

І.І. ЧЕСАНОВСЬКИЙ

Національна академія Державної прикордонної служби

А.В. ТКАЧУК

Хмельницький національний університет

СИНТЕЗ КОГЕРЕНТНИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ІМПУЛЬСІВ З ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ І НЕЛІНІЙНИМИ КРОКАМИ НОСІЙНОЇ

В статті наведено результати дослідження когерентних послідовностей лінійно-частотно модульованих імпульсів сформованих з різними варіантами динаміки частоти носійного коливання. Даний тип сигналів можна застосовувати в вузькосмугових радіотехнічних системах. Наведено результати чисельного моделювання щодо залежності кореляційних властивостей даного типу сигналів від параметрів лінійної частотної модуляції окремих імпульсів і параметрів нелінійної модуляції частот парціальних носійних. Показано, що когерентні послідовності імпульсів з нелінійною частотною модуляцією кроків носійної між окремими імпульсами дозволяють значно знизити рівень прилеглих до центрального сплеску автокореляційної функції бокових пелюсток. Запропонована методика оптимізації параметрів модуляції послідовностей для мінімізації бокових пелюсток і міжсигнальної інтерференції в каналі.

Ключові слова: лінійна частотна модуляція, когерентна послідовність імпульсів, функція невизначеності, кореляційна функція, ґраткові пелюстки, міжсигнальна інтерференція.

I.I. CHESANOVSKIY

Academy of State Border Service of Ukraine, Khmelnytskyi

A.V. TKACHUK

Khmelnytsky National University

SYNTHESIS OF COHERENT NONLINEAR STEPPED-FREQUENCY TRAIN OF NARROWBAND LINEAR FREQUENCY MODULATED PULSES

In order to attain high range resolution the wide bandwidth waveforms are commonly used. But when such wideband pulses are unavailable, high range resolution can still be achieved by coherent train of narrowband pulses by stepping the desired bandwidth from pulse to pulse. Range resolution is determined by the overall bandwidth, while the extended duration of the coherent sequence produces good Doppler resolution. The main advantage of such approach is that it achieves the large synthetic bandwidth while maintaining relatively small instantaneous system bandwidth. In most signals steps between pulses are equal (linear modulation of carrier frequency). But this approach suffers from high side lobes near main lobe and grating lobes in the range response. In order to assure the side lobes and grating lobes suppression, the main objective of this paper is to present synthesis of nonlinear stepped-frequency train of linear frequency modulated pulses. We discuss in detail how to optimize parameters of NLFM carrier steps between pulses in order to produce small side lobes near the main lobe. The principal advantages of this waveform are high range resolution, considerable reduction of side lobes level near main lobe with regard to linear frequency modulation steps waveforms, easily implementable transmitter due to constant envelope and small instantaneous bandwidth of pulses, and good interference mitigation. In addition, the nonlinear train has a spectrum weighting function inherently in modulation function which offers the advantage of high signal to noise ratio. The new design is also. На практиці виявилось що з розширенням смуги частот (збільшення бази сигналу $B = 2T\Delta F$) значно зростає вага бокових пелюсток автокореляційної функції (АКФ), що призводить до посилення міжсигнальної (міжсимвольної і міжканальної) інтерференції. Так, для сигналів з ЛЧМ рівень першої бокової пелюстки досягає -13,5 дБ, що з практичної точки зору, є недопустимим для більшості радіосистем.

З розвитком теорії сигналів, було розроблено і досліджено багато різних систем сигналів (від одно- до n -мірних, дійсні і комплексні, дискретні і неперервні, тощо), що можуть успішно бути застосовані для різних радіотехнічних задач, при чому вирішувати ці задачі майже з оптимальною результативністю. Проте на базі частотно-модульованих сигналів розвинувся окремий вид «потенційно неоптимальних» сигналів – малобазисні сигнали ($B \leq 100$). Потенційно, такі сигнали не можуть конкурувати з складними сигналами, проте існують напрями, особливо в радіолокації, де застосування широкосмугових сигналів є неможливим, або низькоефективним і саме малобазисні сигнали можуть забезпечити найкращий результат. Основою формування малобазисних сигналів є імпульсні сигнали з частотною модуляцією (ЧМ) (дискретною чи неперервною), правильний вибір закону якої, є визначальним об'єктом досліджень в даній галузі.

В ряді останніх робіт [1, 2, 5] були запропоновані моделі дискретних частотно-модульованих сигналів (ДКЧМ), що представляють собою когерентну послідовність імпульсів з внутрішнім частотним рознесенням носійної. Такі послідовності дають змогу значно звузити ширину центрального сплеску що однозначно призводить до збільшення роздільної здатності в радіолокаційних системах. Крім того, такі послідовності, з огляду на парціальну частотну монотонність, дають змогу, за певних умов, використовувати вузькосмугові компоненти радіотрактів [2]. Проте, сигнали такого типу мають значний недолік, що полягає в жорсткому зв'язку параметрів окремих імпульсів з парціальним частотним

рознесенням. Зміст цього обмеження полягає в тому, що у випадку перевищення величини частотного рознесення несучої парціальних імпульсів Δf певного значення $\Delta f \cdot T > 1$, де T – тривалість імпульсу, виникають додаткові граткові пелюстки ФН (локальні сплески, обумовлені парціальним рознесенням частоти, взаємне розміщення яких має гратковий характер), що нівелюють вигоду від застосування частотного рознесення.

Одним із способів усунення цієї проблеми для даного класу сигналів є використання внутрішньоімпульсної ЛЧМ модуляції, але за умови дотримання певного строго визначеного вибору співвідношення між девіацією частоти в імпульсі і величиною частотних кроків несучої між імпульсами Δf [2–4]. Подібний метод боротьби з гратковими пелюстками вимагає сталого кроку рознесення частоти між імпульсами, по суті дискретної лінійної частотної модуляції. Але дослідження показують, що навіть значне послаблення граткових пелюсток, яке можна отримати зазначеними обмеженнями на вибір параметрів модуляції в імпульсах і несучої між ними, мало впливає на прилеглі до основного сплеску кореляційної функції бокові пелюстки, що накладає обмеження на ефективність і цього способу удосконалення ДКЧМ сигналів. Для зменшення рівня бокових пелюсток застосовують або «частково неузгоджену» фільтрацію, корегуючи АЧХ узгодженого фільтру відповідним ваговим вікном (втрачаючи у відношенні сигнал/шум), або використовують послідовності з надмірним «перекриттям» ЛЧМ між імпульсами, що зменшує ефективність сигналу, тому що вимагає більшої кількості імпульсів для забезпечення потрібної спектральної ширини.

Враховуючи ефект, що досягається лише застосуванням відносно примітивної схеми модуляції (лінійної), потенційні можливості ДКЧМ сигналів ще далеко не вичерпані і тому є очевидним, що пошук і застосування нелінійних схем модуляції може дати значний ефект в оптимізації даного типу сигналів.

Постановка завдання

Мета даної роботи полягає в синтезі і дослідженні когерентних послідовностей імпульсів із нелінійною парціальною ЧМ носійної для встановлення основних закономірностей впливу параметрів нелінійної модуляції на рівень прилеглих до основного сплеску кореляційної функції бокових пелюсток, також на рівень граткових пелюсток, ширину центрального сплеску, спектральну смугу сигналу та порівняння з аналогічними по роздільній здатності послідовностями з лінійною частотною модуляцією. Завданням було знайти такий спосіб модуляції когерентної послідовності, щоб зберігаючи сталу амплітуду імпульсів і залишаючи як можна меншою девіацію частоти всередині окремих імпульсів, добитись максимального зниження бокових пелюсток автокореляційної функції.

Результати дослідження

Потенційні можливості існуючих схем формування когерентних послідовностей імпульсів розглянемо на прикладі сигналів з парціальною ЧМ. На рис. 1 і рис. 2 показано форми самих сигналів і їх функції невизначеності. Відносна девіація частоти парціального імпульсу $BT = 12,5$, шпаркуватість 2,5.

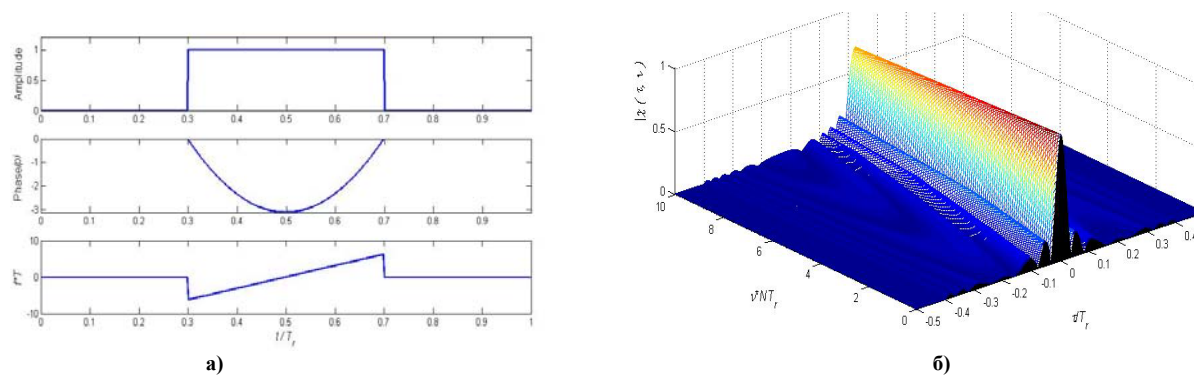


Рис. 1. Форма (а) і функція невизначеності парціального імпульсу (б)

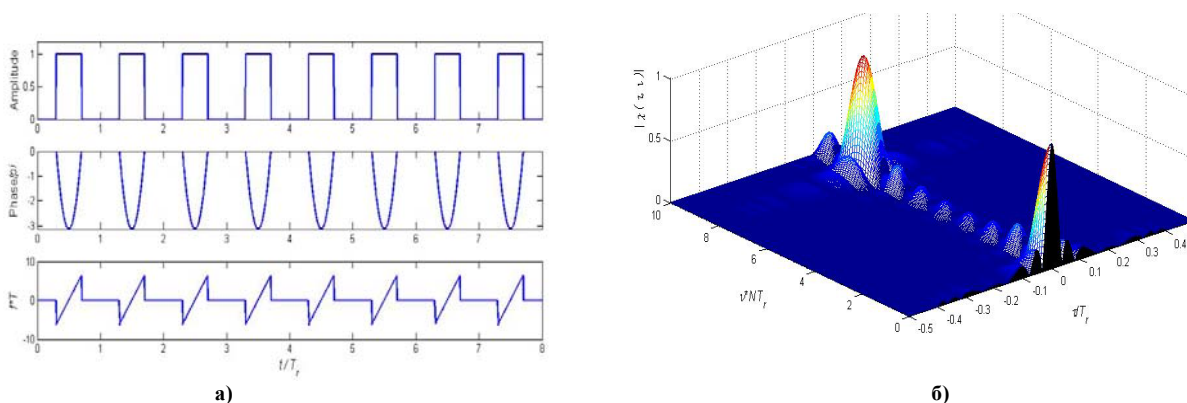


Рис. 2. Форма (а) і функція невизначеності когерентної послідовності імпульсів (б)

Аналізуючи отримані функції невизначеності можна виділити наступне. Як і передбачалось, парціальний імпульс має високий рівень бічних пелюсток (-13,5 дБ), обумовлений, в першу чергу, прямокутною формою амплітудної обвідної. Те саме розподілення в часовій області зберіглось і для послідовності когерентних імпульсів рис. 2 (так буде відбуватись якщо шпаркуватість $T_r / T \geq 2$). Для покращення ФН в частотному розрізі необхідно застосовувати когерентну послідовність таких імпульсів. При цьому, за рахунок когерентності парціальних імпульсів досягається більша тривалість сигналу в часовій області, а відтак і значне покращення роздільної здатності послідовності відносно доплерівських зміщень. Як показано в [2], функція невизначеності когерентної послідовності $\chi(\tau, \nu)$ пов'язана з функцією невизначеності парціального імпульсу $\chi_T(\tau, \nu)$ формулою

$$|\chi(\tau, \nu)| = |\chi_T(\tau, \nu)| \left| \frac{\sin N\pi\nu T_r}{N \cdot \sin \pi\nu T_r} \right| \quad |\tau| \leq T \quad (1)$$

Як видно із наведеної залежності (1), перший нуль в частотному розрізі ($\tau = 0$) функція невизначеності буде мати для доплерівського зміщення з частотою

$$\nu = \frac{1}{N \cdot T_r},$$

що також можна спостерігати і на рис. 2 (перший нуль за доплерівським зміщенням $\nu N T_r = 1$).

Роздільна здатність імпульсу з ЛЧМ у часовому розрізі, визначається базою ЛЧМ парціального (окремого) імпульсу. Часова затримка, яка відповідає першому нулю центрального піка функції невизначеності приблизно дорівнює [2]

$$\tau_{zero} \approx \frac{1}{B}.$$

Для наведеного прикладу $\frac{1}{B} = \frac{1}{BT} = \frac{1}{12.5 \cdot 2.5} T_r = 0.032 \cdot T_r$. Очевидно, що для покращення роздільної здатності в часовому перерізі необхідно збільшувати базу парціальних сигналів, або скорочувати їх тривалість, що в більшості випадків є неможливим через обмеження в можливостях елементної бази.

Більш досконалою моделлю сигналу, що складається з когерентної послідовності імпульсів, може бути послідовність імпульсів із стрибками частоти між носійними (центральними) частотами кожного окремого імпульсу на певну величину Δf . Такий сигнал буде займати значно ширшу смугу частот (приблизно $N \cdot \Delta f$), а відтак мати і кращу роздільну здатність в часовому перетині ФН ($\tau \approx \frac{1}{N \cdot \Delta f}$). Крім того, широка смуга частот послідовності отримується при досить вузьких спектральних смугах окремих імпульсів. Формула для функції невизначеності такої послідовності ЛЧМ імпульсів з лінійним кроком частоти між ними була отримана аналітично в роботах [2, 3]

$$|\chi(\tau, \nu)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \text{sinc} \left[T \left(\nu + B \frac{\tau}{T} \right) \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \right] \right| \cdot \frac{\sin \left\{ N\pi \left(\nu + \Delta f \left(\frac{\tau}{T} \right) \right) T_r \right\}}{N \sin \left\{ \pi \left(\nu + \Delta f \left(\frac{\tau}{T} \right) \right) T_r \right\}}, \quad |\tau| \leq T \quad (2)$$

тут $B = |k + k_S| T$, де k – коефіцієнт частотної модуляції ЛЧМ в імпульсі $k = \frac{B}{T}$; k_S – коефіцієнт частотної модуляції між імпульсами $k_S = \frac{\Delta f}{T_r}$.

Для того, щоб отримати кореляційну функцію послідовності, визначимо переріз функції невизначеності (2) на частотній лінії $\nu = 0$:

$$|R(\tau)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \text{sinc} \left[B\tau \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \right] \right| \cdot \left| \frac{\sin \{ N\pi\Delta f \tau \}}{N \sin \{ \pi\Delta f \tau \}} \right|, \quad |\tau| \leq T. \quad (3)$$

Тут функцію кореляції послідовності $R(\tau)$ можна записати у вигляді добутку двох частин

$$R(\tau) = R_1(\tau) \cdot R_2(\tau),$$

де

$$|R_1(\tau)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \text{sinc} \left[B\tau \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \right] \right| \quad |\tau| \leq T$$

співпадає з автокореляцією простого ЛЧМ імпульсу ($B = |k + k_S| T$), а другий множник

$$|R_2(\tau)| = \left| \frac{\sin\{N\pi\Delta f \tau\}}{N \sin\{\pi\Delta f \tau\}} \right| \quad |\tau| \leq T \quad (4)$$

визначає положення додаткових ґраткових пелюсток навколо центрального сплеску. Ці пелюстки виникають у випадку, якщо $\Delta f \cdot T > 1$. Ґраткові пелюстки, як видно з вищенаведеної формули, будуть розташовуватись в точках з часовим зміщенням

$$\tau_{lobes} = \frac{g}{\Delta f} \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \lfloor T \cdot \Delta f \rfloor \quad |\tau| \leq T$$

Кількість таких пелюсток дорівнює $\lfloor T \cdot \Delta f \rfloor$, тобто найбільшому цілому числу, що не перевищує $T \cdot \Delta f$ [3]. Ґраткові пелюстки можливо значно подавити шляхом певного, взаємопов'язаного вибору девіації ЛЧМ в кожному окремому імпульсі TB і кроку частоти між імпульсами $T \cdot \Delta f$ [2–4]. Ідея полягає в тому, щоб нулі функції $R_1(\tau)$ розташувати точно в місцях де знаходяться екстремуми ґраткових пелюсток, які визначаються множителем $R_2(\tau)$. Тоді автокореляційна функція (АКФ) послідовності імпульсів з внутрішньою ЛЧМ модуляцією і скачками частоти між ними $-R(\tau)$, що визначається формулою (3), буде позбавлена ґраткових пелюсток.

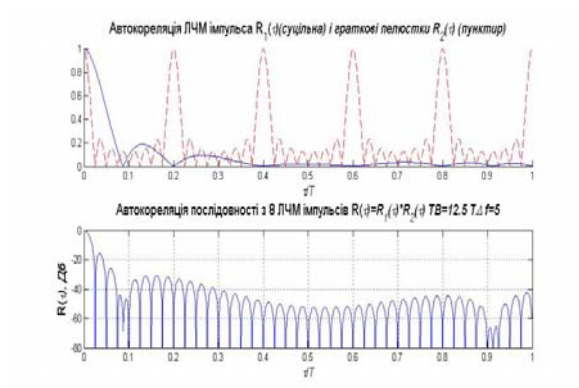


Рис. 3. АКФ послідовності з 8 імпульсів з внутрішньою ЛЧМ модуляцією $TB = 12.5$ з кроком носійної $T\Delta f = 5$

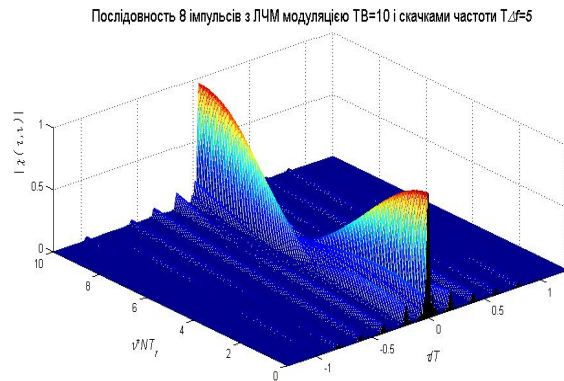


Рис. 4. ФН когерентної послідовності з 8 ЛЧМ імпульсів $TB = 10$, $T\Delta f = 5$ без компенсації ґраткових пелюсток

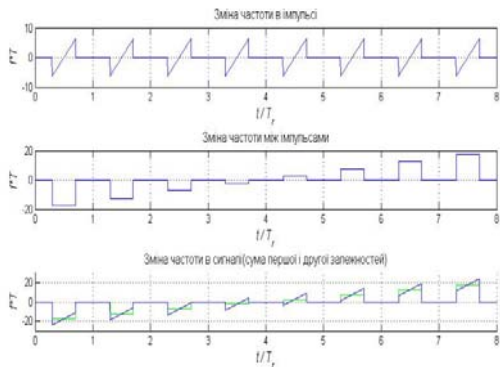


Рис. 5. Частотний розподіл в когерентній послідовності 8 імпульсів ЛЧМ $TB = 12.5$ з скачками носійної між ними $T\Delta f = 5$, $T_f / T = 2.5$

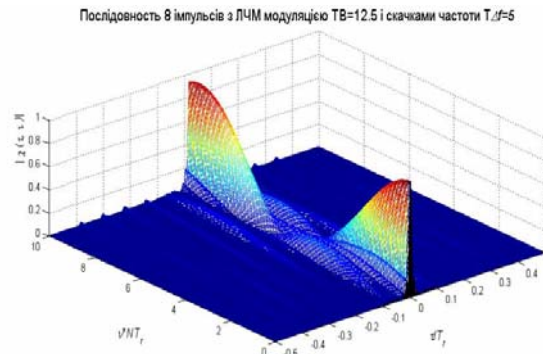


Рис. 6. Функція невизначеності когерентної послідовності 8 імпульсів ЛЧМ $TB = 12.5$, $T\Delta f = 5$ з компенсацією ґраткових пелюсток

В літературі часто в якості прикладу розглядається послідовність ЛЧМ імпульсів з кроком носійної $T \cdot \Delta f = 5$ [2, 3]. Якщо в цій послідовності вибрати базу внутрішньої ЛЧМ модуляції $TB = 12.5$ то ґраткові пелюстки будуть компенсовані нулями функції кореляції ЛЧМ імпульсу $R_1(\tau)$. На рис.3 зображені залежності розраховані у відповідності до формули (3) аналітично.

З наведених залежностей видно, що перший нуль імпульсу з ЛЧМ (і також послідовності імпульсів без стрибків несучої частоти між ними) знаходиться в точці $\tau_{zero} \approx 1/B = 1/12.5 = 0.08 T$ (суцільна крива на першому графіку). Стрибки носійної між імпульсами дійсно значно звузили центральний сплеск до рівня $\tau_{zero} \approx 1/N \cdot \Delta f = 1/8 \cdot 5 = 0.025 T$.

Послідовність з 8 ЛЧМ імпульсів із лінійними стрибками носійної наведена на рис. 5, а функція невизначеності цієї послідовності на рис. 6. Порівнюючи ФН послідовності ЛЧМ імпульсів без стрибків носійної між імпульсами рис. 2 і зі стрибками частоти $T \cdot \Delta f = 5$ (рис. 6) (масштаб однаковий), можна

помітити звуження центрального сплеску. Крім того, можна спостерігати також і набагато менший рівень граткових пелюсток рис.4. На рис.4 наведена ФН без точної компенсації граткових пелюсток. База ЛЧМ імпульсу $TB=10$, менше необхідної і нулі кореляційної функції ЛЧМ імпульсу не співпадають з максимумами граткових пелюсток. Оскільки $T \cdot \Delta f = 5$, то для такої послідовності кількість цих пелюсток (у відповідності з (4)) буде також 5.

Якщо ж повернутися до сигналу на рис. 5 і рис. 6, з точною компенсацією граткових пелюсток, то можна помітити дві характерні риси. По-перше, значно повільніший спад за доплерівським зміщенням, що є спільною рисою послідовностей із стрибками частоти між імпульсами. По-друге, високий рівень прилеглих бокових пелюсток. Вони не зникли, проте звужились. Їх можна бачити на рис. 3 (нижній графік) біля центрального сплеску, також на рис. 6 вони призводять до помітного розширення центрального сплеску ФН в нижній частині. На рис. 7 наведено АКФ такої послідовності у збільшеному масштабі.

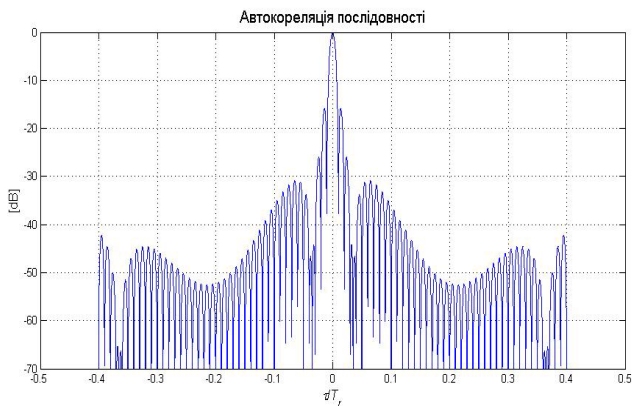


Рис. 7. Автокореляційна функція послідовності з 8 імпульсів з ЛЧМ модуляцією, $TB=12.5$, $T\Delta f = 5$, $Tr/T=2.5$

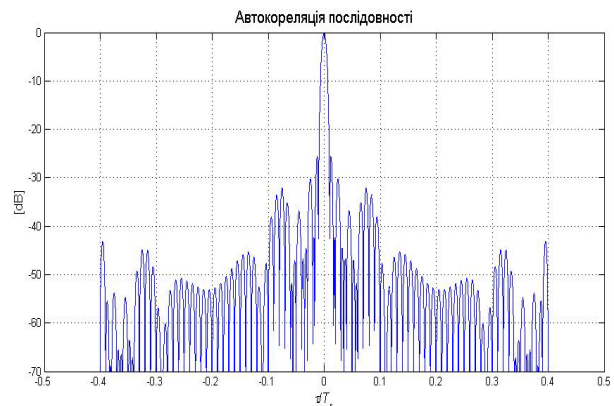


Рис. 8. Автокореляційна функція послідовності з 8 імпульсів з ЛЧМ модуляцією, $TB=25$, $T\Delta f = 5$, $Tr/T=2.5$

Для зменшення цих прилеглих бокових пелюсток можна піти шляхом запропонованим в [2]. Для цього потрібно збільшити девіацію частоти в кожному імпульсі послідовності. Це призводить до зменшення ширини центрального сплеску АКФ окремого імпульсу зображеного на рис. 3 суцільною лінією, а відтак і до зменшення прилеглих до центрального сплеску пелюсток всієї послідовності рис. 8. Але оскільки когерентну послідовність імпульсів якраз і використовують з метою щоб при малій девіації частоти в імпульсі отримати більшу смугу частот всього сигналу, то при цьому збереження малої частотної бази окремого імпульсу важливе з точки зору практичного застосування сигналу. Тому, в даній статті розглядаються способи подавлення бокових пелюсток іншими методами, що не передбачають необмежене збільшення девіації частоти в окремих імпульсах. Оскільки можливість амплітудної корекції сигналів в даній роботі також не передбачається, то обраним шляхом зниження рівня прилеглих бокових пелюсток в часовій області є застосування нелінійної частотної модуляції а не ЛЧМ між імпульсами послідовності. При цьому, оперуючи параметрами та формою частотної модуляції можна оптимізувати ФН сигналу в часовому перетині.

Розглянемо можливість формування спектру всієї послідовності за рахунок нелінійних кроків частоти між імпульсами. Для того, щоб отримати нелінійний закон зміни кроків носійної між імпульсами, було обрано формулу нелінійної частотної модуляції Прайса (5). Порівняно з синтезованими залежностями, що розраховуються методом стаціонарної фази із спектральної густини потужності, яка сформована відповідно до форми деякого вікна, залежність Прайса задана аналітично і простіша в використанні [2].

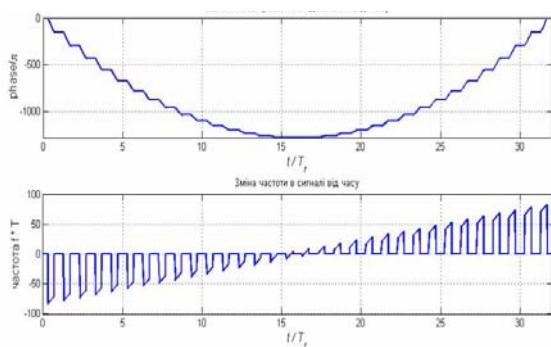


Рис. 9. Залежність фази і частоти від часу для послідовності $N = 32$ імпульсів з внутрішньою ЛЧМ $TB=12.5$ і лінійним кроком частоти між імпульсами $T\Delta f = 5$.

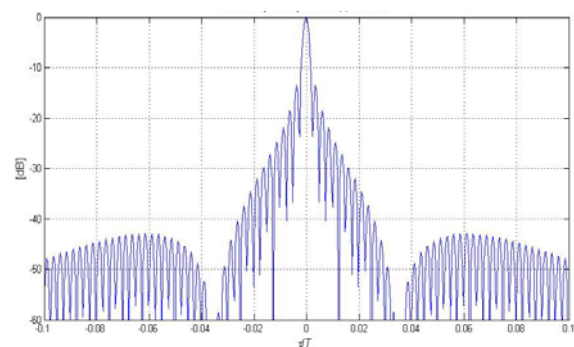


Рис. 10. Автокореляційна функція послідовності $N = 32$ імпульсів з внутрішньою ЛЧМ $TB=12.5$ і лінійним кроком частоти між імпульсами $T\Delta f = 5$

$$f(t) = \frac{t}{T} \left(B_L + B_C \frac{1}{\sqrt{1 - 4 \frac{t^2}{T^2}}} \right) \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (5)$$

Сигнал має лінійну частину з базою B_L і нелінійну з базою B_C . Біля середини імпульсу $t = 0$ сигнал поводить себе як ЛЧМ з базою $B_L + B_C$, на краях головний вклад в девіацію належить нелінійному члену..

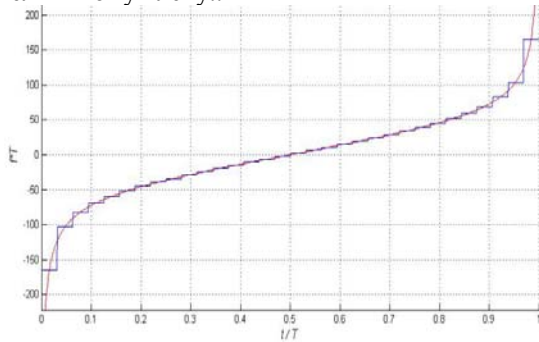


Рис. 11. Східчаста апроксимація функції Прайса $n = 32$ сходами

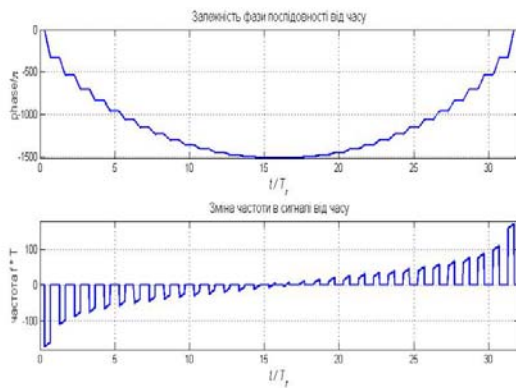


Рис. 12. Залежність фази і частоти від часу для послідовності $N=32$ імпульсів з внутрішньою ЛЧМ $TB=12.5$ і нелінійним кроком частоти між імпульсами

Для ілюстрації ефекту нелінійної модуляції носійної парціальних імпульсів, розглянемо дві послідовності з $N = 32$ імпульсів. Перша відповідає лінійному кроку між імпульсами $T \cdot \Delta f = 5$, база імпульсів ЛЧМ $TB = 12.5$ для точної компенсації граткових пелюсток. На рис. 9 наведено графіки залежності фази і частоти від часу, а на рис. 10 АКФ послідовності. Видно, що прилеглі пелюстки мають приблизно той же рівень, як і для ЛЧМ імпульсу -13.5 дБ.

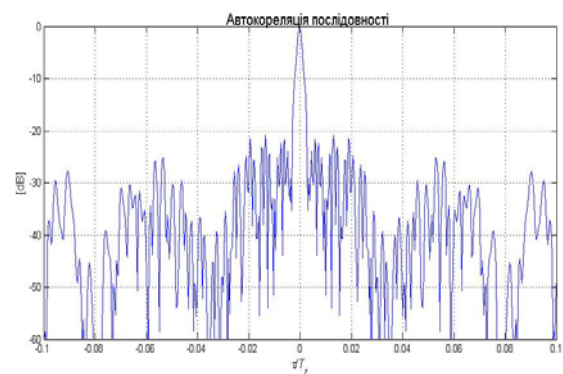


Рис. 13. Автокореляційна функція послідовності $N=32$ імпульсів з внутрішньою ЛЧМ $TB=12.5$ і нелінійним кроком частоти між імпульсами

Інша послідовність має ЛЧМ в кожному імпульсі з тією ж базою, але кроки частоти між імпульсами змінюються нелінійно. Для того, щоб задати нелінійні кроки частоти було обрано частотну залежність Прайса з параметрами $B_L = 68$ і $B_C = 68$ (неперервна лінія) рис. 11, яка була апроксимована 32 сходами.

Форми фазової і частотної функції сигналу модульованого отриманою апроксимацією наведена на рис.12, а його АКФ на рис.13. Якщо порівняти нижній графік, що демонструє залежність частоти від часу на рис. 9 з аналогічним на рис. 12, то на останньому видно нелінійний характер зміни кроків між імпульсами. Девіація частоти всієї послідовності також більша.

Для наочності результату параметри сигналів були обрані так, щоб ширина головного сплеску АКФ після оптимізації була однаковою і в послідовності з лінійним кроком частоти носійної і з нелінійним (саме тому було обрано такі значення параметрів B_L і B_C). Якщо порівняти рис.10 і рис.13, то можна помітити підвищення віддалених бокових пелюсток і зменшення рівня прилеглих до центрального сплеску приблизно на -7 дБ. Але цей результат є неоптимальним, тому що неоптимальним є дискретне наближення нелінійної функції Прайса, коли значення частоти кожної сходинок приймається рівним значенню в точці перетину неперервною залежністю середини сходинок рис. 11. Особливо чутливий рівень бокових пелюсток АКФ послідовності до кроків несучої частоти перших і останніх 5 імпульсів, де максимально проявляє себе нелінійність.

В результаті варіації значеннями B_C , чисельного моделювання і розв'язку оптимізаційної задачі, були визначені коригуючі коефіцієнти для східчастої апроксимації носійної частоти. Провівши корегування 5 перших (симетрично і для 5 останніх) імпульсів, ці кроки змінювались наступними коефіцієнтами: перший -0.61 , другий -0.83 , третій -0.91 , четвертий -0.94 , п'ятий -0.95 . Отримана послідовність і її функція автокореляції наведені на рис. 14 і рис. 15.

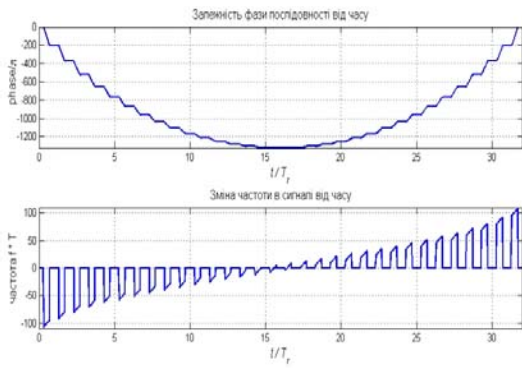


Рис. 14. Залежність фази і частоти від часу для послідовності N=32 імпульсів з внутрішньою ЛЧМ ТВ=12.5 і нелінійним кроком частоти між імпульсами і корекцією частоти

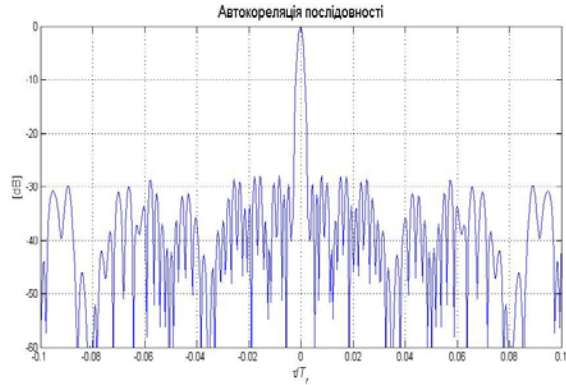


Рис. 15. АКФ послідовності N=32 імпульсів з внутрішньою ЛЧМ ТВ=12.5 і нелінійним кроком частоти між імпульсами і корекцією частоти

Порівнюючи рис. 15 і рис.10 видно, що рівень прилеглих бокових пелюсток зменшився від -13.5 дБ до -28 дБ. В той же час, до рівня -28 дБ піднялись більш віддалені пелюстки. Ширина головних автокореляційних сплесків однакова для обох послідовностей. З нижніх графіків на рис. 9 і 14 видно, що девіація частоти послідовності з нелінійними кроками більша, ніж для послідовності з лінійними кроками. Девіація збільшилась приблизно в $100/77.5=1.3$ рази для того, щоб отримати ту ж ширину автокореляційного сплеска. Це є типовим явищем для НЛЧМ сигналів. Крім того, оптимізаційним корегуванням модуляційної функції вдається забезпечити додатковий вигреш по рівню бокових пелюсток щонайменше до -7 дБ рис. 13 і рис. 15.

На рис. 16 і рис. 17 наведено спектри послідовностей без корекції і з корекцією носійної частоти крайніх 5 імпульсів. Помітно, що спектр послідовності з корекцією набув більш округлої щільної форми, що і пояснює зниження бокових пелюсток. Спектр на рис. 16 відповідає сигналу, АКФ якого наведена на рис. 13. Видно, що значна нелінійність модулюючої функції частоти парціальних носійних (особливо в відношенні «крайніх» імпульсів) призводить до значного розширення спектру всієї когерентної послідовності.

На рис. 18 і рис. 19 наведені функції невизначеності двох сигналів, а на рис. 20 і рис. 21 перерізи цих функцій по рівню 0.1. Видно, що для когерентної послідовності з НЛЧМ кроками носійної імпульсів рис.19, прилегли до центрального піка сплески змістились в бік більших доплерівських частотних зміщень, центральний пік функції невизначеності зберігає свою ширину до рівня -28 дБ, що відповідає підвищеній роздільній здатності послідовності до цього рівня. Вигляд ФН типовий для імпульсу з НЛЧМ.

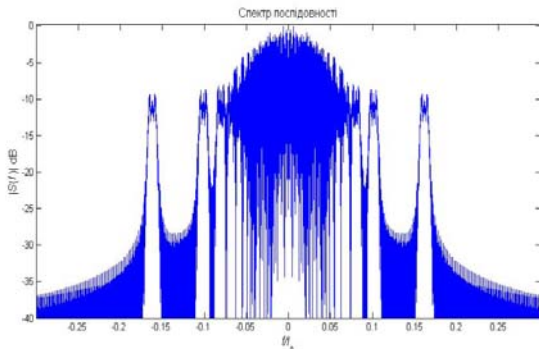


Рис. 16. Спектр послідовності з нелінійними кроками носійної імпульсів без оптимізації

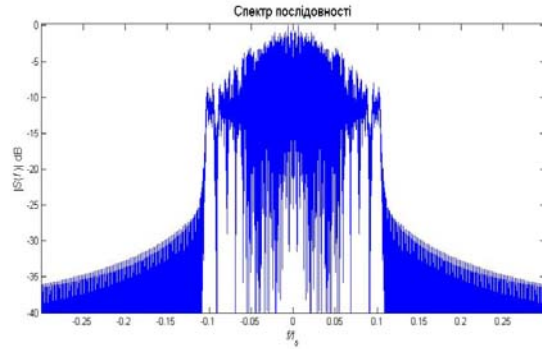


Рис. 17. Спектр послідовності з нелінійними кроками носійної імпульсів з оптимізацією крайніх 5 кроків

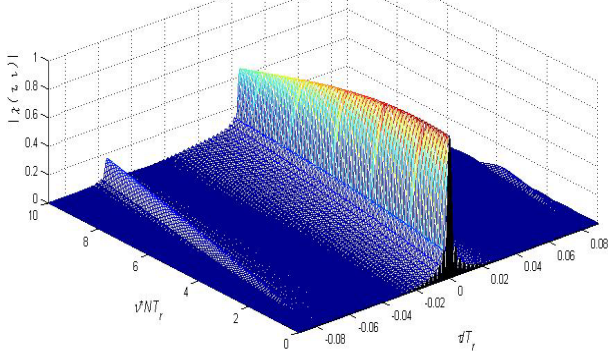


Рис. 18. ФН для послідовності з внутрішньою ЛЧМ ТВ=12.5 і лінійним кроком частоти між імпульсами $\Delta f = 5$

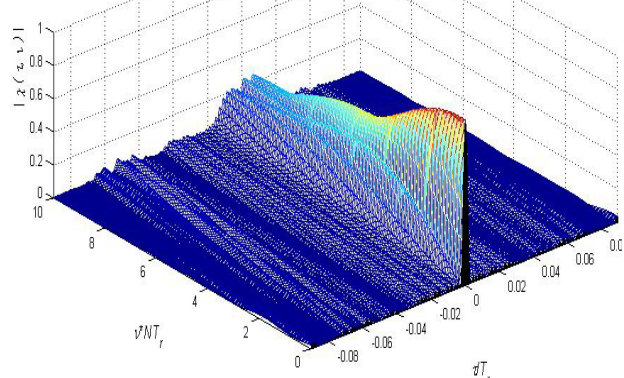


Рис. 19. ФН для послідовності з внутрішньою ЛЧМ ТВ=12.5 і нелінійним кроком носійної частоти імпульсів з корекцією

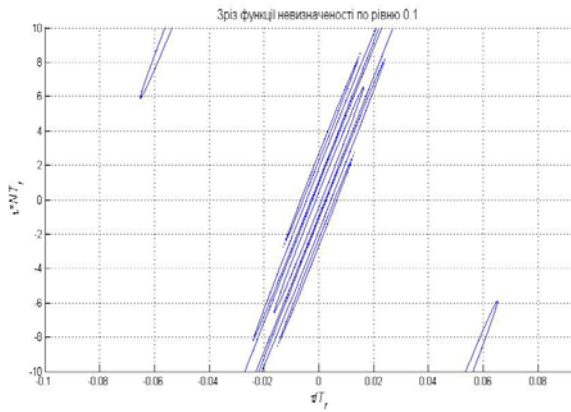


Рис. 20. Переріз функції невизначеності сигналу з ЛЧМ кроками носійної частоти по рівню 0.1

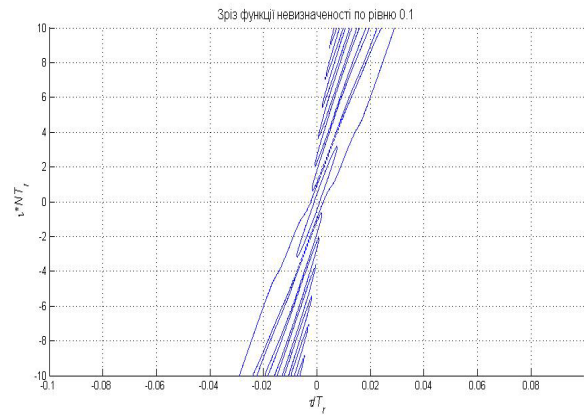


Рис. 21. Переріз функції невизначеності сигналу з НЛЧМ кроками носійної по рівню 0.1

Варіація девіації частоти відповідно до нелінійного закону може обумовити певні труднощі при практичній реалізації через більшу в 1.3 раза частотну смугу, тому доцільно розглянути випадок, коли значення девіації частоти імпульсів з ЛЧМ модуляцією носійної зберігається для послідовності з НЛЧМ сталою. Очевидно, що це приведе до збільшення ширини центрального сплеску ФН і відповідного погіршення роздільної здатності. Коригуючі коефіцієнти останніх імпульсів ті ж самі, що і в попередній послідовності. На рис. 22 наведено залежність фази і частоти такої послідовності від часу, а на рис. 23 її АКФ. Із порівняння рис. 9 і рис. 22 видно, що девіація частоти послідовностей однакова. Центральний сплеск АКФ на рис. 23 має більшу ширину ніж на рис. 10 і рис. 16 приблизно на 25%. Рівень прилеглих пелюсток зменшився до -29.5 Дб

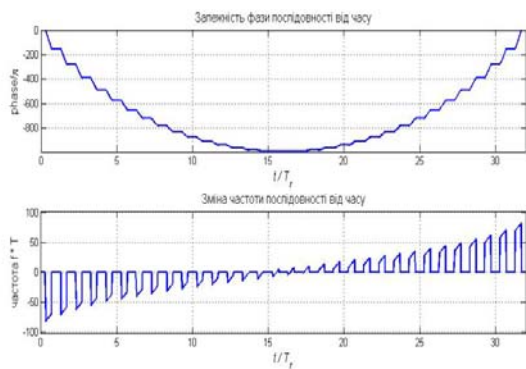


Рис. 22. Залежність фази і частоти від часу для послідовності з внутрішньою ЛЧМ $T_B=12.5$ і нелінійним кроком частоти між імпульсами і корекцією частоти

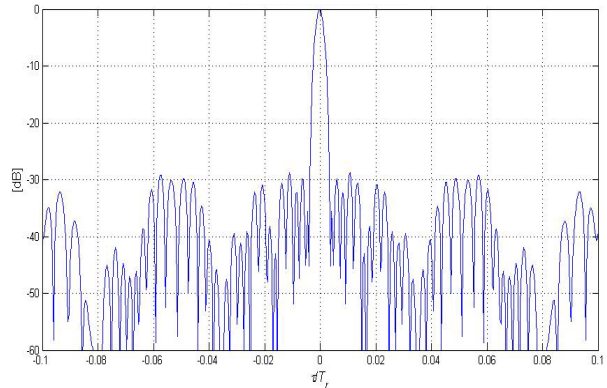


Рис. 23. АКФ послідовності $N=32$ імпульсів з внутрішньою ЛЧМ і нелінійним кроком частоти між імпульсами і корекцією частоти

Висновки

Когерентні послідовності ЛЧМ імпульсів з НЛЧМ модуляцією носійної парціальних імпульсів дають змогу будувати вузькосмугові системи зі значеннями показників ефективності на рівні широкосмугових систем. При частотній «компактності» кожного окремого імпульсу, когерентні послідовності з НЛЧМ кроками дозволяють не тільки збільшувати роздільну здатність, але володіють перевагами порівняно з послідовностями з ЛЧМ кроками носійної що полягають в значно меншому рівні прилеглих бокових пелюсток і у відсутності граткових пелюсток. Такий спосіб боротьби з прилеглими боковими пелюстками особливо підходить для послідовностей з великою кількістю імпульсів $N \geq 32$. Це забезпечує кращу роздільну здатність близьких об'єктів в радіолокації і кращі інтерференційні властивості в телекомунікаційних системах.

Отримані послідовності з НЛЧМ допускають просте безперервне масштабування смуги частот, якщо смуга зменшується, то при цьому рівень пелюсток не зростає, тільки буде розширюватись центральний сплеск автокореляції. Спектральна густина потужності послідовностей НЛЧМ формується без амплітудної модуляції і додаткової обробки вікнами опорного сигналу приймача, що дозволяє зберегти переваги узгодженої фільтрації і високе відношення сигнал/шум.

На прикладі сигналу з 32 імпульсів встановлено, що використовуючи оптимізовану послідовність кроків носійної, сформованої згідно з залежністю Прайса, можна знизити рівень бокових прилеглих пелюсток на 14.5 Дб від -13.5 Дб до рівня -28 Дб зберігаючи таку ж саму ширину центрального сплеску. При цьому загальний спектральна ширина збільшується в 1.3 раза. Якщо ж зберегти спектральну смугу сталою, то рівень бічних прилеглих пелюсток зменшиться до -29.5 Дб, але зростає ширина центрального сплеску АФ на 25%. Значний вииграш отримано за рахунок корекції кроків частоти носійної 5 крайніх імпульсів, де

максимальним чином проявляється нелінійність.

Література

1. Кук Ч. Радиолокационные сигналы. / Ч. Кук, М. Бернфельд. – Москва : Советское радио, 1971. – 568 с.
2. Levanon N. Radar Signals / Nadav Levanon, Eli Mozeson. – New Jersey : John Wiley & Sons, 2004. – 411 p.
3. Levanon N., Mozeson E. Nullifying ACF grating lobes in stepped-frequency train of LFM pulses / N. Levanon, E. Mozeson // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2003. – Vol. 39. – № 2. – P. 694–703.
4. Gladkova I. Grating lobes suppression in stepped-frequency pulse train / I. Gladkova // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2008. – DOI: 10.1109/TAES.2008.4667708.
5. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов / Л.Е. Варакин. – Москва : Советское радио, 1970. – 376 с.
6. Vizitiu I. Sidelobes reduction using synthesis of some NLFM laws / Iulian C. Vizitiu // Progress In Electromagnetics Research B. – 2013. – Vol. 49. – P. 301–318.

References

1. Kuk CH. Radiolokatsionnyie signalyi. / CH. Kuk, M. Bernfeld. – Moskva : Sovetskoe radio, 1971. – 568 s.
2. Levanon N. Radar Signals / Nadav Levanon, Eli Mozeson. – New Jersey : John Wiley & Sons, 2004. – 411 p.
3. Levanon N., Mozeson E. Nullifying ACF grating lobes in stepped-frequency train of LFM pulses / N. Levanon, E. Mozeson // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2003. – Vol. 39. – № 2. – P. 694–703.
4. Gladkova I. Grating lobes suppression in stepped-frequency pulse train / I. Gladkova // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2008. – DOI: 10.1109/TAES.2008.4667708.
5. Varakin L.E. Teoriya slojnyih signalov / L.E. Varakin. – Moskva : Sovetskoe radio, 1970. – 376 s.
6. Vizitiu I. Sidelobes reduction using synthesis of some NLFM laws / Iulian C. Vizitiu // Progress In Electromagnetics Research B. – 2013. – Vol. 49. – P. 301–318.

Рецензія/Peer review : 3.10.2018 р.

Надрукована/Printed :22.11.2018 р.
Рецензент: д.т.н., проф. В.В. Мартинюк