УДК 621.3.095.21:621.3.018

К.Л. ГОРЯЩЕНКО, О.І. ПОЛІКАРОВСЬКИХ
Хмельницький національний університет

ВПЛИВ НЕРІВНОМІРНОСТІ СПЕКТРУ СИГНАЛУ ОПОРНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ СПЕКТРАЛЬНОМУ АНАЛІЗІ СИГНАЛІВ В ФАЗОВІЙ ДАЛЬНОМЕТРІЇ

В статті представлені результати моделювання визначення спектрального аналізу сигналів, що складаються з гармонійних сигналів із нецілими періодами. Для аналізу застосовано дискретне перетворення Фур'є. Досліджено зміну спектральних складових при зміні ширини вікна за рахунок відкидання відліків. Встановлено можливість більш акуратного визначення спектральних складових сигналу за рахунок накопичення результатів ДПФ.

Ключові слова: вікно аналізу, перетворення Фур'є.

K.L. HORIASHCHENKO, O.I. POLIKAROVSKYKH
Khmelnitsky national university, Ukraine

ВПЛИВ НЕРІВНОМІРНОСТІ СПЕКТРУ СИГНАЛУ ОПОРНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ СПЕКТРАЛЬНОМУ АНАЛІЗІ СИГНАЛІВ В ФАЗОВІЙ ДАЛЬНОМЕТРІЇ

This article presents the results of simulation definition spectral analysis of signals, which consist of harmonic signals with non-integer periods. To analyze the discrete Fourier transform is applied. The change of spectral components studied by changing width of Fourier transformation by discarding samples. We found possibility of a more precise determination of the spectral components of the signal due to the accumulation of the results of DFT.

Keywords: window analysis, Fourier transform.

Вступ

Відомий багаточастотний фазовий метод визначення стану провідникової лінії, що базується на відбиттях від пошкоджень є достатньо зручним інструментом для аналізу стану такої лінії. Простота аналізу отриманих даних може бути застосована в задачах не тільки аналізу провідникових ліній, а також і для інших видів середовищ із застосуванням оптичного випромінювання або ультразвуку для розв'язку задачі вимірювання відстаней до будь-якого об'єкту. В сучасних дослідженнях неодноразово вказувалось на можливість однозначності в трактуванні отриманої інформації таким методом [1, 2].

Постановка задачі дослідження

В попередньо проведених дослідженнях – в роботах [1, 2] було показано, що незважаючи на те, що сигнали відбиття у фазовому методі на кожній частоті є векторною сумою гармонійних сигналів на частоті зондування, але сумарний вектор буде змінюватись в залежності від частоти сигналу. Причина полягає у зміні сумарного кута зсуву фази в кожному випадку, для якого він визначається приростом кута зсуву фази для кожного відбиття від частоти. А отже, як це було показано, в першій частині роботи ([3]) та роботах [2, 4], має місце так зване обертання вектору відбиття (або еквівалентна йому за сенсом швидкість зміни кута зсуву фази відбиття) від частоти з певною кутовою швидкістю, яка визначається згідно виразу [4]:

$$\Omega = \frac{d\varphi}{d\omega}, \tag{1}$$

де $d\varphi$ – приріст кута зсуву фази, що виникає при зміні частоти зондуючого сигналу на величину $d\omega$.

Отже, в основі виразу (1) знаходиться частота ω опорного генератора. До цього генератора виставляється вимога забезпечення високої стабільності сигналу в часі, а також мінімальна нерівномірність спектру сигналу на виході такого опорного генератора. Питанням побудови високостабільних опорних генераторів займалися багато авторів та наукових колективів [5]. Такі генератори сильно відрізняються за середньою частотою, рівневі сигналів і відносній нестабільності частоти, яка може змінюватись від 10^{-3} до 10^{-15}. Періодичні коливання автономних генераторів $u(t)$ характеризуються середньою частотою, формою коливання на протязі його періоду і флуктуаціями поточної фази. Стабільність частот таких генераторів оцінюється порівнянням їх сигналів з коливаннями вторинних стандартів частоти. Майже гармонічне коливання опорного автогенератора можна записати у вигляді:

$$u(t) = u_0[1 + \mu(t)]\sin[2\pi f_0 t + \varepsilon(t) + \phi_0], \tag{2}$$

де U_0 і f_0 – амплітуда і носійна частота опорного сигналу, $\mu(t)$ і $\varepsilon(t)$ – його амплітудна та фазові нестабільності, ϕ_0 – початкова фаза коливання.

Безпосередньо після увімкнення напруг автогенераторів у змінні $\mu(t)$ і $\varepsilon(t)$ входять регулярні складові, що визначають тривалість встановлення амплітуди та вибіг частоти під час прогріву. У фіксованому температурному режимі процеси, що викликають амплітудну та фазові нестабільності є випадковими. При довготривалій роботі можливий дрейф середньої частоти, що пов'язаний із старінням стабілізуючого резонатора або деградацією вакууму у колбах атомних стандартів частоти. Відносне

середньоквадратичне відхилення (ВСВ) від частоти стандарту характеризуються похибкою встановлення частоти $d_{вст}$. Для генераторів із невисокою стабільністю значення похибки вимірюється у сотих долях (процентах). Для генераторів із середньою стабільністю вказують мільйонні долі (parts per million - ppm), у разі високої стабільності – мільярдні (більйонні) частини (parts per billion - ppb) [6].

Характер фазових і амплітудних нестабільностей для генераторів визначає спектральна густина потужності (СГП) періодичного коливання $u(t)$ на одиничному опорі, зосередженому поблизу частоти $f(P) = \sin(\frac{\pi P}{2}) - P$:

$$S_м(f) = 2\int_0^\infty \left[u(t)\right]^2 \cos(2\pi f t)\, dt \tag{3}$$

Проте більш коректною є характеристика коливань автогенератора є його СГП його фазової нестабільності $S_\phi(F)$, де $F = |f - f_0|$ - відстройка від номінальної частоти. Фазова нестабільність однозначно визначається нестабільністю циклічної частоти коливання

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt}, \tag{4}$$

а спектральна густина потужності відхилення фази пов’язана із СГП частотних відхилень співвідношенням

$$S_f(F) = F^2 S_\varphi(F). \tag{5}$$

Протягом короткого часу можливі зміни фази, що обумовлені ефектом тремтіння (джитером). Джитер викликається амплітудним і фазовим шумом, як внутрішнього, так і зовнішнього походження. Джитер сигналу має різні характеристики залежно від його причин і джерел. Джитер поділяють на дві основні категорії : випадковий (random jitter – RJ) і регулярний (deterministic jitter – DJ) .

Випадковий джитер обумовлений шумовими процесами, що відбуваються у всіх напівпровідниках і компонентах. Передбачається, що цей джитер підпорядковується розподілу Гауса, і, як такий, ніколи не може досягти свого максимального значення в заданий відрізок часу. Таким чином, він характеризується статистичними величинами: середнім значенням і середньоквадратичним відхиленням. Джерелами випадкового джитеру є:

1) Тепловий шум (thermal noise) – пов'язаний з потоком електронів в провідниках і зростає із збільшенням смуги пропускання, температури і теплового опору ;

2) Дробовий шум (shot noise) – шум електронів і дірок у напівпровідниках, який збільшується в залежності від струму зсуву і вимірюваної смуги частот ;

3) Шум мерехтіння (flicker noise) – шум, спектр якого обернено пропорційний частоті , т.зв. рожевий шум .

4) Шум пульсацій напруги живлення;

5) Шум зовнішніх акустичних впливів (мікрофонний ефект);

Регулярний джитер викликається діючими на сигнал процесами, що відбуваються в системному обладнанні. Системний джитер залежить від характеристик цифрової системи. Приклади джерел системного джитеру:

1) Перехресні перешкоди від синтезованих сигналів ;

2) Вплив дисперсії при поширенні сигналу;

3) Неузгодженість опорів .

Джитер оцінюється по значенню середньоквадратичного відхилення моментів переходу фази через нуль і вимірюють у піко секундах.

Загальну оцінку нестабільності частот опорних генераторів зручно представляти у вигляді середньоквадратичного відхилення частоти за певний проміжок часу. Короткотривала нестабільність частоти $\delta_к(T)$ визначає відносне середньоквадратичне відхилення за час T тривалістю 1,10,100 або 1000 с. Цей параметр визначає внесок у частотний шум таких природних процесів, як дробовий та теплові шуми автогенератора. Довготривала нестабільність частоти $\delta_д(T)$ за час T тривалістю в добу, місяць, рік, 10 років – характеризує ефект старіння та деградації елементів.

Форма коливань автогенераторів, будь якої, конструкції не є абсолютно гармонічною. Характеристика спотворення форми гармонічного коливання являє собою рівень потужності вищих гармонік в $S_м(f)$ на частотах $2f_0$ і $3f_0$ або потужність усіх паразитних спектральних компонент у широкій смузі частот по відношенню до потужності на носій ній частоті. Класифікація опорних генераторів наведена на рис. 1, а порівняння їх параметри наведено у таблиці 1.

Цікавою альтернативою кварцовим резонаторам у системах синтезу частот і сигналів є автогенератори на MEMS резонаторах. В останні роки широкого розповсюдження отримала принципово нова технологія реалізації мікроелектромеханічних резонаторних пристроїв, яка є сумісною із стандартною технологією виготовлення ІС. Таким чином потенційно, ті пристрої що на сьогоднішній день

виготовляються на дискретних елементах, можуть бути реалізовані як система на єдиному кристалі. Крім того, одночасно з мікромініатюризацією застосування MEMS технології відкриває нові можливості в розробці апаратури зв'язку та синтезу сигналів, докорінним чином змінюючи її архітектуру одночасно із покращенням основних характеристик, таких як добротність, споживана потужність, рівень шумів, ширина смуги пропускання каналу фільтра.

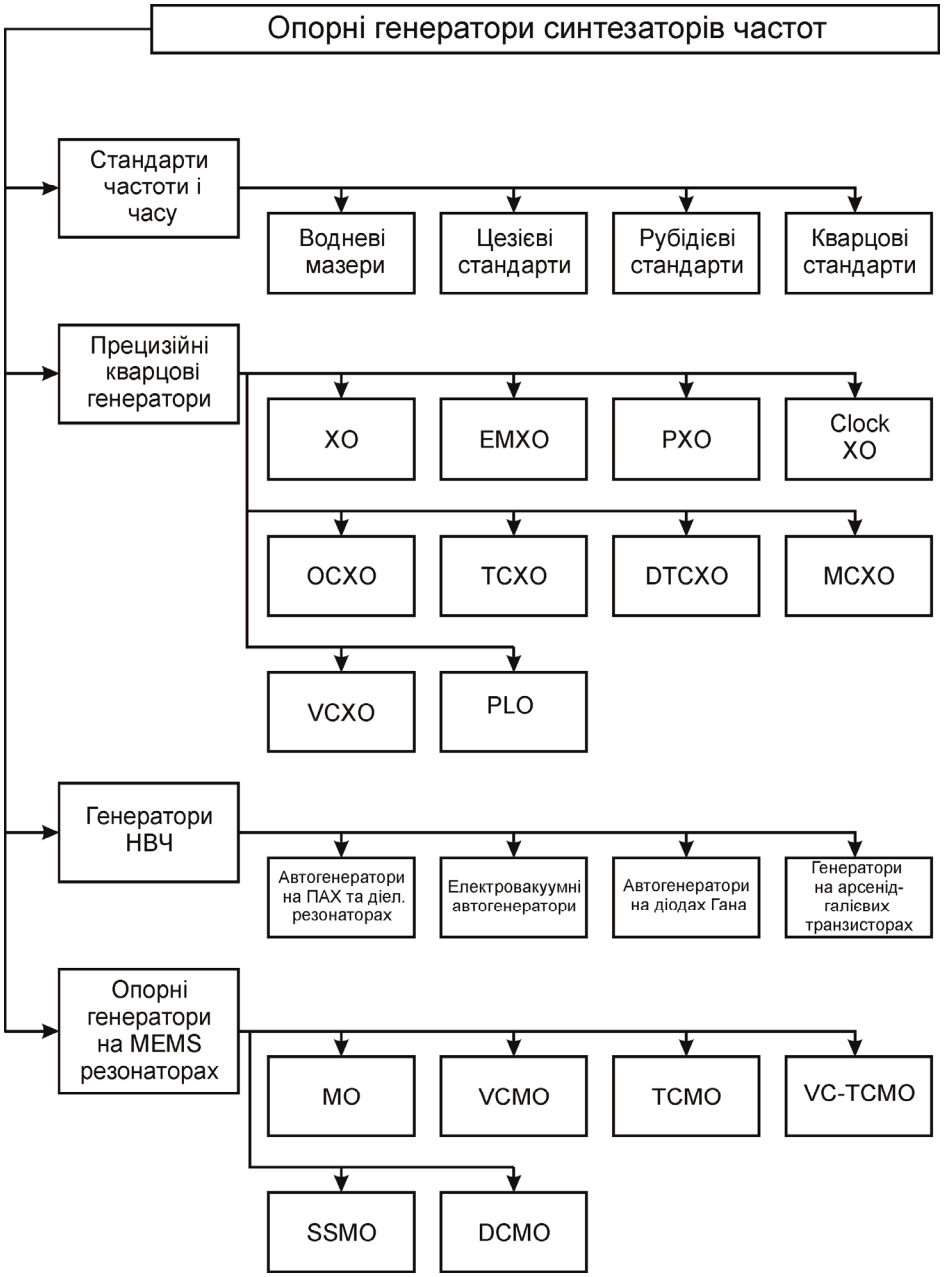


Рис. 1. Класифікація опорних автогенераторів систем синтезу частот: звичайні кварцові генератори (Crystal oscillator - XO); вакуумовані мініатюрні (Evacuated miniature - EMXO); прецизійні (Precision… -PXO); тактові (Clock XO); термостабілізовані (Oven controlled … - OCXO); термокомпенсовані (Temperature compensated… - TCXO); з цифровою компенсацією (Digitally compensated… - DTCXO); з мікропроцесорною компенсацією (Microprocessor compensated… - MCXO);керовані напругою за частотою (Voltage controlled…- VCXO); синхронізовані за фазою (Phase locked…- PLO)

Таблиця 1

Порівняльні характеристики високоточних опорних генераторів

	TCXO	OCXO	Атомний стандарт	Атомний стандарт CSAC
Об'єм	0,07 $см^3$	52 $см^3$	122 $см^3$	16 $см^3$
Потужність при 25 ºС	20 мВт	3 Вт	10 Вт	120 мВт
Затримка виходу на режим	731 мкс	69 мкс	1,7 мкс	2,3 мкс
Початкова точність	$<1\times10^{-6}$	$<1\times10^{-7}$	$<5\times10^{-11}$	$<5\times10^{-11}$
Температурний коефіцієнт	$\pm3\times10^{-7}$	$\pm3\times10^{-8}$	$\pm3\times10^{-10}$	$\pm1\times10^{-9}$
Вартість	низька	висока	висока	висока

Таким чином, застосування високостабільних за частотою та у часі опорних генераторів дозволяє реалізувати апаратно пристрій для аналізу стану та визначення параметрів пошкоджень в провідникових лініях на основі виразу (1). Проте слід дослідити, як буде впливати нерівномірність спектру сигналу опорного генератора на відповідний результат вимірювання.

Основна частина

Для визначення пошкоджень в провідниковій лінії та визначення характеристик цих пошкоджень, в роботі [7] запропоновано застосовувати алгоритм на основі зміни ширини вікна для дискретного перетворення Фур'є. Проведені моделювання були виконані для ідеального сигналу виду $U_0 \cos(2\pi f t)$, для якого цілком зрозуміло, що спектр такого сигналу містить тільки центральну частоту f.

```
FrMax = 20;
SigKoefSt = 10;
SigKoef = zeros(FrMax*2+1);
for Fr = -FrMax:+1:+FrMax
    SigKoef(Fr+FrMax+1) = (1-abs(Fr)/FrMax)^SigKoefSt;
end;
```

Рис. 2. Процедура формування масиву значень нерівномірності спектру сигналу

Для моделювання використано середовище MatLab. Для формування спектру сигналу було використано окрему процедуру, лістинг якої показано на рис. 2. **SigKoef** – масив коефіцієнтів, що відображують нерівномірність спектру, від 0 до +1. Встановлення відповідних значень дозволяє описати довільну нерівномірність спектру генератора. **SigKoefSt** визначає вид характеристики.

Результатом створеного масиву є характеристика, яка за своєю формою відповідає до спектральної характеристики довільного генератора. Характеристика показана на рис. 3.

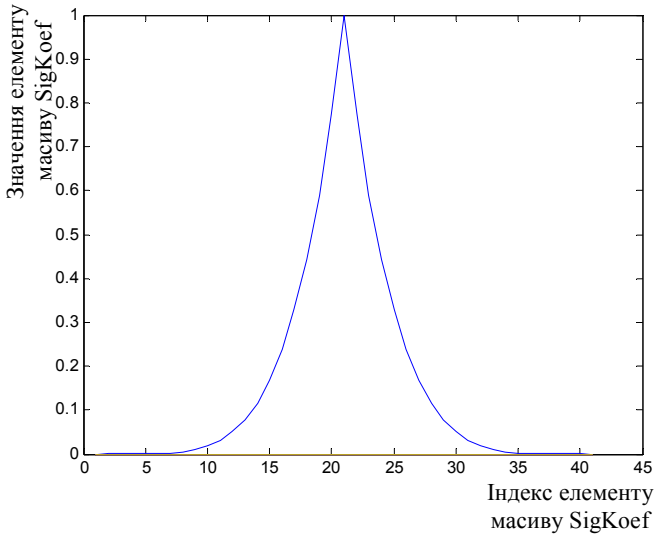


Рис. 3. Характеристика довільного генератора, що описується масивом SigKoef при SigKoefSt=10

Вихідний тестовий сигнал формується згідно до лістингу рис. 4. В даному моделюванні розглядається задача визначення складових сигналу, що мають довільні, нецілі частоти.

Результатом моделювання є відповідний сигнал [4], що представляє собою сукупність миттєвих значень амплітуд сигналів з різними частотами згідно до параметрів амплітуди, частоти та фази (рис. 4). Спектральний аналіз сигналу (рис.5) із застосуванням ДПФ показано на рис. 6.

```
% амплітуда
am1 = +1.2e-1;
am2 = +2.4e+1;
am3 = -4.2e+1;
am4 = +2.9e+1;

% частота
s1 =  10.4;
s2 =  64.1;
s3 =  87.3;
s4 = 106.2;

% початковий зсув фази
p1 = 0.5*pi;
p2 = 0.7*pi;
p3 = 1.2*pi;
p4 = 0.2*pi;

for Fr = -FrMax:+1:+FrMax
    y = y + SigKoef(Fr+FrMax+1)*am1*sin(2*pi*(s1+Fr)*t + p1);
    y = y + SigKoef(Fr+FrMax+1)*am2*sin(2*pi*(s2+Fr)*t + p2);
    y = y + SigKoef(Fr+FrMax+1)*am3*sin(2*pi*(s3+Fr)*t + p3);
    y = y + SigKoef(Fr+FrMax+1)*am4*sin(2*pi*(s4+Fr)*t + p4);
end;
```

Рис. 4. Формування тестового сигналу

Згідно рис. 6 визначаються такі сигнали:

1.1 – частота 65 Гц, амплітуда 19,8 одиниць;
1.2 – частота 87 Гц, амплітуда 23,4 одиниці;
1.3 – частота 93 Гц, амплітуда -2,3 одиниці;
1.4 – частота 108 Гц, амплітуда 12,2 одиниці;
1.5 – частота 117 Гц, амплітуда -4,6 одиниці;

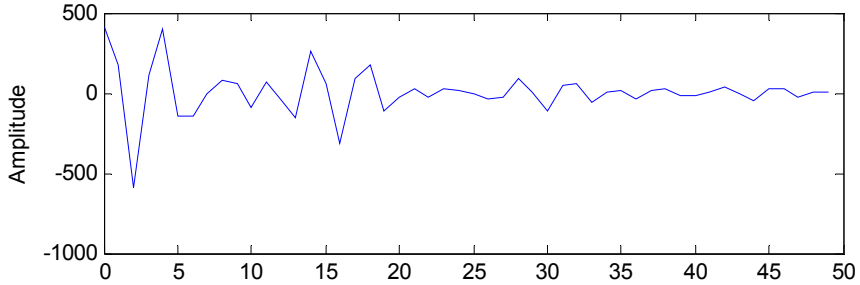


Рис.5. Модельований сигнал від зміни вхідного опорного сигналу при зміні частоти вихідного опорного генератора

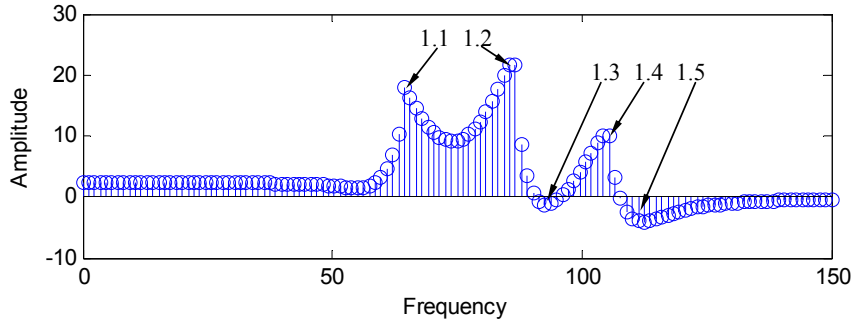


Рис. 6. Спектральний аналіз сигналу із застосуванням ДПФ

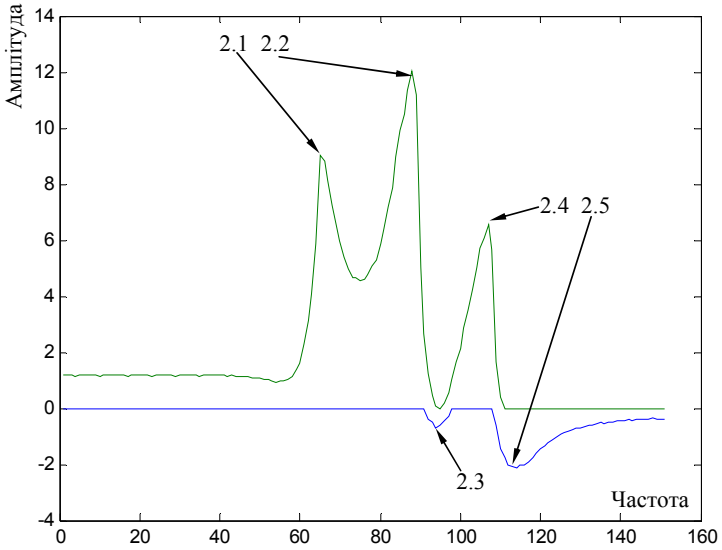


Рис. 7. Результат моделювання тестового сигналу

Згідно рис. 7, в результаті проведеного моделювання за алгоритмом, що наведено в роботі [7], виявлено сигнали наступних частот та амплітуд:

2.1 – частота 65 Гц, амплітуда 9,2 одиниці;
2.2 – частота 88 Гц, амплітуда 12,1 одиниці;
2.3 – частота 93 Гц, амплітуда -0,4 одиниці;
2.4 – частота 108 Гц, амплітуда 6,5 одиниць;
2.5 – частота 113 Гц, амплітуда -2,2 одиниці.

Як видно, сигнали 1.1, 1.2, 1.4 (19,8 : 23,4 : 12,2) та 2.1, 2.2, 2.4 (9,2 : 12,1 : 6,5) за частотами відповідають складовим тестового сигналу. Але в випадку роботи алгоритму за умов представлених вище параметрів спектру опорного сигналу (рис. 3 [7]) можна встановити, що амплітуди не відповідають за своїм співвідношенням до співвідношення амплітуд в тестовому сигналі (24 : 42 : 29):

- відношення амплітуд тестового сигналу між собою:

$$\frac{24}{42}=0,57 \qquad \frac{42}{42}=1 \qquad \frac{29}{42}=0,69,$$

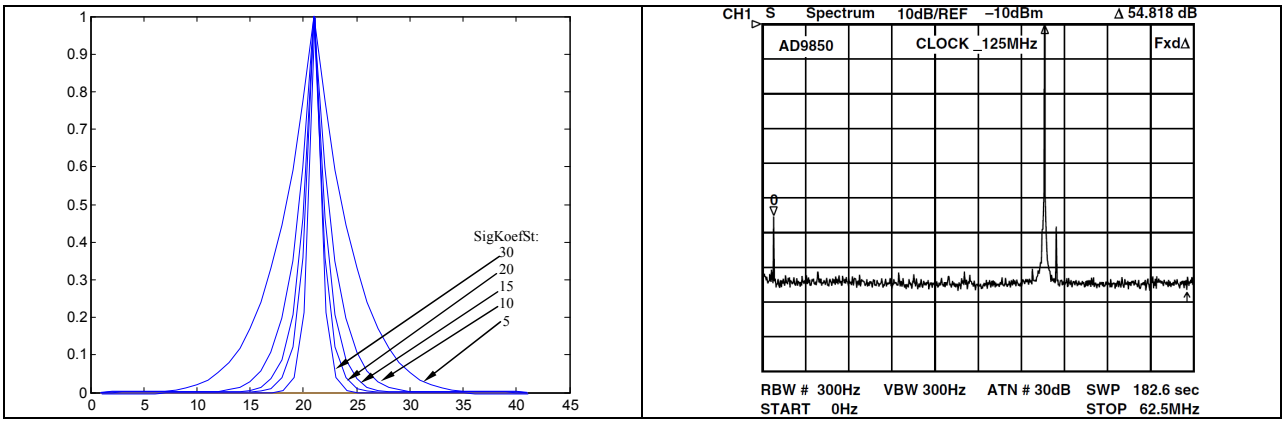
- відношення амплітуд сигналів 1.1, 1.2, 1.4 між собою:

$$\frac{19,8}{23,4}=0,84 \qquad \frac{23,4}{23,4}=1 \qquad \frac{12,2}{23,4}=0,52,$$

- відношення амплітуд сигналів 2.1, 2.2, 2.4 між собою:

$$\frac{9,2}{12,1}=0,76 \qquad \frac{12,1}{12,1}=1 \qquad \frac{6,5}{12,1}=0,54\,.$$

Отже, в даному випадку, визначаються сигнали проте ні фур'є аналіз, ні представлений алгоритм за даного рівня нерівномірності спектру не дають оцінки сигналу. Проведемо моделювання сигналів за умов зміни спектральної характеристики опорного сигналу шляхом зміни SigKoef.



а) б)

Рис. 8. Порівняння нерівномірності спектрів для (а) довільного генератора, що описується масивом SigKoef при SigKoefSt=5; 10; 15; 20; 30; (б) спектральна характеристика генератора на базі AD9850 (CLKIN = 125 MHz/fOUT = 41 MHz) [8]

На рис. 8 показано порівняння спектральних характеристик сигналів для модельованого генератора та реального генератора на базі DDS синтезатора AD9850 [8]. Як видно, за рівня SigKoefSt=30 форма кривої, що представляє нерівномірність спектру визначає придушення бокових гармонік в спектрі на рівні $20\lg\frac{1}{0,04}=27$ дБ, в той час як для AD9850 (рис. 8, б) ця величина складає понад 54 дБ. Отже, зростання рівня придушення бокових гармонік в спектрі легко може бути досягнуто зростанням величини SigKoefSt до більших значень.

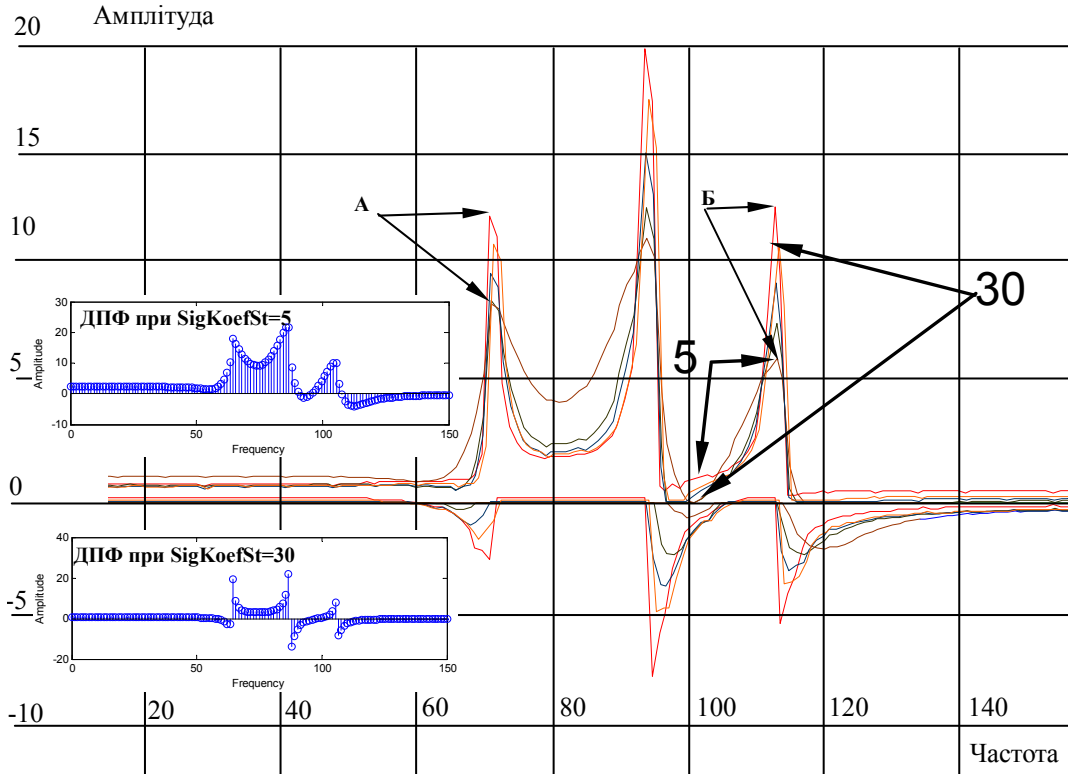


Рис. 9. Виявлення складових сигналу з довільним значенням частот та фаз при SigKoefSt=5 та 30. Для порівняння показано результат ДПФ

На рис. 9 показано результат роботи алгоритму виявлення складових сигналу з довільним значенням частот та фаз. Цифрами "5" та "30" показано криві, що відображують спектральні складові при SigKoefSt=5 та SigKoefSt=30, відповідно. Як видно, зростання значення SigKoefSt, а отже і рівня

придушення бокових гармонік в спектрі, дозволяє більш вірно виявляти амплітуди сигналів. Для прикладу, сигнал "А" є значно вищим за амплітудою ніж сигнал "Б" (рис. 9) при рівні SigKoefSt=5, а вже за рівня SigKoefSt=5 сигнал "Б" стає вищім за "А", що коректніше відображує рівні сигналів в початковому модельованому сигналі (рівні 24 та 29 одиниць). Тенденція до вірного визначення амплітуд та їх співвідношення залишається при подальшому зростанні SigKoefSt. Крім того, зменшується розтікання сигналів та покращується їх форма, що дозволяє детектувати сигнали з меншими амплітудами.

Висновки

В результаті дослідження встановлено наступне:

1. Проаналізовано типи та характеристики опорних генераторів сигналів, що можуть бути використані для побудови пристрою для визначення стану провідникової лінії.

2. Виконано моделювання спектральних складових генератора вихідного сигналу, а також моделювання роботи алгоритму визначення складових сигналів,

3. Розроблена модель нерівномірності спектральної характеристики дозволяє встановити довільне значення рівня придушення бокових гармонік в спектрі сигналу опорного генератора сигналів. Представлений в результаті роботи моделі графік корелюється зі спектральними характеристиками реальних генераторів.

4. Проведене моделювання алгоритму виявлення сигналів довільної частоти та фази в порівнянні з ДПФ показало, що розроблений в роботі [7] алгоритм здатний працювати та виявляти сигнали навіть при рівні подавлення бокових гармонік в спектрі на рівні 27 дБ. Тому розроблений алгоритм може бути успішно використано для виявлення сигналів не тільки для задач фазометрії, а також і інших прикладних досліджень.

Література

1. Мазур І. Аналіз сумарного фазового сигналу відбиття на різних частотах методами спектрального аналізу / І. Мазур, К. Л. Горященко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2009. - №2. – С. 36-40.

2. Горященко К.Л. Імпульсно-фазові вимірювання для лінії із двома неоднорідностями / К.Л. Горященко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький. – 2003. – № 1. – С. 80-82.

3. Горященко К.Л. Аналіз спектральних складових сумарного сигналу для багатошкального фазового методу аналізу стану лінії зв'язку. Повідомлення 1 / К.Л. Горященко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2007. – № 6, Т. 1. – С. 115-120.

4. Горященко К.Л. Обертання часових складових сумарного сигналу в фазовій дальнометрії / К.Л. Горященко // Вісник Хмельницького національного університету. – 2007. – № 1. – С.144-147.

5. Полікаровських О.І. Система передавання цифрових даних / О.І. Полікаровських, І.В. Троцишин, І.В. Любчик //Збірник наукових праць. За результатами IX–НТК "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах". – 2002. – Том.1. – С. 187–190.

6. Бондарев В.Н. Цифровая обработка сигналов: методы и средства.: Учебное пособие для вузов / В.Н.Бондарев, Г.Трестер, В.С.Чернега. – Х. : Конус, 2001. – С. 398.

7. Horiashchenko Kostyantyn. Spectral components definition of the signal with harmonic signal noninteger period components. Khmelnytsky national university, Khmelnytsky, Ukraine. 2014. Issue 1. P. 195-198

8. AD9850. CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer. Analog Device. http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9850.pdf

References

1. Mazur I., Horiashchenko K. L. Analiz sumarnoho fazovoho syhnalu vidbyttia na riznykh chastotakh metodamy spektralnoho analizu. Khmelnytskyi. Measuring and Computing Devices in Technological Processes. 2009. Issue 2. P. 36-40.

2. Horiashchenko K.L. Impulsno-fazovi vymiriuvannia dlia linii iz dvoma neodnoridnostiamy. Khmelnytskyi. Measuring and Computing Devices in Technological Processes. 2003. Issue 1. P. 80-82.

3. Polikarovskih O.I., Trocishin I.V., Ljubchik I.V. Sistema peredavannja cifrovih danih. Zbirnik naukovih prac. Za rezultatami NTK "Vimirjuvalna ta obchislјuvalna tehnika v tehnologichnih procesah". 2002. Tom.1. P. 187–190.

4. Horiashchenko K.L. Obertannia chasovykh skladovykh sumarnoho syhnalu v fazovii dalnometrii. Khmelnytskyi. Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Technical sciences. 2007. Issue 1. P.144-147.

5. Bondarev V.N., Trester G., Chernega V.S. Cifrovaja obrabotka signalov: metody i sredstva.: Uchebnoe posobie dlja vuzov. H. Konus, 2001. S. 398.

6. Horiashchenko K.L. Analiz spektralnykh skladovykh sumarnoho syhnalu dlia bahatoshkalnoho fazovoho metodu analizu stanu linii zviazku. Povidomlennia 1. Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Technical sciences. 2007. Issue 6. Part. 1. P. 115-120.

7. Horiashchenko Kostyantyn. Spectral components definition of the signal with harmonic signal noninteger period components. Khmelnytsky National University, Khmelnytsky, Ukraine. 2014. Issue 1. P. 195-198

8. AD9850. CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer. Analog Device. http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9850.pdf

Рецензія/Peer review : 5.5.2015 р. Надрукована/Printed : 22.6.2015 р.
Рецензент: д.т.н., проф. Підченко С.К.