

УДК 621.372

СХЕМОТЕХНІЧНЕ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ДЕТЕКТОРА ЦИФРОВИХ РАДІОСИГНАЛІВ

А.П. Бондарев, С.В. Давіденко, І.С. Давіденко

Анотация: У цій роботі наведені результати дослідження модифікованого пристрою фазового автопідстроювання частоти, використання якого дозволяє значно підвищити перешкодостійкість приймача сигналів GPS.

Анотация: В этой работе приведены результаты исследования модифицированного устройства фазовой автоподстройки частоты, использование которого позволяет значительно повысить помехоустойчивость приемника сигналов GPS.

Abstract: The results of research of the modified phase locked loop device, which one allows considerably to improve noise stability of the GPS signal receiver, are presented in this paper.

Ключові слова: завадостійкість, детектор цифрових радіосигналів, система слідкування за несучою, доплерівські відхилення частоти сигналу, автопідстроювання частоти.

Постановка проблеми у загальному вигляді.

Приймачі сигналів глобальної супутникової навігаційної системи GPS широко використовують в наш час в системах спеціального та побутового призначення для визначення географічних координат користувача та геодезичних вимірювань. Однією з проблем приймання сигналів GPS є їх мала потужність. Внаслідок віддаленості космічного апарату КА (висота геосинхронної орбіти становить 20 240 км) та обмеженої потужності передавача КА потужність навігаційного сигналу, прийнятого на веспрямовану антену поблизу поверхні Землі, становить $-165..-160$ дБ Вт [див. 7]. Використання спрямованих антен у переносній апаратурі споживача (АС) неможливо через великі габарити такої антени та необхідність одночасного приймання сигналів декількох КА (4..6), розташованих в різних точках орбіт.

Зв'язок проблеми із важливими науковими чи практичними завданнями.

Невіддільною складовою АС є система слідкування за несучою (ССН), яка відслідковує доплерівські відхилення частоти сигналу і забезпечує синхронний режим роботи інших систем АС. Зменшення потужності сигналу внаслідок затінення антени або роботи у закритих приміщеннях у першу чергу порушує синхронізм ССН, що викликає необхідність повторного входження у зв'язок, яке триває 5..20 хвилин. Отже, підвищення завадостійкості ССН приймача навігаційних сигналів значно підвищить його експлуатаційні характеристики. ССН сучасної АС будують на основі пристроїв фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ).

Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано розв'язання даної проблеми і на які спирається автор.

Основні принципи роботи пристроїв фазового автопідстроювання частоти широко досліджені в 20-му сторіччі (наприклад, [1]), але сучасні вимоги щодо зниження потужності сигналу передбачають роботу поблизу шумового порогу і спонукали активізацію робіт, які стосуються нових способів формування керуючих впливів ([2], [3]) та нових підходів до завадостійкості [4].

Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми, котрим присвячується означена стаття.

В перелічених дослідженнях не розглянуто особливостей приймання цифрових радіосигналів із фазовою маніпуляцією та не наведено даних щодо границь підвищення завадостійкості.

Формулювання цілей статті (постановка завдання).

Метою цієї роботи є опис структури та параметрів ССН приймача сигналів GPS із підвищеною завадостійкістю та виявлення границь такого підвищення шляхом імітаційного моделювання.

Основний матеріал дослідження

Пристрій ФАПЧ з підвищеною завадостійкістю.

Структурна схема однієї з можливих реалізацій ССН на основі пристрою ФАПЧ наведена на рис.1 а. Вхідний сигнал ССН S_{BX} є сигналом проміжної частоти з демодульованим С/А-кодом і являє собою адитивну суміш сигналу з кутовою маніпуляцією і широкосмугового білого гаусівського шуму

$n(t)$ з нульовим математичним сподіванням і функцією кореляції $\langle n(t)n(t+\tau) \rangle = \frac{N_0\delta(\tau)}{2}$:

$$S_{BX}(t) = U_1 \cos[\omega_1 t + \mu \text{sign} \sin(\Omega t)] + n(t), \quad (1)$$

де U_j , ω_j – амплітуда і частота коливання проміжної частоти, μ , Ω – індекс і частота бінарної фазової маніпуляції інформаційним сигналом. В приймачі GPS значення параметрів сигналу становлять $\omega_j=2\pi\cdot 71,610$ Мрад/с, $\mu= \pi/2$ рад, $\Omega=2\pi\cdot 25$ рад/с. Вираз (1) передбачає бітову маніпуляцію двічі за період інформаційної частоти Ω , тобто 50 біт на секунду.

Пристрій рис. 1 а містить вхідний змішувач, пропорційно-інтегруючий фільтр нижніх частот (ПНЧ), керуєний генератор (КГ), опорний генератор (ОГ) і фазовий детектор (ФД). При зміні миттєвої частоти $S_{ВХ}$ або при стрибкоподібній зміні фази вхідного сигналу ФД виробляє сигнал розладу, який змушує КГ відслідковувати частоту і фазу $S_{ВХ}$. Форма керуючої напруги КГ (прикладі наведено на рис.1) дозволяє відслідковувати повільні зміни несучої частоти та моменти стрибків фази, її використовують як вихідний протектований сигнал $S_{ВНХ}$ для оцінки доплерівського зсуву і для бітрової синхронізації.

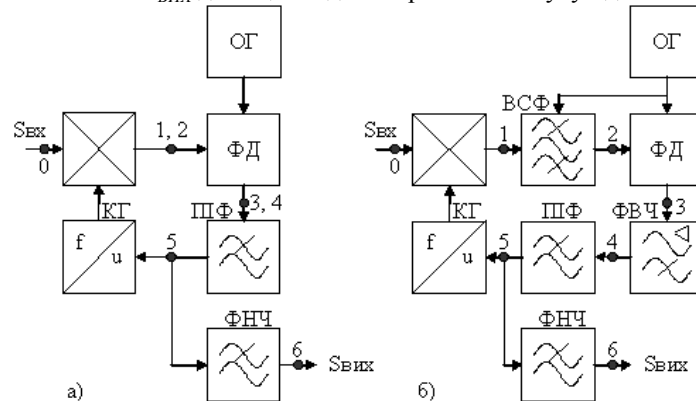


Рисунок 1 – Структурні схеми класичної ФАПЧ(а) та ФАПЧ із підвищеною завадостійкістю(б).

Однією з основних проблем проектування ФАПЧ є вибір ефективної смуги частот пристрою. Розширення смуги зменшує динамічну похибку, спричинену кутовою модуляцією або зміною частоти несучого сигналу, але збільшує статистичну похибку, викликану впливом шумів каналу. Звуження смуги ФАПЧ навпаки зменшує статистичну похибку, але збільшує динамічну. Коли сумарний вплив статистичної та динамічної похибок призводить до виходу за межі робочої ділянки характеристики фазового детектора (ФД), яка становить $\pm\pi/2$ рад, відбувається зрив синхронізму в ФАПЧ і детектування стає неможливим. Це явище називають шумовим порогом.

Ідея підвищення стійкості ФАПЧ до статистичної та динамічної похибок реалізована у запропонованому в роботі [5] пристрої (рис. 1 б) і полягає у зменшенні різниці фаз коливань на входах ФД за допомогою вузькосмугового фільтра (ВСФ), проходженні ФД у межах робочої ділянки, і наступному відновленні динамічного діапазону сигналу розладу за допомогою активного фільтра верхніх частот (ФВЧ). В роботі [3] модифікований пристрій ФАПЧ досліджений у лінійному режимі, тобто при малих рівнях шуму та детермінованих збурень, і показана можливість незалежного регулювання динамічних властивостей та завадостійкості пристрою. Для з'ясування динамічних і шумових властивостей модифікованого пристрою, вимог до його складових частин і можливостей застосування для підвищення завадостійкості приймача GPS сигналу розглянемо роботу пристрою в усталеному синхронному режимі. За відсутності завад частота сигналу на виході змішувача дорівнює частоті ОГ, а фаза залежить від різниці частот КГ і вхідного сигналу. Фільтр ВСФ має не вносити фазового зсуву на опорній частоті. Фазовий детектор ФД перетворює фазу сигналу на виході ВСФ в постійну напругу, яка через ФВЧ поступає на керуючий вхід КГ і підтримує постійну різницю частот вхідного сигналу і КГ. Таким чином, ФВЧ має забезпечувати скінчене (ненульове) значення передавальної функції на нульовій частоті.

При стрибку фази на величину 2μ (наприклад, при фазовій маніпуляції) фаза сигналу на виході змішувача зміниться стрибком також на 2μ . Для передавання цього стрибка на вхід ФД необхідно забезпечити ненульову передавальну функцію ВСФ на частотах, далеких від резонансної (від частоти ОГ). При цьому фаза сигналу на виході ВСФ стрибком зміниться на незначну величину, а потім наростатиме до величини 2μ за час, визначений постійною часу ВСФ. За таким самим законом (невеликий стрибок і поступове наростання) буде змінюватися напруга на виході ФД. На вихід активного ФВЧ початковий стрибок напруги буде переданий без змін, а подальше наростання послабиться і в усталеному режимі керуюча напруга пропорційна передавальній функції ФВЧ на нульовій частоті.

Таким чином, узгодження параметрів ВСФ і ФВЧ можна досягнути того, що стрибок фази вхідного сигналу 2μ буде переданий миттєво і без змін на вхід КГ, а перехідні процеси відбуватимуться лише в фільтрах. Покажемо можливість такого узгодження на прикладі використання в якості ВСФ синхронно-фазового фільтра з пропорційно-інтегруючими ФНЧ (ПНЧ) в квадратурних каналах (рис. 2).

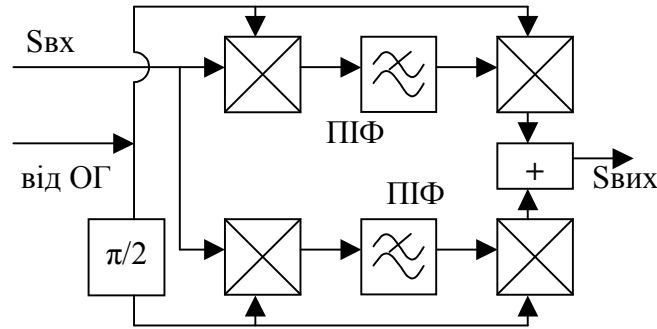


Рисунок 2 – Синхронно-фазовий вузькосмуговий фільтр.

Комплексна передавальна функція такого ППФ за напругою становить

$$K_1(j\omega) = \frac{1 + j(\omega - \omega_{OG})m_0T_0}{1 + j(\omega - \omega_{OG})T_0}, \quad (2)$$

де T_0 – постійна часу пропорційно-інтегруючого фільтра (ПФ), m_0 – його коефіцієнт передавання на верхніх частотах, ω_{OG} – кругова частота опорного генератора.

За умови малих девіацій фази вхідного сигналу, тобто в лінійному наближенні, резонансна частота ВСФ ω_0 дорівнює частоті ОГ, а коефіцієнт передачі фази (відношення девіації фаз на вході і виході) збігається з коефіцієнтом передачі ПФ і становить

$$K_0(j\omega_0 \pm j\Omega) = \frac{1 + j\Omega m_0 T_0}{1 + j\Omega T_0}. \quad (3)$$

Для компенсації зменшення рівня керуючого сигналу після ФД ввімкнений активний ФВЧ з коефіцієнтом передачі $K_2(j\omega)$, причому коефіцієнти передачі мають задовольняти тотожність

$$K_0(j\omega_0 \pm j\omega) K_2(j\omega) = 1. \quad (4)$$

За виконання тотожності (4) лінеаризований коефіцієнт передачі пропонованого пристрою збігається з відповідним коефіцієнтом класичної ФАПЧ, а відтак динамічні властивості, фільтруючу здатність та смугу захоплення пристрою повністю визначають коефіцієнт підсилення петлі (тобто смуга утримання незбуреної ФАПЧ Ω_{VA}) та параметри ПФ з коефіцієнтом передачі

$$K_1(j\Omega) = \frac{1 + j\Omega m_1 T_1}{1 + j\Omega T_1}. \quad (5)$$

Шумова складова вихідного сигналу $S_{вих}$ залишається пропорційною інтенсивності вхідного шуму $n(t)$ та смузі утримання Ω_{VA} . Однак ця пропорційність має зберігатися за значно менших рівнів вхідного ВСШ, і положення шумового порогу регулюють параметри ВСФ та ФВЧ незалежно від динамічних та фільтруючих властивостей ФАПЧ.

Моделювання та аналіз шумових властивостей.

Фільтр ВСФ разом зі змішувачем і фазовим детектором ФД є суттєво нелінійним пристроєм, тому з метою перевірки очікуваних властивостей пропонованого ФАПЧ було проведено його імітаційне моделювання у часовій області шляхом числового розв'язування диференціальних рівнянь для миттєвих значень напруг у вузлах пристрою.

Параметри інформаційного сигналу модуляції прийняті такими: $\Omega = 2\pi \cdot 25$ крад/с, $\mu = \pi/2$ рад. Такі параметри означають стрибки фази на $\pm\pi$ (тобто зміну значення інформаційного біта) 50 разів на секунду. В реальному сигналі можлива поява декількох однакових бітів поспіль, але для з'ясування шумових властивостей прийняте припущення є достатнім. Амплітуда вхідного сигналу $S_{вх}(U_1)$ прийнята рівною одиниці, вхідний шум $n(t)$ змодельований за допомогою генератора випадкових чисел як нормальний випадковий процес із середньоквадратичним відхиленням (СКВ) $\sigma_{вх}$. Ширина енергетичного спектру шуму прийнята рівною 100 кГц (тобто значно більшою від ширини спектру вхідних

сигналів). Відношення сигнал-шум (ВСШ) при аналізі приймача сигналу GPS прийнято описувати енергетичним потенціалом

$$\Pi = C / N_0 = \frac{U_1^2}{N_0}, \quad (6)$$

де U_1 – амплітуда вхідного сигналу, N_0 – спектральна енергетична густина шуму. Енергетичний потенціал сигналу має фізичний зміст ширини смуги частот, в яких потужність сигналу дорівнює потужності шуму, і вимірюється в Гц або в дБ Гц. Співвідношення енергетичного потенціалу та параметра імітаційної моделі σ_{BX} задають вирази

$$\Pi = \frac{F_{Ш}}{\sigma_{BX}^2}; \quad \sigma_{BX} = \sqrt{\frac{F_{Ш}}{\Pi}}, \quad (7)$$

де $F_{Ш}$ – шумова смуга пристрою ФАПЧ. За даними джерела [6, с.90] смуга утримання ФАПЧ становить $\Omega_{YA} = 2\pi \cdot F_{YA} = 2\pi \cdot 6$ крад/с, шумова смуга $F_{Ш} = 120$ Гц, смуга пропускання петльового ПФ становить 5 Гц, тобто постійна часу ПФ $T_I = 31,8$ мс.

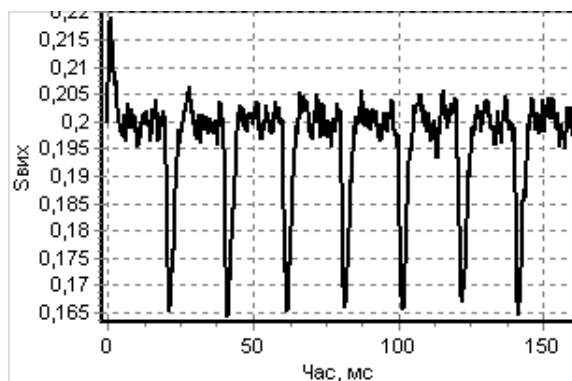
Прийнявши значення параметру $m_I = 0,069$, отримаємо за формулою для шумової смуги [1]

$$F_{Ш} = \frac{F_{YA} \cdot 1 + T_I \cdot \Omega_{YA} \cdot m_I^2}{4 \cdot 1 + T_I \cdot \Omega_{YA} \cdot m_I} = 120,165 \text{ Гц}, \quad (7)$$

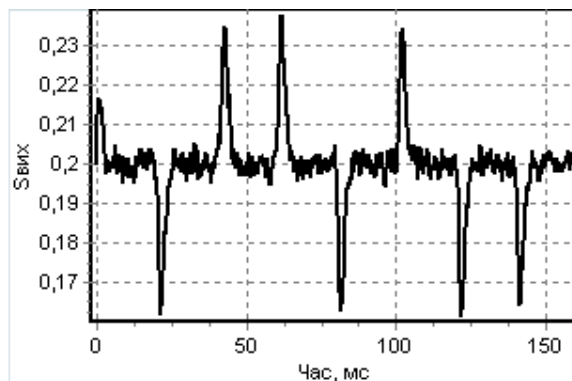
що добре узгоджується з фактичними параметрами пристрою. Параметри ВСФ та активного ФВЧ прийняті наступними: $m_\theta = 0,01$, $T_\theta = 1/(10\pi)$ с, тобто одностороння смуга пропускання ВСФ прийнята рівною смузі ПФ (5 Гц).

В ході моделювання були розглянуті реалізації вхідного сигналу тривалістю 1 с, початкова розлад керованого генератора прийнята рівною 0,2 $F_{YA} = 1200$ Гц. Результати моделювання для початкових відрізків реалізацій тривалістю 150 мс наведені на рис. 3. Масштаб по осі $S_{ВІХ}$ обраний таким, що значення "1" відповідає границі смуги пропускання F_{YA} . Зашумлені горизонтальні ділянки відповідають слідкуванню за несучою частотою, викиди – моментам зміни значення бітів. Початком зміни біту вважається момент, коли відхилення $S_{ВІХ}$ від середнього значення перевершує порогову величину порогу $\Delta_{ПОР} = 0,025$. Якщо впродовж часу передавання біту (20 мс) перетинів порогу не було, або було більше одного – біт вважається втраченим.

Порівняння класичного і пропонованого ФАПЧ (рис. 3 а і 3 б) при номінальному значенні енергетичного потенціалу сигналу ($\Pi = 30$ дБ Гц = 1 кГц, $\sigma_{BX} = 0,7$) показує, що їх вихідні сигнали практично однакові, на рис 3 а викиди збільшені на 5.8%, напрям викиду при бінарній маніпуляції не має значення. Але у класичному пристрої при зменшенні енергетичного потенціалу ($\Pi = 24,5$ дБ Гц = 284 Гц, $\sigma_{BX} = 1,5$) відбувається зрив слідкування за несучою (рис. 3 в), в той час, як у модифікованому (рис. 3 г) лише збільшується СКВ частотної похибки слідкування і повністю зберігається як слідкування за середнім значенням частоти, так і можливість бітової синхронізації і приймання інформаційного повідомлення.



а)



б)

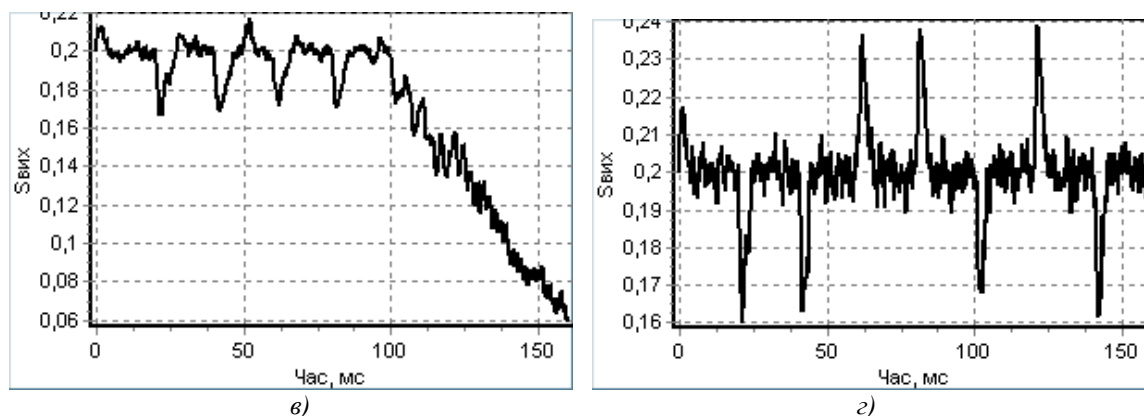


Рисунок 3 - Результати імітаційного моделювання класичного (а, в) і пропонуваного (б, г) пристроїв ФАПЧ при СКВ вхідного шуму $\sigma_{вх}=0,7$ (а, б) та $\sigma_{вх}=1,5$ (в, г).

Таблиця 1 – Параметри ФАПЧ

Енергетичний потенціал		Середня частотна похибка, Гц		СКВ частотної похибки, Гц		Пропущені біти (з 50)	
дБ Гц	Гц	Класична ССН	Модифікована ССН	Класична ССН	Модифікована ССН	Класична ССН	Модифікована ССН
15	31,62	–	121,374	–	1687,519	–	50
16	39,81	–	1,423	–	199,221	–	50
17	50,12	–	0,924	–	83,536	–	50
18	63,10	–	0,898	–	62,127	–	45
19	79,43	–	0,755	–	51,386	–	22
20	100,00	ЧАП	0,487	–	45,254	–	10
21	125,89	–	0,436	–	40,695	–	3
22	158,49	–	0,373	–	35,040	–	0
23	199,53	747,705	0,322	461,523	30,799	38	0
24	251,19	0,400	0,234	25,180	26,657	1	0
25	316,23	0,278	0,137	16,847	23,873	0	0
26	398,11	0,172	0,102	16,549	21,203	0	0
27	501,19	0,153	0,089	14,880	18,968	0	0
28	630,96	0,094	0,049	13,842	17,228	0	0
29	794,33	0,088	0,040	13,260	15,698	0	0
30	1000,00	0,052	0,028	12,009	13,412	0	0

Кількісно ці особливості відображені в табл.1. Розрахунок середнього значення та СКВ частотної похибки слідування, а також кількості втрачених бітів проведено при зміні енергетичного потенціалу з кроком 1 дБ Гц. Результати, отримані для класичної ССН показують неможливість її використання при $P < 24$ дБ Гц. Це добре узгоджується з відомими параметрами АС GPS: при 30 дБ Гц $P > 25$ дБ Гц ССН працює в режимі ФАПЧ, при 25 дБ Гц $P > 20$ дБ Гц – в режимі ЧАП без можливості бітової синхронізації, при $P < 20$ дБ Гц ССН непрацездатна і починається процедура входження в зв'язок. Модифікована ССН має дещо кращу середню частотну похибку, дещо гірше СКВ частотної похибки. Можливість бітової синхронізації і задовільного детектування зберігається при $P > 20$ дБ Гц, а синхронізація з несучою – при $P > 15$ дБ Гц. При цьому зменшення потужності сигналу не вимагає зміни структури ССН.

Висновки і перспективи подальших розвідок у даному напрямку

Використання запропонованого пристрою ФАПЧ в якості ССН приймача GPS сигналу дозволить працювати при зниженому вхідному відношенні сигнал-шум. При цьому на 4 дБ Гц розширюється діапазон інформаційного режиму і на 8 дБ Гц – навігаційного, що може покращити експлуатаційні характеристики приймача супутникових навігаційних сигналів при роботі у закритих приміщеннях. Подальші розвідки стосуватимуться виявленню технічних меж використання зазначеного ефекту та можливостей його застосування в інших типових схемах ССН.

Список літератури

1. Кантор Л.Я. Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов. Москва: Связь, 1977.
2. Стеклов В.К., Скляренко С.Н., Костик Б.Я. Системи фазового автопідстроювання з диференційними зв'язками. Київ: Техніка, 2003. 328 с. рос. мовою.
3. Бондарев А.П. Моделювання пристрою синхронізації з підвищеною завадостійкістю. // Вісник НУ „ЛП” Електроенергетичні та електромеханічні системи № 479. 2003. с. 24-29.
4. Бондарев А.П. Теоретичні засади аналізу завадостійкості пристроїв синхронізації // Вісник НУ "ЛП". Радіоелектроніка та телекомунікації. №508. 2004. С. 3-18.
5. Бондарев А.П., Мартинів М.С. Пристрій фазового автопідстроювання частоти. Патент України на винахід № 66435, заявка № 4869869 від 01.10.1990.
6. Кузенков В.Д. Спутниковые системы радионавигации. Учебное пособие / Куйбышев. авиац. ин-т. им. С.П.Королева. – Куйбышев, 1987. –107 с.
7. Global Positioning System standard. Positioning Service. Reprint from original by Navtech Seminars & Book and Software Store, inc. May 1994.

Відомості про авторів

Бондарев А.П. доктор техн. наук, доц., доц. каф. ТРР, Національний університет „Львівська політехніка”, тел. (032) 237-1565(дом.), (032) 258-2156(роб.), +38 067 799-4082(моб.), E-mail: bondar@ukr.net, Адреса: вул. С. Бандери, 12, м. Львів, 79013, Україна

Давіденко С.В. канд. техн. наук, доц. каф. РЕПС , Національний університет „Львівська політехніка”, E-mail: davids58@mail.ru, тел. +38 067 736-9000(моб.). (032) 258-2519(роб.), Адреса: вул. С. Бандери, 12, м. Львів, 79013, Україна

Давіденко І.Є. старший лаборант каф. АК , Національний університет „Львівська політехніка”, E-mail: davidii@ukr.net, тел. +38 067 736-9000(моб.). (032) 258-2519(роб.), Адреса: вул. С. Бандери, 12, м. Львів, 79013, Україна