \omega_{i+1}| < 2\pi/T$ . Для вирішення такого завдання необхідно якомога детальніше оцінити неперервну ФСЦ і виконати деконволюцію її за функціями виду  $W(j\omega) = \tau \cdot \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$ .

Обробка спостережуваного сигналу в дискретному часі призводить до аналогічних труднощів, з єдиною відмінною, що дискретний нескінченний гармонійний сигнал  $\cos(\omega_0 n + \varphi)$ ,  $n \in \mathbb{Z}$ , має Фур'є-образ (а точніше дискретне у часі перетворення Фур'є, ДЧПФ,

$$S(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s[n]e^{-j\omega n}, \quad s[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} S(e^{j\omega})e^{j\omega n} d\omega$$

дискретного (лінійчатого) виду

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left( \pi e^{j\varphi} \delta(\omega - \omega_0 + 2\pi k) + \pi e^{-j\varphi} \delta(\omega + \omega_0 + 2\pi k) \right),$$

$k \in \mathbb{Z}$ . Тобто, дискретний (лінійчатий) спектр неперервного дискретного сигналу повторюється в кожній зоні Найквіста, так саме, як і дискретні (лінійчатий) оцінки ФСЦ на відповідній сітці частот для обмежених у часі дискретних сигналів.

Для здійснення деконволюції можна застосувати методи АР-аналізу або методи гомоморфної обробки сигналів.

Виконати деконволюцію можна також за допомогою зворотної фільтрації в частотній області. Не-

хай  $A(z) = \sum_{i=0}^{2N} a_i z^{-i}$  -  $z$ -образ функції, що бере участь у конволюції,

$$a_i = \tau \frac{\sin(\omega_i \tau / 2)}{\omega_i \tau / 2} = \tau \frac{\sin(2\pi f_i \tau / 2)}{2\pi f_i \tau / 2}, \quad f_i = (i - N) \cdot \frac{f_s}{N_{\text{FFT}}},$$

тоді рівняння конволюції в  $z$ -області та його еквівалент в області дискретів даних (тут це дискрети ФСЦ в частотному домені) буде мати вигляд:

$$Y(z) = X(z)A(z) \Leftrightarrow y[n] = \sum_{i=0}^{2N} a_i x[n-i].$$

Тоді рівняння деконволюції в  $z$ -області та його еквівалент в області дискретів даних (тут це знову дискрети ФСЦ в частотному домені) має вигляд:

$$X(z) = Y(z) / A(z) \Leftrightarrow x[n] = \frac{1}{a_0} y[n] - \sum_{i=1}^{2N} \frac{a_i}{a_0} x[n-i],$$

де  $x[n]$  - дискрети лінійчатого спектру в частотному домені,  $y[n]$  - дискрети ФСЦ в частотному домені.

Бажання покращення амплітудно-частотної характеристики стандартними вікнами Ханнінга, Хемінга, Хана і іншими дозволяють позбавитись бокових пелюсток (розтікання), але лише за рахунок підсилення ефекту накладення. Це пояснюється тим, що в часовій області стандартні вікна фактично звужують інтервал аналізу відносно вихідного прямокутного вікна, що, відповідно, в частотній області його розширюють. Щоб уникнути перекривання частотних характеристик, інтервал, на якому проводиться зважування сигналу, повинен бути більшим інтервалу ДПФ.

## Список літератури

1. W.Knap, N.Kosovets, A.Drobik. *Using Field Effect Transistors for Terahertz Imaging. VII Міжн. науково-технічна конференція. «Сучасні інформаційно-комунікаційні технології». COMINFO'2011 – Livadia. 10-14 жовтня 2011 р. Збірник тез. Стр.30-32. Kosovets M., Tovstenko L. 3D Terahertz Imaging Radar for the NDT of Material.*
2. W.Knap, N.Kosovets, A.Drobik. *Signal Processing 3D Terahertz Imaging FMCW Radar for the NDT of material. Сборник тезисов VI Межд. НТС «Новые технологии в телекоммуникациях». ГИИКТ-КАРПАТЫ'2013 – Карпаты, Вышков. 21-25 января 2013 р. Стр.154-156.*
3. M.Kosovets, L.Tovstenko. *3D Terahertz Imaging Radar for the NDT of material. Сборник тезисов VI Международного научно-технического симпозиума. «Новые технологии в телекоммуникациях». ГИИКТ-КАРПАТЫ'2013 – Карпаты, Вышков. 21-25 января 2013 р. Стр.172-174.*
4. Косовець М.А., Павлов О.І., Смирнов В.П. *Оцінювання параметрів характеристичних функцій терагерцового ЛЧМ радара. Сборник тезисов VI Международного научно-технического симпозиума. «Новые технологии в телекоммуникациях». ГИИКТ-КАРПАТЫ'2013 – Карпаты, Вышков. 21-25 января 2013 р. Стр.174-179.*
5. Дробик О.В. *Дослідження роздільної здатності терагерцового 3D - радара з використанням диференціальної моделі гармонічних коливань типу I (DM-1) / О.В.Дробик, М.А.Косовець, О.І.Павлов // Системи управління, навігації та зв'язку», вип.. 1(29). Полтава, 2014. С. 38-41.*

Надійшла до редколегії 26.11.2014

Рецензент: д.т.н., проф. Толпопа С.В., Державний Університет Телекомунікацій, Київ.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТА РАСТЕКАНИЯ СПЕКТРА ОГРАНИЧЕННОГО ВО ВРЕМЕНИ ЧАСТОТЫ БИЕНИЯ 3D-РАДАРА**

А.В. Дробик, М.А. Косовец

*Построена генеративная модель сигнала биения на выходе смесителя, которая позволила исследовать растекание спектра ограниченного во времени сигналов биения, а также сдвиг экстремумов их спектральной плотности относительно частот, присутствующих в гармонических колебаниях модели.*

**STUDY EFFECT RASTEKANYUYA SPECTRUM IN TIME OHRANYCHENNOHO FREQUENCY BEATING 3D-RADAR**

O.V. Droblyk, M.A. Kosovets

*Built generative model of the beat signal at the output of the mixer, which allowed to investigate the spreading of the spectrum of time-limited signals beats, as well as a shift of the extrema of the spectral density relative to the frequencies present in the harmonic oscillations model.*

УДК 62-83 526

Н.В. Єрмілова, С.Г. Кислиця, І.В. Москаленко

*Полтавський національний технічний університет імені Юрія Кондратюка, Полтава***АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ У ДВОХШВИДКІСНОМУ КРОКОВОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ, ЯКИЙ ПРАЦЮЄ З ДРОБЛЕННЯМ ОСНОВНОГО КРОКУ**

*Проведено аналіз існуючих та можливих перспективних рішень в галузі побудови сучасних крокових електроприводів, що працюють з дробленням основного кроку, виявлені границі переходу з максимальної швидкості на мінімальну. Розроблена спрощена модель розглянутого приводу для визначення найбільш доцільної структури даного приводу.*

**Ключові слова:** управління електроприводом, кроковий електродвигун, частота пристимості, дроблення кроку.

**Вступ**

**Постановка проблеми.** Кроковий електропривод широко застосовується в сучасних автоматизованих системах як елемент, що вдало поєднується з ЕОМ. Системи з кроковим приводом при дискретному керуванні від ЕОМ більш компактні, надійні та точні. Процес заміни звичайних виконавчих механізмів в цифрових системах управління кроковими двигунами (КД) обумовлений також стійкою роботою останніх при впливі несприятливих кліматичних факторів, механічних перевантажень та інших збурювальних впливів. У розімкненому кроковому електроприводі вихідна величина визначається тільки частотою й кількістю імпульсних посилок на вході. Для забезпечення стійкого руху і збереження отриманої інформації статична й динамічна помилки обмежуються значеннями, що залежать від ціни кроку та числа тактів комутації двигуна. Помилки, що виникають в такому приводі при пуску, гальмуванні, реверсі та резонансах, не піддаються управлінню. Тенденція підвищення вимог до точності і швидкості слідкуючих систем призвела до необхідності розроблення як нових методів управління КД, так і структур, які *реалізують ці методи*.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Питанням розробки і дослідження крокових електроприводів різноманітних верстатів присвячені праці таких вчених, як Чилікін М.Г., Гумен В.Ф., Калінінська Т.В. та ін. Проведений аналіз літератури показує, що кроковий привод з розімкненою системою на сучасному етапі розвитку не вирішує протиріччя між дискретністю і швидкістю виконавчого валу механізму. Тому задача вирішується локально-замкненим кроковим приводом з датчиком, вихід якого підключений на вхід комутатора двигуна. В такому режимі усуваються обмеження по динамічній похибці, що дозволяє формувати траєкторію руху по оптимальному закону.

**Мета.** Для поліпшення якості продукції та покращення характеристик роботи крокового приводу необхідно підвищити добротність слідкуючого контуру електропривода за рахунок збільшення граничної швидкості обертання двигуна або зменшення його динамічної похибки за допомогою програмного частотного розгону двигуна до робочих частот, а також використання штучного дроблення кроку.

**Матеріал і результати дослідження**

Для проведення досліджень була розроблена структурна схема двохшвидкісного крокового електроприводу, яка наведена на рис. 1. Двигун працює з дробленням основного кроку. При цьому використовувалися наступні режими роботи: