

Інститут радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова

Національна академія наук України

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова

праця на правах рукопису

Рубан Вадим Петрович

УДК 53.082.74: 621.317.3

ДИСЕРТАЦІЯ

**АДАПТОВАНЕ СТРОБОСКОПІЧНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ
ВІДЕОІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ У РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ**

01.04.01 – фізика приладів, елементів і систем

(Фізико-математичні науки)

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата фізико-математичних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

_____ В. П. Рубан

Науковий керівник Почанін Геннадій Петрович,
кандидат фізико-математичних наук, старший науковий співробітник

Харків – 2020

АНОТАЦІЯ

Рубан В. П. Адаптоване стробоскопічне перетворення відеоімпульсних сигналів у радіолокаційних системах. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата фізико-математичних наук за спеціальністю 01.04.01 – фізика приладів, елементів та систем (Фізико-математичні науки). – Інститут радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова НАН України; Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна Міністерства освіти і науки України, Харків, 2020.

Робота містить результати досліджень механізмів і особливостей стробоскопічного перетворення, які є основою для створення стробоскопічних перетворювачів, що використовуються в надширокосмугових (НШС) радіолокаційних системах підповерхневого зондування (георадарах).

Неруйнівне радіолокаційне визначення підповерхневої структури природних та штучних середовищ залишається важливим і актуальним в різних галузях діяльності людини. В результатах дослідження підповерхневих шарів ґрунту зацікавлені будівельники, археологи, ґрунтознавці, військові (перш за все сапери), транспортні компанії (наприклад, такі, що транспортують нафтопродукти підземними трубопроводами), дорожні служби і багато інших. Необхідною умовою для коректного відновлення електрофізичних параметрів середовища є висока точність реєстрації (відтворення) часових залежностей (форми) розсіяних середовищем сигналів. Тому однією з основних глобальних задач, що вимагають свого розв'язання на сучасному етапі розвитку методів і техніки НШС імпульсного радіолокаційного підповерхневого зондування, є підвищення якості первинної радіолокаційної інформації шляхом розширення динамічного діапазону приймача радіолокаційної системи. На особливу увагу заслуговує та частина НШС імпульсного георадара, яка відповідає за прийом і

реєстрацію радіолокаційних сигналів, тобто стробоскопічний приймач радіолокатора.

Дисертацію присвячено виявленню фізичних закономірностей процесу стробоскопічного перетворення електричних імпульсів нано- та субнаносекундного діапазонів тривалості та використанню цих закономірностей для зниження загального рівня шумів, приведених до входу приймальної системи, і розширення динамічного діапазону НШС імпульсних радіолокаційних систем.

В роботі використані як математичне моделювання і розрахунки процесів перетворення імпульсних сигналів, так і експериментальні методи верифікації теоретично отриманих закономірностей. Для теоретичного опису процесу перетворення обрано математичну модель стробоскопічного перетворювача, яка описує процес накопичення заряду в ємності змішувача при відкриванні/закриванні електронного (діодного) ключа. Розрахунки й аналіз процесу і результатів перетворення зроблено з використанням математичних моделей, які базуються на звичайному диференціальному рівнянні першого порядку та згортці. В експериментальних дослідженнях застосовано експериментальні зразки НШС імпульсних георадарів серії «ОДЯГ», для яких, особисто автором, створено стробоскопічні перетворювачі з цифровим управлінням тривалістю вибірки і аналоговим накопиченням.

У дисертації наведені результати досліджень впливу тривалості вибірки, аналогового накопичення, нестабільності синхронізації на перехідну характеристику (смугу робочих частот), шумові характеристики, коефіцієнт передачі стробоскопічного перетворювача, зроблено оцінку впливу втрат заряду в накопичувальній ємності під час зберігання на характеристики перетворювача. Вперше показано, що аналогове накопичення призводить до зменшення часу наростання перехідної характеристики стробоскопічного перетворювача, що працює в режимі з неповним зарядом накопичувальної ємності і, відповідно, до розширення його робочої смуги частот. Так, при

тривалості вибірок, на порядок менших ніж час заряду накопичувальної ємності, і 10-ти накопиченнях, робоча смуга розширюється на 1,5 ГГц (відповідно стає в 1,8 рази ширшою відносно значення робочої смуги частот перетворювача, що працює в режимі без накопичень).

В роботі запропоновано спосіб корекції методу оцінки джитера за амплітудними помилками, оснований на відновленні реальної амплітуди сигналу за двома сусідніми вибірками. В запропонованому способі взято до уваги коефіцієнт передачі і коефіцієнт втрат змішувача стробоскопічного перетворювача. Вдосконалений метод оцінки джитера дав можливість отримати коректні оцінки, що підтверджено як чисельно, так і експериментально.

В дисертації запропоновано для реєстрації НШС імпульсних сигналів стробоскопічний спосіб зі змінною тривалістю вибірки та розроблено методику оптимізації тривалості вибірки за критерієм максимуму коефіцієнту кореляції Пірсона для збільшення співвідношення сигнал/шум в перетвореному сигналі.

Керована зміна тривалості вибірки і, як наслідок, управління шириною робочої смуги частот стробоскопічного приймача георадара дає можливість змінювати і динамічний діапазон приймача радара, підвищуючи його чутливість і оптимізуючи при цьому комплекс параметрів усього георадара, пов'язаних із його роздільною здатністю.

У четвертому розділі дисертації наведено результати апробації методу адаптації стробоскопічного перетворення, які отримано під час виконання досліджень і низки практично важливих завдань.

Експерименти з виявлення малоконтрастних об'єктів, які рухаються в тунелі під шаром ґрунту, дозволили простежити характер зміни контрастності зображення об'єкта пошуку зі зміною робочої смуги стробоскопічного приймача і оптимізувати її, щоб зафіксувати переміщення діелектричного об'єкта в пластиковому тунелі.

Співвідношення сигнал/шум, отримане в стробоскопічному перетворювачі в результаті вибору оптимальної тривалості вибірки, дозволило

впевнено застосувати до відновлення підповерхневої структури ґрунту томографічний метод обробки георадіолокаційної інформації.

Георадар, розроблений із застосуванням розглянутих в роботі підходів до побудови стробоскопічного перетворювача з розширеним динамічним діапазоном, і відповідне програмне забезпечення дозволили визначити товщину конструктивних шарів дорожнього покриття швидко і з достатньою високою для моніторингу доріг точністю.

Використання оптимізованих стробоскопічних перетворювачів із розширеним динамічним діапазоном у вимірювальному комплексі додає точності антенним вимірюванням.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що розроблені методи адаптованого стробоскопічного перетворення покращують якість первинних радіолокаційних даних і, тим самим, сприяють підвищенню точності результатів НШС імпульсних радіолокаційних вимірювань і розширюють галузь можливих застосувань методів НШС імпульсної радіолокації для розв'язання практично важливих задач радіоінтроскопії.

Нові результати, отримані при виконанні цієї дисертаційної роботи:

1. Вперше запропоновано метод стробоскопічного перетворення зі змінюваною тривалістю вибірки, що дозволило розширити динамічний діапазон стробоскопічного приймача на 22,3 дБ.

2. Отримав подальший розвиток метод аналогового накопичення для приймачів стробоскопічного типу. Показано, що при застосуванні стробоскопічного перетворювача з неповним зарядом накопичувальної ємності аналогове накопичення призводить до зменшення часу наростання перехідної характеристики перетворювача і, як наслідок, до розширення робочої смуги частот приймача на 80% при 10-ти кратному накопиченні.

3. Удосконалено метод визначення нестабільності синхронізації (джитера) за амплітудними помилками, який ґрунтується на аналізі амплітудних помилок перетвореного сигналу. В запропонованому методі

дійсну амплітуду сигналу розраховують за двома сусідніми вибірками, беручи до уваги коефіцієнти передачі та втрат змішувача стробоскопічного перетворювача. Удосконалення дозволяє коректно оцінювати джитер синхронізації приймачів зі стробоскопічними перетворювачами, що працюють в режимі з неповним зарядом накопичувальної ємності.

4. Запропоновано та апробовано в георадіолокаційній системі метод адаптації параметрів стробоскопічного перетворення. Використання цього методу забезпечило підвищення ймовірності виявлення підповерхневих об'єктів з близькими до середовища електрофізичними параметрами, а також дозволило за результатами зондування відновити просторовий розподіл діелектричної проникності та провідності середовища і визначити товщину шарів дорожнього одягу з точністю не гірше ніж 5 мм.

Ключові слова: НШС імпульсний радар, георадар, стробоскопічний перетворювач, тривалість вибірки, чутливість, НШС імпульсні сигнали, динамічний діапазон.

ABSTRACT

Ruban V. P. Adaptable stroboscopic conversion of video-pulse signals in radar systems. – Manuscript of qualifying scientific work.

Thesis for a Candidate degree in physical and mathematical sciences: Speciality 01.04.01 – physics of devices, elements, and systems (Physical and mathematical sciences). – O. Ya. Usikov Institute for Radio Physics and Electronics, National Academy of Sciences of Ukraine; V. N. Karazin Kharkiv National University, Ministry of Education and Science of Ukraine, Kharkiv, 2020.

This thesis contains the research results on the mechanisms and features of stroboscopic conversion, which are the basis for the creation of samplers used in ultra-wideband (UWB) ground penetrating radar systems (GPR).

Non-destructive radar determination of the subsurface structure of natural and artificial environments remains important and relevant in various fields of human activity. The study results of subsurface soil layers are of interest to builders, archaeologists, soil scientists, the military (especially sappers), transport companies (for example, those that transport petroleum products through underground pipelines), road services, and many others. A necessary condition for the correct restoration of the environment's electrophysical parameters is the high accuracy of recording (reproduction) of time dependences (waveforms) of the signals scattered by the environment. Therefore, one of the main problems that need to be solved at the present stage of development of methods and techniques of UWB pulsed subsurface radar sounding is to improve the quality of primary radar data by expanding the dynamic range of the radar receiver. Of particular note is the part of the UWB impulse GPR, which is responsible for receiving and registering radar signals, i.e., stroboscopic radar receiver.

The aim of the work is to identify the physical laws of stroboscopic conversion of electric pulses of nano- and subnanosecond duration ranges and use them to reduce the total noise level at the input system and expand the dynamic range of UWB

impulse radar systems.

Both mathematical modeling and calculations of pulse signal conversion processes and experimental methods of verification of theoretically obtained regularities are used in work. For the theoretical description of the conversion process, a stroboscopic converter's mathematical model was chosen, which describes the accumulation process in the storage capacitor when the electronic (diode) switch opens. Calculations and analysis of the process and results of the conversion are made using mathematical models based on the usual first-order differential equation and convolution. In experimental researches, the experimental samples of the UWB impulse ground penetrating radar of the «ODYAG» series are applied. For which the author personally created stroboscopic converters with digital control of sample width and analog accumulation.

The dissertation presents the results of research on the influence of sample width, analog accumulation and synchronization instability on the transient response (operating frequency band), noise characteristics and the transmission ratio of the stroboscopic converter. The influence of charge losses in the storage capacitor during storage-time on the characteristics of the converter is also evaluated. For the first time it has been shown that analog accumulation leads to a decrease in the rise time of the transient response of a stroboscopic converter operating in the mode of incomplete charge of the storage capacitor and, accordingly, to the expansion of its operating frequency band. Thus, when the sample width is an order of magnitude less than the storage capacitor charge time, and with 10 accumulations, the operating band expands by 1.5 GHz (respectively, becomes 1.8 times wider than the value of the operating frequency band of the converter operating in the mode without accumulations).

Correction of the jitter estimation method by amplitude errors was proposed, based on the restoration of the real signal amplitude by two adjacent samples. In the proposed method, the transmission factor and the loss factor of the stroboscopic converter sampling gate are taken into account. The improved method of jitter

estimation made it possible to obtain correct estimates, which was confirmed numerically and experimentally.

A stroboscopic method with variable sample width has also been proposed for recording UWB pulse signals and a method for optimizing the sample width by the criterion of the maximum Pearson correlation coefficient to increase the signal-to-noise ratio in the converted signal has been developed.

Controlled change of sample width and, as a result, control of the working bandwidth of the stroboscopic receiver of GPR makes it possible to change the dynamic range of the radar receiver, increasing its sensitivity and optimizing the set of parameters of the entire GPR related to its resolution.

The fourth section of the dissertation presents the approbation results of the method of adaptation of stroboscopic conversion, which were obtained during the research and a number of practically important tasks.

Experiments on detection of low-contrast objects that move under the soil layer in the tunnel, allowed see how the contrast of the image of the search object changes with changing the working frequency band of the stroboscopic receiver and optimize it to detect the movement of the dielectric object in the plastic tunnel.

The signal-to-noise ratio obtained in the stroboscopic converter as a result of selecting the optimal sample width allowed to apply confidently the tomographic method of GPR information processing to the restoration of the subsurface structure of the soil.

GPR, developed using the considered in the work approaches for building a stroboscopic converter with extended dynamic range, and the corresponding software allowed quickly and with high accuracy that is enough for road monitoring to determine the thickness of the structural layers of the road surface.

The use of optimized stroboscopic converters with an extended dynamic range in the measuring complex adds accuracy for measuring antennas parameters.

The practical significance of the obtained results is that the developed methods of adaptable stroboscopic conversion improve the quality of primary radar data and,

thus, improve the accuracy of the results of UWB pulsed radar measurements and expand the scope of possible applications of UWB pulsed radar for solving practically important tasks of radio introscopy.

The new results obtained during research on this dissertation are:

1. For the first time, the method of stroboscopic conversion with variable sample width has been offered. It allowed expanding the dynamic range of the stroboscopic receiver by 22.3 dB.

2. It is shown that under conditions of conversion with an incomplete charge of the storage capacitor, the analog accumulation allows reducing the rise time of the converter's transient response and, consequently, expands the receiver frequency band to 80% at 10-time accumulation.

3. The method of determining the instability of synchronization (jitter) by amplitude errors, which is based on the analysis of errors of the converted signal, is improved. In the proposed method, the actual signal amplitude is calculated based on two adjacent samples and taking into account transfer and loss coefficients of the sampling gate. The improvement allows correctly evaluate receivers' synchronization jitter with stroboscopic converters operating in the mode with the incomplete charge of the storage capacitor.

4. The method for adapting stroboscopic conversion parameters in a ground penetrating radar system is proposed and tested. The use of this method increased the detecting probability of subsurface objects with close to the environment electrophysical parameters, and also allowed to restore the spatial distribution of dielectric constant and conductivity of the medium by the results of probing and determine the thickness of layers of pavement with an accuracy of not less than 5 mm.

Keywords: UWB impulse radar, ground penetrating radar (GPR), sampler (stroboscopic converter), sample width, sensitivity, UWB impulse signals, dynamic range.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці у фахових виданнях України:

1. Kholod P. V., **Ruban V. P.** The Sampler of the Videopulse Georadar // Radio Physics and Radio Astronomy. 2002. Vol. 7, No. 4. P.424–430. (*Особистий внесок здобувача: розробка експериментального макета стробоскопічного змішувача відеоімпульсного радіолокатора, робота над текстом статті*).

2. Петреченко С. Н., Почанин А. Г., Почанин Г. П., **Рубан В. П.** Автоматизированный комплекс для измерений характеристик сверхширокополосных антенн // Радиофизика и электроника. 2005. Т. 10, № 2. С. 233–239. (*Особистий внесок здобувача: розробка стробоскопічного приймача вимірювального комплексу, робота над текстом статті*).

Наукові праці в зарубіжних спеціалізованих виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз:

3. **Ruban V. P.**, Shuba A. A., Pochanin A. G., Pochanin G. P. Signal Sampling with Analog Accumulation // Telecommunications and radio engineering. 2015. Vol. 74, Is. 6. P. 515–525. (Scopus). (*Особистий внесок здобувача: самостійна реалізація обчислювальних алгоритмів для теоретичної моделі стробоскопічного перетворювача, проведення експериментів з перетворення НШС сигналів перетворювачем для дослідження впливу змінюваної тривалості вибірки й аналогового накопичення, робота над текстом статті*).

4. **Ruban V. P.** Jitter of synchronization of the stroboscopic converter // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. Vol. 75, Is. 9. P. 789–800. (Scopus).

5. Pochanin G. P., Masalov S. A., **Ruban V. P.**, Kholod P. V., Batrakov D. O., Batrakova A. G., Varyanytsia-Roshchupkina L. A., Urdzik S. N. Pochanin O. G. Advances in Short-Range Distance and Permittivity Ground Penetrating Radar Measurements for Road Surface Surveying // Advanced Ultrawideband Radar: Signals, Targets, and Applications : collective monograph / ed. by J. D. Taylor /

London : CRC Press, Taylor & Francis Group, 2016. P. 19–64. (Scopus).
(Особистий внесок здобувача: розробка та створення стробоскопічного приймача георадара з малим рівнем джитеру синхронізації та можливістю керування тривалістю вибірки, аналіз і формулювання критеріїв для визначення оптимальних параметрів стробоскопічного перетворення сигналів при наявності шуму, робота над текстом).

6. Persico R., Pochanin G., **Ruban V.**, Orlenko A., Catapano I., Soldovieri F. Performances of a Microwave Tomographic Algorithm for GPR Systems Working in Differential Configuration // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2016. Vol. 9, Is. 4. P. 1343–1356. (Scopus та Web of Science).
(Особистий внесок здобувача: розробка експериментальних макетів стробоскопічних приймачів відеоімпульсних радіолокаторів, обробка та аналіз результатів зондування, робота над текстом статті).

Наукові праці у зарубіжних спеціалізованих виданнях:

7. Pochanin G. P., **Ruban V. P.**, Kholod P. V., Shuba A. A., Pochanin A. G., Orlenko A. A., Batrakov D. O., Batrakova A. G. GPR for pavement monitoring // Журнал радиоэлектроники. 2013. № 1. 881 kB. (Особистий внесок здобувача: розробка експериментальних макетів стробоскопічних приймачів відеоімпульсних радіолокаторів, попередня обробка і аналіз результатів зондування, робота над текстом статті).

Наукові праці апробаційного характеру:

8. **Ruban V. P.**, Pochanin G. P. Sampling duration for noisy signal conversion // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 5th Intl. Conf. UWBUSIS, 6–10 Sept. 2010, Sevastopol, 2010. P. 275–277. (Scopus).
(Особистий внесок здобувача: моделювання процесу стробоскопічного перетворення сигналів з шумом, аналіз методики оптимізації параметрів стробоскопічного перетворення, робота над текстом).

9. **Ruban V. P.**, Shuba O. O. Sampling pulse width versus forward current in the step recovery diode // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals :

Proceedings of 6th Intl. Conf. UWBUSIS, 17–21 Sept. 2012, Sevastopol, 2012. P. 72–74. (Scopus). *(Особистий внесок здобувача: розробка генератора на ДНЗ, проведення експериментів та аналіз процесів формування коротких імпульсів, робота над текстом).*

10. **Ruban V. P.**, Shuba O. A., Pochanin G. P. The GPR receiver. Sync stability // Radiophysics, Electronics, Photonics and Biophysics : XII Kharkiv Young Scientist Conference, 4–7 Dec. 2012. : abstr. Kharkiv, 2012. P. 1. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: розробка високостабільної схеми синхронізації стробоскопічного перетворювача, розробка методики та проведення вимірювань, аналіз даних, робота над текстом).*

11. Pochanin G. P., **Ruban V. P.**, Kholod P. V., Shuba A. A., Pochanin A. G., Orlenko A. A. Enlarging of power budget of ultrawideband radar // Recent Advances in Space Technologies : Proceedings of 6th Intl. Conf. RAST-2013, 12–14 June 2013, Istanbul, Turkey, 2013. P. 213–216. *(Особистий внесок здобувача: аналіз можливостей розширення динамічного діапазону георадара, розробка прийомного блоку з керованою тривалістю вибірки та модуля синхронізації стробоскопічного перетворювача, проведення вимірювань для оцінки джитера синхронізації приймача георадара, та реєстрації сигналів з мінімальними спотвореннями, аналіз даних, робота над текстом).*

12. Pochanin G. P., **Ruban V. P.**, Batrakova A. G., Urdzik S. N., Batrakov D. O. Measuring of thickness of asphalt pavement with use of GPR // International radar symposium : Proceedings of 15th Intl. Conf. IRS, 16–18 June 2014, Gdansk, Poland, 2014. P. 452–455. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: розробка стробоскопічного приймача георадара та адаптація його параметрів з урахуванням специфіки вимірювань, робота над текстом).*

13. **Ruban V. P.**, Shuba O. O., Pochanin O. G., Pochanin G. P., Turk A. S., Keskin A. K., Dagcan S. M., Caliskan A. T. Analog Signal Processing for UWB Sounding // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 7th Intl. Conf. UWBUSIS, 15–19 Sept. 2014, Kharkiv, 2014. P. 55–58. *(Особистий внесок*

здобувача: проведення експериментів з адаптації робочої смуги частот георадара та аналогового накопичення, аналіз отриманих результатів зондування, робота над текстом).

14. **Ruban V. P.**, Pochanin G. P., Shuba O. O., Pochanin O. G. GPR Receiver with Adjustable Frequency Bandwidth // International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar : Proceedings of 8th Intl. Conf. IWAGPR 15, 7–10 July 2015, Florence, Italy, 2015. P. 1–4. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: проведення експериментів з перетворення сигналів, аналіз характеристик та параметрів перетворювача зі змінною тривалістю вибірки, робота над текстом).*

15. **Ruban V. P.**, Pochanin G. P., Pochanin O. G., Shuba O. O. Sampling conversion of the short impulse signals at extended sample width // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 8th Intl. Conf. UWBUSIS, 5–11 Sept. 2016, Odessa, 2016. P. 142–144. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: проведення експериментів стробоскопічного перетворення зі змінюваною тривалістю вибірки, обробка та аналіз даних вимірювань, робота над текстом).*

16. Pochanin G. P., **Ruban V. P.**, Orlenko O. A., Korzh V. G., Andreev M. V., Drobakhin O. O. Antenna pattern measurements: UWB impulse and multifrequency signals Comparison // International Conference on Antenna Theory and Techniques : Proceedings of XI- Intl. Conf. ICATT'17, 24–27 May 2017, Kyiv, 2017. P. 1–4. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: розробка оптимізованого приймача для НШС вимірювального комплексу, проведення експериментів, робота над текстом).*

Патенти:

17. Стробоскопічний спосіб реєстрації сигналів: пат. 96241 Україна. № а201014689 ; заявл. 07.12.2010 ; опубл. 10.10.2011, Бюл. № 19. 4 с. *(Особистий внесок здобувача: виконання патентного пошуку і складання формули винаходу).*

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	17
ВСТУП	18
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД НАУКОВОЇ ЛІТЕРАТУРИ І ВИБІР НАПРЯМУ	
ДОСЛІДЖЕННЯ	29
1.1 Принципи побудови НШС імпульсних радарів	31
1.2 Процеси, що відбуваються при реєстрації коротких імпульсів	33
1.2.1 Принцип стробоскопічного перетворення	33
1.2.2 Різновиди стробоскопічних змішувачів.....	36
1.2.3 Режими роботи стробоскопічних перетворювачів	39
1.3 Огляд основних характеристик стробоскопічних	
перетворювачів.....	45
1.4 Складові шумів стробоскопічного перетворювача та методи	
зниження їхнього рівня	49
1.4.1 Шуми складових перетворювача.....	49
1.4.2 Специфічні шуми стробоскопічного перетворювача.	
Нестабільність синхронізації приймача НШС імпульсного	
радіолокатора	56
1.4.3 Накопичення / усереднення при часовій нестабільності	
в пристрої для прийому періодичних імпульсів.....	57
1.4.4 Метод визначення джитера	61
1.5 Вибір напрямку подальшого дослідження.....	62
Висновки до розділу 1	64
РОЗДІЛ 2 ВПЛИВ ПРОЦЕСІВ, ЯКІ ВІДБУВАЮТЬСЯ ПІД ЧАС	
НАКОПИЧЕННЯ ЗАРЯДУ, НА РЕЗУЛЬТАТ СТРОБОСКОПІЧНОГО	
ПЕРЕТВОРЕННЯ.....	67
2.1 Стробоскопічне перетворення за умов збільшеної тривалості	
вибірки.....	68
2.1.1 Цифрове усереднення в часовому вікні	68
2.1.2 Чисельне моделювання процесу стробоскопічного	
перетворення з вибірками різної тривалості.....	72
2.2 Аналогове накопичення	76
2.2.1 Моделювання процесу аналогового накопичення.....	77
2.2.2 Експериментальні дослідження	85
2.2.3 Висновки	89
2.3 Нестабільність синхронізації. Джитер.....	90
2.3.1 Стробоскопічне перетворення з урахуванням впливу	
джитера	91
2.3.2 Корекція методу оцінки джитера	97
2.3.3 Синхронізація стробоскопічного приймача радару.....	100
2.3.4 Висновки	101
2.4 Стробоскопічне перетворення з вибірками різної тривалості і	
аналоговим накопиченням. Експеримент.....	102

2.4.1	Методика проведення експерименту	102
2.4.2	Результати експериментів	105
2.4.3	Висновки	111
	Висновки до розділу 2	112
РОЗДІЛ 3 СТРОБОСКОПІЧНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ З АДАПТАЦІЄЮ		
	ТРИВАЛОСТІ ВИБІРКИ.....	115
3.1	Стробоскопічний спосіб реєстрації із змінною тривалістю вибірki.....	117
3.2	Експерименти з дослідження стробоскопічного перетворення	121
3.2.1	Перемикання напівпровідникових діодів	122
3.2.2	Генератор стробімпульсів	123
3.2.3	Змішувач.....	127
3.3	Адаптація робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача	132
	Висновки до розділу 3	138
РОЗДІЛ 4 ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДІВ АДАПТАЦІЇ В		
	РАДІОСИСТЕМАХ	140
4.1	Ефективність аналогового накопичення при виявленні слабоконтрастних підповерхневих об'єктів.....	140
4.1.1	Методика проведення експериментів	141
4.1.2	Результат експериментів	142
4.2	Георадар з адаптованим стробоскопічним перетворювачем як джерело даних для мікрохвильової томографії	145
4.3	Визначення товщини шарів дорожнього одягу	148
4.4	Вимірювання діаграм спрямованості антен з використанням НШС імпульсів.....	153
4.4.1	Вимірювальний комплекс	154
4.4.2	Вимірювання діаграми спрямованості широкосмугового диполя.....	156
	Висновки до розділу 4	158
ВИСНОВКИ		160
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....		162
ДОДАТОК А Список публікацій здобувача за темою дисертації.....		174
ДОДАТОК Б Довідка про впровадження георадара «ОДЯГ-1» в ХНАДУ		179
ДОДАТОК В Контракт щодо впровадження георадара «ОДЯГ» в УТУ (Туреччина).....		180
ДОДАТОК Г Використання результатів досліджень в проєкті за програмою НАТО «Наука заради миру та безпеки».....		181
ДОДАТОК Д Довідка про впровадження георадара «ОДЯГ-1» в державному агентстві автомобільних доріг України (Укравтодор)		182

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

НШС	– надширокосмуговий;
НДР	– науково-дослідна робота;
ВАХ	– вольт - амперна характеристика;
ДНЗ	– діод з накопиченням заряду;
НВЧ	– надвисокочастотний;
УВЧ	– ультрависокочастотний (300 МГц – 3 ГГц);
ЧАРП	– часове автоматичне регулювання підсилення;
АЦП	– аналого-цифровий перетворювач;
ППН	– повільно змінювана пилкоподібна напруга;
ШПН	– швидко змінювана пилкоподібна напруга;
ПХ	– перехідна характеристика;
ЕРС	– електрорушійна сила;
ГІС	– гібридна інтегральна схема;
нс	– наносекунда (10^{-9} с);
пс	– пікосекунда (10^{-12} с);
B-scan	– радарограма, на якій горизонтальна вісь указує на номер сигналу від початку експерименту або на дистанцію, яку пройшов георадар від початку експерименту, вертикальна вісь (зверху до низу) указує на час поширення сигналу або глибину зондування, а амплітуди сигналів відображають точками за сірою або кольоровою шкалою (наприклад, білий колір – максимальна амплітуда, чорний колір – мінімальна амплітуда, відтінки сірого – проміжні рівні амплітуди);
ВЧ	– високочастотний;
НЧ	– низькочастотний;
джитер	– від англ. «jitter», що означає тремтіння, флуктуації, розкид. У дисертації під джитером синхронізації стробоскопічного перетворювача розуміється короткочасне відхилення моменту вибірки з сигналу від його ідеальної часової позиції.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження.

З кожним роком збільшується як коло застосування надширокосмугових (НШС) імпульсних радіолокаторів, так і різноманітність задач (особливо задач підповерхневого зондування), які потребують розв'язання. Серед таких задач – пошук мін під час гуманітарного розмінування (території Донбасу), неруйнівний моніторинг і визначення стану підповерхневої частини інженерних споруд – дорожнього одягу, мостів, гребель тощо, виявлення рухомих об'єктів за оптично непрозорими перешкодами та інші. Ці задачі піддаються розв'язанню шляхом використання методів НШС радіолокації. Але можливості сучасних засобів радіолокації не дають повною мірою використати потенціал цих достатньо нових та ефективних методів.

Сучасний рівень розвитку обчислювальних засобів і алгоритмів обробки сигналів відкриває широкі можливості для розв'язання обернених задач електродинаміки, в тому числі й реального відновлення просторового розподілу електрофізичних параметрів середовища за результатами вимірювання параметрів розсіяних полів, що виникають при його зондуванні НШС електромагнітними імпульсами. Зазначений клас задач належить до задач підповерхневого зондування, в результатах розв'язання яких зацікавлені будівельники, археологи, ґрунтознавці, військові (перш за все сапери), транспортні компанії (наприклад ті, що транспортують нафтопродукти підземними трубопроводами), і багато інших [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Умовою відновлення електрофізичних параметрів середовища є висока точність реєстрації та відтворення часових залежностей (форми) прийнятих сигналів, розсіяних середовищем з підповерхневими об'єктами.

Тому однією з основних задач, що вимагають свого розв'язання на сучасному етапі розвитку методів і засобів НШС відеоімпульсного радіолокаційного підповерхневого зондування, є підвищення якості первинної

радіолокаційної інформації [7, 8]. Ця задача особливо актуальна тоді, коли необхідно ідентифікувати об'єкти в середовищі, електрофізичні параметри якого майже не відрізняються від параметрів самого об'єкта (слабоконтрастні об'єкти) [1, 2, 9]. Якість первинних даних дуже важлива при глибинному зондуванні середовища, або при дослідженні середовищ, що характеризуються великими поглинанням і дисперсією. В обох випадках потрібно забезпечити якомога точнішу реєстрацію слабких сигналів, у тому числі за умов інтенсивного шуму.

Удосконалення елементної бази георадарів і методів обробки результатів зондування відбувається, власно кажучи, саме з цією метою. Тому особливої уваги дослідників потребує саме та частина НШС імпульсного георадара, яка відповідає за прийом і реєстрацію радіолокаційних сигналів.

Серед характеристик приймачів для НШС імпульсних георадарів, які в першу чергу потребують покращення, слід виділити такі:

- динамічний діапазон приймальної частини локатора – відношення максимальної амплітуди сигналу на вході приймача до рівня шумів, приведених до входу приймача,
- порогова чутливість приймача.

Обидві характеристики значною мірою залежать від того, наскільки можуть бути зменшені шуми на вході приймача. Тому, безумовно, актуальною є задача зниження рівня шуму на вході і, як результат, підвищення чутливості прийомних систем радарів.

Слід зазначити, що сформульовані вище задачі завжди існували, існують і будуть існувати, оскільки немає такої межі, досягнення якої буде абсолютно достатнім. Однак цілком реально досягти таких параметрів, які забезпечують впевнене виконання конкретних практично важливих завдань.

Більшість сучасних завдань, які найчастіше вирішують у підповерхневій радіолокації, потребують сигналів зондування у вигляді НШС імпульсних

електромагнітних полів нано- та субнаносекундного діапазонів тривалостей [2, 3, 4, 5, 10]. Тому імпульси саме таких тривалостей розглянуті у дисертації.

Незважаючи на те, що з'явилися нові швидкодіючі аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) реального часу (Texas Instrument [11], Analog Device [12]), в георадарах продовжують використовувати стробоскопічні перетворювачі. Вони мають низку незаперечних переваг над швидкодіючими АЦП: менший рівень шуму, кращу стабільність синхронізації, як наслідок цього – менші спотворення форми перетвореного сигналу, тоді як швидкодіючі АЦП провідних виробників [11, 12], які можуть реєструвати нано- та субнаносекундні імпульсні сигнали, або мають недостатню розрядність (до 12 біт), або жорсткі вимоги до співвідношення сигнал / шум (>100 дБ для АЦП [11], >70 дБ для АЦП [12]). Такі вимоги абсолютно неприйнятні для перетворювачів НШС імпульсної радіолокаційної апаратури.

Тому досить точна реєстрація форми слабких НШС імпульсних радіолокаційних сигналів нано- або субнаносекундної тривалості в реальному часі поки неможлива. На цей час не існує доступних багаторозрядних аналого-цифрових перетворювачів, які мають змогу формувати цифровий код протягом десятків-сотень пікосекунд із таким самим часовим зсувом.

Розв'язати задачу реєстрації таких коротких імпульсів дозволяє стробоскопічне перетворення [13]. Стробоскопічне перетворення надає змогу трансформувати масштаб часу (трансформувати часову шкалу при реєстрації імпульсів від нано- та субнаносекундних тривалостей до імпульсів мілі- або мікросекундної тривалості) без спотворення часової залежності в трансформованому «еквівалентному» часі. Перетворені імпульси можуть бути оцифровані існуючими в цей час АЦП (наприклад, 18-ти і більше- розрядними).

Навіть 18-ти розрядний АЦП дозволяє розрізняти амплітуди з кроком, рівним $1\text{В}/2^{18} \approx 4$ мкВ. Саме тоді рівень шуму приймачів, що працюють в смузі частот до декількох гігагерц, зазвичай, знаходиться в межах від десятих до одиниць мілівольта (або десятки - сотні кроків дискретизації за амплітудою).

Отже, вже сьогодні потенційно існує можливість в сотні разів підвищити точність реєстрації форми імпульсів, але шумові характеристики вхідних кіл стробоскопічних перетворювачів (обмеженість динамічного діапазону приймача) перешкоджають цьому.

Мета і завдання дослідження.

Глобальна задача, якій присвячена робота – це підвищення якості первинної радіолокаційної інформації (інакше кажучи – точності реєстрації амплітудно-часової залежності електромагнітних імпульсів, розсіяних середовищем, що містить електрофізичні неоднорідності) шляхом розширення динамічного діапазону приймача відеоімпульсної радіолокаційної системи.

Метою роботи є виявлення фізичних закономірностей процесу стробоскопічного перетворення електричних імпульсів нано- та субнаносекундного діапазонів тривалості й використання цих закономірностей для зниження загального рівня шумів, приведених до входу приймальної системи, і розширення динамічного діапазону НШС імпульсних радіолокаційних систем. Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати **задачі дослідження:**

- проаналізувати природу шумів, що з'являються в перетворювачах стробоскопічного типу, і методи зниження рівня приведених до входу шумів;
- розробити математичні моделі, функціональні та принципові схеми й експериментальні макети стробоскопічних перетворювачів;
- розробити генератор стробімпульсів, який формує короткі стробімпульси з тривалістю, що налаштовується цифровим способом;
- проаналізувати можливі варіанти побудови системи синхронізації стробування і визначити такі, що мінімізують відхилення моменту формування стробімпульсу в часі від заданого;
- теоретично та експериментально дослідити вплив параметрів стробоскопічного перетворення (аналогового накопичення енергії

прийнятих імпульсів, тривалості вибірок, точності синхронізації стробування і інших) на характеристики перетворювача і точність відтворення форми імпульсу в еквівалентному часі.

Об'єктом дослідження є стробоскопічне перетворення електричних імпульсів нано- та субнаносекундної тривалості.

Предмет дослідження – взаємозв'язок параметрів стробоскопічного перетворення та шумових характеристик і точності відтворення амплітудно-часових параметрів перетворених імпульсів в еквівалентному часі.

Методи дослідження.

В роботі використані як розрахунки і математичне моделювання процесів перетворення імпульсних сигналів, так і експериментальні методи верифікації теоретично отриманих закономірностей.

Для теоретичного опису процесу перетворення обрана математична модель стробоскопічного перетворювача, яка описує процес накопичення заряду в ємності змішувача при відкриванні / закриванні електронного (діодного) ключа. Розрахунки та аналіз процесу і результатів перетворення зроблені з використанням математичних моделей, які базуються на звичайному диференціальному рівнянні першого порядку та згортці.

В експериментальних дослідженнях застосовано розроблені за участю автора дисертації експериментальні зразки НШС імпульсних георадарів серії «ОДЯГ», для яких особисто автором створено стробоскопічні перетворювачі з цифровим управлінням тривалістю вибірки і аналоговим накопиченням. Коректність результатів вимірювань на всіх етапах контролювалася за допомогою стандартної вимірювальної апаратури:

- стробоскопічного осцилографа С1-70 зі змінними блоками: блок стробоскопічної розгортки – Я40-2700 та блок підсилювача – Я40-1700;
- стробоскопічного осцилографа Tektronix DSA8200.

Для визначення ступеня впливу тривалості вибірки на шумові характеристики та відповідність форм імпульсів у реальному та еквівалентному часі застосовано методи статистичного аналізу.

Наукова новизна отриманих результатів.

Під час виконання роботи отримано наступні нові результати:

1. Вперше запропоновано метод стробоскопічного перетворення зі змінюваною тривалістю вибірки, що дозволило розширити динамічний діапазон стробоскопічного приймача на 22,3 дБ.

2. Отримав подальший розвиток метод аналогового накопичення для приймачів стробоскопічного типу. Показано, що при застосуванні стробоскопічного перетворювача з неповним зарядом накопичувальної ємності аналогове накопичення призводить до зменшення часу наростання перехідної характеристики перетворювача і, як наслідок, до розширення робочої смуги частот приймача на 80% при 10-ти кратному накопиченні.

3. Удосконалено метод визначення нестабільності синхронізації (джитера) за амплітудними помилками, який ґрунтується на аналізі амплітудних помилок перетвореного сигналу. В запропонованому методі дійсну амплітуду сигналу розраховують за двома сусідніми вибірками, беручи до уваги коефіцієнти передачі та втрат змішувача стробоскопічного перетворювача. Удосконалення дозволяє коректно оцінювати джитер синхронізації приймачів зі стробоскопічними перетворювачами, що працюють в режимі з неповним зарядом накопичувальної ємності.

4. Запропоновано та апробовано в георадіолокаційній системі метод адаптації параметрів стробоскопічного перетворення. Використання цього методу забезпечило підвищення ймовірності виявлення підповерхневих об'єктів з близькими до середовища електрофізичними параметрами, а також дозволило за результатами зондування відновити просторовий розподіл діелектричної проникності та провідності середовища та визначити товщину шарів дорожнього одягу з точністю не гірше, ніж 5 мм.

Особистий внесок здобувача.

В роботах, опублікованих у співавторстві, внесок здобувача полягав в участі в постановці і розв'язанні задач, в розробці експериментальних зразків елементів стробоскопічних перетворювачів, обробці і аналізі чисельних і експериментальних результатів, а також в їх фізичній інтерпретації.

В роботах [14, 15, 16] автору належить самостійна розробка обчислювальних алгоритмів для теоретичних моделей стробоскопічних перетворювачів. Розроблені моделі були орієнтовані на чисельний аналіз досліджуваних фізичних задач. У роботах [14, 17, 18, 19] здобувач самостійно проводив експерименти з перетворення НШС електричних імпульсів з метою дослідження ефектів, пов'язаних із впливом на результат перетворення зміни тривалості вибірки і аналогового накопичення, а також формулював висновки цього дослідження. В роботі [20] дисертант самостійно розробив генератор стробімпульсів, в якому передбачено можливість регулювання тривалості стробімпульсів, вимірював параметри імпульсів, аналізував можливості регулювання тривалості стробімпульсів. В роботі [21] автор самостійно виконав патентний пошук і запропонував формулу винаходу. В роботі [22] він самостійно проводив експерименти з перетворення сигналів, аналізував характеристики перетворювача зі змінною тривалістю вибірки. У роботах [15, 16] здобувач самостійно аналізував і формулював критерії для знаходження оптимальних параметрів стробоскопічного перетворення сигналів при наявності шуму. У роботах [23, 24, 25, 26, 27, 28] автору належить розробка експериментальних макетів стробоскопічних приймачів відеоімпульсних радіолокаторів. Крім того, дисертант виконував обробку і аналіз результатів зондування. В роботах [25, 29] йому належить розробка експериментального макету стробоскопічного приймача для НШС вимірювального комплексу.

Роботу [30] здобувач виконав одноосібно.

Результати робіт [15, 17, 18, 20, 22, 23] представлені на конференціях здобувачем особисто.

Апробація результатів дисертації.

Основні результати роботи було презентовано та обговорено на наукових семінарах ІРЕ ім. О. Я. Усикова НАН України, а також на всеукраїнських і міжнародних симпозіумах і конференціях: 5th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS'2010), September 6–10, 2010, Sevastopol, Ukraine; 6th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS–2012), September 17–21, 2012, Sevastopol, Ukraine; XII Kharkiv Young Scientist Conference «Radiophysics, Electronics, Photonics and Biophysics». December 4–7, 2012, Kharkiv, Ukraine; 6th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST–2013), June 12–14, 2013, Istanbul, Turkey; 15th International radar symposium (IRS–2014), June 16–18, 2014, Gdansk, Poland; 7th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS–2014), September 15–19, 2014, Kharkiv, Ukraine; 8th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR 2015), July 7–10, 2015, Florence, Italy; 8th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS–2016), September 5–11, 2016, Odessa, Ukraine; XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'17), May 24–27, 2017, Kyiv, Ukraine.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами і темами.

Дослідження за темою дисертації виконані у відділі радіофізичної інтроскопії Інституту радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова НАН України в межах держбюджетних НДР: «Розвиток методів і засобів радіофізичної інтроскопії» (шифр «Стриж-5», номер держреєстрації 0103U002265, здобувач – виконавець), «Методи і засоби радіофізичної інтроскопії оптично непрозорих середовищ» (шифр «Омега», номер держреєстрації 0107U001083, здобувач – виконавець), «Розвиток методів та удосконалення засобів радіофізичної інтроскопії оптично непрозорих середовищ природного і штучного походження» (шифр «Омега-2», номер держреєстрації 0111U010474, здобувач – виконавець); госпдоговірних НДР:

«Удосконалення експериментального зразка георадарного обладнання та математичного забезпечення первинної обробки сигналів» (шифр «Дорога», номер держреєстрації 0110U002386, здобувач – виконавець), «Розробка та дослідження антенного блоку для георадіолокаційного зондування дорожніх одягів» (шифр «Антена», номер держреєстрації 0111U005999, здобувач – виконавець); НДР програмно – конкурсної тематики НАН України: «Електродинаміка відновлення інформаційних параметрів природних середовищ з використанням атомарних функцій і вейвлетів» (шифр «Ромашка», номер держреєстрації 0112U004264, здобувач – виконавець), «Радіолокаційний моніторинг технічного стану підповерхневої частини інженерних споруд» (шифр «Магістраль», номер держреєстрації 0113U003385, здобувач – відповідальний виконавець); НТР «Радіолокаційна система для спостереження за переміщенням об'єктів за стінами» (шифри «ІРЕ-2017/1» номер держреєстрації 0117U003178, здобувач – відповідальний виконавець); а також в рамках проєктів міжнародного співробітництва: «Активні і пасивні мікрохвилі для безпеки і підповерхневого зондування» Сьомої рамкової європейської програми (номер проєкту PIRSES-GA-2010-269157, 2010–2013, здобувач – виконавець); «Голографічний та імпульсний радари підповерхневого зондування для виявлення наземних мін і саморобних вибухових пристроїв» програми НАТО «Наука заради миру та безпеки» (номер проєкту G 5014, 2015–2018, здобувач – виконавець).

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що розроблені методи адаптованого стробоскопічного перетворення розширюють динамічний діапазон стробоскопічних приймачів і, тим самим, сприяють підвищенню точності результатів НШС імпульсних радіолокаційних вимірювань.

Результати досліджень вже використовуються в:

- НШС імпульсних георадарах серії «ОДЯГ», розроблених для Харківського національного автомобільно-дорожнього університету з

метою використання в дочірньому підприємстві Укравтодору «Дор'якість» (2011–2012 рр.), а також для Yildiz Technical University (Стамбул, Туреччина) (2016 р.) з метою визначення товщини шарів дорожнього одягу з точністю не гірше, ніж 5 мм;

- в проєкті «Активні і пасивні мікрохвилі для безпеки і підповерхневого зондування» («Active and Passive Microwaves for Security and Subsurface Imaging») Сьомої рамкової європейської програми (PEOPLE-2010-IRSES FP7 – номер проєкту PIRSES-GA-2010-269157) 2011–2014 рр. для тестування методів мікрохвильової томографії відновлення підповерхневої структури ґрунту;
- в проєкті № G5014 «Holographic and impulse subsurface radar for landmine and IED detection» (Голографічний та імпульсний радари підповерхневого зондування для виявлення мін і саморобних вибухових пристроїв), що виконувався за програмою НАТО «Наука заради миру та безпеки» 2015 – 2018 рр.;
- в елементах НШС імпульсних вимірювальних систем, створених в ІРЕ ім. О. Я. Усикова НАН України в рамках НДР «Електродинаміка відновлення інформаційних параметрів природних середовищ з використанням атомарних функцій і вейвлетів», що виконувалась в рамках Спільного конкурсу НАН України та Російського фонду фундаментальних досліджень у 2012–2013 роках, та НДР «Радіолокаційний моніторинг технічного стану підповерхневої частини інженерних споруд», що виконувалась за Цільовою комплексною програмою наукових досліджень НАН України «Проблеми ресурсу і безпеки експлуатації конструкцій, споруд та машин» («Ресурс») у 2014–2015 роках;
- елементах «Радіолокаційної системи для спостереження за переміщенням об'єктів за стінами», що була створена в рамках НТР

відповідно до цільової науково-технічної програми наукових досліджень НАН України «Дослідження і розробки з проблем підвищення обороноздатності і безпеки держави», 2017–2018 рр.

Публікації.

Основні наукові результати дисертації опубліковано в 6 статтях: 2 – у фахових виданнях України, 4 – у зарубіжних спеціалізованих виданнях (з яких 3 – у виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз Scopus і Web of Science); в главі колективної монографії (у виданні, що входить до міжнародної наукометричної бази Scopus); 1 патенті України; 9 працях апробаційного характеру (з яких 7 – у виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз Scopus і Web of Science).

Структура та обсяг дисертації.

Дисертація складається із анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел і 5 додатків. Обсяг загального тексту дисертації становить 182 сторінки, з яких 141 сторінка основного тексту. Список використаних джерел містить 111 найменувань. Дисертація ілюстрована 70 рисунками і 2-ма таблицями.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД НАУКОВОЇ ЛІТЕРАТУРИ І ВИБІР НАПРЯМУ ДОСЛІДЖЕННЯ

Незалежно від того, наскільки точними є радіолокаційні вимірювання в цей час, завжди існує і буде існувати прагнення до подальшого підвищення точності вимірювань і дальності виявлення об'єктів радіолокаційного зондування. Значною мірою поява ідеї НШС радіолокаційних систем [31, 32, 33] і, зокрема, георадарів [2, 34, 35] обумовлена цим прагненням, а також специфічними особливостями НШС імпульсних сигналів для зондування.

Застосування НШС імпульсів як зондуючих сигналів і, на додаток, подальшої комп'ютерної обробки результатів радіолокації, відкриває можливість використовувати такі додаткові параметри як, наприклад, амплітудно-часова залежність (або форма) сигналів, для отримання більш детальної (і не тільки координатної) інформації про об'єкти локації. Як наслідок це дозволяє підвищити точність вимірювань, а, отже, і ймовірність виявлення і визначення об'єкта пошуку або, в деяких випадках, детального відновлення підповерхневої структури ґрунту.

Для того, щоб правильно зареєструвати сигнал і правильно відобразити його форму, необхідно, по-перше, виконати наступні умови [36]:

- частотна характеристика вхідного тракту приймача повинна узгоджуватись зі спектром сигналу;
- частота дискретизації сигналу повинна задовольняти критерію Котельникова - Найквіста.

Крім того, НШС радари повинні мати дуже великий енергетичний потенціал (відношення пікової потужності імпульсу, що подається на випромінюючу антену радара, до потужності шуму, приведенного до входу приймальної системи) і широкий динамічний діапазон приймача (відношення максимальної потужності імпульсу на вході приймальної системи, при якій приймач радара зберігає свої робочі характеристики, до потужності шуму,

приведеного до входу приймальної системи). Тільки за умов забезпечення достатніх величин цих параметрів можна очікувати досягнення високої точності НШС радіолокаційних вимірювань.

На рис. 1.1 показано структуру розсіювача і сигнал, який реєструється в точці спостереження (ТС) у разі, коли така структура опромінюється плоскою електромагнітною хвилею з часовою залежністю поля у вигляді другої похідної за часом від гаусова імпульсу. На рис. 1.1 б) показано два сигнали, що є результатами моделювання задачі розсіяння при $\varepsilon_2 = 4$ (однорідний півпростір знизу – суцільна лінія) та $\varepsilon_2 = 5$ (є другий шар з відмінною проникністю – пунктир). При $h_1 = 5$ см, що є типовим для зондування, наприклад, дорожнього одягу, відбиті сигнали ледь розрізняються (йдеться про частину сигналу, виділену колом). Отже, щоб визначити наявність верхньої границі шару h_2 , треба впевнено розрізняти дуже схожі сигнали. Тому вимоги до динамічного діапазону приймача і до відсутності спотворень форми сигналу при прийомі дуже жорсткі.

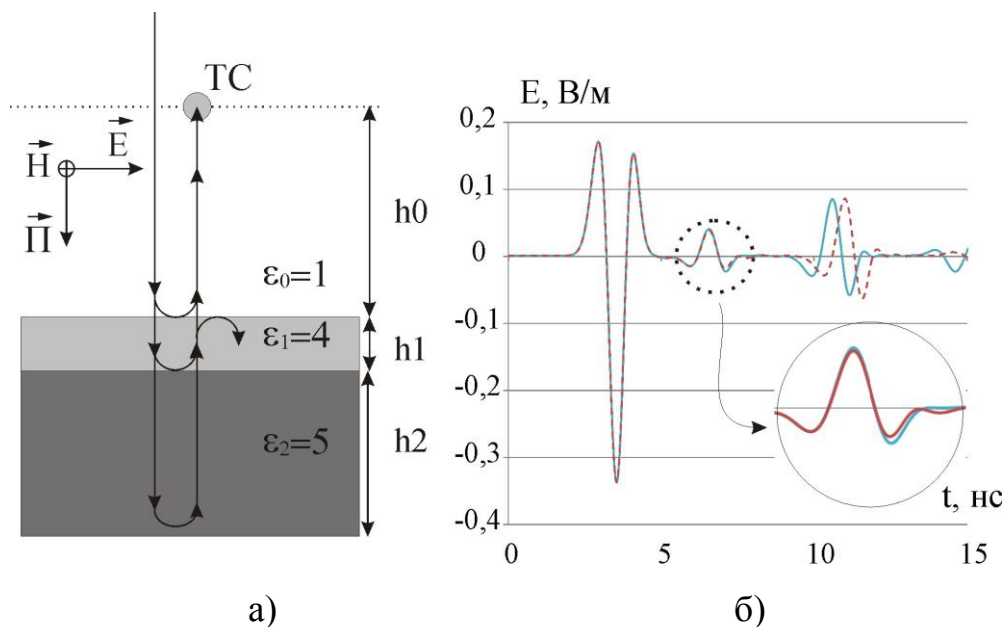


Рис. 1.1 Підповерхневе зондування. а) геометрія задачі, б) сигнали, відбиті шаруватою структурою

Для прийому радіолокаційних сигналів нано- та субнаносекундної тривалості використовують реєстратори стробоскопічного типу.

У 1974 р. R.M. Morey сконструював один з перших відеоімпульсних радарів для підповерхневого зондування зі стробоскопічним прийомним блоком [37]. Цей георадар знайшов комерційне застосування, і його стали виробляти в компанії Geophysical Survey Systems, Inc. (США) [38].

В сучасних георадарах, які пропонують компанії-виробники провідних технологічно розвинених країн, таких, як GSSI, Inc. (США), ABEM|MALA (Швеція) [39], Transient Technologies (Україна) [40], China Electronics Technology Group Corporation (КНР) [41], LOGIS (РФ) [42] та інших продовжують використовуватися приймачі стробоскопічного типу, але зроблені на більш сучасній елементній базі.

1.1 Принципи побудови НШС імпульсних радарів

На рис. 1.2 показано спрощену структурну схему георадара, характерну для більшості відеоімпульсних радіолокаційних систем. Така ж функціональна схема використовується і при створенні відеоімпульсних радарів огляду переднього напівпростору (в англійській термінології «forward looking radar»), радарів ближнього радіусу дії («short range radar»), які найчастіше застосовуються для виявлення мін, радарів для спостереження за переміщенням об'єктів за оптично непрозорими перешкодами («through the wall radar») та багатьох інших.

Відеоімпульсний радар, як правило, містить блок управління, який ініціює запуск генератора потужних коротких імпульсів. Генератор збуджує випромінюючу антену, яка випромінює в досліджуваний простір короткий імпульс електромагнітного поля. Розсіяне досліджуваним простором електромагнітне поле, потрапляючи на приймальну антену антенної системи, наводить на її виході електричний імпульс. Оскільки цей імпульс має ділянки, в

яких напруга (або струм) змінюється швидше ніж за наносекунду, для реєстрації такого імпульсу потрібен спеціальний стробоскопічний перетворювач, на виході якого в результаті перетворення формується сигнал із такою ж амплітудно-часовою залежністю (формою), як і на вході, але в трансформованому (розтягнутому до мікросекунд) часовому масштабі.

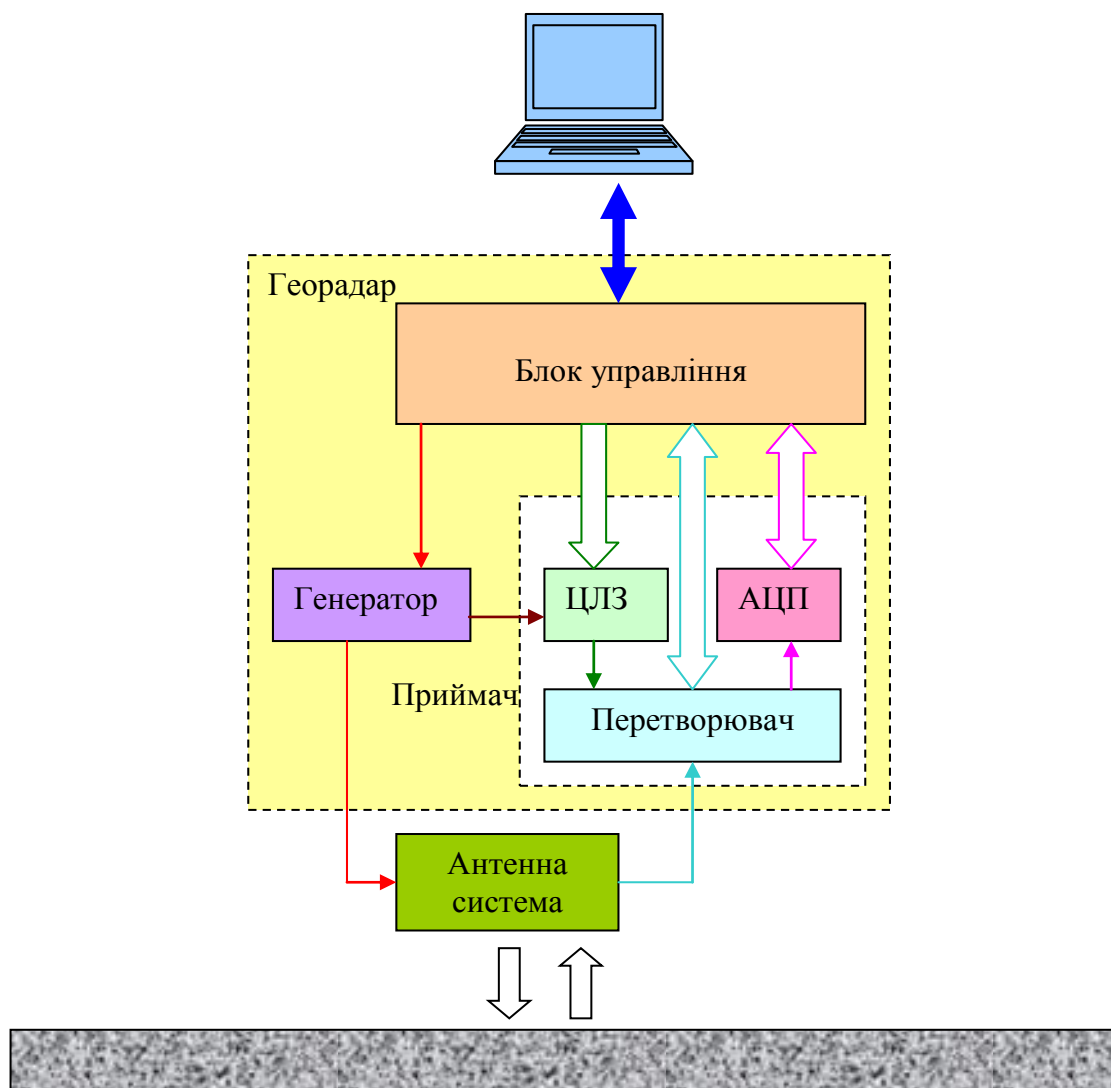


Рис. 1.2 Структурна схема відеоімпульсної радіолокаційної системи підповерхневого зондування

В отриманому в такий спосіб сигналі напруга (або струм) змінюється досить повільно. Тому надалі, з виходу стробоскопічного перетворювача, сигнал

надходить до входу аналого-цифрового перетворювача, де стає можливим перетворення аналогового сигналу у відповідний цифровий код. Результат вимірювань передається в блок керування, і, як правило, – в персональний комп'ютер для подальшої математичної обробки з метою виявлення інформації про об'єкт зондування. Лінія затримки визначає моменти стробування і місце зареєстрованого сигналу на часовій шкалі. Крім згаданих функціональних блоків радар може містити попередній підсилювач із часовим автоматичним регулюванням підсилення (ЧАРП) і попередній підсилювач.

Найбільш важливим (навіть критичним), але мало дослідженим елементом приймальної системи НШС імпульсного радара є його стробоскопічний перетворювач. Розглянемо принцип роботи стробоскопічного перетворювача і проаналізуємо причини, що обмежують чутливість приймача стробоскопічного типу.

1.2 Процеси, що відбуваються при реєстрації коротких імпульсів

1.2.1 Принцип стробоскопічного перетворення

Стробоскопічний метод реєстрації електричних імпульсів передбачає реєстрацію цих імпульсів як послідовності дискретних вибірок, отриманих в результаті стробування сигналу (відбору певної частини енергії сигналу за дуже короткий проміжок часу – тривалість стробімпульсу) протягом певної кількості періодів повторювання. Відбір вибірок здійснюється послідовно і з малим часовим зсувом від початку сигналу (кроком зчитування) в кожному наступному періоді [13, 43]. Перетворений сигнал формується з амплітуд зроблених вибірок, розташованих у часі у відповідній послідовності.

На рис. 1.3 показана структурна схема стробоскопічного реєструючого блоку, який функціонально складається з стробоскопічного перетворювача і схеми автоматичного зсуву.

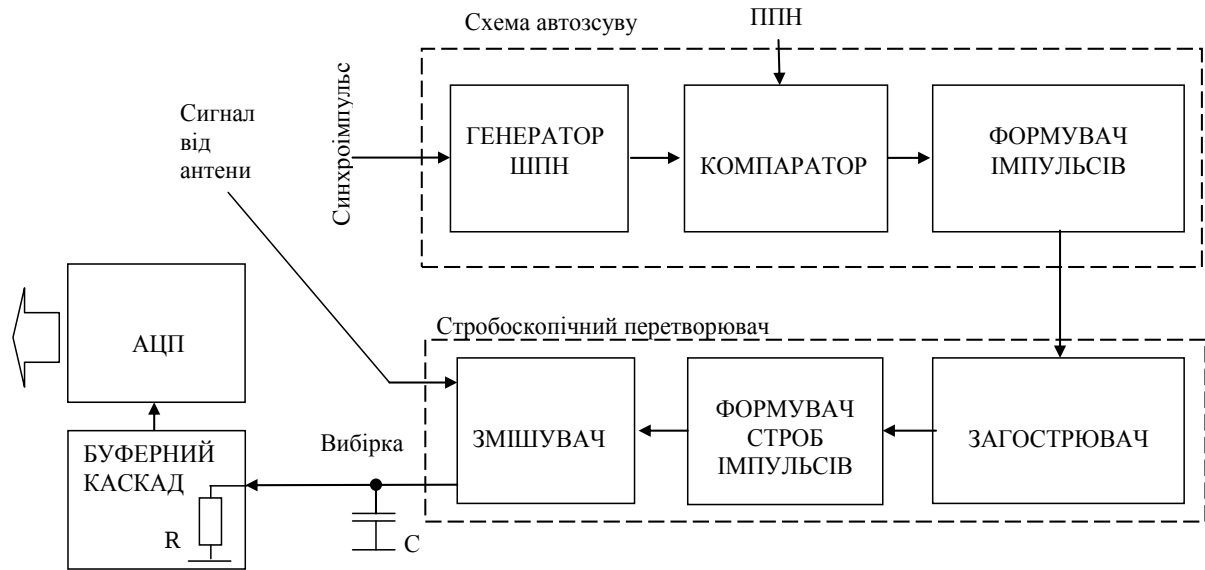


Рис. 1.3 Структурна схема стробоскопічного реєструючого блоку.
генератор ШПН – генератор швидкої пилкоподібної напруги,
ППН – повільна пилкоподібна напруга

Схема синхронізації радару виробляє синхроімпульси, які запускають генератор швидкої пилкоподібної напруги (ШПН). Тривалість швидко наростаючої частини ШПН дорівнює тривалості інтервалу спостереження сигналу (тривалість розгортки). Зазвичай, в залежності від необхідних дальності виявлення об'єкту або глибини зондування, це одиниці - десятки, а іноді і сотні наносекунд. Тривалість наростаючої частини повільної пилкоподібної напруги повинна бути менше за період повторення зондуючих імпульсів. Зазвичай це одиниці мікросекунд і більше. Кількість імпульсів ШПН, що формуються в процесі реєстрації сигналу, має бути не менше наперед заданої кількості вибірок в прийнятому сигналі.

Напруга з виходу генератора ШПН порівнюється на компараторі з ППН. Завдяки тому, що ППН змінюється повільно, амплітуди ППН і ШПН виявляються рівними в різні моменти часу відносно початку періоду. Цей часовий зсув є кроком стробування – Δt_c (рис. 1.4), який зазвичай в радарх становить від одиниць до сотень пікосекунд.

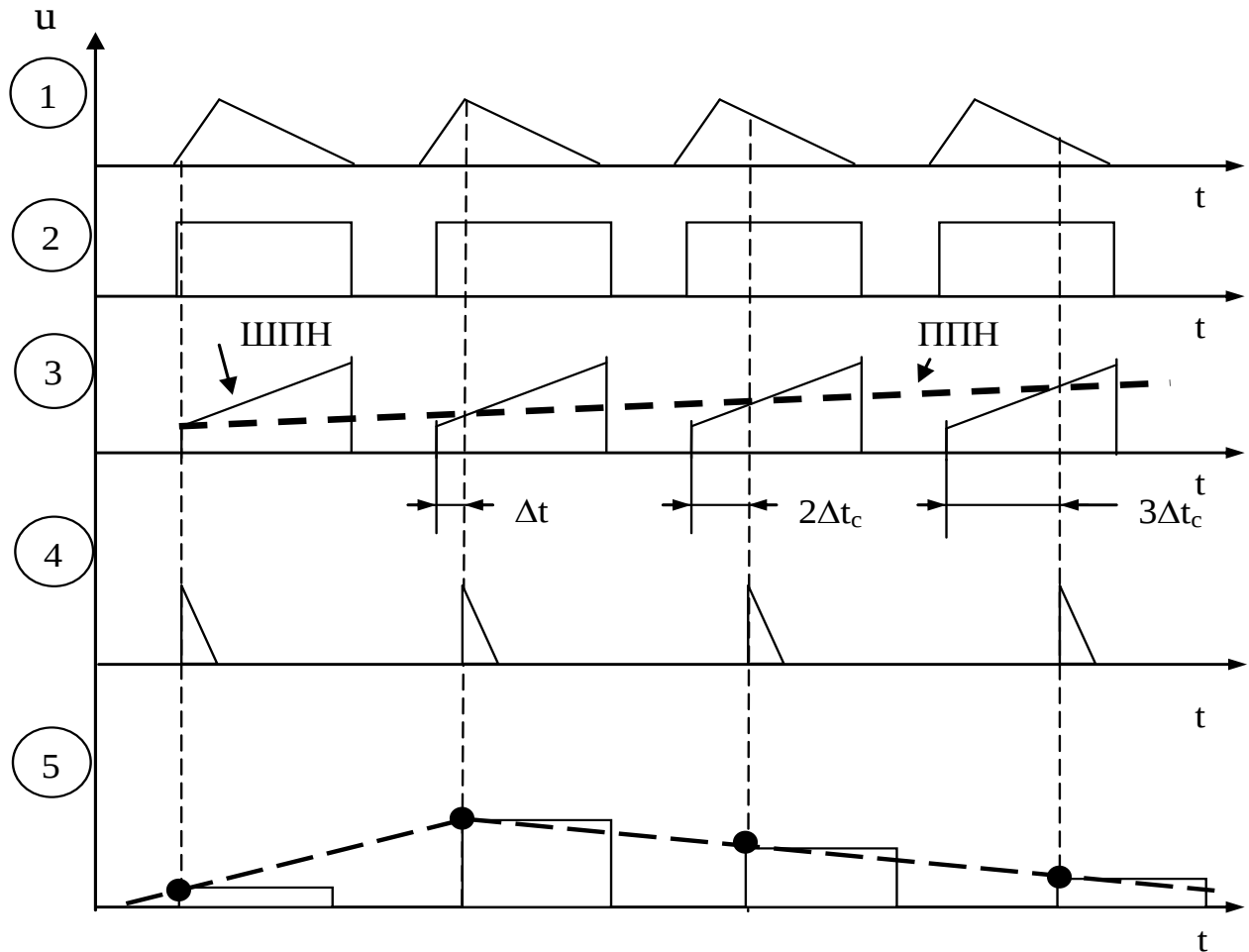


Рис. 1.4 Діаграми, що пояснюють принцип роботи стробоскопічного перетворювача. 1 – періодично повторюваний імпульс, який потрібно зареєструвати, 2 – синхроімпульси, 3 – ШПН і ППН (пунктир), 4 – стробімпульси, 5 – вибірки і відновлений перетворений сигнал (пунктир)

Компаратор формує імпульси запуску для стробоскопічного перетворювача, які йдуть до загострювача – пристрою, що зменшує тривалість стробуючого імпульсу до потрібного значення, і надалі – до формувача стробімпульсу.

На виході формувача стробімпульсу отримуємо надкороткі імпульси, які подаються на змішувач (рис. 1.3). Після надходження стробімпульсу змішувач здійснює вибірку з сигналу, який надходить від джерела сигналу. При цьому тривалість вибірки дорівнює тривалості стробімпульсу. Протягом вибірки електричний заряд від джерела сигналу (в радарі це найчастіше вихід

приймальної антени) проходить до накопичувальної ємності і заряджає (або розряджає) цю ємність до відповідної напруги. Напруга, зчитана в такий спосіб під час вибірки, запам'ятовується в буфері на накопичувальній ємності C і передається через буферний каскад з вхідним опором R до АЦП для подальшого перетворення значення амплітуди сигналу у відповідний цифровий код і передачі до обчислювача.

Відомі наразі перетворювачі відрізняються, головним чином, за елементною базою, конструкцією та режимами роботи стробоскопічних змішувачів.

В практичних конструкціях змішувачів переважно застосовуються однодіодні, двохдіодні, двохдіодні мостові (симетричні), двохдіодні диференційні, чотирьохдіодні мостові та транзисторні схеми.

Всі згадані змішувачі можуть використовувати режими роботи зі скиданням накопиченого заряду або без нього, зі слідкуючим зворотним зв'язком або без зворотного зв'язку, з повним або з неповним зарядом накопичувальної ємності.

1.2.2 Різновиди стробоскопічних змішувачів

Одними з перших вимірювальних приладів, в яких метод стробоскопічного перетворення використовували для досліджень коротких імпульсних сигналів, були стробоскопічні осцилографи. Перші моделі стробоскопічних осцилографів Hewlett-Packard і Tectronix почали застосовувати для реєстрації електромагнітного імпульсного випромінювання ще в 60-х роках минулого століття [44, 45].

В 1953 р. Г. McQueen запропонував схему симетричного чотирьохдіодного стробоскопічного змішувача [46] (мостова схема), в якого верхня гранична частота його робочого діапазону частот була вища за 1 ГГц. Перевагою симетричних схем змішувачів були: великий вхідний опір, який

виключає вплив змішувача на попередній каскад і малі спотворення сигналу в процесі перетворення. Але чотирьохдіодна мостова схема має малий коефіцієнт передачі (від 0,3 до 0,01), потребує використання змішувальних діодів з ідентичними характеристиками та дуже вибаглива до симетрії форми стробімпульсів.

Відомі кроки щодо поліпшення характеристик мостової схеми змішувача – збільшення коефіцієнта передачі [47], розширення робочої смуги частот [48], зменшення впливу ємності відкритих діодів змішувача [49] і збільшення симетрії стробімпульсу [50]. Виготовлення змішувача в інтегральному вигляді з GaAs діодами і генератором стробімпульсу на тунельному діоді [51] дозволило зменшити вплив паразитних параметрів діодів і розширити робочу смугу частот. Однак суттєвого поступу в збільшенні коефіцієнта передачі та зменшенні втрат заряду накопичувальної ємності досягнуто не було.

К.В. Magleby і W.M. Grove, в 1966 р. запатентували схему двохдіодного змішувача [52], який дозволив розширити смугу пропускання до 4 ГГц. J. Merkelo, застосовуючи безкорпусні змішувальні діоди, удосконалив змішувач К.В. Magleby і W.M. Grove, і розширив робочу смугу змішувача до 20 ГГц [53].

Аналіз роботи перетворювачів з двохдіодними змішувачами проводив А.І. Best з співавторами [54]. Пізніше його деталізував W.M. Grove [55]. Новим було те, що змішувач розглядався як електричне коло з розподіленими параметрами. Для аналізу кола змішувача використовувалися еквівалентні електричні схеми зі спрощеною моделлю змішувального діода. У схемі враховувалися паразитні індуктивні і ємнісні параметри конструкції змішувача. В результаті аналізу були встановлені допустимі співвідношення між параметрами вхідного кола змішувача і кіл формування стробімпульсу, що дозволяло отримати необхідну робочу смугу частот.

У порівнянні з чотирьохдіодною схемою, двохдіодна схема змішувача виявилася конструктивно більш придатна для використання з

надвисокочастотними коаксіальними лініями та хвилеводами що і обумовило її використання в НВЧ вимірювальних системах. Однак такі схеми без додаткових слідкуючих зв'язків (які будуть розглядатися нижче) мають ще менший коефіцієнт передачі, та більші втрати накопичуваного заряду ніж чотирьохдіодні змішувачі.

Історично склалося так, що значний внесок у створення пристроїв для реєстрації коротких імпульсних сигналів внесли вчені з Lawrence Livermore National Laboratory (США), які займалися дослідженням потужних електромагнітних імпульсів, в тому числі супроводжуючих ядерні вибухи. У 1994 році Thomas McEvan отримав патент США на НШС приймальний пристрій [56], в якому запропоновано низку стробоскопічних перетворювачів, як з одноканальним входом, так і з багатоканальним, включаючи диференційний вхід. До патенту увійшли струмові перетворювачі і перетворювачі для імпульсів напруги. Автором зазначено, що в разі струмового режиму, струми витоку змішувальних діодів меншою мірою позначаються на результаті перетворення, що дозволяє досягти більш високої чутливості приймального пристрою. Крім того вказано, що ККД однодіодних перетворювачів може досягати 100%, тоді як чотирьохдіодні мостові схеми дозволяють в кращому випадку сподіватися на ККД = 25%. Згадані змішувачі були використані в «мікропотужному» імпульсному радарі [57], створеному у вигляді однієї мікросхеми з розмірами 1,5 x 1,5 дюйма. Радар показав здатність виявляти об'єкти на відстані 20 футів. Однак той факт, що розглянуті вище стробоскопічні перетворювачі інтегровані до складу однієї мікросхеми, обмежує можливості їх широкого застосування в складі інших НШС імпульсних радарів.

В роботі [58] запропоновано і розглянуто методи розрахунку і проектування широкосмугових стробоскопічних перетворювачів, які враховують нелінійні характеристики змішувальних діодів. Ці методи спрямовані на синтез базових мікросмужкових конструкцій

стробперетворювачів сантиметрового діапазону та хвилевідно-мікросмужкових стробперетворювачів міліметрового діапазону. Вони дозволили розробити стробперетворювачі у вигляді НВЧ гібридних інтегральних схем (ГІС) на новій елементній базі: стробперетворювачі коаксіального типу для діапазону частот $0\div 40$ ГГц, хвилеводно-мікросмужкові стробперетворювачі для діапазону частот $26\div 180$ ГГц. Результати дослідження [58] продемонстрували можливості досягнення ширшої смуги робочих частот систем реєстрації, але автори жодним чином не розглянули не менш важливий системний аспект – методи і способи підвищення чутливості (зменшення рівня шуму, приведенного до входу).

Крім діодних мостових стробоскопічних змішувачів у прийомних блоках георадарів знайшли застосування транзисторні схеми змішувачів («Зонд 10» виробництва компанії «RADAR SYSTEMS Inc.» [59]). Але в порівнянні з діодними змішувачами вони мають меншу за шириною робочу смугу частот.

1.2.3 Режими роботи стробоскопічних перетворювачів

Змішувачі стробоскопічних перетворювачів можуть працювати як в режимі повного заряду накопичувальної ємності, так і в режимі неповного заряду ємності [13, 60].

В режимі повного заряду накопичувальної ємності змішувачі мають максимальну робочу смугу частот [61, 62]. Однак внаслідок того, що час заряду накопичувальної ємності повинен бути малим, в перетворювачах наносекундних імпульсів доводиться використовувати накопичувальні ємності порядку пікофарад. Через це нестабільні паразитні ємності буферних каскадів виявляються того ж порядку, що й накопичувальна ємність. Це призводить до збільшення залежності амплітуди сигналу у вибірці від ємності і, таким чином, до збільшення рівня флуктуацій амплітуди сигналу. Крім того, накопичений такою ємністю заряд швидко втрачається внаслідок дії струмів витоку через паразитний опір буферного каскаду. Тому амплітуда напруги на ємності

зменшується і, якщо не вживати додаткових заходів, зникає на фоні шумів та перешкод.

Для перетворювачів, які працюють в режимі повного заряду накопичувальної ємності, між часом наростання ПХ і тривалістю вибірки існує пряма залежність [13]. Для діодних змішувачів з лінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ) прийнято вважати, що:

$$\tau_s = 0,8\delta, \quad (1.1)$$

де τ_s – час наростання ПХ,

δ – тривалість вибірки.

У разі, коли ВАХ діода має квадратичну форму, залежність часу наростання ПХ від тривалості вибірки описується співвідношенням:

$$\tau_s = 0,61\delta. \quad (1.2)$$

Таким чином, зі співвідношень (1.1) і (1.2) видно, що час наростання ПХ при такій самій тривалості вибірки менший у змішувача з діодом, що має квадратичну форму ВАХ. Однак в цьому випадку струм заряду накопичувальної ємності матиме нелінійну залежність від прикладеної напруги, що призводить до спотворення форми перетвореного сигналу. Особливо це стосується слабких сигналів. Тому для зменшення спотворень зареєстрованого сигналу для стробоскопічного змішувача потрібно підбирати діоди з ВАХ, найбільш наближеною до лінійної залежності.

Режим неповного заряду ємності. У режимі неповного заряду на час наростання перехідної характеристики перетворювача впливає стала часу заряду накопичувальної ємності. Простежується практично лінійна залежність

між часом наростання ПХ і часом заряду ємності. На рис. 1.5 показано графік цієї залежності [13].

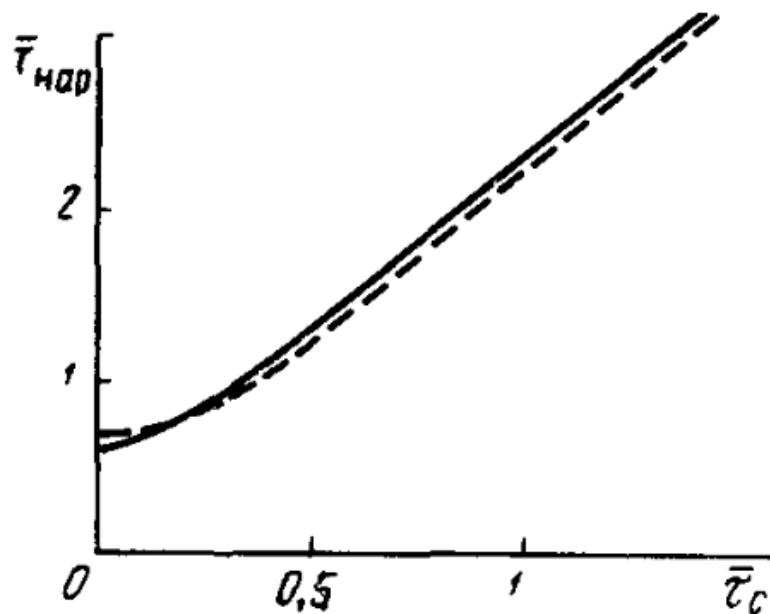


Рис. 1.5 Графік залежності часу наростання перехідної характеристики перетворювача від постійної часу заряду накопичувальної ємності (цитується з [13])

В цьому режимі змішувачі характеризуються більш високою лінійністю перетворення і стабільністю. Недоліком режиму є малий коефіцієнт передачі змішувача, а також менша робоча смуга частот змішувача в порівнянні зі змішувачем, що працює в режимі повного заряду накопичувальної ємності. Однак, далі показано, що відповідно до формул (1.8), (1.10), (1.12) збільшення накопичувальної ємності призводить до зменшення складових дисперсії шуму. Тобто режим неповного заряду накопичувальної ємності змішувача є більш перспективним, якщо необхідно зменшення внутрішніх шумів перетворювача. Саме тому в дисертації розглядаються стробоскопічні перетворювачі, що працюють в режимі з неповним зарядом накопичувальної ємності.

Слідкуючий зв'язок. Серед способів, які дозволяють зменшити втрати заряду накопичувальної ємності (і підвищити точність передачі форми реєстрованих імпульсів), можна зазначити введення в стробоскопічний

перетворювач сліdkуючого зворотного зв'язку [63]. Такий підхід виявляється корисним в осцилографії для стабілізації процесу стробоскопічного перетворення і дозволяє зменшити спотворення форми сигналу в процесі перетворення при реєстрації імпульсів наносекундної і пікосекундної тривалості [64].

Принцип дії стробоскопічного перетворення зі сліdkуючим зворотним зв'язком можна описати, використовуючи схему (рис. 1.6). У ній змішувач K відкривається на час, що дорівнює тривалості стробімпульсу.

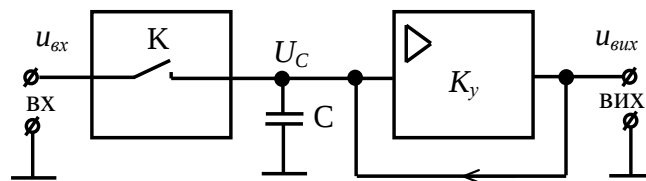


Рис. 1.6 Схема перетворювача зі сліdkуючим зворотним зв'язком

При цьому накопичувальна ємність C заряджається від джерела сигналу з вихідною напругою $u_{вх}$. Проміжок часу, протягом якого змішувач відкритий, дуже малий. Тому напруга U_c на ємності C не встигає змінитися до рівня вхідної напруги $u_{вх}$, як потрібно для точного відтворення форми досліджуваного сигналу. Щоб дозарядити ємність до необхідного рівня напруги, встановлюють сліdkуючий зворотний зв'язок. Коефіцієнт цього зворотного зв'язку залежить від рівня напруги U_c .

Однак при перетворенні сигналів, період повторення яких змінюється в широких межах, виникають складнощі з вибором коефіцієнта сліdkуючого зворотного зв'язку. При різних періодах проходження НШС імпульсів, форму яких належить зареєструвати, внаслідок струмів витоку і інших чинників накопичувальна ємність C розряджається до різних рівнів. Це призводить до збільшення часу встановлення перехідної характеристики стробоскопічного перетворювача і, як наслідок, до спотворення форми перетворених імпульсів. Зворотній зв'язок не відслідковує швидкі зміни амплітуди сигналу на вході

перетворювача, тому даний режим не використовують для реєстрації сигналів із великими перепадами амплітуди в субнаносекундному діапазоні.

Змішувачі з розрядом накопичувальної ємності. Неспотвореного перетворення коротких імпульсів можна досягти, використовуючи перетворювач із розрядом (або «скиданням накопиченого заряду») накопичувальної ємності. Принцип дії стробоскопічного перетворювача зі скиданням накопиченого заряду полягає в наступному. Спочатку відкривається змішувач K1 (рис. 1.7) і відбувається заряд накопичувальної ємності C від джерела сигналу.

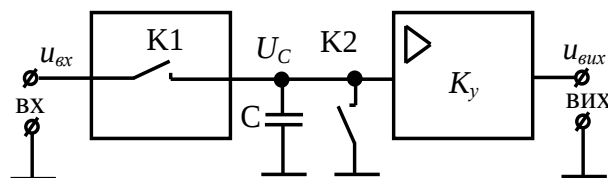


Рис. 1.7 Схема перетворювача зі скиданням накопиченого заряду

Буферний підсилювач з коефіцієнтом підсилення K_y посилює напругу U_c до рівня, рівного амплітуді вхідної напруги $u_{вх}$, усередненого в інтервалі часу стробування. Після закінчення часу, необхідного для того, щоб зареєструвати амплітуду сигналу (наприклад, часу вимірювання АЦП), ключ K2 замикається і заряд із накопичувальної ємності C витікає. На виході змішувача встановлюється напруга, що дорівнює нулю. Після цього цикл стробування повторюється.

В результаті перетворений сигнал являє собою послідовність імпульсів, амплітуди яких дорівнюють амплітудам напруги вхідного сигналу (U) в кожен з моментів стробування T (рис. 1.8 а).

На відміну від схем змішувачів зі слідкуючим зворотним зв'язком [13], які спотворюють фронт імпульсів внаслідок непередбачуваного недозаряду накопичувальної ємності (рис. 1.8 б), змішувач зі скиданням накопиченого заряду точно відображає форму реєстрованого імпульсу незалежно від його періоду повторення. Однак недоліком такого змішувача є те, що коефіцієнт

передачі змішувача суттєво зменшується зі збільшенням періоду повторення сигналів, а це негативно впливає на чутливість та, відповідно, на динамічний діапазон перетворювача.

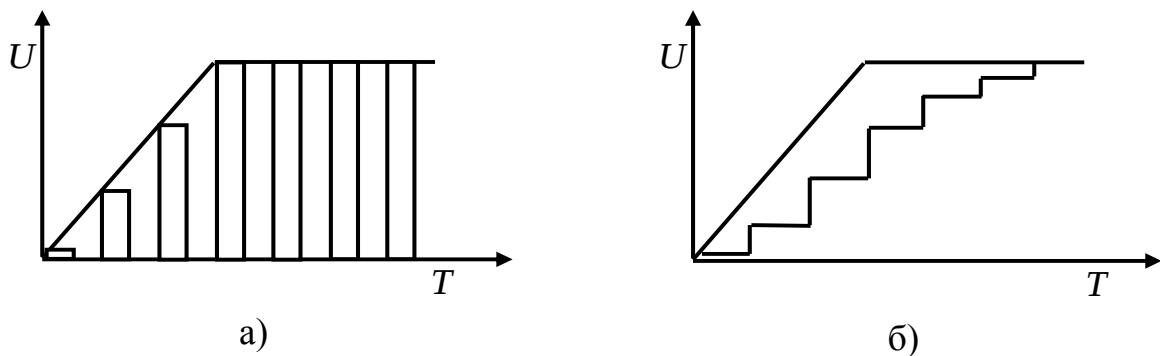


Рис. 1.8 Перетворення швидко наростаючого фронту сигналу

В роботі [66] зроблено спробу поєднати переваги стробперетворювачів зі зворотним зв'язком і перетворювачів зі скиданням накопиченого заряду. Автор запропонував використовувати в перетворювачі зі зворотним зв'язком методику подвійного стробування в одній точці, з подальшим розрядом накопичувальної ємності через аналоговий ключ з малим рівнем шумів. Подвійне стробування в одній точці і зворотний зв'язок забезпечують високу лінійність перетворення, а розряд ємності дозволяє зменшити рівень дробових шумів на 0 ... 12 дБ, флікер-шумів на 2 ... 25 дБ від їх стаціонарного значення і збільшити чутливість перетворювача на 3 ... 7 дБ. Автор пояснює ефект підвищення чутливості перетворювача тим, що дробові і флікер шуми залежать від сили струму, що протікає через перехід напівпровідникового елемента змішувача. Розряд накопичувальної ємності дозволяє зменшити прикладену до змішувача зворотну напругу, і тим самим, зменшити дисперсію напруги дробового і флікер шумів. Однак, зворотна напруга зміщення діодів, а, отже, і струми витоку діодів змішувача, які виникають в момент першого і другого стробування, призводять до зростання рівня дробового і флікер шумів і знижують ефективність наведеної методики. Крім того, введення в коло розряду накопичувальної ємності додаткового елемента, навіть з малим

власним шумом, призводить до зростання загального рівня шуму і обмежує можливість підвищення чутливості.

На нашу думку ефект збільшення чутливості перетворювача було досягнуто за рахунок аналогового накопичення заряду під час подвійного стробування сигналу в одній точці.

Режим аналогового накопичення згадується в [13] як спосіб підвищення чутливості та розширення робочої смуги частот. Його застосовували, наприклад, у високочастотних вольтметрах [65], але, нажаль, системні дослідження цього способу до цього часу не проводилися.

Таким чином, незважаючи на те, що кожен з розглянутих варіантів побудови стробоскопічних перетворювачів має певні переваги в порівнянні з іншими, умови досягнення цих переваг жорстко обмежені. В підсумку це перешкоджає досягненню високої чутливості прийомних систем реальних НШС імпульсних радарів.

Режим неповного заряду накопичувальної ємності змішувача, а також аналогове накопичення заряду видаються перспективними з точки зору підвищення чутливості стробоскопічного перетворювача. Причому обидва підходи можна використати в одному й тому ж перетворювачі. До того ж ці підходи можуть бути реалізовані в більшості схем стробоскопічних змішувачів. Тому очевидно, що дослідження цих підходів є особливо актуальним.

1.3 Огляд основних характеристик стробоскопічних перетворювачів

Для порівняння різних змішувачів і визначення того, який з них є більш придатним для використання в радіолокаційній системі, потрібен набір основних характеристик, які б надали змогу кількісно характеризувати прилад. До такого набору слід віднести коефіцієнт передачі, робочу смугу частот, час наростання перехідної характеристики, граничну чутливість змішувача.

Дамо визначення цих параметрів і проаналізуємо можливі шляхи їх покращення.

Коефіцієнт передачі стробоскопічного змішувача – відношення приросту амплітуди розширеного імпульсу на виході змішувача ΔP до напруги сигналу на вході ΔB , яка викликала цю зміни. Очевидно, що чим більший коефіцієнт передачі, тим більш чутливим є приймач.

Відповідно до визначення:

$$K = \frac{\Delta P}{\Delta B}. \quad (1.3)$$

В роботі [13] показано, що для діодних змішувачів в першому наближенні можна вважати, що коефіцієнт передачі змішувача K описується наступним виразом:

$$K = \frac{\delta}{RC_H}, \quad (1.4)$$

де δ – тривалість вибірки,

C_H – ємність накопичувального конденсатора,

R – внутрішній опір змішувача, який зазвичай складається з внутрішнього опору відкритих діодів і опору лінії підведення сигналу.

З виразу (1.4) випливає, що коефіцієнт передачі тим більше, чим менші ємність C_H і опір R змішувача. Однак, можливість зменшення накопичувальної ємності обмежена низкою причин:

- при близьких значеннях C_H і C_D вже треба брати до уваги вплив подільника напруги $C_H/(C_H+C_D)$, через який відповідна пропорційна коефіцієнту ділення частина енергії вхідного імпульсу не проходить до наступних ланок змішувача і подальшого перетворення;
- якщо накопичувальна ємність стає близькою до прохідної ємності змішувального діода C_D , то діод не виконує функції ключа через пряме

проходження сигналу;

- якщо накопичувальна ємність стає порівняною з паралельно підключеною до неї паразитною ємністю буферного підсилювача, то через вплив зовнішніх електричних або електромагнітних полів робота перетворювача стає нестабільною, що проявляється в додаткових флуктуаціях амплітуди перетвореного сигналу.

Таким чином, можливість збільшення коефіцієнта передачі шляхом зменшення накопичувальної ємності є обмеженою.

Перехідна характеристика. З точки зору теорії електричних кіл стробоскопічний перетворювач є 4-х-полюсником. Перехідна характеристика кола – це реакція на стрибкоподібний перепад напруги, поданої на вхід стробоскопічного перетворювача. Час встановлення перехідної характеристики стробоскопічного перетворювача – це тривалість фронту (між 0,1 і 0,9 амплітуди) перетвореного перепаду напруги. Ця характеристика описує швидкодію системи і відповідає за якість перетворення форми сигналів.

Встановлення перехідної характеристики стробоскопічного перетворювача має особливості у порівнянні з іншими колами. Це обумовлено самим принципом стробоскопічного перетворення і тим, що в результаті такого перетворення відбувається трансформація масштабу часу. А перехідна характеристика – це характеристика, безпосередньо пов'язана з часом.

На додаток до традиційних параметрів електричних кіл, що впливають на час встановлення перехідної характеристики – таких як ємність, індуктивність, опір, і відповідно до фізичних процесів, що відбуваються під час стробоскопічного перетворення, на перехідну характеристику перетворення впливає також тривалість вибірки, частота повторення сигналів, параметри ключа та пристрою вибірки – зберігання. Влив цих процесів і параметрів досліджується в роботі.

Робоча смуга частот стробоскопічного перетворювача. З одного боку цей параметр, як і час наростання перехідної характеристики, характеризує

швидкодію перетворювача. З іншого боку частотним параметром зручно користуватися при оцінці рівня шумів перетворювача, оцінці спотворень перетворених сигналів. Так само як і в 4-х полюснику, в стробоскопічному перетворювачі ширина робочої смуги частот ΔF пов'язана із часом наростання перехідної характеристики τ_s наступним співвідношенням:

$$\Delta F (\text{ГГц}) = \frac{0,35}{\tau_s (\text{нс})}. \quad (1.5)$$

Чутливість стробоскопічного перетворювача. Чутливість вимірювальної системи визначаються рівнем внутрішніх шумів, який, в свою чергу, залежить від смуги робочих частот. Тому перш за все необхідно визначити природу шуму, що діє на виході і в самому перетворювачі, складові шуму і вплив кожної з них на загальний рівень шуму. Після цього можна пропонувати способи зменшення загального рівня шумів.

Динамічний діапазон. Динамічний діапазон стробоскопічного перетворювача визначається відношенням максимально допустимої напруги сигналу, яка надходить на його вхід, до мінімальної напруги сигналу, яку ще можна виділити на фоні шумів. Максимально допустима напруга визначається параметрами напівпровідникових елементів (зазвичай змішувальних діодів):

- границею лінійної області вольт-амперної характеристики, якщо важливо відображення форми сигналів з мінімальними спотвореннями,
- або напругою пробою переходу, коли потрібне просте детектування сигналу (у діодів змішувачів вона зазвичай становить близько 1 В).

Оскільки максимально допустима напруга – це величина, що визначається складом напівпровідника, його структурою і не піддається змінам ззовні, впливати на динамічний діапазон приладу (розширювати його) можна тільки шляхом впливу на рівень шумів.

1.4 Складові шумів стробоскопічного перетворювача та методи зниження їхнього рівня

Особливості визначення шумових характеристик стробоскопічних перетворювачів з діодними змішувачами аналізувались в роботах [13, 66, 67]. В них зазначається, що у зв'язку з тим, що цикл роботи змішувача складається з часу, протягом якого змішувальний діод закритий (фаза зберігання), і часу, коли він відкритий під дією напруги стробімпульсу (фаза вибірки), мають розглядатися дві еквівалентні шумові схеми перетворювача, які доповнюють одна одну.

1.4.1 Шуми складових перетворювача

Шуми змішувача при закритому діоді. Поки змішувальний діод закритий, коло сигналу вимкнено, а джерелами шуму є резистори буферного підсилювача і закритий діод. Резистори є джерелами теплового шуму, а діод – джерелом дробового шуму і флікер-шуму. На рис. 1.9 показані еквівалентні схеми для розрахунку рівня шуму, що діє на виході перетворювача. До такого виду схем можна привести більшість перетворювачів з діодними змішувачами [13].

В схемі рис. 1.9 а) $\overline{e_T^2}$ позначено джерело теплових шумів, R_a – вхідний опір буферного підсилювача, R_d – диференційний опір закритого діода, C – сумарна ємність, яка складається з накопичувальної ємності, ємності монтажу, вхідної ємності буферного підсилювача.

$K(\omega)$ – коефіцієнт передачі кола,

ω – циклічна частота.

Верхня межа інтегрування взята рівною нескінченності, що дозволяє визначити максимальне значення дисперсії.

Обчислюючи коефіцієнт передачі для схеми рис. 1.9 а) і підставляючи його в (1.7), отримуємо:

$$\overline{u_T^2} = \frac{kT}{C} \frac{R_d}{R_d + R_a}. \quad (1.8)$$

В схемі рис. 1.9 б) символом $\overline{i_D^2}$ позначене джерело дробового шуму. Його енергетична щільність:

$$w_d = 2qI_{rev}, \quad (1.9)$$

де I_{rev} – зворотний струм діодів,

q – елементарний заряд.

Відповідно до формули (1.7) квадрат дисперсії компоненти дробового шуму має наступну залежність:

$$\overline{u_D^2} = \frac{qI_{rev}}{2C} \frac{R_d R_a}{R_d + R_a}. \quad (1.10)$$

Енергетична щільність фліккер-шуму діода описується виразом:

$$w_f = \frac{A_f I_{rev}^2}{\omega}, \quad (1.11)$$

де A_f – коефіцієнт флікер-шуму, що залежить від конструкції діода,

I_{rev} – зворотний струм діодів.

З виразу (1.11) видно, що w_f росте зі зменшенням частоти. Тому наявність розділювального конденсатора C_f в тракті посилення сигналу впливає на співвідношення сигнал/шум на виході приймача. Якщо C_f розташований на виході буферного підсилювача, то еквівалентна схема для цієї складової має вигляд, зображений на рис. 1.9 в). Тут символом $\overline{i_F^2}$ позначено джерело флікер-шуму, $R_{eq} = \frac{R_a R_U}{R_a + R_U}$ – опір паралельного з'єднання діода і резисторів кола напруги зворотного зміщення.

У підсумку, для схеми рис. 1.9 в) квадрат дисперсії компоненти флікер-шуму розраховується за формулою [13]:

$$\overline{u_F^2} = \frac{A_f I_{rev} R_d^2}{2\pi \left(1 + \frac{R_d}{R_a}\right)^2} \ln \left[\frac{R_a C_f}{R_d C} \left(1 + \frac{R_d}{R_a}\right)^2 \right]. \quad (1.12)$$

Шуми змішувача при відкритому діоді. Коли змішувальний діод відкритий, джерелами шуму є сам відкритий діод, вхідний опір, флуктуації стробімпульсу, обумовлені шумами ДНЗ, які використовуються в якості формувачів стробімпульсу, в процесі перемикавання. Ширина енергетичного спектру цих складових шуму приблизно дорівнює ширині робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача [13].

Тепловий шум вхідного опору, шум закритого діода в момент часу, що безпосередньо передував вибірці, шуми відкритого діода змішувача і ДНЗ можна розглядати як деякі сигнали, що діють в колі перетворення і перетворені в робочій смузі частот стробоскопічного приймача. При оцінці дисперсії

шумової напруги визначається кожна складова шуму на вході змішувача, а потім, з урахуванням коефіцієнта передачі змішувача, вони можуть бути перераховані до входу буферного підсилювача.

У зв'язку з тим, що під час фази вибірки змішувач являє собою систему зі змінними параметрами, шумовий процес в ньому є нестационарним. Строгий розгляд параметрів шумової напруги призводить до оперування громіздкими формулами, малопридатними для практичного використання. Тому на практиці, зазвичай, виконується лише орієнтовна оцінка дисперсії з припущенням, що спектральні щільності складових шуму під час вибірки не залежать від часу.

Дисперсія теплового шуму вхідного опору стробоскопічного приймача R_{in} і опору бази діода R_b , перерахована до входу буферного підсилювача, описується наступним виразом [13]:

$$\overline{u_{ST}^2} = K^2 4kT(R_{in} + R_b)\Delta F, \quad (1.13)$$

де ΔF – робоча смуга частот стробоскопічного перетворювача.

Флуктуація амплітуди перетвореного сигналу, яка обумовлена шумовим струмом витоку діода в момент часу, що передував відкриттю, дорівнює

$$\overline{u_{SF}^2} \cong \frac{K^2}{2\pi} \int_0^{2\pi\Delta F} \frac{A_f I_{rev}}{\omega} R_e^2 d\omega, \quad (1.14)$$

де R_e враховує паралельне з'єднання опорів діода, вхідного опору буферного підсилювача і опору напруги зсуву.

Тут враховується тільки флікер-шум, спектральна щільність якого значно зростає зі зменшенням частоти. Інші шумові складові, що діють в колі перетворення при закритому діоді, можна не враховувати.

Обчислюючи інтеграл (1.14), отримаємо формулу для розрахунку компоненти фліккер-шуму:

$$\overline{u_{SF}^2} \cong \frac{K^2}{2\pi} A_f I_{rev}^2 R_e^2 \ln\left(\frac{\omega_H}{\omega_L}\right), \quad (1.15)$$

де ω_H і ω_L – верхня і нижня межі смуги частот, в якій ефективно діє фліккер-шум.

Складова шумової напруги, викликана дробовим ефектом в діоді, з урахуванням максимального значення прямого струму I_{frd} і опору переходу r_j дорівнює

$$\overline{u_{SD}^2} \cong 2qI_{frd}R_{eq2}K^2\Delta F, \quad (1.16)$$

$$\text{де } R_{eq2} = \frac{r_j(R_b + R_{in})}{r_j + R_b + R_{in}}.$$

Шуми ДНЗ в схемі формування стробімпульсу також впливають на рівень шумів на виході змішувача. Вони проявляються у вигляді флуктуацій амплітуди стробімпульсу, які відкривають діод змішувача. Однак, вплив цих флуктуацій можна істотно зменшити, використовуючи симетричні схеми змішувача.

Дисперсія результуючої шумової напруги виражається сумою:

$$\overline{u_{res}^2} = \sum \overline{u_{noise}^2}, \quad (1.17)$$

де $\overline{u_{noise}^2}$ – окремі складові, розглянуті вище, і шуми буферного підсилювача, перераховані до його входу.

Якщо вважати, що статистичний розподіл шумів підпорядковується нормальному закону, то при такому розподілі шумів розмах шумового напруги визначається як:

$$E_{noise} = 3 \frac{\sqrt{u_{res}^2}}{K}. \quad (1.18)$$

Це означає, що приблизно 90% вибірок при перетворенні постійного рівня напруги укладаються в межі $\bar{U} \pm E_{noise}/2$, де $\bar{U}$ – середнє значення напруги.

Для прикладу, в таблиці 1.1 з [13] наведено результати розрахунків рівня шуму для перетворювача з робочою смугою 5 ГГц, в якому використовується діодний змішувач із коефіцієнтом передачі 0,1.

Таблиця 1.1

Складові шуму змішувача

Складові шуму	Середньоквадратична напруга на вході підсилювача, мкВ	Процентне співвідношення до загального рівня (за потужністю)
Теплові шуми змішувача	15–20	20–24
Дробовий шум закритого діода	10	6–8
Шум витоку діода	25–30	52–54
Тепловий шум вхідного опору	6,5	2,5–3,5
Фліккер-шум (мультиплікативна складова)	1–2,5	0,5
Дробовий шум відкритого діода	9–10	6–7
Шум ДНЗ (білий)	6–7	2,5–3,5
Шум ДНЗ (типовий $1/\omega$)	8–9	5–7
Шум підсилювача	2–2,5	0,5
Загальна шумова напруга	35–40	100

У третій графі таблиці зазначено відсоткове співвідношення для даної складової (за потужністю), що відповідає обраному режиму роботи змішувача. При іншому режимі (інша напруга зсуву діода, інший прямий струм через ДНЗ, інша амплітуда стробімпульсу і т. д.) розподіл складових буде іншим. Проте, таблиця 1.1 дає наочне уявлення про можливу інтенсивність джерел шуму.

З таблиці 1.1 також видно, що теплові шуми, шуми вхідного опору перетворювача, а також шуми ДНЗ дають менший внесок, ніж шуми діодів змішувача і теплові шуми змішувача в фазі зберігання. Тому для перетворювача найбільш істотними є дробовий шум, флікер-шум закритого діода і тепловий шум високоомних вхідного опору буферного підсилювача.

1.4.2 Специфічні шуми стробоскопічного перетворювача. Нестабільність синхронізації приймача НШС імпульсного радіолокатора

Нестабільність синхронізації приймача НШС імпульсного радіолокатора обумовлена випадковими процесами, які відбуваються в колах синхронізації – шумовими флуктуаціями рівнів спрацьовування компараторів, тригерів, впливом випадкових перешкод на кола, які задають час спрацьовування цих схем, і т. д. [68, 69].

Для цього явища в англійській літературі введено термін – джитер «jitter», що означає тремтіння, флуктуації, розкид. У дисертації під джитером синхронізації стробоскопічного перетворювача будемо розуміти короткочасне відхилення моменту вибірки з сигналу від його ідеальної часової позиції, тобто наскільки рано чи пізно відбувається вибірка з сигналу відносно заданого моменту часу. Цей джитер аналогічний джитеру дискретизації аналого-цифрових перетворювачів, але відноситься до перетворювачів еквівалентного часу.

Як показано на рис. 1.10, джитер синхронізації приймального пристрою призводить до виникнення амплітудної помилки в перетвореному (оцифрованому) сигналі, яка представляється, як додатковий шум. Цей шум знижує чутливість НШС імпульсного георадара, що призводить до деградації характеристик радару (зменшення глибини зондування, зниження точності визначення координат підповерхневих об'єктів, зниження ймовірності виявлення малокоонтрастних об'єктів). Крім того, оскільки часова нестабільність синхронізації приймача впливає на точність реєстрації і відтворення форми сигналу, вона також суттєво погіршує ефективність цифрової обробки сигналів.

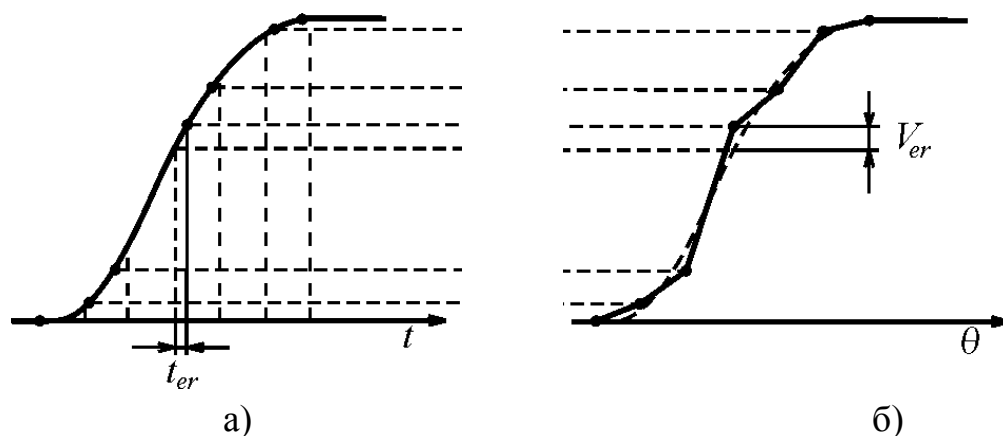


Рис. 1.10 Джитер синхронізації перетворювача (t_{er} – джитер синхронізації, V_{er} – амплітудна помилка, t – реальний час, θ – еквівалентний час): а) сигнал на вході перетворювача; б) перетворений сигнал

1.4.3 Накопичення / усереднення при часовій нестабільності в пристрої для прийому періодичних імпульсів

У випадку коли шуми відсутні, точність вимірювань амплітуди відліків прийнятого імпульсу напруги визначається розрядністю АЦП. На практиці роздільна здатність АЦП обмежена співвідношенням сигнал/шум. Але коли до

входу АЦП надходить шум високої інтенсивності, розрізнити сусідні рівні вхідного сигналу практично неможливо.

Одним з способів зменшити рівень шумів і збільшити енергетичний потенціал георадара є когерентне накопичення енергії (або усереднення) певної кількості сигналів, відбитих від об'єкта. Дійсно, при когерентному накопиченні співвідношення сигнал/шум збільшується пропорційно квадратному кореню з числа накопичених сигналів [56, 57].

У вузькосмугових прийमाках, завдяки високодобротним селективним пристроям і когерентному накопиченню в коливальному контурі, можна значно придушити шуми за межами вузької робочої смуги частот. При прийомі НШС сигналів, очевидно, такий спосіб боротьби з шумами не працює [19].

Аналог коливального контуру, але вже для несинусоїдних сигналів (рис. 1.11), був запропонований і випробуваний експериментально [70].

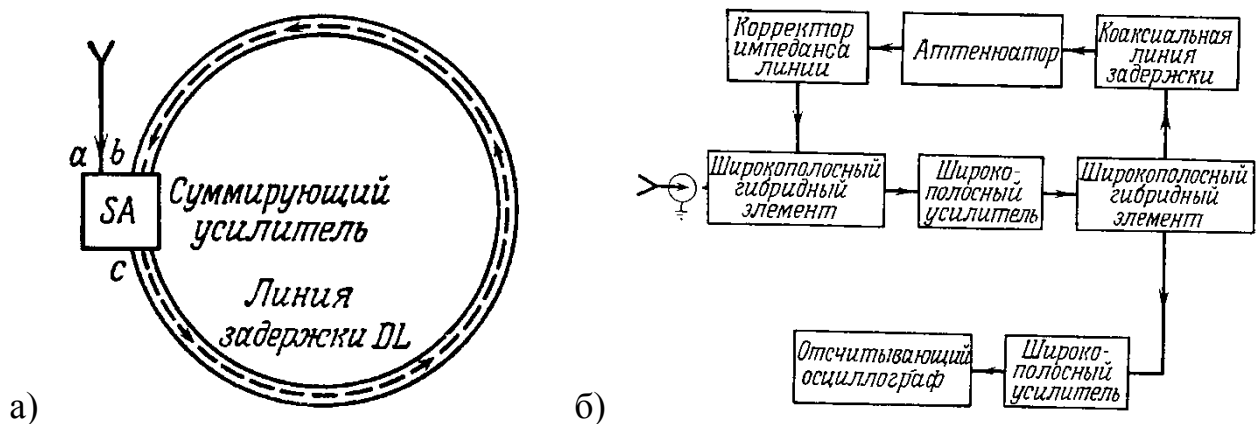


Рис. 1.11 а) Схема пристрою для селективного відбору від шуму періодичної хвилі або періодичних процесів з іншим періодом (цитуються з [70]); б) структурна схема пристрою для прийому періодичних несинусоїдних радіохвиль (цитуються з [70])

Пристрій (рис. 1.11 а) складається з прийомної антени, підключеної до одного з двох входів широкосмугового підсилювача-суматора (SA), і лінії затримки (DL), що з'єднує SA з його другим входом. З виходу SA напруга ЕРС наведеного у приймальній антені імпульсу проходить в лінію затримки і

надходить на вхід підсумовуючого підсилювача. Припустимо, що ослаблення в лінії затримки і підсилювачі точно дорівнюють нулю. Якщо сигнал, що приймається, періодичний і час затримки в DL дорівнює періоду повторення імпульсів, то в розглянутому пристрої перший прийнятий сигнал з амплітудою U , затриманий в DL, через час затримки надійде на другий вхід SA і додасться до нового сигналу, що прийшов в антену через період DL. Після прийому n імпульсів, що надходять з антени, амплітуда циркулюючого сигналу стане рівною nU . Сигнали з періодом $T \neq DL$ або неперіодичні сигнали будуть складатися не пропорційно n . Різниця в ефекті підсумовування створить ефект фільтрації – придушення шумів і неперіодичних перешкод.

У реальних лініях затримки є втрати, до того ж частину енергії прийнятого сигналу потрібно відбирати для подальшої реєстрації. Тому для збереження ефекту підсумовування слід ввести в схему широкосмуговий підсилювач, що компенсує ці втрати (рис. 1.11 б). Але коефіцієнт передачі всього кола q повинен залишатися менше 1. В іншому випадку пристрій перетвориться в генератор. Чим ближче величина q до 1, тим більше сигналів може бути підсумовано, тому що в цьому колі

$$U_{\Sigma} = \frac{U}{1-q}. \quad (1.19)$$

Для прикладу, якщо $q=0,9$, то $U_{\Sigma}=10U$, а якщо $q=0,99$, то $U_{\Sigma}=100U$. У другому випадку придушення шуму значно краще, ніж в першому, однак для досягнення цього потрібно дуже висока стабільність часових параметрів всього кола.

Сама по собі ідея використання такого пристрою приваблива, проте технічна реалізація її стикається з труднощами забезпечення точності заданого коефіцієнта передачі кола (особливо тоді, коли сам широкосмуговий

підсилювач і лінія затримки є диспергуючими пристроями з нерівномірним коефіцієнтом передачі в смузі робочих частот).

Однак подібне до описаного в [70] когерентне накопичення може бути в дещо зміненому вигляді практично реалізоване при стробоскопічному перетворенні. Під час реєстрації періодично повторюваного імпульсу з використанням стробоскопічного перетворення вибірку можна здійснювати багаторазово строго з періодом повторення імпульсів, при кожному стробуванні, зберігаючи заряд у пристрої вибірки - зберігання, і вже після цього перетворювати отриманий рівень напруги в цифровий код на виході приймача. Чим більше кількість накопичених вибірок, тим вище співвідношення сигнал / шум.

Результат такого аналогового накопичення аналогічний результату фільтрації з використанням цифрового гребінчастого фільтру [71]. Відповідно є обмеження щодо максимально допустимої кількості накопичуваних імпульсів.

Дослідження [72] показало, що на результат суттєво впливає нестабільність синхронізації стробоскопічного перетворювача (тобто накопичення не є абсолютно когерентним), а максимально допустима кількість накопичених сигналів залежить від часової нестабільності синхронізації. Згідно з цими результатами можна визначити максимальну кількість накопичених імпульсів як

$$N_R = \frac{0.2\sqrt{3}}{d \cdot \eta} \cdot T_R, \quad (1.20)$$

де d – відношення максимальної частоти в спектрі сигналу до мінімальної частоти,

T_R – період повторення імпульсів,

η – середньоквадратичне відхилення періоду проходження імпульсів.

Наприклад, для імпульсного сигналу з верхньою граничною частотою 1 ГГц, з частотою повторення імпульсів 1 МГц, і кількістю накопичуваних імпульсів $N_R=10$, нестабільність періоду повторення імпульсів не повинна перевищувати значення $\eta = 35$ пс. Для накопичення 35 імпульсів повинна бути забезпечена нестабільність не гірше $10 \text{ пс} \geq \eta$.

Тому, щоб використовувати накопичення в стробоскопічній НШС приймальній системі ефективно, треба застосовувати обладнання із дуже високою стабільністю синхронізації. Якщо часова нестабільність велика, накопичення призводить до спотворення форми прийнятого сигналу і до збільшення його тривалості (вже в еквівалентному часі). Спотворення форми сигналу створюють додаткові труднощі для обробки радіолокаційних даних.

Таким чином, чим вище стабільність вимірювального обладнання, тим більшу кількість сигналів можна накопичувати без спотворення інформації, і, як результат, можна досягти збільшення енергетичного потенціалу радара.

Саме тому перш, ніж застосовувати аналогове накопичення, необхідно коректно оцінити величину нестабільності синхронізації.

1.4.4 Метод визначення джитера

В НШС імпульсній радіолокації для вимірювання джитера використовується метод, згідно з яким джитер розраховується з амплітудних помилок перетвореного сигналу [68, 69]. Для цього масив з декількох тисяч реалізацій сигналу усереднюється, і в результаті визначається, яким був би сигнал без шуму. В отриманому «ідеальному» сигналі на фронті або спаданні імпульсу – там, де спостерігається максимально швидка зміна амплітуди сигналу, в так званій показовій області, вибирається так звана показова точка (зазвичай – це середина показової області за амплітудою і часом), часові координати якої позначається t_0 . Для показової точки за «ідеальним» сигналом

визначаються усереднена амплітуда $\overline{V(t_0)}$ і похідна сигналу $V'(t_0)$. Для кожного сигналу з вихідного масиву обчислюється амплітудна помилка V_{er} , що дорівнює різниці амплітуд сигналу з реалізації ($V_i(t_0)$) і середнього значення в показовій точці: $V_{er} = V_i(t_0) - \overline{V(t_0)}$. Потім складається масив амплітудних помилок, і за цими даними розраховується джитер t_j як відношення амплітудної помилки до значення похідної сигналу в показовій точці:

$$t_j = V_{er} / V'(t_0). \quad (1.21)$$

В результаті цих перерахунків отримуємо масив джитера (часових помилок), за яким можна обчислити середньоквадратичне значення джитера і побудувати діаграму часових помилок синхронізації.

Такий метод дозволяє оцінювати нестабільність синхронізації приймача радіолокаційної системи без додаткового обладнання і витрат, що є прийнятним для більшості користувачів і розробників георадарів.

1.5 Вибір напрямку подальшого дослідження

Отже аналіз публікацій, присвячених дослідженням стробоскопічного перетворення, наявно демонструє, що стробоскопічне перетворення коротких імпульсних сигналів – це досить специфічна область експериментальної фізики, в якій працюють вузькоспеціалізовані фахівці. З іншого боку, досвід і певні напрацювання розробників прийомних систем для НШС радіолокаторів, як правило, залишаються ноу-хау компаній, в яких ці розробники працюють. Тому в науковій літературі обговорення проблем, пов'язаних із удосконаленням прийомних систем НШС локаторів, дуже обмежене. Така ситуація суттєво стримує прогрес в цій галузі. Це визначає необхідність проведення подальших поглиблених досліджень.

Світові сучасні потреби в цій галузі полягають в подальшому збільшенні енергетичного потенціалу НШС імпульсних радіолокаційних систем, а як найбільш перспективний шлях досягнення цього результату слід розглядати збільшення динамічного діапазону приймальної частини радіолокаторів шляхом зниження рівня шумів приймачів, приведених до входу, при збереженні заданої робочої смуги частот (чи параметрів перехідної характеристики).

Специфіка стробоскопічного перетворення обумовлює необхідність розробки нових, особливих методів, орієнтованих саме на застосування НШС імпульсних зондуючих сигналів, оскільки в цьому випадку методи зниження рівня шумів, що використовуються в вузькосмугових радіосистемах, здебільшого не є дієздатними або ефективними. Між тим, відомі підходи, які широко застосовуються в існуючих НШС радіолокаторах, до теперішнього часу, практично вичерпали себе, і потрібно шукати нові способи і варіанти побудови радіосистем, що дозволять досягти подальшого покращення шумових характеристик.

У зв'язку з цим одним з напрямів дослідження має бути пошук, аналіз, а також теоретична (на математичних моделях) і експериментальна (на експериментальних макетах) перевірка нових і вдосконалення відомих способів (методів) стробоскопічного перетворення, спрямованих на зменшення рівня шуму стробоскопічного перетворювача і, таким чином, розширення динамічного діапазону стробоскопічних прийомних систем.

Особливо слід відзначити той факт, що саме когерентне аналогове накопичення (максимально синхронне додавання вибірок) дозволяє значно знизити рівень шуму. Однак діючи на практиці системи синхронізації завжди тою чи іншою мірою нестабільні. В доступній літературі не вдалося знайти вичерпних відповідей на питання про вплив нестабільності синхронізації стробоскопічного перетворювача на результат перетворення. Тому такі систематизація і опис, що включає аналітичні залежності, результати чисельного моделювання та експериментальної перевірки встановлених

закономірностей, очевидно є необхідним.

З огляду на значний вплив нестабільності синхронізації стробперетворювача (джитера) на шуми та спотворення форми сигналу, що вносяться перетворювачем в процесі перетворення, а також різноманітність можливих способів побудови і схем стробоскопічних перетворювачів, необхідна верифікація і, якщо потрібно, удосконалення методів оцінки джитера, які дозволять визначати реальну нестабільність синхронізації для обраного варіанту перетворювача.

Одним з ключових параметрів стробоскопічного перетворення є тривалість вибірки. Саме цей параметр значною мірою визначає перехідну характеристику перетворювача (робочу смугу частот), коефіцієнт перетворення, чутливість і т. д. Настільки значний вплив стимулює до того, щоб оптимізувати цей параметр для досягнення найкращих показників радара як системи, наприклад, для підповерхневого зондування.

Базовим підходом щодо оцінки ефективності застосування запропонованих нових методів є теоретичне комп'ютерне моделювання процесу перетворення, що враховує особливості пропонованого підходу, і експерименти, які на практиці демонструють ефект від застосування таких методів. Але основні висновки щодо ефективності застосування нововведень слід робити після експериментальної перевірки побудованих відповідно до запропонованих методів нових стробоскопічних перетворювачів під час використання їх у складі робочої НШС імпульсної радіолокаційної системи.

Висновки до розділу 1

Незважаючи на досить тривалу історію і значний прогрес в поліпшенні технічних характеристик, стробоскопічні перетворювачі як і раніше потребують вдосконалення. Саме динамічний діапазон цих пристроїв визначає можливості і технічні характеристики НШС імпульсних радіолокаційних систем. Існує ряд

природних обмежень, обумовлених температурними шумами, дробовим шумом, флікер-шумом і ін. Існують також технічні обмеження, пов'язані з неідеальною сучасною елементною базою, що використовується в стробоскопічних перетворювачах. Зазначені обмеження слабо піддаються коригуванню. У зв'язку з цим, шляхом подальшого вдосконалення ключового елемента сучасних НШС імпульсних радіолокаторів – стробоскопічного перетворювача слід вважати вдосконалення самих методів побудови перетворювачів, а також пошук шляхів оптимального використання відомих базових схем, при якому досягається зниження рівня шуму, приведеного до входу приймача, і, відповідно, збільшення динамічного діапазону приймальної частини радара при збереженні заданої робочої смуги частот і лінійності перетворення.

Огляд наукової та науково-технічної літератури також показав, що когерентне аналогове накопичення залишається дієвим способом зниження рівня шумів, приведених до входу перетворювача. Однак в літературі не описано, як змінюються рівень шуму, приведений до входу перетворювача, і характеристики стробоскопічного перетворювача, які є обмеження на кількість накопичуваних сигналів, як вони пов'язані з параметрами складових частин стробоскопічного перетворювача (рис. 1.3) в тому випадку, коли використовується аналогове накопичення. Зокрема недослідженими залишаються такі важливі проблеми:

- визначення впливу тривалості часу накопичення заряду (тривалості вибірки) на вихідні характеристики стробоскопічного перетворювача;
- дослідження особливостей стробоскопічного перетворення за умов використання аналогового накопичення;
- дослідження впливу нестабільності синхронізації стробоскопічного перетворювач на шумові характеристики і спотворення форми імпульсу, що реєструється;
- коректне визначення відхилення часу синхронізації при формуванні стробуючих імпульсів (або джитера);

- розробка методів оптимізації параметрів стробоскопічного перетворення і перетворювача, які б дозволили підвищити чутливість приймача і, разом з цим, зберегти неспотвореною форму сигналу після перетворення;
- взагалі, актуальною є розробка та дослідження нових методів стробоскопічного перетворення, які б забезпечили зменшення рівня шумів і, в такий спосіб, підвищення чутливості НШС імпульсних радіолокаційних систем.

Вибір даної тематики темою дисертації обумовлений логікою розвитку системного аналізу і потребами практики, а також узгоджений із завданнями досліджень відділу радіофізичної інтроскопії ІРЕ ім. О. Я. Усикова НАН України, де була виконана ця робота.

РОЗДІЛ 2

ВПЛИВ ПРОЦЕСІВ, ЯКІ ВІДБУВАЮТЬСЯ ПІД ЧАС НАКОПИЧЕННЯ ЗАРЯДУ, НА РЕЗУЛЬТАТ СТРОБОСКОПІЧНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ

В процесі стробоскопічного перетворення здійснюється відбір частини енергії досліджуваного сигналу протягом короткого інтервалу часу – тривалості вибірки. Тому фізичні явища, які супроводжують накопичення і зберігання заряду, значною мірою визначають характеристики стробоскопічного перетворювача. Тривалість вибірки, крок дискретизації (або крок зчитування), нестабільність синхронізації, період стробування – це основні параметри стробоскопічного перетворення, які впливають на коефіцієнт передачі, перехідну характеристику, смугу робочих частот, чутливість перетворювача.

В даному розділі проаналізуємо як окремий, так і взаємообумовлений вплив згаданих чинників стробоскопічного перетворення на його результат і розглянемо шляхи покращення енергетичних характеристик перетворення та зменшення спотворення форми сигналу при перетворенні.

Оперуючи параметрами усереднення, дослідимо вплив тривалості вибірки на параметри перетвореного сигналу. Визначимо гранично допустимі тривалості вибірок для різних типів сигналів. Для цього в першому наближенні представимо перетворювач у вигляді суматора (накопичувача) і змоделюємо його роботу, як математичне усереднення.

У наступному наближенні, використовуючи модель стробоскопічного перетворювача у вигляді ключа з накопичувальною ємністю, дослідимо вплив аналогового накопичення, нестабільності синхронізації, тривалості вибірки на ПХ, коефіцієнт передачі перетворювача, оцінимо вплив втрат заряду на накопичувальній ємності на основні характеристики перетворювача.

Для перевірки теоретичних викладок порівняємо розраховані дані з результатами перетворення сигналів різної форми з варіацією тривалості вибірки і накопичення, отриманими в експериментах.

2.1 Стробоскопічне перетворення за умов збільшеної тривалості вибірки

Далі проаналізуємо ступінь спотворення форми імпульсного сигналу при стробоскопічному перетворенні зі збільшеною тривалістю вибірки від тривалості цієї вибірки. Для цього виконаємо чисельно-математичне моделювання процесу стробоскопічного перетворення за умов різних тривалостей вибірки, але з часовим зсувом, меншим за тривалість вибірки.

Оскільки при стробоскопічному перетворенні зі збільшеною тривалістю вибірки відбувається усереднення амплітуди сигналу в межах вибірки, а це веде до згладжування характерних змін амплітуди, які свідчать (в разі радіолокації) про наявність відбитого сигналу, то дуже важливим є з'ясування припустимого збільшення тривалості вибірки.

2.1.1 Цифрове усереднення в часовому вікні

Як правило НШС імпульсні радіовимірювальні системи, які використовують стробоскопічний метод реєстрації, будують так, щоб забезпечити якомога ширшу робочу смугу частот [58, 73, 74, 75]. Це зумовлено прагненням внести мінімум спотворень у перетворений сигнал і як можна точніше відобразити форму сигналу. Саме це і є основною метою застосування стробоскопічного перетворення в даному випадку. Для досягнення цієї мети потрібно здійснювати вибірки з сигналу так, щоб тривалість цих вибірок була якомога меншою. Чим менша тривалість вибірки (і ширша робоча смуга частот), тим точнішою є реєстрація форми сигналу. Але це справедливо тільки тоді, коли співвідношення сигнал/шум дуже велике.

Як вже згадувалось, чим коротша тривалість вибірки, тим більше шумів в перетвореному сигналі і якщо мова йде про реєстрацію сигналів малої амплітуди (коли співвідношення сигнал/шум мале), то шуми вже суттєво

впливають на результат реєстрації, спотворюючи форму перетвореного сигналу.

Придушення шумів шляхом усереднення. Припустимо, що мова йде про перетворювач у складі радіолокаційної системи, яка визначає відстань до об'єкта локації за часом приходу відбитого сигналу із застосуванням простого порогового детектора. Тоді важливим з точки зору отримання точної дальності є момент перетину сигналом певного амплітудного порога. Цей момент визначає час, необхідний зондуючому сигналу для поширення до об'єкта і назад, і, отже, дальність до об'єкта. Однак присутність шумів і завад у прийнятому сигналі призводить до того, що результат реєстрації (рис.2.1 б) виявляється сильно спотвореним в порівнянні з реальним сигналом (рис.2.1 а).

На рис.2.1 а) представлено експериментально отриманий реєстрований сигнал. Для того, щоб зменшити вплив шумів і перешкод, в даному випадку при реєстрації було виконано усереднення амплітуди зареєстрованого імпульсу за 100 прийнятими сигналами. Рисунок 2.1 б) – це результат реєстрації того ж імпульсу, але без усереднення. Тут явно видно випадкові викиди, обумовлені шумом. При реєстрації цього сигналу тривалість вибірки була мінімальною (позначимо її δ_i). Ця тривалість забезпечується стробоскопічним перетворювачем осцилографа С1-70 з блоками підсилювача 1У1700 і розгортки 1Р2700 і смугою робочих частот до 3,5 ГГц.

За умови малої тривалості вибірки (рис.2.1 б)) короткі випадкові шумові викиди амплітуди реєструються відповідно до їх амплітуд, і в результаті прийнятий сигнал реєструється з істотною складовою шуму.

Маючи масив даних перетвореного сигналу, можна в першому наближенні оцінити вплив збільшення тривалості вибірки на результат перетворення. Змоделюємо чисельно перетворення зі збільшеною тривалістю вибірки як усереднення за кількома відліками масиву.

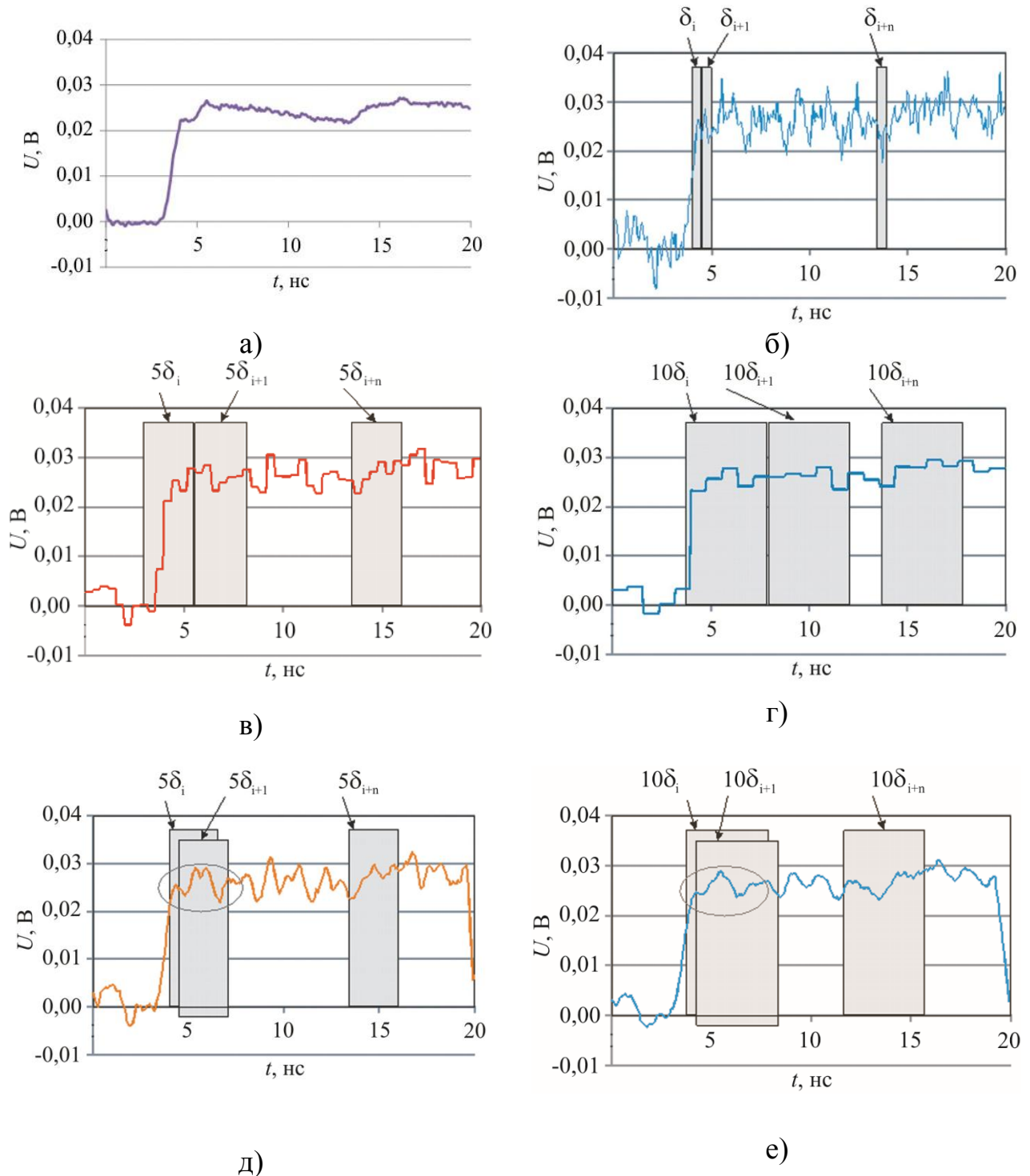


Рис. 2.1 Реєстрація сигналу з шумом при різних тривалостях вибірки
 а) контрольний сигнал (усереднений за 100 сигналам), б) $\delta_i = 1$ (одинична тривалість вибірки), в) $5\delta_i$ (п'ятикратна тривалість вибірки), г) $10\delta_i$ (десятикратна тривалість вибірки), д) усереднення в змінному вікні $5\delta_i$, е) усереднення в змінному вікні $10\delta_i$. (Часовий масштаб зображених на рисунках тривалостей вибірки і тривалості вибірки на епюрах показані умовно для ілюстрації.)

Якщо збільшити тривалість вибірки у 5 разів і реєструвати сигнал, що приймається, послідовно зсовуючи вибірку з кроком $5\delta_i$, то реєстрований сигнал прийме форму імпульсу, показаного на рис. 2.1 в). Завдяки усередненню випадкових викидів амплітуда відхилень від середнього значення сигналу зменшилася, але при цьому через те, що амплітуді сигналу протягом часового інтервалу в п'ять вибірок присвоюється середнє за п'ятьма вибірками значення, форма сигналу прийняла «ступінчастий» вигляд. Останнє ускладнює процедуру визначення часу, в який амплітуда сигналу досягає заданого значення. Точність часового положення прийнятого сигналу стає не кращою за тривалість вибірки, що, очевидно, погіршує характеристики радіолокаційної системи в цілому.

Для ілюстрації на рис. 2.1 г) представлений результат перетворення при збільшенні тривалості вибірки до $10\delta_i$. Відхилення від середнього значення стають меншими, але через більшу тривалість вибірки невизначеність моменту часу, коли амплітуда сигналу досягає заданого значення, стає ще більшою.

Для того, щоб згладити викликані шумом випадкові відхилення амплітуди зареєстрованого сигналу від середнього значення і, при цьому, на відміну від рис. 2.1 в), г) все ж зберегти плавність зміни амплітуди, можна скористатися методом усереднення в ковзному вікні. Цей метод зазвичай використовується для згладжування сигналів (придушення високочастотних шумів, спектр яких розташовується на частотній осі вище, ніж спектр інформаційного сигналу). Суть методу полягає в тому, що усереднення виконується у часовому інтервалі, що охоплює декілька вибірок, але кожний наступний відлік сигналу формується із зсувом на одну вибірку (рис. 2.1 в), г)). В результаті великі і короткі в часі випадкові відхилення амплітуди згладжуються, але усереднена амплітуда змінюється плавно.

Однак при такому підході слід приділяти особливу увагу правильності вибору тривалості часового інтервалу для усереднення. На рис. 2.1 в) показаний результат усереднення у ковзному вікні тривалістю $5\delta_i$. У обведений еліпсом частині сигналу явно видно 4 локальні максимуми амплітуди. Але якщо

тривалість часового вікна збільшити, наприклад, удвічі, то ці локальні максимуми згладжуються аж до зникнення. На рис. 2.1 г) показаний результат усереднення у ковзному вікні тривалістю $10\delta_i$. У обведеній частині кількість локальних максимумів стала меншою.

Отже, для збереження радіолокаційної інформації в сигналі і, при цьому, згладжування випадкових шумових відхилень амплітуди сигналу необхідно коректне задавання тривалості вікна усереднення.

2.1.2 Чисельне моделювання процесу стробоскопічного перетворення з вибірками різної тривалості

Використаємо в якості тестових однополярний імпульс (як приклад можна розглянути однополярний прямокутний, трапецеїдальний і гаусів імпульси), біполярний імпульс (пара прямокутних імпульсів взаємно протилежної полярності, похідна від гаусова імпульсу), послідовність з двох імпульсів, другий імпульс з'являється із деякою часовою затримкою після першого (моделює імпульс з відбиттям від близько розташованих об'єктів) [82]. Такі імпульси представляють більшість існуючих сигналів і типові для НШС радіолокаційних вимірювань [82].

Щоб з'ясувати основні закономірності процесу стробоскопічного перетворення зі збільшеною тривалістю вибірки, скористаємося математичною моделлю, що описується рівнянням згортки [76]:

$$U(\theta_n) = \int_{-\delta/2}^{\delta/2} u(t + nT_R + \theta_n + T_0) dt, \quad (2.1)$$

де $U(\theta_n)$ – усереднена амплітуда сигналу в момент часу θ_n ;

δ – тривалість вибірки (стробування);

T_R – період повторення імпульсів;

T_0 – часова затримка;

n – номер вибірки.

θ_n – набір дискретних часових відліків:

$$\theta_n = \Delta\vartheta \times n, \quad (2.2)$$

де $\Delta\vartheta$ – крок зчитування.

Розглянемо результат моделювання за формулою (2.1) процесу перетворення «прямокутного» імпульсу тривалістю 1 нс при тривалостях вибірки 0,1 нс, 0,5 нс, 1 нс, 2,5 нс (рис. 2.2 а)). В даному випадку абсолютні числові значення тривалостей підібрані так, щоб зручно перетворити їх у відносні величини і аналізувати результат перетворення, використовуючи як параметр відносну тривалість вибірки (відношення тривалості вибірки до тривалості імпульсу, що перетворюється).

При збільшенні тривалості вибірки від мінімальної з розглянутих (0,1) до тривалості вибірки, яка дорівнює половині (0,5) тривалості перетвореного імпульсу спостерігається збільшення тривалості переднього і заднього фронтів. Тривалість імпульсу на рівні 0,5 його амплітуди не змінюється. Видно, що при подальшому збільшенні тривалості вибірки до значень, що перевищують тривалість імпульсу, тривалість фронтів перетвореного імпульсу стає рівною тривалості перетвореного імпульсу, а тривалість плоскої вершини – різниці тривалості вибірки і тривалості перетвореного імпульсу. Тобто в процесі перетворення форма імпульсу трансформується від майже прямокутної до трапецієвидної, потім – трикутної і знову до трапецієвидної, в якій тривалість імпульсу на рівні 0,5 від його амплітуди збільшується.

Якщо ж імпульс, що перетворюється, біполярний (рис. 2.2 б)), то трансформація форми перетвореного сигналу в процесі його перетворення із застосуванням вибірок різної тривалості відбувається в наступному порядку. Якщо тривалість вибірки мала, перетворений сигнал повторює форму того, що

перетворюється. Збільшення тривалості вибірки призводить до збільшення тривалості фронтів. Коли ж тривалість вибірки порівнюється з тривалістю всього імпульсу, (пунктирна лінія для 0,5 нс на рис. 2.2 б)), прямокутні частини імпульсу стають трикутними. При подальшому зростанні тривалості вибірки перетворений сигнал перетворюється в пару трикутних імпульсів, між якими є ділянка з нульовою амплітудою. Тривалість цієї ділянки дорівнює різниці тривалості вибірки і тривалості всього вихідного імпульсу, що перетворюється.

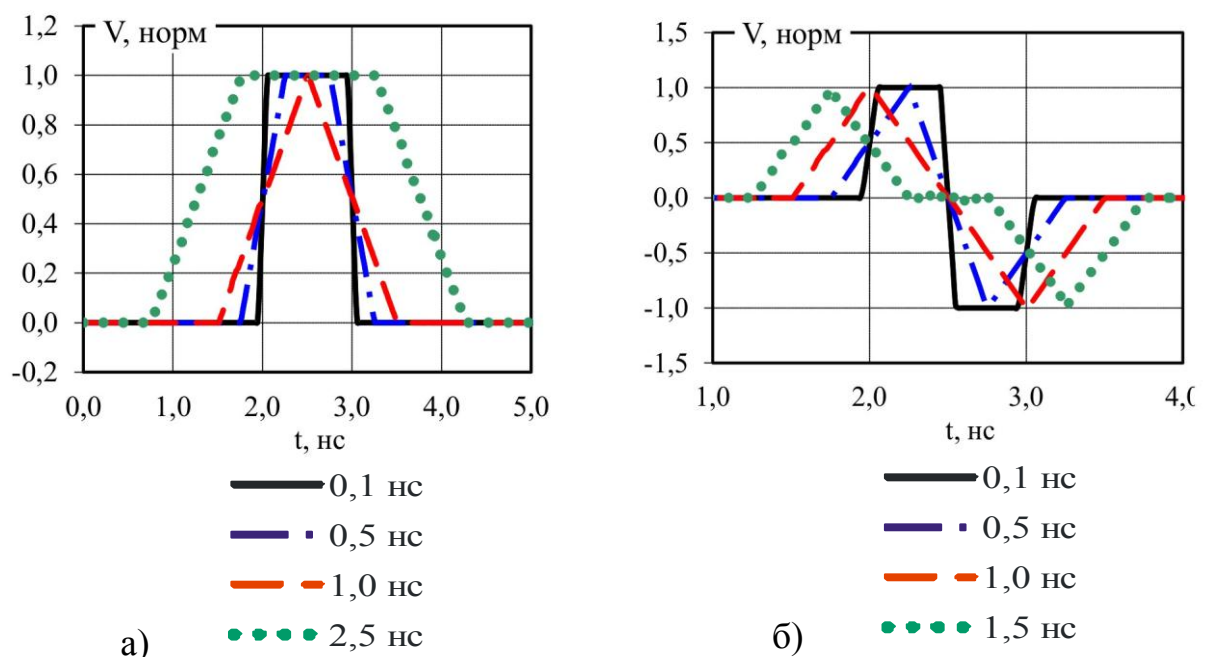


Рис. 2.2 Реєстрація сигналів «прямокутної» форми за умови різних тривалостей вибірки. Імпульси нормовані на максимум амплітуди перетвореного сигналу

Таким чином, розглянутий приклад демонструє не тільки те, що істотне збільшення тривалості вибірки призводить до значного спотворення форми перетвореного імпульсу в порівнянні з тим, що перетворюється, але і те, яким чином і чому спотворюється зареєстрований імпульс. У зв'язку з цим існують обмеження на припустиме збільшення тривалість вибірки при стробоскопічному перетворенні. Якщо потрібно мінімізувати спотворення форми імпульсу при перетворенні, тривалість вибірки не повинна

перевищувати тривалість найкоротшої однополярної частини сигналу, що реєструється.

Результати чисельного аналізу перетворення трапецієвидного імпульсу при виборі меншої або більшої тривалості вибірки зображені на рис. 2.3. Збільшення тривалості вибірки при стробоскопічному перетворенні однополярного трапецієвидного імпульсу призводить до деякого «згладжування» в інтервалах початку наростання і спаду фронтів імпульсу (рис. 2.3 а)), характерних для НЧ фільтрації. При цьому, чим більша тривалість вибірки, тим більш плавно наростає (спадає) фронт. Характерно також те, що тривалість імпульсу на рівні 0,5 максимуму його амплітуди не змінюється.

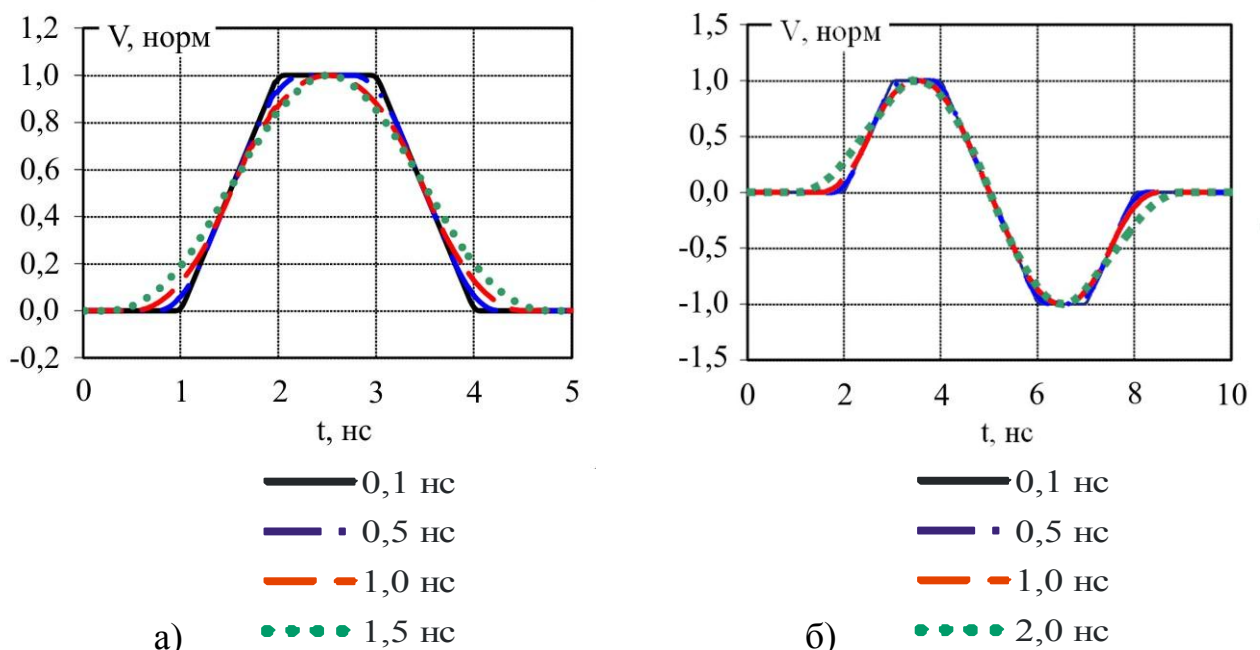


Рис. 2.3 Реєстрація імпульсу трапецієвидної форми за умов різних тривалостей вибірки. Імпульси нормовані на максимум амплітуди перетвореного сигналу

Особливістю стробоскопічного перетворення двохполярного імпульсу при використанні вибірок з різними тривалостями (рис. 2.3 б)) є те, що, незалежно від тривалості вибірки (при тих кількісних значеннях, які були взяті для аналізу), в інтервалі переходу амплітуди від однієї полярності до іншої

швидкість зміни амплітуди імпульсу (похідна за часом) залишається незмінною.

Така особливість стробоскопічного перетворення двохполярного імпульсу може бути вельми корисною для обробки сигналів у радіолокаційних системах (вимірювачах відстані). Дійсно, збільшення тривалості вибірки призводить до збільшення відношення сигнал - шум. Аналог цього – низькочастотна фільтрація, що погіршує роздільну здатність радара. Але, оскільки швидкість зміни амплітуди імпульсу залишається незмінною, то точність визначення часу, коли амплітуда перетинає нульове значення, зберігається.

Отже, аналіз процесу стробоскопічного перетворення імпульсних сигналів при використанні вибірок різної тривалості показав характерні трансформації форми перетвореного сигналу в порівнянні з тим, що перетворюється, і дозволив сформулювати критерій щодо визначення максимально допустимої тривалості вибірки, за якої форма імпульсу спотворюється в допустимих межах. Цей критерій – тривалість вибірки не повинна перевищувати тривалість найкоротшої однополярної частини імпульсу, що реєструється.

2.2 Аналогове накопичення

В цьому параграфі обговорюються результати дослідження впливу аналогового накопичення сигналів на такі характеристики стробоскопічного перетворювача, як коефіцієнт передачі, перехідна характеристика, робоча смуга частот.

Аналоговим накопиченням при стробоскопічному перетворенні будемо вважати процес, при якому накопичувальна ємність стробоскопічного перетворювача дозаряджується (порозряджується) кілька разів при повторному

стробуванні періодично повторюваного імпульсу на одній і тій самій ділянці часової шкали (відносно початку вікна спостереження).

2.2.1 Моделювання процесу аналогового накопичення

Якби елементи, з яких складається стробоскопічний перетворювач, були ідеальними: ключ мав би нульовий опір у відкритій фазі і нескінченний опір при розмиканні, накопичувальний конденсатор не мав би витоків, а до виходу перетворювача підключався б наступний каскад з нескінченним вхідним опором, то процес аналогового накопичення описувався б простим рівнянням заряду накопичувальної ємності через вихідний опір джерела сигналу, що перетворюється. Однак в реальних схемах елементи неідеальні, що призводить до необхідності враховувати їх основні характеристики, які впливають на процес і результат перетворення.

Для оцінки впливу аналогового накопичення сигналів на характеристики стробоскопічного перетворювача скористаємося еквівалентною схемою стробоскопічного перетворювача, зображеною на рис. 2.4. Для чисельного моделювання процесу стробоскопічного перетворення з аналоговим накопиченням, було створено відповідну програму з використанням мови програмування Python [77].

В еквівалентній схемі (рис. 2.4) діодний змішувач представлений у вигляді ключа S , який замикається на короткий час δ . Протягом цього часу до накопичувальної ємності C_H через опір R_L (вихідний опір зовнішнього джерела сигналу) прикладається напруга $U(t)$. При цьому ємність C_H заряджається, якщо до замикання ключа напруга на ємності була меншою від напруги сигналу, або розряджається, якщо до замикання ключа ця напруга була більшою. Протягом часу між подальшими вибірками T_R , який називається

часом зберігання, ємність втрачає частину заряду внаслідок струмів витоку через високоомний опір буферного підсилювального каскаду R_B [13, 61].

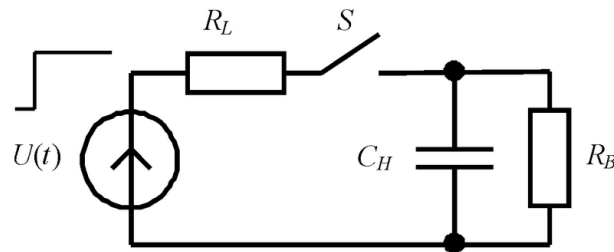


Рис. 2.4 Еквівалентна схема стробоскопічного змішувача

Для математичного опису процесів заряду і розряду накопичувальної ємності під час вибірки і зберігання скористаємося лінійним неоднорідним диференціальним рівнянням першого порядку [14]:

$$\begin{cases} \frac{dv_n^i}{dt} + \frac{v_n^i}{\tau} = \frac{U(t)}{\tau}, \\ v_{0n}^i = v_n^{i-1} \left(T_n + \frac{\delta}{2} \right) \cdot \exp\left(-\frac{T_R}{R_B C_H} \right), \\ t_{0n} = T_n - \frac{\delta}{2}, \quad t_{1n} = T_n + \frac{\delta}{2}, \end{cases} \quad (2.3)$$

де $U(t)$ – сигнал, що подається до входу перетворювача;

$\tau = R_L \times C_H$ – стала часу заряду накопичувальної ємності;

R_L – еквівалентний опір стробоскопічного змішувача;

C_H – ємність накопичувальної ємності;

R_B – опір буферного підсилювача, в якому також може враховуватися струм витоку через діод змішувача в стані, коли діод закритий (ключ S роз'єднаний);

множник $\exp\left(-\frac{T_R}{R_B C_H}\right)$ описує розряд накопичувальної ємності під час фази зберігання заряду, яка триває час T_R – період повторення імпульсів.

Завдяки експонентному множнику в другому рівнянні системи (2.3) враховано струм витоку через опір буферного підсилювача.

Для моделювання процесу стробоскопічного перетворення задамо часове вікно T , в якому виконується реєстрація імпульсного сигналу, який має вигляд σ -функції («сходинок»). Усе вікно розділимо на N однакових інтервалів часу δ . В кожному n -му інтервалі ($1 \leq n \leq N$) здійснимо вибірку з сигналу (рис. 2.5).

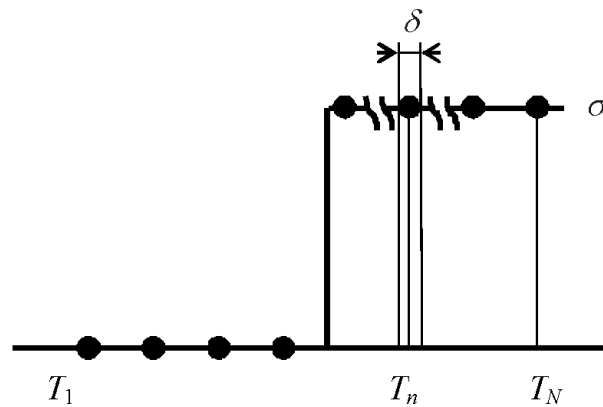


Рис. 2.5 Стробування вхідного сигналу, який має вигляд σ -функції

Відповідно до цього опису в системі (2.3) символом T_n позначено момент часу, якому відповідає вибірка з сигналу за номером n .

Індекс $1 \leq i \leq I$ у системі (2.3) позначає змінну аналогового накопичення.

Для кожного T_n за допомогою (2.3) з початковою умовою v_{0n}^i на інтервалі (t_{0n}, t_{1n}) з використанням методу Рунге-Кутта обчислимо кінцеву величину напруги v_n , збережену на C_H , задану кількість I разів.

За допомогою системи (2.3), виконаємо комп'ютерне моделювання процесу перетворення вхідного сигналу, що має вигляд σ -функції (рис. 2.5) в часовому вікні 10 нс, для $N = 256$. Результатом перетворення такого вхідного імпульсу є не що інше, як перехідна характеристика перетворювача.

На рис. 2.6 а) показано результат розрахунків для $\delta = 0,1$ нс і кількості накопичень $I = 1, 2, \dots, 10$. Як видно з графіків, зі збільшенням I перетворений сигнал за формою наближається до перепаду напруги, що свідчить про зменшення часу наростання ПХ і, відповідно, про розширення робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача в діапазон більш високих частот.

Однак при збільшенні тривалості вибірки до $\delta = 0,5$ нс вплив накопичення стає непомітним. Відмінність між імпульсом, перетвореним з аналоговим накопиченням, і імпульсом, при реєстрації якого накопичення не використовувалося, зникає (рис. 2.6 б).

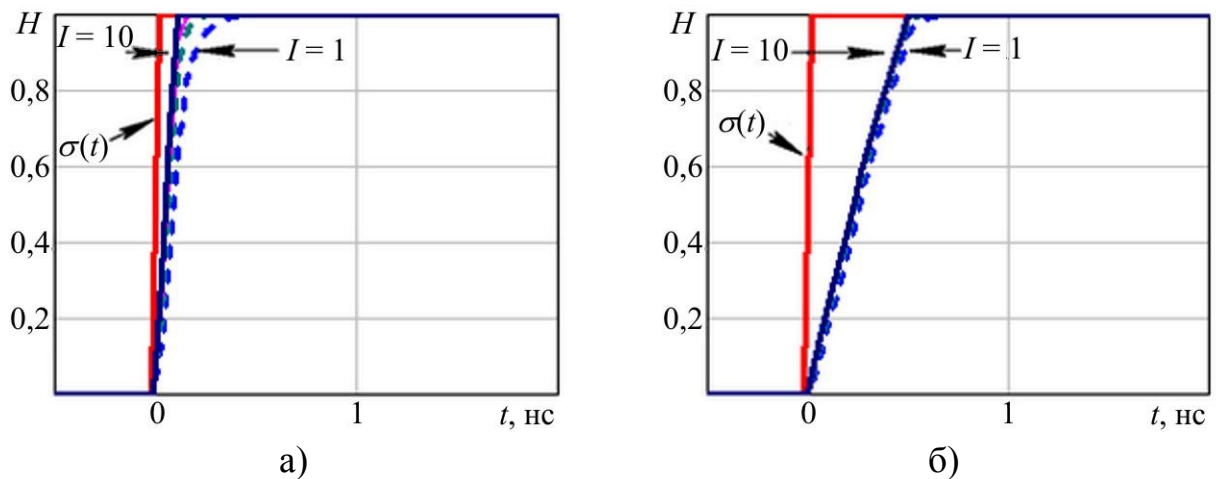


Рис. 2.6 Нормовані на максимум амплітуди перехідні характеристики H при $\delta = 0,1$ нс (а) і $\delta = 0,5$ нс (б)

Важливо відзначити, що при збільшенні числа накопичень до максимального з обраного набору (в даному випадку $I=10$), час наростання перетвореного імпульсу «сходінки» наближається до тривалості вибірки δ .

Більш детально залежності часу наростання ПХ від параметрів I , δ показано на рис. 2.7 а). Графіки наочно демонструють, що аналогове накопичення сприяє зменшенню часу наростання ПХ. Особливо значний вплив спостерігається в інтервалі малих значень тривалості вибірки. Якщо відносна тривалість вибірки становить 0,1, то додавання навіть однієї порції заряду від другої вибірки зменшує час наростання ПХ майже у 1,5 рази. Подальше

збільшення кількості накопичуваних сигналів також веде до зменшення часу наростання ПХ.

На рис. 2.7 б) показані відповідні графіки залежностей робочої смуги частот перетворювача від тривалості вибірки при накопиченні 1, 2, 3 і 10. Значення ширини робочої смуги частот ΔF отримані за відомими формулами [78], які встановлюють зв'язок між імпульсною характеристикою і амплітудно-частотною характеристикою пристрою. Величини ΔF для графіків взято на рівні -3 дБ від максимуму амплітудно-частотної характеристики.

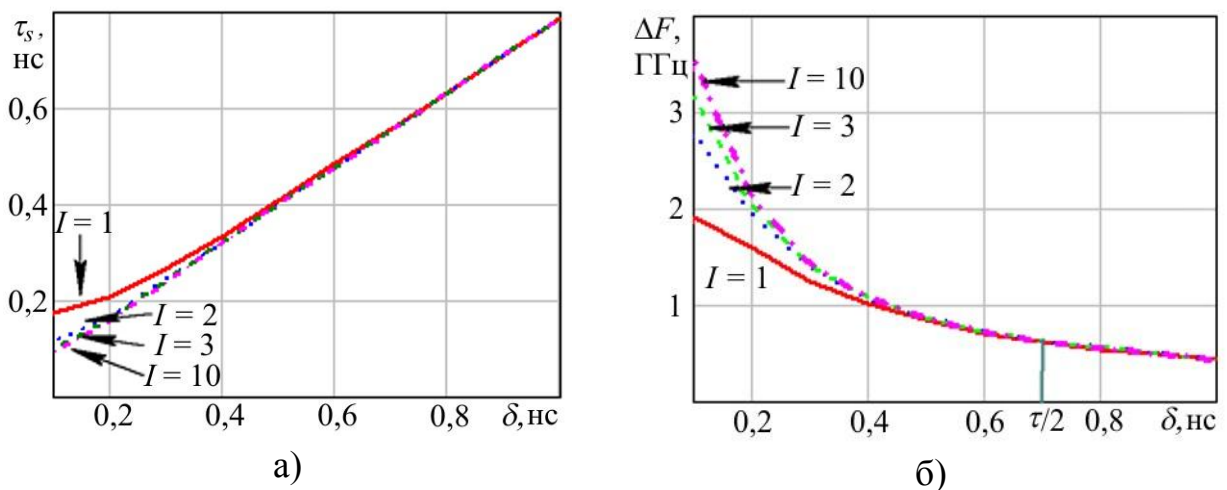


Рис. 2.7 Залежності часу наростання ПХ (а) і робочої смуги частот (б) від тривалості вибірки для $I = \{1; 2; 3; 10\}$

З графіків рис. 2.7 видно, що вплив аналогового накопичення на ПХ і, відповідно, на ширину робочої смуги частот ΔF збільшується зі зменшенням δ . Так, для $\delta = 0,4$ нс величина ΔF змінюється тільки на 0,1 ГГц при зміні кількості накопичень від $I = 1$ до $I = 10$, в той час, як для $\delta = 0,1$ нс ΔF змінюється на 1,5 ГГц (майже в 1,75 рази).

Це пояснюється тим, що при тривалостях вибірок, значення яких є порівняними або більшим ніж стала часу заряду накопичувальної ємності $\delta \geq \tau/2$, накопичувальна ємність заряджається до рівня напруги, що відповідає миттєвому значенню напруги вхідного імпульсу, за меншу кількість повторень стробування. А при $\delta \ll \tau/2$, щоб дозарядити накопичувальну

ємність, необхідна більша кількість вибірок. При цьому ефект від застосування аналогового накопичення більш значний.

Для того, щоб кількісно оцінити ступінь розширення робочої смуги частот, використаємо параметр $\Delta(I) = \frac{\Delta F(I) - \Delta F(I=1)}{\Delta F(I=1)} \cdot 100\%$, який показує відносне розширення робочої смуги частот в залежності від числа накопичень I . Тут $\Delta F(I)$ – робоча смуга частот при заданих I і δ , $\Delta F(I=1)$ – робоча смуга частот при роботі в режимі «без накопичення». Графіки на рис. 2.8 демонструють, при яких значеннях δ аналогове накопичення найбільше впливає на розширення $\Delta(I)$ у відсотках.

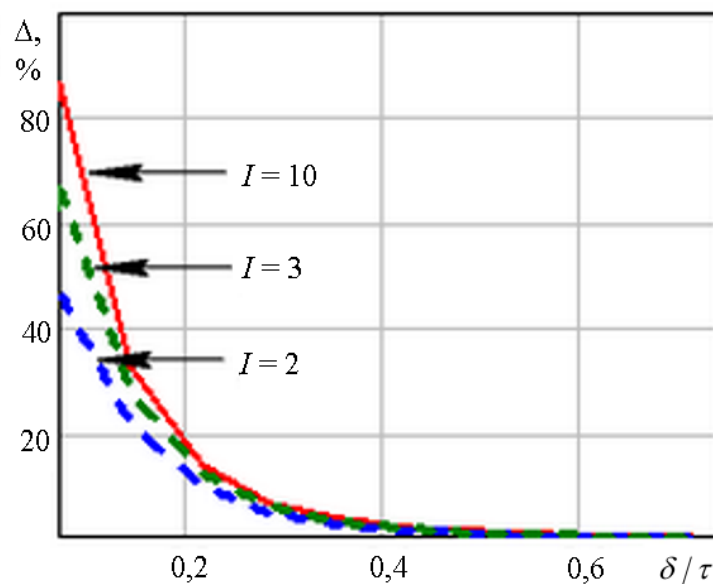


Рис. 2.8 Вплив аналогового накопичення на ширину робочої смуги частот при $I = \{2; 3; 10\}$

Як видно, при $\delta/\tau = 0,5$ внесок в Δ від накопичення несуттєвий, в той час як при вибірках $\delta/\tau = 0,1$ відносна робоча смуга частот Δ значно розширюється і досягає 80 % при $I = 10$.

Вплив струму витоку на коефіцієнт передачі. Якщо змінювати δ , залишивши постійним значення $I = 3$, отримаємо набір кривих, зображених на рис. 2.9. Показані перетворені сигнали при різних δ в діапазоні від 0,1 до 1 нс.

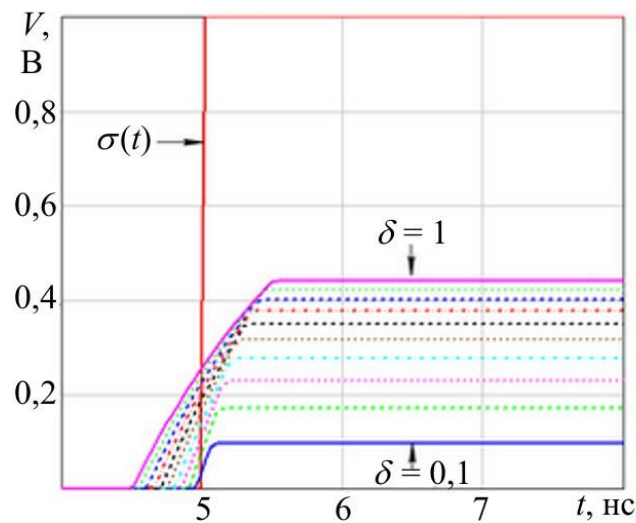


Рис. 2.9 Перетворення перепаду напруги при $\delta \in [0,1; 1]$ нс

Видно, що при перетворенні імпульсу, який має часову залежність у вигляді σ -функції, тривалість вибірки визначає коефіцієнт передачі стробоскопічного змішувача. Передбачалося, що приріст заряду на ємності C_H має відбуватися доти, поки потенціали ємності і джерела сигналу не зрівняються. Однак на рис. 2.9 цього не спостерігається. Причиною тому є струм витоку, обумовлений R_B . Разом з опором R_L вони задають баланс між зарядом, що надходить до C_H , і зарядом, що йде з неї протягом одного періоду повторень. Тому кожній тривалості вибірки відповідає своє значення амплітуди перетвореного імпульсу, що і демонструють епюри рис. 2.9 горизонтальними ділянками для різних значень тривалостей вибірки.

З одного боку, кількість заряду, що надходить до C_H за час тривалості вибірки δ , є такою:

$$\Delta Q_1 \approx \frac{U_1(t)}{R_L} \delta. \quad (2.4)$$

З іншого боку, в інтервалі між стробуваннями накопичувальна ємність C_H розряджається, що веде до зменшення напруги на ній. Протягом інтервалу часу між стробуваннями з накопичувальної ємності через опір R_B йде заряд

$$\Delta Q_2 \approx \frac{U_2(t)}{R_B} T. \quad (2.5)$$

У сталому режимі, коли досягається баланс потоків енергії, кількість заряду, що надходить за один період повторення до накопичувальної ємності, дорівнює кількості заряду, що йде з неї.

$$\frac{U_1(t)}{R_L} \delta = \frac{U_2(t)}{R_B} T. \quad (2.6)$$

Отже, щоб відбувалося збільшення напруги під час аналогового накопичення від періоду до періоду, повинна виконуватися умова:

$$\frac{\delta}{R_L} > \frac{T}{R_B}. \quad (2.7)$$

У разі, коли ліва і права частини (2.7) рівні, або коли ліва частина менша правої, аналогове накопичення неможливо.

Таким чином, чисельне моделювання процесу стробоскопічного перетворення з аналоговим накопиченням показує, що в такому режимі спостерігається розширення робочої смуги частот стробоскопічного змішувача. Найбільший ефект від аналогового накопичення (розширення на 80 % при $I = 10$) спостерігається при тривалості вибірки, набагато меншій за τ . Отримано також критерій (2.7), який дозволяє оцінити, чи можливо аналогове накопичення в тому, чи іншому змішувачі.

2.2.2 Експериментальні дослідження

Для вимірювання часу наростання перехідної характеристики пристрою необхідно на його вхід подати перепад напруги, тривалість фронту якого дуже мала в порівнянні з часом наростання ПХ. Але на практиці буває складно сформувати перепад напруги з настільки малим часом наростання, щоб можна було вважати цей перепад тестовим сигналом типу σ -функції. Тому, коли час наростання ПХ зрівнюється з тривалістю фронту тестового сигналу, оцінити параметри ПХ можна за допомогою рівняння (2.8) [13]:

$$(\tau_s)^2 \approx (t_m)^2 - (t_f)^2, \quad (2.8)$$

де τ_s – час наростання перехідної характеристики;

t_m – виміряне значення часу наростання фронту імпульсу;

t_f – тривалість фронту імпульсу.

В подальшому експериментальному дослідженні використано стробоскопічний перетворювач із діодною схемою змішувача, що працює в режимі "без скидання" накопиченого заряду і без дозаряда накопичувальної ємності через зворотні зв'язки.

Для експериментального визначення часу наростання перехідної характеристики і, відповідно, смуги робочих частот стробоскопічного перетворювача подамо на його вхід імпульсний сигнал у вигляді перепаду напруги (точніше імпульс, тривалість якого істотно перевищує час спостереження) амплітудою 140 мВ і тривалістю фронту 100 пс.

Структурну схему вимірювальної установки представлено на рис. 2.10. (Основою вимірювальної установки є складові георадара, розроблені автором дисертаційної роботи.) В експериментах синхронізація часу надходження сигналу до входу приймача і часу стробування здійснювалась за допомогою цифрової лінії затримки 3. Цифрова лінія затримки забезпечує цифрове

регулювання затримки синхроімпульсів у діапазоні затримок від 0 нс до 40 нс з кроком 10 пс і нестабільністю синхронізації не більше 3 пс. Цифровий блок управління 1 формує синхроімпульси з частотою 100 кГц для запуску генератора імпульсів 2 і приймає цифрові дані від 16-розрядного аналого-цифрового перетворювача 5, які передає в комп'ютер через Ethernet-порт (рис. 2.10).

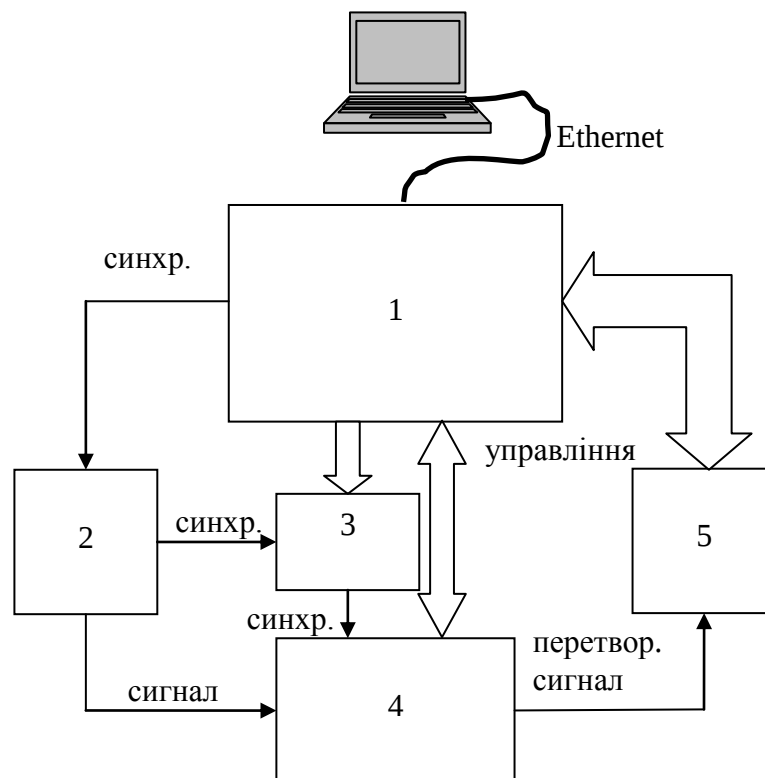


Рис. 2.10 Структурна схема обладнання для вимірювань. 1 – цифровий блок управління, 2 – генератор імпульсів, 3 – цифрова лінія затримки, 4 – стробоскопічний перетворювач, 5 – аналого-цифровий перетворювач

В ході експерименту за допомогою цифрового блоку управління 1 здійснюється зміна тривалості стробімпульсу Δt , а також встановлення необхідної затримки синхроімпульсу за допомогою цифрової лінії затримки. Крім того, в процесі вимірювань можна встановлювати кількість накопичень I в заданому діапазоні (наприклад, від 1 до 10).

Перехідна характеристика і ширина робочої смуги частот перетворювача. Перетворення сигналу з коротким фронтом дозволяє оцінити час наростання перехідної характеристики перетворювача [61]. Наприклад, на рис. 2.11 показані експериментально зареєстровані перетворені перепади напруги за умов різної кількості накопичень, якщо тривалість стробімпульсу дорівнює $\Delta t = 170$ пс. Як видно з рисунка, зі збільшенням кількості накопичень тривалість фронту перетвореного перепаду напруги зменшується, що й спостерігалось при моделюванні процесу перетворення перепаду напруги.

Слід зазначити, що кількість накопичень не впливає на максимальну амплітуду перетвореного перепаду напруги. Отже, кількість аналогових накопичень не впливає на коефіцієнт передачі досліджуваного змішувача.

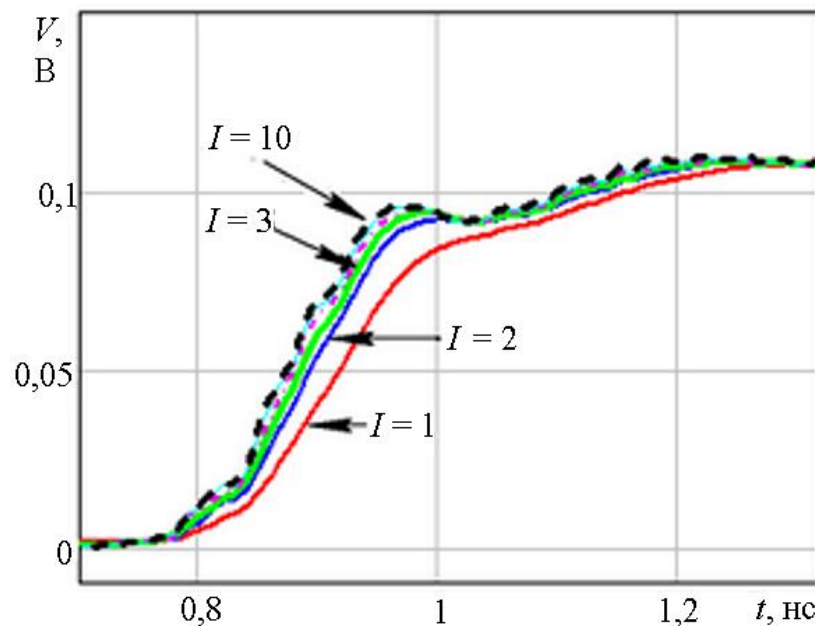


Рис. 2.11 Фронт імпульсу при $I = \{1; 2; 3; 10\}$ і тривалості стробімпульсу 170 пс

Для визначення τ_s і побудови залежності τ_s від тривалості стробімпульсу Δt для заданого числа накопичень використано вираз (2.8). На рис. 2.12 показано залежності $\tau_s(\Delta t)$ при $I = 1, 2, 3$ і 10. Також на рис. 2.12 б) наведено робочі смуги частот, що забезпечуються при $I = 1, 2, 3$ і 10.

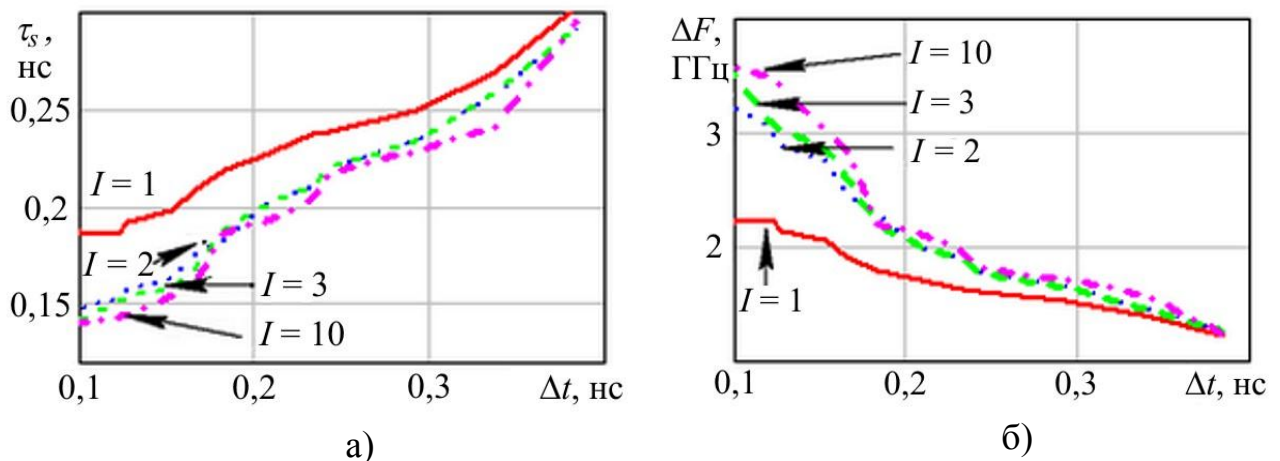


Рис. 2.12 Залежності часу наростання ПХ (а) і робочої смуги частот (б) від тривалості стробімпульсу і кількості накопичень I

В експериментально отриманих залежностях $\tau_s(\Delta t, I)$ та $\Delta F(\Delta t, I)$ (рис. 2.12), як і в теоретичних (рис. 2.7), спостерігається тенденція до зменшення впливу накопичення при збільшенні тривалості стробімпульсу. Нерівномірність залежностей τ_s і ΔF від Δt пов'язана з похибками вимірювання тривалості стробімпульсу і з тим, що у відкритому стані (під дією стробімпульсу) діод має нелінійну залежність опору від часу, що призводить до похибки в оцінці тривалості вибірки.

Коефіцієнт передачі змішувача. Як показують розрахунки і дані експерименту, коефіцієнт передачі $K = U_{\text{ввых}} / U_{\text{вх}}$ (де $U_{\text{вх}}$ – амплітуда імпульсу на вході змішувача, $U_{\text{ввых}}$ – вимірювана напруга на виході змішувача) обраного для дослідження стробоскопічного змішувача не залежить від кількості накопичень. На рис. 2.13 показано розраховані і експериментальні залежності коефіцієнта передачі від тривалості вибірки (для розрахунків) і тривалості стробімпульсу (для експерименту).

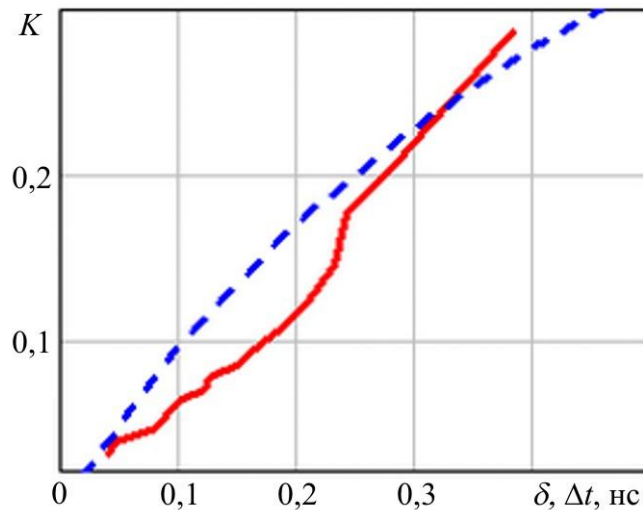


Рис. 2.13 Коефіцієнт передачі, розрахована залежність $K(\delta)$ – (штрихова лінія) і експериментальна залежність $K(\Delta t)$ (суцільна лінія)

Графіки (рис.2.13) швидше якісно показують тенденцію зростання коефіцієнта передачі стробоскопічного змішувача при збільшенні тривалості стробімпульсу. З графіків також видно, що зі зменшенням тривалості вибірки до 200 пс (і менше) збільшується відмінність значень $K(\delta)$ і $K(\Delta t)$. Причина такої розбіжності пов'язана як із похибкою при вимірюванні тривалості таких коротких стробімпульсів, так і з тим, що в обраній математичній моделі не було взято до уваги залежність опору діода від амплітуди стробімпульсу.

2.2.3 Висновки

Таким чином, виконане в п. 2.2 чисельне моделювання процесу стробоскопічного перетворення сигналів при аналоговому накопиченні (в перетворювачі без скидання накопиченого заряду і без слідкуючих зав'язків) показує, що аналогове накопичення призводить до зменшення часу наростання перехідної характеристики стробоскопічного перетворювача і, відповідно, до розширення його робочої смуги частот. Це проявляється тоді, коли тривалість вибірки мала в порівнянні зі сталою часу заряду накопичувальної ємності. Так, при тривалості вибірки, яка на порядок менша ніж стала часу заряду

накопичувальної ємності, робоча смуга розширюється на 1,5 ГГц при 10 накопиченнях, що становить 75% від значення робочої смуги в режимі роботи змішувача без накопичення. У той самий час, при тривалості вибірки, яка досягає половини значення сталої часу заряду накопичувальної ємності, вплив аналогового накопичення на смугу робочих частот практично відсутній.

Експерименти з визначення властивостей стробоскопічного перетворення сигналів з аналоговим накопиченням, в якому передбачена можливість регулювання тривалості стробімпульсу (наприклад, в межах від 0,1 до 0,4 нс), підтвердили коректність розрахунків. Як і при моделюванні, в експерименті спостерігалось розширення смуги робочих частот перетворювача внаслідок застосування аналогового накопичення при тривалостях стробімпульсу, набагато менших значення сталої часу заряду накопичувальної ємності змішувача. Відповідно для тривалості вибірок від 0,1 до 0,4 нс обрана теоретична модель стробоскопічного перетворювача дозволяє отримати достовірні дані щодо характеристик стробоскопічного перетворювача.

2.3 Нестабільність синхронізації. Джитер

Для НШС імпульсної радіолокації, де використовуються сигнали нано- та субнаносекундної тривалості, навіть невелика в абсолютних значеннях часу нестабільність (навіть частина наносекунди) може значно спотворити результат радіолокаційних вимірювань. В оглядовій частині дисертації в параграфі 1.4.4 відзначено, що саме висока стабільність вимірювального обладнання забезпечує можливість використовувати більшу кількість сигналів для накопичення без ризику спотворення форми імпульсу і, як результат, створюються передумови для істотного збільшення енергетичного потенціалу радара. Саме тому коректна оцінка джитера є вкрай важливою.

В роботах [68, 69] описано метод оцінки джитера на підставі реєстрованих амплітудних помилок. Однак автори не конкретизували діапазони

параметрів для коректного застосування цього методу, а спроби його використання на практиці показали розбіжності між оцінками і реальними даними. Тому перш, ніж використовувати даний метод для оцінки джитера, потрібна його верифікація щодо універсальності і застосовності для стробоскопічних перетворювачів різних типів.

2.3.1 Стробоскопічне перетворення з урахуванням впливу джитера

Для порівняння результатів оцінки джитера різними методами, а також для з'ясування коректності визначення джитера через амплітудні помилки виконаємо математичне моделювання процесу перетворення сигналу з джитером стробоскопічними перетворювачами з повним і неповним зарядом накопичувальної ємності. Скористаємося моделлю стробоскопічного перетворювача, еквівалентна схема якого представлена на рис. 2.4. Оскільки в даному дослідженні істотну роль відіграють також процеси заряду / розряду накопичувальної ємності C_H , розглянута модель враховує втрати заряду накопичувальної ємності, які відбуваються внаслідок витоку через опір буферного підсилювача R_B . Інші параметри: форма вольт-амперної характеристики діода, паразитні параметри та ін. вважаються однаковими для перетворювачів обох типів і, в даному випадку, істотно не впливають на досліджуваний процес перетворення.

Ця модель описується лінійним неоднорідним диференціальним рівнянням першого порядку (2.3). Щоб врахувати джитер, в граничні умови цього рівняння введемо випадкову для кожної n -ї вибірки величину t_{er}^n – часову помилку синхронізації, яка і є джитером. При цьому вирази для граничних умов приймуть вигляд

$$\begin{aligned} t_{0n} &= T_n - \frac{\delta}{2} + t_{er}^n, \\ t_{1n} &= T_n + \frac{\delta}{2} + t_{er}^n. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Будемо вважати, що джитер має нормальний закон розподілу, тому функція щільності ймовірності параметра t_{er} теж описується цим законом, а рівень джитера σ_r визначимо як середньоквадратичне відхилення t_{er} .

Чисельний аналіз. Як вхідний сигнал візьмемо одиничний перепад напруги з часом наростання фронту $\Theta = 1$ нс (рис. 2.14). У подальших розрахунках часові параметри будемо нормувати на час наростання фронту вхідного сигналу Θ , а величини напруги – на амплітуду вхідного сигналу V . Для спрощення подальшого аналізу і подібності оцінок результатів у позначеннях на малюнках також будемо використовувати нормовані величини.

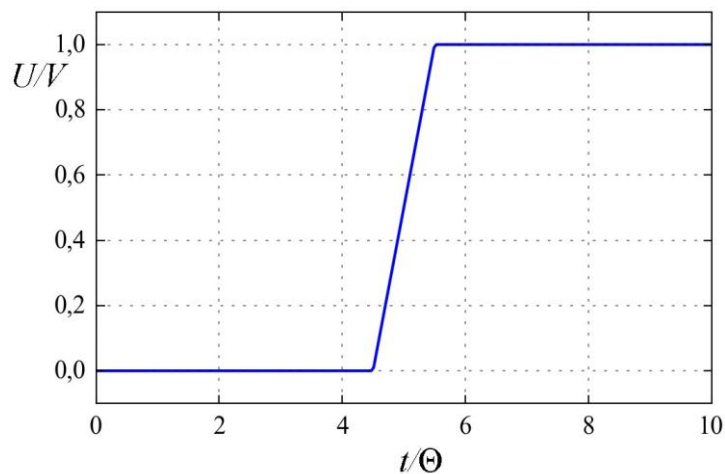


Рис. 2.14 Сигнал на вході перетворювача

За допомогою математичної моделі на прикладі результатів розрахунків розглянемо перетворення одиничного перепаду з тривалістю вибірок, які приймають дискретні значення в діапазоні від $0,1 \Theta$ до $0,5 \Theta$, і додаванням джитера, рівень якого (σ_r) варіюватимемо в межах від $0,01 \Theta$ до 1Θ .

На рис. 2.15 показано набір перетворених імпульсів (аналог ай-діаграм [79]) при $\sigma_r = 0,08 \Theta$.

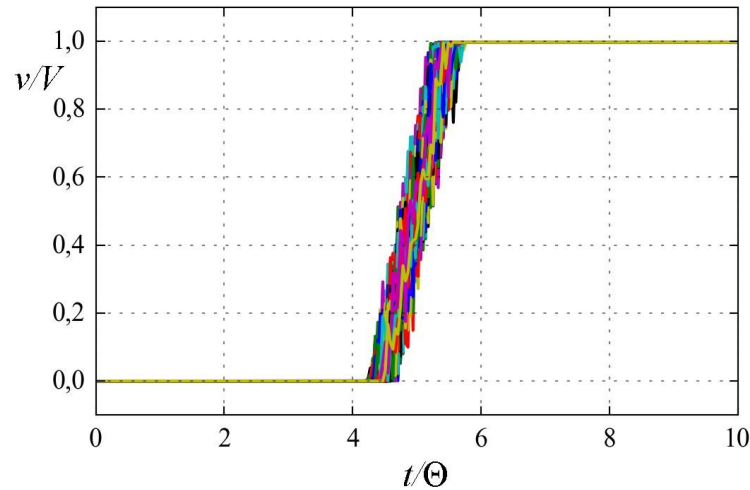


Рис. 2.15 Набір перетворених сигналів

Виконаємо розрахунок для 1000 перетворених сигналів з однаковими тривалостями вибірки і рівнями джитера σ_r . Використання такого масиву сигналів за умов статистичного усереднення дозволяє зменшити рівень шуму більше ніж в 30 раз, що є достатнім для проведення подальших розрахунків.

На рис. 2.16 для порівняння показано, як змінюється середньоквадратичне відхилення амплітудних помилок перетвореного сигналу σ_{Ver} в разі повного (рис. 2.16 а) і неповного (рис. 2.16 б) заряду накопичувальної ємності при різних рівнях джитера. Приклад відповідає тривалості вибірки, що дорівнює $0,1 \Theta$.

Добре видно, що існує інтервал Δt (рис. 2.16), де середньоквадратичне відхилення σ_{Ver} не змінюється. Цей інтервал Δt звужується з ростом рівня джитера. Відповідно до методики, описаної в [68], саме в цій області вибираються показові точки (див. параграф 1.4.4), і саме для цієї області характерний нормальний розподіл амплітудних помилок V_{er} , подібний розподілу джитера (параметра t_{er}).

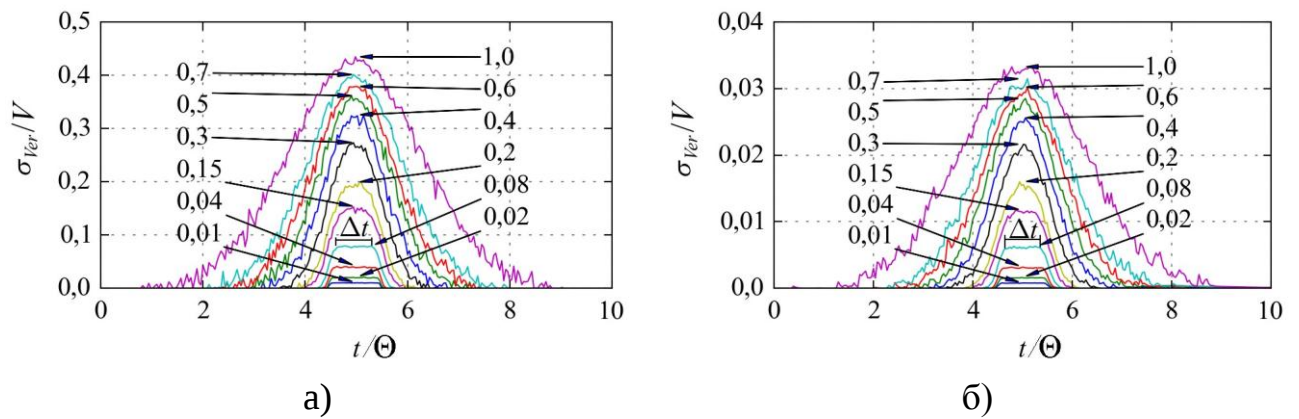


Рис. 2.16 Середньоквадратичні відхилення амплітудної помилки при рівнях джитера σ_r від $0,01 \Theta$ до 1Θ при перетворенні з повним (а) і неповним (б) зарядом накопичувальної ємності

Щоб проілюструвати це, розглянемо гістограми розподілу амплітудних помилок (рис. 2.17). Так, при рівні джитера порядку $0,15 \Theta$ розподіл амплітудних помилок для точок в показовій області ще носить нормальний характер, в той час як при джитері $\sigma_r = 0,3 \Theta$ навіть для точки в середині фронту сигналу форма розподілу амплітудних помилок відрізняється від нормального розподілу, що свідчить про те, що показова область починає зникати.

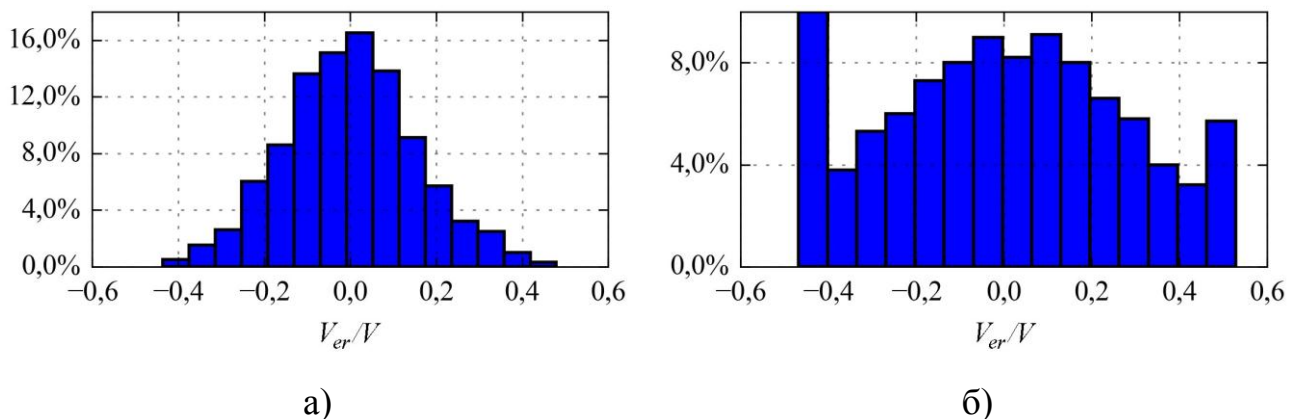


Рис. 2.17 Гістограми розподілу амплітудної помилки:
а) $\sigma_r = 0,15 \Theta$; б) $\sigma_r = 0,3 \Theta$

Важливо зазначити, що для низки величин σ_r показова область взагалі відсутня – форма розподілу амплітудних помилок для всіх точок фронту

сигналу відрізняється від розподілу джитера. Отже, при цих рівнях джитера розглянутий метод дає некоректну оцінку статистичних величин. Цей факт необхідно враховувати при подальших розрахунках.

Таким чином, слід обмежуватися тим набором параметрів σ_r , за яких ще існує часовий проміжок, де форма розподілу амплітудних помилок така ж, як і в розподілі джитера.

На рис. 2.18 показано, як змінюється ширина показової області при збільшенні рівня джитера. В даному прикладі тривалість вибірки обрано рівною $0,1 \Theta$. З графіка видно, що зі збільшенням джитера показова область звужується від $0,9 \Theta$ до $0,4 \Theta$ і при рівні джитера $\sigma_r = 0,15 \Theta$, що дещо перевищує тривалість вибірки, досягає мінімуму.

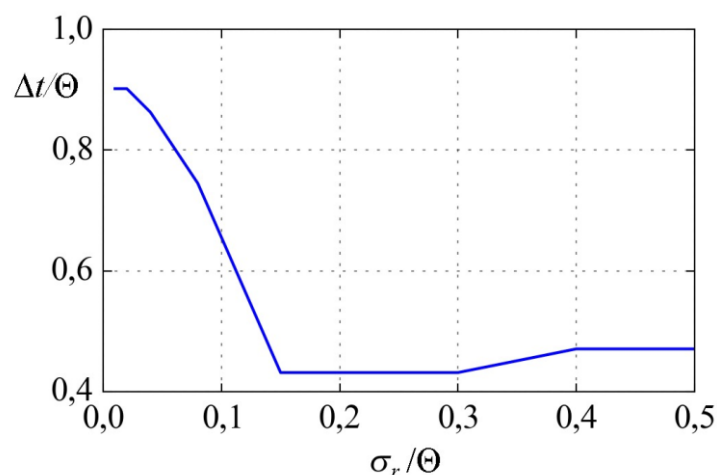


Рис. 2.18 Залежність ширини показової області від рівня джитера для випадку стробоскопічного перетворення з повним зарядом накопичувальної ємності

При рівні джитера порядку $0,15 \Theta$ статистичний розподіл часових помилок знаходиться в області $\pm 0,45 \Theta$ («правило трьох сигм», яке звучить так: «практично всі значення нормально розподіленої випадкової величини знаходяться в інтервалі $(\bar{x} - 3\sigma; \bar{x} + 3\sigma)$ ») [80].

При $\sigma_r > 0,15 \Theta$ область розподілу ймовірності джитера (у всіх точках фронту сигналу) захоплює області сигналу з різкою зміною похідної. Тому з ростом рівня джитера вплив цих ділянок на статистичні величини, такі як середньоквадратичне відхилення і середнє значення, зростає. Отже, метод оцінки джитера через амплітудні помилки дає коректні результати лише для випадків, коли $\sigma_r < \Theta/6$.

Для визначення області параметрів, в якій метод дає вірні значення, показова точка вибиралася в середині фронту сигналу. На рис. 2.19 представлені результати порівняння перерахованих рівнів джитера σ_j (середньоквадратичного відхилення джитера t_j , обчисленого за формулою (1.21), і рівнів джитера, заданих при моделюванні, для наборів тривалості вибірок від $0,1 \Theta$ до $0,5 \Theta$.

Як впливає з графіка рис. 2.19 а), що відповідає випадку, коли відбувається повний заряд накопичувальної ємності, розрахунок джитера через амплітудні помилки дає коректну оцінку тільки при рівнях джитера менших $0,15 \Theta$. В діапазоні зміни джитера від 0 до $0,15 \Theta$ маємо $\sigma_r \approx \sigma_j$. Зі збільшенням рівня джитера похибка оцінки зростає. Цей результат ще раз підтверджує правильність критерію $\sigma_r < \Theta/6$.

За умов стробоскопічного перетворення в режимі з неповним зарядом накопичувальної ємності метод оцінки джитера дає невірні результати: $\sigma_r \neq \sigma_j$. (рис. 2.19 б). Величини перерахованого джитера зменшені для всіх тривалостей вибірки і наближаються до дійсних значень джитера лише при найбільшій тривалості вибірки.

Причиною такої поведінки є аналогове усереднення амплітудних помилок. Воно відбувається через те, що, на відміну від режиму з повним зарядом, коли накопичувальна ємність заряджається відразу (після першого стробування) до амплітуди сигналу на вході змішувача, в режимі неповного заряду накопичувальна ємність заряджається поступово за низку періодів

стробування. Отже перетворювач має властивості суматора-накопичувача, який «згладжує» стрибки амплітуди сигналу, викликані нестабільністю синхронізації.

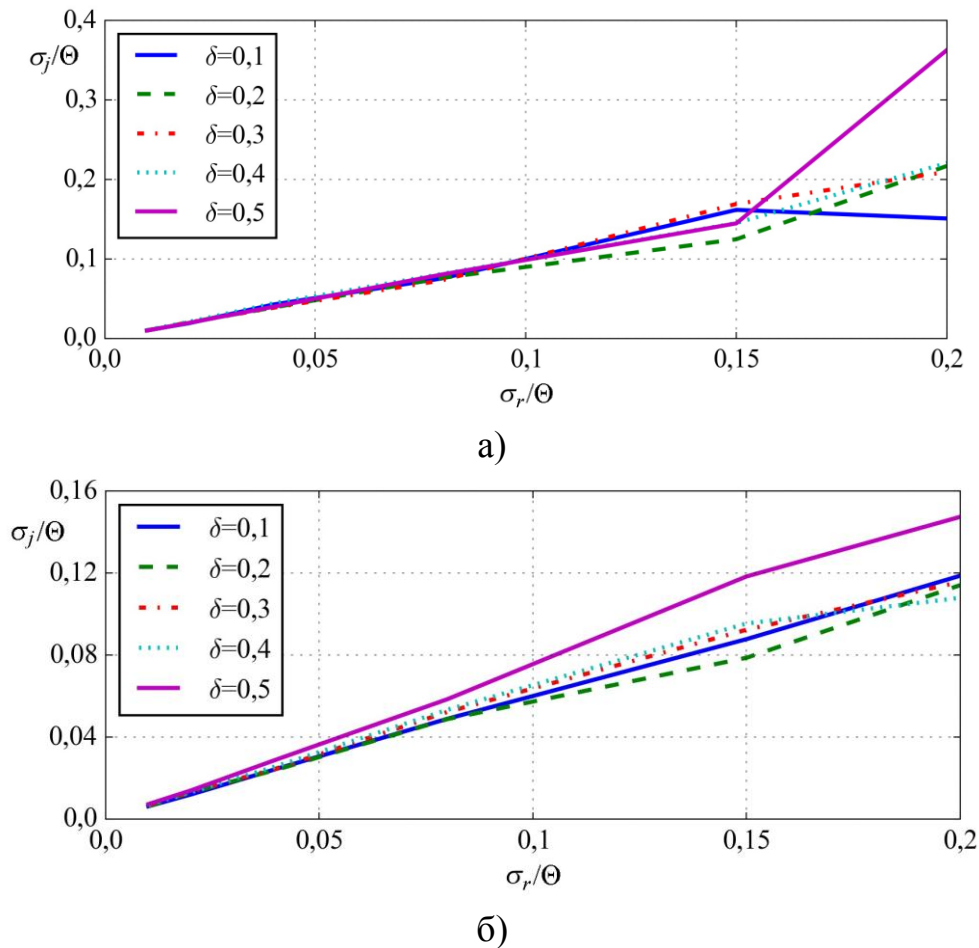


Рис. 2.19 Залежність розрахованого рівня джитера σ_j від наперед заданого σ_r для режимів стробоскопічного перетворення з повним (а) і неповним (б) зарядом накопичувальної ємності за умов $\delta = 0,1 \div 0,5 \Theta$

2.3.2 Корекція методу оцінки джитера

Як показано вище, відомий метод оцінки джитер, заснований на аналізі амплітудних помилок [68, 69], є коректним тільки для оцінки характеристик стробперетворювачів з повним зарядом накопичувальної ємності і лише у

визначеному діапазоні співвідношень джитера до тривалості найкоротшої ділянки імпульсу. Однак у разі, коли використовується режим стробоскопічного перетворення з неповним зарядом накопичувальної ємності, амплітуда сигналу на виході перетворювача визначається тим, наскільки була заряджена накопичувальна ємність впродовж попередніх вибірок. Отже, метод визначення джитера через амплітудні помилки для режиму з неповним зарядом накопичувальної ємності не є абсолютно коректним і вимагає уточнення.

Проаналізуємо, яким чином впливає недозарядження накопичувальної ємності на амплітуду перетвореного імпульсу. Для цього спочатку використаємо метод математичного (чисельного) моделювання. Процес перетворення сигналу в разі неповного заряду накопичувальної ємності можна описати таким виразом [61]:

$$V_n = \mathcal{G}V_{n-1} + k(U_n - \mathcal{G}V_{n-1}), \quad (2.10)$$

де V_n – напруга на накопичувальній ємності після n -го стробування;

V_{n-1} – напруга на накопичувальній ємності після $(n - 1)$ -го стробування;

$\mathcal{G}$ – коефіцієнт втрат перетворювача (в даному випадку замінимо його множителем, який описує струм витоку в (2.3): $\mathcal{G} = \exp\left(-\frac{T_R}{R_B C_H}\right)$;

k – коефіцієнт передачі перетворювача;

U_n – напруга на виході джерела сигналу в момент n -го стробування.

Складова $\mathcal{G}V_{n-1}$ в (2.10) описує залишкову напругу, яка була на накопичувальній ємності перед n -м стробуванням, а складова $k(U_n - \mathcal{G}V_{n-1})$ описує збільшення напруги на накопичувальній ємності під час n -го стробування.

Використовуючи вираз (2.10), знаходимо U_n :

$$U_n = \frac{V_n + (k-1)gV_{n-1}}{k}. \quad (2.11)$$

Вираз (2.11) показує, що значення амплітуди сигналу, що діє на вході перетворювача в момент n -го стробування, можна відновити, знаючи перетворену напругу від n -го стробування і перетворену напругу перед n -м стробуванням. Процедура (2.11) дозволяє кількісно скорегувати результат стробоскопічного перетворення у режимі з неповним зарядом накопичувальної ємності, і, тим самим, забезпечити можливість коректної оцінки джитера за методом, що використовується для перетворення з повним зарядом.

На рис. 2.20 показані графіки залежностей розрахованих рівнів джитера від заданих рівнів джитера при моделюванні значень з урахуванням відновлення амплітуди сигналу в показовій точці з використанням виразу (2.11).

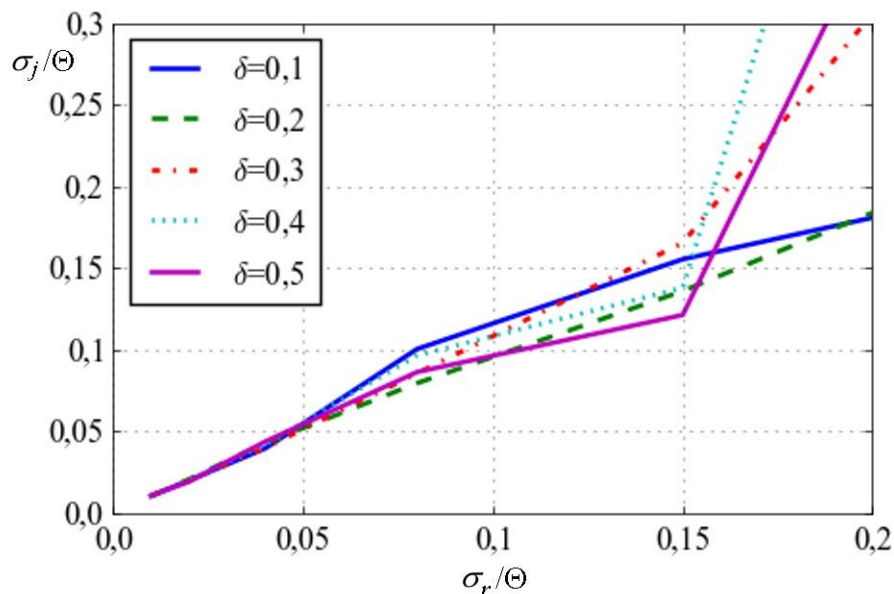


Рис. 2.20 Перерахований рівень джитера при тривалості вибірки від 0,1 до 0,5

Видно, що після процедури відновлення амплітуди сигналу із застосуванням (2.11) метод оцінки джитера дає адекватне співвідношення між розрахованим і заданим значеннями (в діапазоні зміни джитера $0 \div 0,15$ маємо $\sigma_r \approx \sigma_j$). Як і в разі оцінки джитера при стробоскопічному перетворенні з

повним зарядом, так і в даному випадку похибка методу зростає зі збільшенням рівня джитера, що обумовлено звуженням показової області.

Таким чином, використання корекції, запропонованої в (2.11), дозволило удосконалити метод визначення нестабільності синхронізації для стробоскопічних перетворювачів з неповним зарядом накопичувальної ємності.

2.3.3 Синхронізація стробоскопічного приймача радара

Оскільки вимоги до точності синхронізації стробоскопічного перетворювача із джерелом реєстрованого сигналу дуже високі, то там, де це можливо, доцільно мінімізувати кількість проміжних елементів, кожен з яких характеризується своєю нестабільністю синхронізації, і синхронізувати, наприклад, початок часового вікна реєстрації сигналу безпосередньо з генератором цього сигналу. У разі практичного використання стробоскопічного змішувача в складі НШС імпульсного радара, для синхронізації пропонується використовувати частину енергії самого зонduючого імпульсу.

Для експериментальної перевірки правильності скоригованого методу оцінки джитера скористаємося НШС імпульсним радаром, в якому є стробоскопічний змішувач із цифровою лінією затримки, синхронізованою безпосередньо від зонduючого сигналу. Виконаємо оцінку часової нестабільності синхронізації приймача за методикою, описаною вище (і в [68]). На рис. 2.21 показано розподіл часових помилок синхронізації приймача георадара, обчислений за масивом з 500 зареєстрованих сигналів. Сигнали реєструвалися з кроком дискретизації 10 пс по 512 вибірок у сигналі.

Вид отриманого розподілу близький до нормального, що свідчить про правильність запропонованого методу корекції визначення нестабільності синхронізації стробоскопічного перетворювача з неповним зарядом накопичувальної ємності, використаного в радарі.

Слід додати, що, відповідно до зроблених оцінок, практично досягнуте середньоквадратичне значення джитера не перевищує 3 пс, що створює передумови для створення точних вимірювальних систем на його основі.

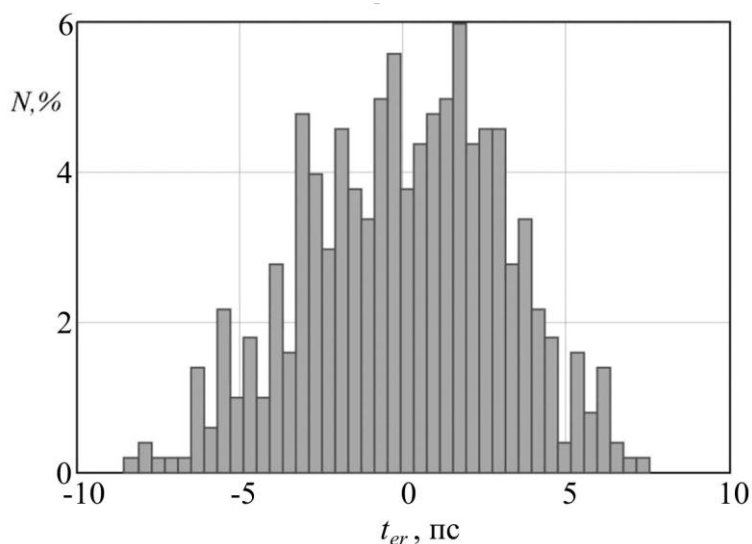


Рис. 2.21 Розподіл часових помилок синхронізації приймача георадара

2.3.4 Висновки

Таким чином, результати теоретичного аналізу і експериментальні дані щодо стробоскопічного перетворення з урахуванням джитера показали, що існуючі підходи до оцінки джитера не універсальні і вимагають верифікації для різних стробоскопічних перетворювачів. Використовуваний до теперішнього часу *метод оцінки джитера за амплітудними помилками* вірний для перетворення з повним зарядом накопичувальної ємності і тільки тоді, коли тривалість фронту сигналу велика в порівнянні з нестабільністю синхронізації стробперетворювача. Зі збільшенням джитера, коли його середньоквадратичне значення стає більше шостої частини фронту, цей метод дає некоректні результати.

З'ясувалось, що пряме застосування методу оцінки джитера за амплітудними помилками для випадку перетворення з неповним зарядом накопичувальної ємності принципово дає некоректні результати. Але цей метод можна застосовувати після відновлення амплітуди сигналу, наприклад, так, як

запропоновано в (2.11) – обчислюючи реальну амплітуду за двома сусідніми вибірками з урахуванням коефіцієнта передачі і коефіцієнта втрат змішувача стробоскопічного перетворювача.

Уточнений в такий спосіб метод оцінки джитера дає коректні значення джитера також і для випадку перетворення з неповним зарядом накопичувальної ємності.

2.4 Стробоскопічне перетворення з вибірками різної тривалості і аналоговим накопиченням. Експеримент

На початку розділу 2 як теоретично, так і за результатами усереднення експериментально зареєстрованих імпульсів було показано, що збільшення тривалості вибірки при стробоскопічному перетворенні сприяє збільшенню співвідношення сигнал/шум, а також зростанню коефіцієнта перетворення. І те, і інше призводить до підвищення чутливості стробоскопічного приймача і бажаного розширення динамічного діапазону.

Природно, виникає питання, до яких значень допустимо збільшувати тривалість вибірки. Метою експериментальних досліджень, результати яких представлені нижче, є верифікація результатів чисельного аналізу, а також з'ясування, наскільки істотним є вплив параметрів реального стробоскопічного перетворювача (форма стробімпульсу, шуми, ВАХ діода перетворювача, накопичувальна ємність, опір витоку та ін.) на результат перетворення з різними тривалостями вибірок, а також досліджено вплив аналогового накопичення на характеристики перетворювача.

2.4.1 Методика проведення експерименту

Вибір тестових сигналів. Оскільки дослідження дисертації безпосередньо пов'язані зі створенням радіолокаційних систем

підповерхневого зондування, для проведення експериментальних досліджень були використані типові імпульси, які найбільш часто зустрічаються в практиці радіолокації.

- *Імпульс гаусової форми* (гаусіан), який зазвичай використовується для рефлектометрії в лініях передачі. Такий імпульс формувався за допомогою генератора на діодах з накопиченням заряду [81].
- *Імпульс, близький за формою до похідної функції Гауса* (інша назва такого імпульсу – моноімпульс). Цей вид імпульсів не містить в своєму спектрі складової постійного струму і тому є типовим для НШС імпульсних радіолокаційних систем [82]. В межах тривалості всього сигналу напруга імпульсу має як позитивну, так і негативну полярність. В експериментах такий імпульс формувався за допомогою короткозамкненої лінії [83].
- *Імпульс з «відбиттям»*, що моделює сигнал, який реєструється при відбитті зондуючого імпульсу поля від близько розташованих границь. Розгляд стробоскопічного перетворення такого виду імпульсів є важливим з точки зору оцінки ступеня впливу спотворень форми імпульсу в процесі реєстрації на роздільну здатність радіолокатора підповерхневого зондування. (Критерій роздільної здатності радіолокатора за дальністю [84], який використовується в радіолокації – можливість роздільного спостереження двох цілей, і можливість роздільного спостереження двох суміжних імпульсів – це є, по суті, одне і те саме.). Для формування такого імпульсу використана лінія з розімкненим відгалуженням.

Генератор стробімпульсів зі змінною тривалістю. Щоб забезпечити апаратну частину експериментальних досліджень дисертації (і георадари, що розробляються) генераторами стробімпульсів із тривалістю від десятків до сотень пікосекунд, було розроблено відповідну схему і виготовлено генератори.

У перетворювачі застосовано генератор стробімпульсів, зібраний із використанням діодів з накопиченням заряду (ДНЗ) [85]. Особливість генераторів даного типу в тому, що за допомогою керуючого струму, що протікає через ДНЗ, можна регулювати тривалість сформованого стробімпульсу.

Схема генератора стробімпульсів представлена на рис. 2.22.

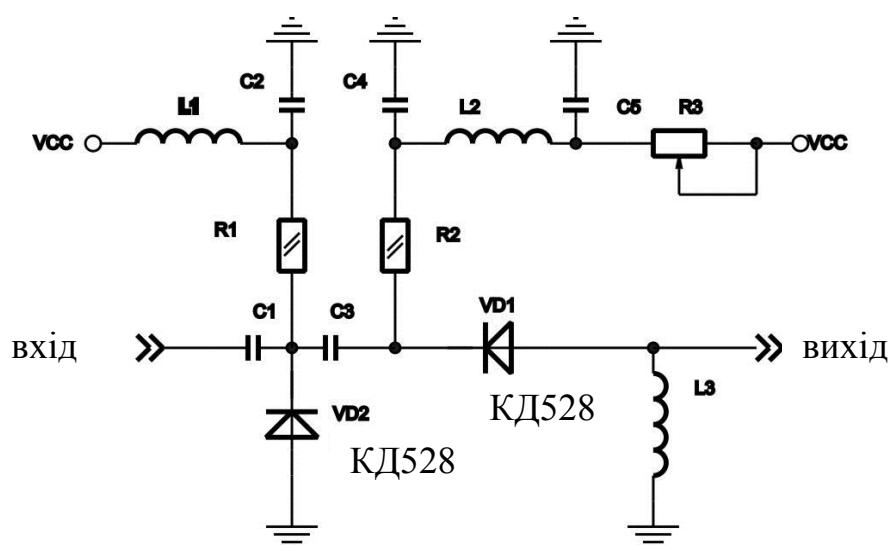


Рис. 2.22 Схема генератора стробімпульсів, побудованого із застосуванням ДНЗ

На рис. 2.23 показані епюри стробімпульсів, зареєстровані з використанням осцилографа С1-70 з вимірювальним блоком Я40-1700, при різних керуючих токах, що протікають через ДНЗ.

Тривалості стробімпульсів Δt вимірювалася за рівнем напруги, близьким до рівня відкривання діода змішувача ($V=0,7$ В). Саме цим рівнем визначається тривалість вибірки, що забезпечується змішувальним діодом. При зміні керуючого струму від 1 мА до 2 мА діапазон зміни Δt знаходиться в межах від 100 пс до 400 пс.

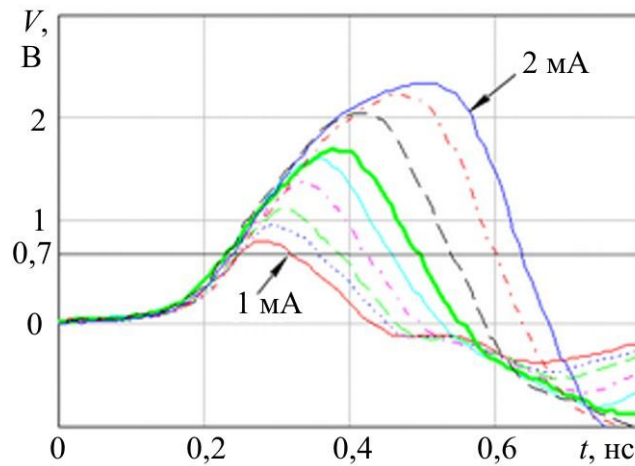


Рис. 2.23 Регулювання тривалості стробімпульсу керуючим струмом від 1 мА до 2 мА

2.4.2 Результати експериментів

Імпульс гаусової форми. На рис. 2.24 показано приклад перетвореного імпульсу. (На цьому і наступних графіках амплітудні значення нормувалися на максимальне значення, а часові – на тривалість імпульсу, виміряну на рівні 0,5 амплітуди імпульсу). Видно, що зі збільшенням тривалості вибірки амплітуда перетвореного імпульсу зростає, що свідчить про збільшення коефіцієнта

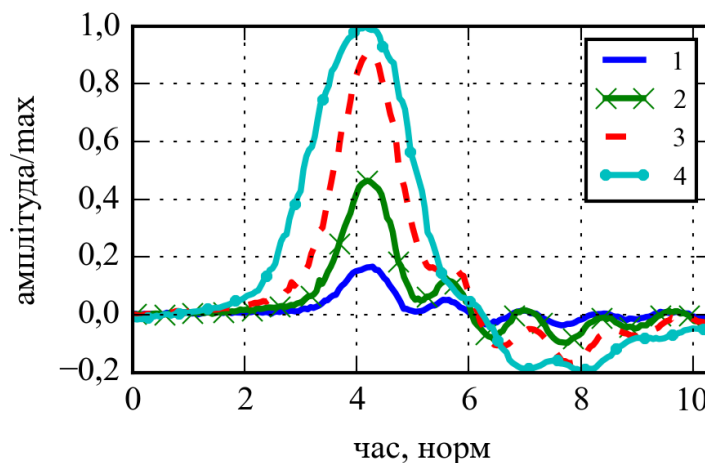


Рис. 2.24 Форма перетвореного гаусового імпульсу при відносних тривалостях вибірки (нормованих на тривалість імпульсу):
1 – 0,4; 2 – 0,6; 3 – 1,1; 4 – 2,3

передачі. Разом з цим спостерігається збільшення тривалості перетвореного імпульсу.

Тривалість вибірки – амплітуда. На рис. 2.25 показано залежність пікової амплітуди перетвореного імпульсу від відносної тривалості вибірки при збільшенні останньої в межах від 0,3 до 2. Фактично – це залежність коефіцієнта перетворення стробоскопічного перетворювача від тривалості вибірки. При зміні відносної тривалості вибірки від 0,3 до 1,5, відносна амплітуда перетвореного імпульсу зростає від 0,1 до 1. Оскільки при відносній тривалості вибірки 1,5 практично вся енергія реєстрованого імпульсу виявляється локалізованою в межах вибірки, то подальше збільшення тривалості вибірки не призводить до збільшення амплітуди перетвореного імпульсу. Криві на графіку стають практично горизонтальними.

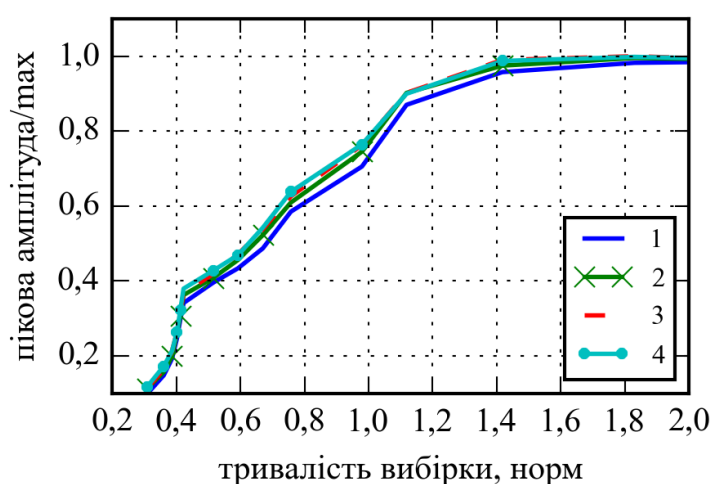


Рис. 2.25 Залежність відносної пікової амплітуди перетвореного імпульсу від відносної тривалості вибірки при аналоговому накопиченні:
1 – 1, 2 – 3, 3 – 5, 4 – 7

Аналогове накопичення – амплітуда. Графіки рис. 2.25 також демонструють, що аналогове накопичення більш істотно впливає на пікову амплітуду при тривалості вибірок, які дорівнюють половині або більше тривалості імпульсу. Графіки залежностей відносних значень пікових амплітуд від відносної тривалості вибірки досягають максимальних значень при

тривалості вибірки близько до 1,5 від тривалості імпульсу, коли вся енергія імпульсу, що перетворюється, інтегрується в пристрої вибірки та зберігання протягом однієї вибірки.

Зауважимо, що цей ефект зростання амплітуди перетвореного імпульсу при застосуванні аналогового накопичення є характерним саме для перетворення імпульсів, тривалість яких близька до тривалості вибірки.

Тривалість вибірки – спотворення форми перетвореного імпульсу. Відносна тривалість перетвореного імпульсу також змінюється зі збільшенням тривалості вибірки. На рис. 2.26 показані криві, що ілюструють залежність відносної тривалості перетвореного імпульсу від відносної тривалості вибірки при різних значеннях кількості накопичень в процесі реєстрації. Видно, що вплив тривалості вибірки на форму перетвореного сигналу починає проявлятися при тривалості вибірок, які дорівнюють половині тривалості імпульсу. Якщо ж в ході стробоскопічного перетворення здійснюється ще й аналогове накопичення, то збільшення тривалості перетвореного імпульсу в порівнянні з тим, що перетворюється, проявляється при відносно великих

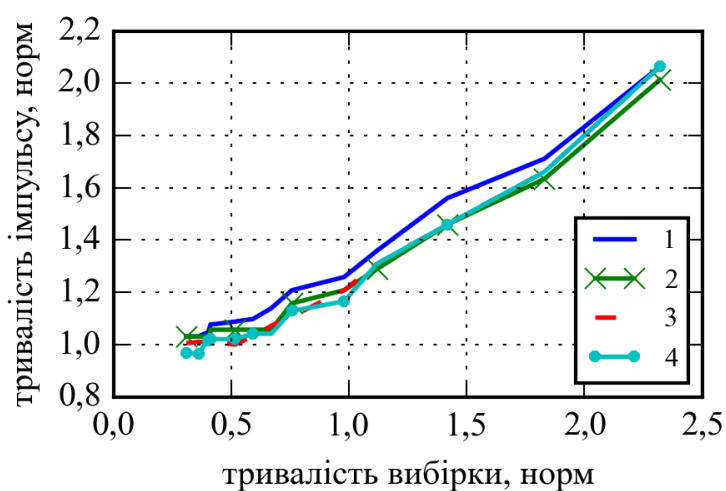


Рис. 2.26 Залежність відносної тривалості перетвореного імпульсу від відносної тривалості вибірки при різних значеннях накопичень: 1 – 1, 2 – 3, 3 – 5, 4 – 7

значеннях тривалості вибірок: близько $0,7 \div 0,8$ тривалості імпульсу.

Представлені на рис. 2.25 і рис. 2.26 закономірності допомагають вибрати оптимальну тривалість вибірки за умов допустимого збільшення тривалості перетвореного імпульсу і досягнення необхідного коефіцієнта передачі.

Імпульс, близький за формою до похідної від функції Гауса (моноімпульс). Результат стробоскопічного перетворення імпульсу, що має вигляд похідної за часом від гаусового імпульсу, показаний на рис. 2.27. Очевидно, що з огляду на «двополярність» такого сигналу, при інтегруванні по всій його тривалості пікова амплітуда не може бути максимальною, як це було у випадку перетворення імпульсу гаусової форми.

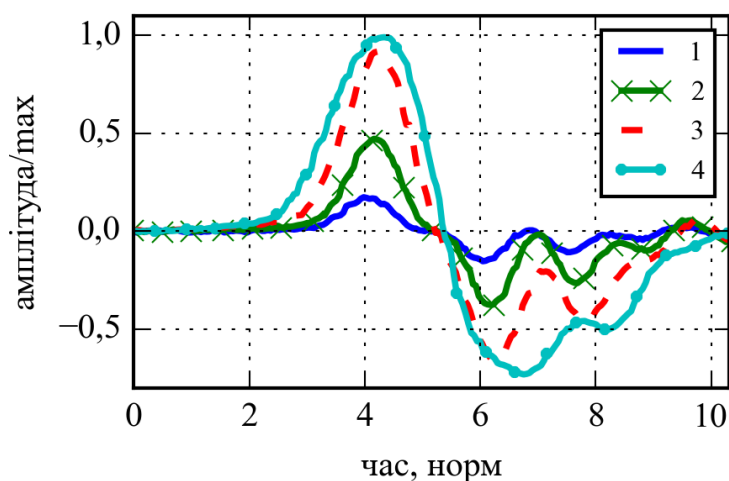


Рис. 2.27 Форми перетворених імпульсів виду першої похідної від гаусіана при відносних тривалостях вибірки: 1 – 0,4; 2 – 0,6; 3 – 1,1; 4 – 2,3

Детальний аналіз результатів перетворення демонструє, що залежність зміни пікової амплітуди моноімпульсу від тривалості вибірки аналогічна такій самій залежності для гаусового імпульсу:

- збільшення тривалості вибірки призводить до збільшення тривалості перетвореного моноімпульсу;

- зростання пікової амплітуди припиняється після того, як тривалість вибірки стає в 1,4 рази більше тривалості однополярної частини моноімпульсу.

Пара імпульсів. Цей експеримент моделює практично важливу задачу – зондування шаруватого середовища з шарами малої товщини. При цьому перший імпульс моделює сигнал, відбитий від ближньої до георадара границі, а другий – від наступної, близько розташованої за першою границею. Перший імпульс представлений сигналом, який формується генератором коротких імпульсів, а другий – імпульсом, відбитим розімкненим кінцем лінії передачі, підключеної до генератора імпульсів за допомогою відгалужувача. Утворена таким способом послідовність імпульсів подавалася на вхід строперетворювача.

Результати перетворення зображені на рис. 2.28. Видно, що зі збільшенням тривалості вибірки зростає амплітуда перетворених імпульсів.

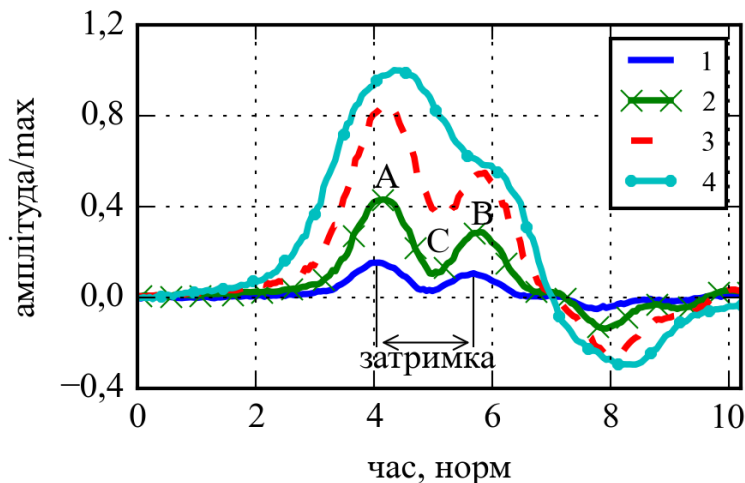


Рис. 2.28 Часові залежності перетворених імпульсів при відносних тривалостях вибірки: 1 – 0,4; 2 – 0,6; 3 – 1,1; 4 – 2,3

Якщо відносна тривалість вибірки мала (0,4), обидва імпульси з пари перетворених імпульсів A і B спостерігаються окремо, і між ними існує область C з малою амплітудою. При збільшенні тривалості вибірки збільшуються

тривалості кожного з перетворених імпульсів, що призводить перекриття імпульсів і зникнення провалу, який їх розділяє.

Критерієм оцінки ступеня впливу тривалості вибірки на можливість спостереження двох імпульсів окремо (це, по суті, еквівалент роздільної здатності локатора) може бути те, наскільки змінюється співвідношення між локальним мінімумом сигналу (С) і піковою амплітудою відбитого сигналу (В) в часовому інтервалі між максимумами (піками) імпульсів (А) і (В). (Цей часовий інтервал відповідає часовій затримці між піками першого А і другого В імпульсів.) На рис. 2.29 показані залежності відношень мінімумів до максимумів амплітуд від співвідношення тривалості вибірки до часового інтервалу між максимумами імпульсів (А) і (В).

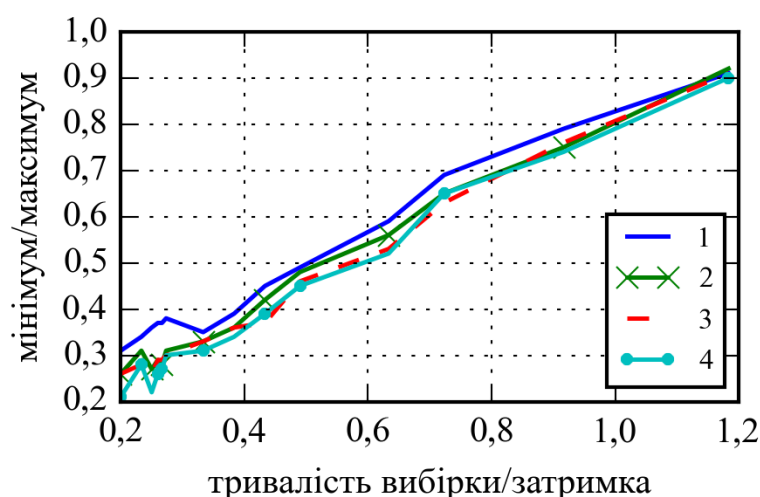


Рис. 2.29 Залежність відношення мінімуму до максимуму амплітуди сигналу від відношення тривалості вибірки до часового інтервалу між піками А і В при накопиченні: 1 – 1, 2 – 3, 3 – 5, 4 – 7

Результати експериментів з реєстрації пари імпульсів рис. 2.29 демонструють, що аналогове накопичення відіграє помітну роль у забезпеченні здатності спостерігати окремо кожний імпульс у перетвореному сигналі. Якщо в якості критерію, за яким будемо визначати можливість спостереження двох сигналів роздільно, обрати відношення значення локального мінімуму (С), що

знаходиться між максимумами «першого» і «другого» імпульсів в імпульсному сигналі, що реєструється, до пікової амплітуди другого максимуму (В) («відбитого сигналу») (рис. 2.28), і погодитися, що кількісно це відношення дорівнює 0,5 (на вертикальній осі рис. 2.29), то при перетворенні без накопичення тривалість вибірки не може бути більшою половини часового інтервалу між імпульсами (А) і (В) (рис. 2.28).

При тому ж амплітудному критерії (0,5), але при накопиченні 7, допустима максимальна тривалість вибірки може бути збільшена на 10%. А це додатково забезпечує виграш і в співвідношенні сигнал/шум внаслідок збільшення амплітуди сигналу.

2.4.3 Висновки

Таким чином, збільшення тривалості вибірки до певного значення дозволяє підвищити чутливість приймача. Це відбувається як завдяки збільшенню кількості заряду, що надходить в накопичувальну ємність, так і внаслідок «згладжування» шумових викидів, через що зростає співвідношення сигнал/шум.

Експерименти з перетворення імпульсів стробоскопічним перетворювачем з неповним зарядом накопичувальної ємності і при збільшеній тривалості вибірки показали, що при перетворенні імпульсів гаусової форми і форми похідної від гаусіана зі збільшенням тривалості вибірки зростає амплітуда перетвореного імпульсу. Причому застосування аналогового накопичення призводить до збільшення пікової амплітуди.

Важливо відзначити, що зазначене зростання амплітуди є характерним тільки для перетворення імпульсів гаусової форми, тривалість яких менша або порівняна з тривалістю вибірки. Зростання амплітуди не спостерігається при перетворенні сигналу типу перепаду напруги, або коли тривалість вибірки набагато менша від тривалості самого сигналу.

При дослідженнях ступеня впливу тривалості вибірки на можливість спостерігати окремо два імпульси показано, що зі збільшенням тривалості вибірки крім зростання амплітуди сигналів відбувається збільшення їх тривалості і, як наслідок, взаємне перекриття цих імпульсів.

Застосування аналогового накопичення, навпаки, сприяє окремому спостереженню двох імпульсів, розділених малим часовим інтервалом. Так, при 7-ми кратному накопиченні, тривалість вибірки можна збільшити на 10%, залишивши співвідношення між мінімумом (С) та максимумом (В) незмінним.

Висновки до розділу 2

Таким чином, чисельне моделювання процесу стробоскопічного перетворення сигналів при аналоговому накопиченні (в перетворювачі без скидання накопиченого заряду і без слідкуючих зв'язків) і експериментальна перевірка виявлених закономірностей із використанням розробленого перетворювача показують, що, крім збільшення співвідношення сигнал/шум, аналогове накопичення дозволяє зменшити час наростання перехідної характеристики стробоскопічного перетворювача і, відповідно, розширити його робочу смугу частот. Показано, що якщо тривалість вибірки мала в порівнянні із сталою часу заряду накопичувальної ємності, то 10-ти кратне накопичення дозволяє розширити робочу смугу частот (точніше перемістити верхню граничну частоту робочої смуги частот змішувача) на 80% в порівнянні з цим параметром, але за відсутності накопичень. Однак якщо тривалість вибірки досягає половини сталої часу заряду накопичувальної ємності, аналогове накопичення практично не впливає на робочу смугу частот змішувача.

Відповідність результатів чисельного моделювання та експериментальних досліджень свідчить про правильність обраної математичної моделі стробоскопічного перетворювача.

Обрана математична модель перетворювача була використана як інструмент для перевірки правильності оцінки параметрів джитера за амплітудними помилками. Результати чисельного аналізу показали, що відомий метод оцінки джитера за амплітудними помилками дає вірні оцінки тільки для перетворення з повним зарядом накопичувальної ємності і лише тоді, коли тривалість фронту імпульсу велика в порівнянні з нестабільністю синхронізації стробперетворювача. Для випадку перетворення з неповним зарядом накопичувальної ємності цей метод оцінки джитера дає хибні результати.

В роботі запропоновано спосіб корекції методу оцінки джитера за амплітудними помилкам шляхом відновлення реальної амплітуди сигналу за двома сусіднім вибіркам амплітуди і з урахуванням коефіцієнта передачі і коефіцієнта втрат змішувача стробоскопічного перетворювача. Вдосконалений метод дав можливість отримати коректні оцінки.

Аналіз впливу тривалості вибірки на результат стробоскопічного перетворення показав, що застосування вибірок збільшеної тривалості дозволяє знизити рівень шуму, приведенного до входу змішувача, і, певною мірою, збільшити коефіцієнт передачі змішувача. Сукупний результат – істотне збільшення динамічного діапазону системи.

Хоча збільшення тривалості вибірки дозволяє досягти більшого співвідношення сигнал/шум, існує обмеження на допустиму тривалість вибірки. При певних тривалостях вибірки спотворення форми сигналів при стробоскопічному перетворенні можуть призводити до втрати можливості спостерігати окремо (розрізняти) два імпульсні сигнали, які надходять один за одним. На підставі результатів розрахунків запропоновано критерій, що обмежує збільшення тривалості вибірки.

Збільшення тривалостей вибірок може бути прийнятним аж до значень, порівняних з найменшою тривалістю однополярної частини імпульсу.

Оптимізуючи комбінацію таких параметрів стробперетворення, як тривалість вибірки, кількість накопичень, можна не тільки збільшити

співвідношення сигнал/шум, а й підвищити коефіцієнт передачі і розширити робочу смугу частот.

Результати цього розділу відображені в роботах автора [14, 17, 18, 19, 30].

РОЗДІЛ 3

СТРОБОСКОПІЧНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ З АДАПТАЦІЄЮ ТРИВАЛОСТІ ВИБІРКИ

Представлений в Розділі 1 аналіз публікацій, що стосуються створення прийомної апаратури, призначеної для реєстрації форми імпульсів нано- та субнаносекундної тривалості, показав необхідність розроблення нових підходів до реєстрації форми відеоімпульсних сигналів з метою оптимізації параметрів приймальної частини НШС імпульсних радіолокаційних систем. Основою для розробки таких підходів є проведене в Розділі 2 дослідження впливу параметрів стробоскопічного перетворення на характеристики перетворювачів. Як показано, модифікації стробоскопічних перетворювачів, що сприяють підвищенню чутливості при збереженні параметрів імпульсної характеристики (робочої смуги частот), ґрунтуються на усередненні викликаних шумом відхилень амплітуди сигналу шляхом аналогового накопичення великої кількості вибірок, а також шляхом підбору оптимальної тривалості вибірки стробоскопічного перетворювача.

Оскільки більша частина досліджень дисертації спрямована на створення НШС імпульсних радіолокаторів для підповерхневого зондування ґрунту, результати цих досліджень лягли в основу запропонованого автором дисертації патенту на «Стробоскопічний спосіб реєстрації сигналів» [21].

Запропонований в патенті спосіб ґрунтується на відомій закономірності поширення НШС імпульсних електромагнітних хвиль, яка обумовлена дисперсійними властивостями ґрунту. При поширенні у середовищі з дисперсією діелектричної проникності час наростання фронту і тривалість спаду імпульсу зазвичай збільшуються. Таке збільшення тривалості перехідних процесів викликане нерівномірним загасанням спектральних компонент зондуючого сигналу. Зокрема, при поширенні в ґрунті питоме загасання хвиль з високочастотної області спектру НШС імпульсу виявляється більшим, ніж

питоме загасання хвиль з низькочастотної області [3, 4, 33, 34, 35, 43, 86, 87, 88]. До того ж, самі коефіцієнти загасання електромагнітних хвиль УВЧ діапазону також досить великі.

Отже, якщо об'єкт пошуку знаходиться на малій глибині, загасання та дисперсія малі, і відбитий сигнал має швидко наростаючі фронти, які сприяють високій точності вимірювання глибини розташування підповерхневих шарів або точності визначення місця розташування об'єкта. Тому для локації приповерхневих об'єктів має сенс будувати приймальну систему радіолокатора підповерхневого зондування так, щоб на початку часової розгортки реєструвати імпульси, у яких час наростання (спаду) малий. Це потребує ширшої робочої смуги частот приймача. Істотний рівень шумів, обумовлений необхідністю прийому більш високочастотних компонент спектра сигналу, в даному випадку не є значною проблемою, оскільки шлях поширення зондуючого імпульсу в ґрунті невеликий і загасання енергії зондуючого сигналу також невелике. Співвідношення сигнал/шум в цьому випадку зберігається достатньо великим.

При більшій глибині розташування об'єкту загасання сигналу в ґрунті значно більше. Загасання високочастотних компонент спектра зондуючого імпульсу стає більшим порівняно з низькочастотними компонентами, що проявляється в збільшенні тривалості наростання і спаду амплітуди відбитого імпульсу. До того ж через загасання зондуючого сигналу співвідношення сигнал/шум на вході приймача зменшується. В результаті зменшується і та глибина, з якої все ще може бути зареєстрований відбитий об'єктом сигнал.

Щоб підвищити чутливість приймача до слабких сигналів, що надходять з більшої глибини, і при цьому зберегти високу роздільну здатність і точність визначення координат об'єктів на малих глибинах, в [21] запропоновано збільшувати тривалість вибірки при стробоскопічному перетворенні від початку часового вікна реєстрації імпульсу до кінця. При такому підході реєстрація сигналів з великою амплітудою відбувається в умовах максимально широкої робочої смуги частот приймача, а коли з великої глибини на вхід

стробперетворювача надходить відбитий сигнал, ослаблений і з великими часом наростання і спаду імпульсу, тривалість стробімпульсу збільшується. Це дозволяє зменшити рівень шуму (завдяки усередненню в більшому часовому вікні) і підвищити чутливість завдяки збільшенню кількості заряду (або енергії), що передається від антенної системи до накопичувальної ємності через стробуючий ключ протягом більшої тривалості вибірки.

3.1 Стробоскопічний спосіб реєстрації із змінною тривалістю вибірки

В даному способі застосоване одночасне і взаємообумовлене адаптивне регулювання коефіцієнта передачі і робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача в залежності від амплітуди і спектра сигналів, яке забезпечує реєстрацію як більш потужних коротких імпульсів із короткими фронтами, відбитих від приповерхневих об'єктів, так і малопотужних більш тривалих імпульсів з великими часом наростання (спаду), відбитих від об'єктів, які знаходяться на великих глибинах.

Суть запропонованого способу полягає в наступному. В процесі НШС імпульсного радіолокаційного підповерхневого зондування з прийомної антени на вхід змішувача 2 стробоскопічного перетворювача (рис. 3.1) надходить періодично повторюваний сигнал, який (схематично) складається з послідовності наступних сигналів (рис. 3.2):

- 1) $S_0(t)$ – сигналу, що пройшов безпосередньо в приймальну антену з випромінюючої антени;
- 2) $S_1(t)$ – сигналу, відбитого від поверхні і приповерхневих об'єктів, з верхньою граничною частотою спектра Ω_1 ;
- 3) $S_2(t)$ – сигналу, відбитого від глибинних об'єктів з верхньою граничною частотою спектра Ω_2 .

При поширенні зондуючого імпульсу в ґрунті через більше загасання

високочастотних складових спектра сигналу співвідношення між верхніми граничними частотами виявляється таким: $\Omega_2 < \Omega_1$.

Крім того, на керуючий вхід змішувача 2 від генератора стробімпульсів 1 подають імпульси, які визначають тривалість вибірки.

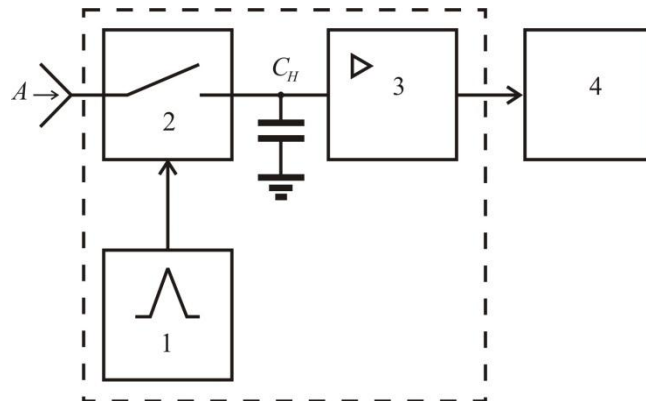


Рис. 3.1 Структурна схема приймального тракту радіолокатора підповерхневого зондування. А – приймальна антена, C_H – накопичувальна ємність, 1 – генератор стробімпульсів, 2 – змішувач, 3 – підсилювач, 4 – АЦП

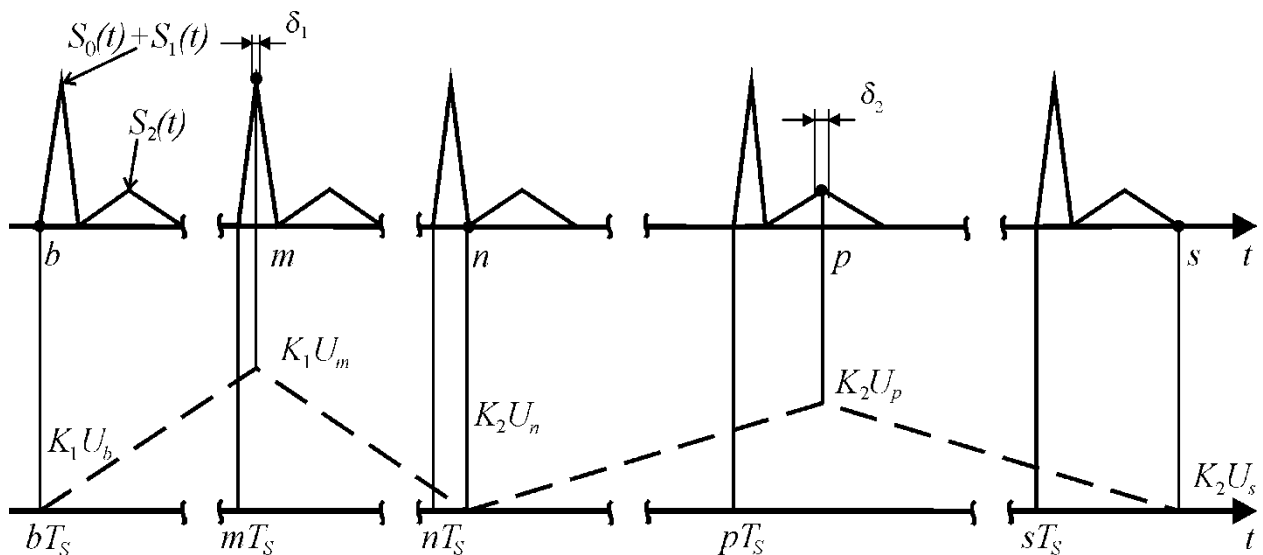


Рис. 3.2 Діаграми, що пояснюють стробоскопічний спосіб реєстрації із змінною тривалістю вибірки

Відповідно до патенту [21] стробоскопічний змішувач являє собою швидкодіючий ключ, який відкривається на короткий час δ (десятки – сотні

пікосекунд) за допомогою стробімпульсів, які задають тривалість вибірки δ . Ключ відкривають в моменти часу $t_n = n \times (T_s + \Delta t) + T_0$ (рис. 3.2), де Δt – зсув у часі, n – номер вибірки ($n \in [0..b..m..n..p..s]$), T_0 – початковий зсув у часі. За час δ накопичувальна ємність заряджається від джерела сигналу A до рівня напруги, пропорційного усередненій у часі δ напрузі джерела сигналу. Надалі амплітуду напруги на накопичувальній ємності підсилюють буферним підсилювачем 3, і оцифровують за допомогою АЦП 4 (рис. 3.1). Отримане числове значення є амплітудою імпульсу для відповідного відліку.

При реєстрації сигналу $S_1(t)$ великої амплітуди (номера вибірок від b до n на рис. 3.2) на стробоскопічний змішувач подають стробімпульси які задають тривалість вибірки δ_1 і визначають верхню граничну частоту робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача $F_1 \approx \frac{0,35}{\delta_1} > \Omega_1$ [13]. При реєстрації слабкого сигналу $S_2(t)$ (номера вибірок від n до s на рис. 3.4) на стробоскопічний змішувач подають стробімпульси, які задають тривалість вибірки $\delta_2 > \delta_1$ і визначають верхню граничну частоту робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача $F_2 \approx \frac{0,35}{\delta_2} > \Omega_2$.

Коефіцієнт передачі змішувача K пов'язаний з тривалістю вибірки δ , накопичувальною ємністю C_H і внутрішнім опором ключа R співвідношенням [13]:

$$K = \frac{\delta}{RC_H}. \quad (3.1)$$

Оскільки $\delta_2 > \delta_1$, то, відповідно до (3.1), $K_2 = \frac{\delta_2}{RC_H} > K_1 = \frac{\delta_1}{RC_H}$. Тому при такому способі стробоскопічного перетворення під час реєстрації слабкого сигналу $S_2(t)$ коефіцієнт передачі змішувача збільшується в порівнянні з коефіцієнтом передачі стробоскопічного перетворювача при реєстрації

потужного сигналу $S_1(t)$.

В підрозділі 1.4.1 дисертації вже розглядалися складові шуму перетворювача. Зокрема аналізувалися складові шуму при відкритих діодах в перерахунку до входу буферного підсилювача:

- дисперсія теплового шуму вхідного опору стробоскопічного приймача $\overline{u_{ST}^2}$;
- складова дробового шуму $\overline{u_{SD}^2}$.

Як видно з виразів (1.13), (1.16) ці складові залежать від робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача. Перераховуючи їх до входу перетворювача, отримаємо вирази для компоненти білого шуму σ_w^2 і дробового шуму σ_d^2 :

$$\sigma_w^2 = 4kT(R_{in} + R_b)\Delta F, \quad (3.2)$$

$$\sigma_d^2 = 2qI_F R_{eq2}^2 \Delta F. \quad (3.3)$$

Через те, що ширина робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача обернено пропорційна тривалості вибірки, при збільшенні тривалості вибірки з δ_1 до δ_2 рівень шумів стробоскопічного перетворювача знижується і при тривалості вибірки δ_2 стає можливою реєстрація сигналів, амплітуди яких були нижче рівня шумів, при реєстрації сигналу стробоскопічним змішувачем з тривалістю вибірки δ_1 .

Таким чином, запропонований в роботі [21] стробоскопічний спосіб реєстрації сигналів дозволяє розширити динамічний діапазон приймача НШС імпульсного радіолокатора підповерхневого зондування та зареєструвати як потужні імпульсні сигнали, відбиті від приповерхневих об'єктів, так і відбиті від глибинних об'єктів слабкі сигнали, у яких верхня гранична частота спектру нижче. Цей технічний результат досягається завдяки одночасному і взаємообумовленому збільшенню коефіцієнта передачі стробоскопічного

змішувача і зменшенню рівня шуму, забезпеченого збільшенням тривалості вибірки.

3.2 Експерименти з дослідження стробоскопічного перетворення

Експериментальна перевірка способу реєстрації імпульсних сигналів стробоскопічним приймачем зі змінюваною тривалістю вибірки (і, отже, робочою смугою частот) проводилася з використанням діодного змішувача, управління яким здійснювалося за допомогою стробімпульсів, що формуються в генераторі коротких імпульсів, зібраному із застосуванням діодів з накопиченням заряду. Спеціально розроблено генератор (рис.2.22), в якому забезпечено можливість змінювати тривалість стробімпульсу за допомогою зміни керуючого струму, що пропускається через ДНЗ [20, 89].

У зв'язку з цим, стало актуальним з'ясування залежності амплітуди і тривалості імпульсів, що формуються генератором, за допомогою зміни прямого струму крізь ДНЗ. Нижче викладено результати дослідження залежності параметрів цих імпульсів (амплітуди і тривалості) від прямого струму ДНЗ в генераторі імпульсів.

Для проведення експериментів використовувався перетворювач з генератором стробімпульсів, в якому тривалість імпульсів регулювалася програмно (структурна схема вимірювань аналогічна наведеним раніше на рис. 2.10) [20]. Діапазон регулювання тривалості від 60 пс до 450 пс. В якості змішувача використано диференційну двохдіодну схему (рис. 3.3).

Крім регулювання тривалості стробімпульсу в досліджуваному стробоскопічному перетворювачі можливо здійснювати і аналогове накопичення вибірок, і, тим самим, завдяки цьому аналоговому накопиченню, розширювати робочу смугу частот стробоскопічного приймача [90].

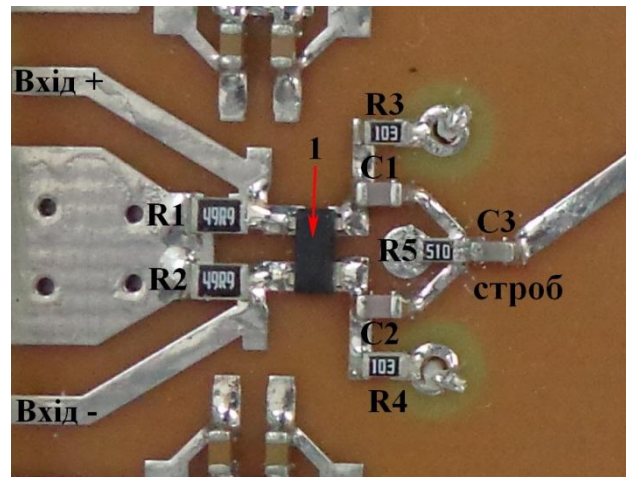


Рис. 3.3 Фото диференційного змішувача, 1 – збірка змішувальних діодів

3.2.1 Перемикання напівпровідникових діодів

Процес перемикання напівпровідникових діодів досліджено і описано в роботах [91], [92]. Відомо, що час перемикання залежить від кількості накопичених неосновних носіїв заряду в базі діода Q_H . Сумарний накопичений заряд $Q_H = I_F \times \tau_L$ залежить від прямого струму через діод I_F і часу життя неосновних носіїв τ_L .

Виділяють дві фази перемикання діода – повільну і швидку. Тривалість першої фази – фази високої зворотної провідності – визначається проміжком часу від моменту проходження струму через нуль при перемиканні діода до початку спаду зворотного струму. Під час повільної фази перемикання діода через його базу протікає майже постійний струм, обмежений тільки об’ємним опором бази і опором резистора навантаження. Тривалість другої фази – фази спаду зворотного струму – визначається часом зменшення зворотного струму до певного мінімального значення. Під час швидкої фази перемикання формується крутий фронт (спад) імпульсу.

Тривалість повільної фази перемикання t_s можна задавати за допомогою прямого струму ДНЗ: $t_s = \frac{I_F}{I_B} \times \tau_L$. Тут I_B – це зворотний струм через діод під

час повільної фази. Дане співвідношення вірне, коли в базі діода накопичується велика кількість зарядів (тобто при великому прямому струмі).

Але для задач формування надкоротких імпульсів застосування цієї формули не є цілком справедливим. Для того, щоб збільшити робочу смугу частот стробоскопічного перетворювача, необхідно зменшувати тривалість стробімпульсу, і, відповідно, зменшувати I_F до мінімального значення. Такий режим роботи ДНЗ відрізняється від звичайного, коли прямий струм через ДНЗ великий. При малому прямому струмі через ДНЗ в базі діода накопичується незначна кількість заряду. Цей заряд швидко розсмоктується в процесі перемикавання. Тому на швидкість перемикавання діода більше впливає тривалість процесу відновлення ємності його переходу. У цьому випадку важливу роль відіграють особливості легування кожного з напівпровідників, теоретичний опис і врахування яких є дуже складною задачею, а розрахунок часу відновлення ємності переходу виходить за рамки цього дослідження.

Щоб уникнути складності теоретичного опису і, в той же час, отримати надійні результати було обрано експериментальний шлях дослідження впливу струму через ДНЗ на тривалість стробімпульсів як для малих, так і для великих струмів. Для генератора стробімпульсів були обрані ДНЗ типу КД528, які за характеристиками найкраще відповідають завданню формування коротких стробімпульсів субнаносекундного діапазону тривалості.

3.2.2 Генератор стробімпульсів

Для подальших експериментів використаний генер на двох ДНЗ (рис. 3.4). В ньому фронт стробімпульсу формується за допомогою паралельно підключеного діода VD2, а спад імпульсу – за допомогою послідовно підключеного діода VD1. Навантаженням генератора є 50-омний кабель, підключений з одного боку до виходу генератора стробімпульсів «Вихід», а з іншого – до входу стробоскопічного осцилографа С1-70 з стробоскопічним

блоком Я40-1700. На вхід генератора «Вхід» подавалися імпульси позитивної полярності амплітудою 5 В, тривалістю 100 нс. Регулювання прямого струму I_F через діод VD1 в межах $0,3 \div 3$ мА здійснювалося змінним резистором R3. Вимірювання струму проводилося за допомогою міліамперметра, підключеного послідовно з резистором R3.

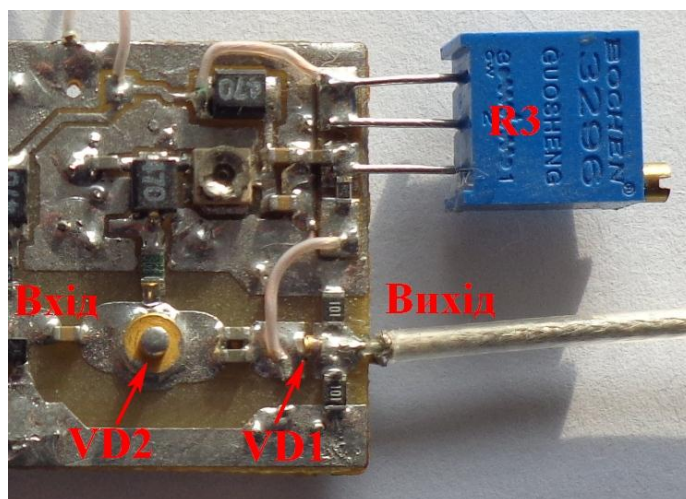


Рис. 3.4 Фото генератора стробімпульсів на двох ДНЗ

На рис. 3.5 показано залежність амплітуди стробімпульсу від прямого струму через ДНЗ VD1. Видно, що при струмі $I_F > 1,4$ мА встановлюється амплітуда імпульсів $U_s \approx V_s = 1,5$ В. Це обумовлено тим, що в базі діода накопичується достатня кількість заряду, щоб амплітуда сформованого імпульсу досягла максимальної величини і далі не залежала від прямого струму через діод. Якщо через діод протікає струм $I_F < 1,4$ мА (від 0,3 до 1,4 мА), в базі діода накопичується мала кількість заряду. Через це амплітуда стробімпульсу $U_s < 1,5$ В і наростає разом з величиною прямого струму від 0,75 В до 1,5 В.

Тривалість імпульсу t_p , що визначається за рівнем половинної амплітуди $U_s / 2$, залежить від прямого струму I_F так, як показано на рис. 3.6. При малих струмах $0,3 \div 0,7$ мА спостерігається відхилення від лінійної залежності між тривалістю стробімпульсу і величиною I_F . Але при $I_F > 1$ мА ця залежність лінійна.

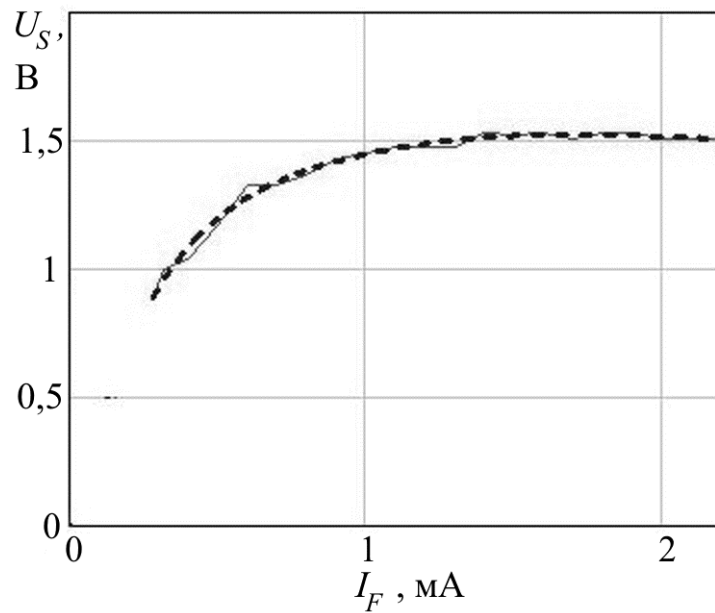


Рис. 3.5 Залежність амплітуди імпульсів від прямого струму ДНЗ: експериментальна крива (суцільна лінія) і її апроксимація поліноміальною функцією (пунктирна лінія)

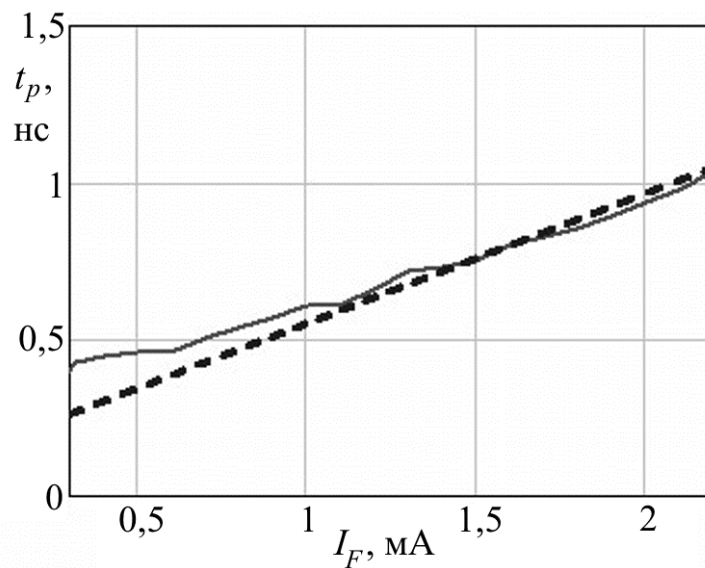


Рис. 3.6 Залежність тривалості імпульсу на рівні половинної амплітуди від прямого струму: експериментальна крива (суцільна лінія) і її апроксимація лінійною функцією (пунктирна лінія)

Особливістю досліджуваного генератора імпульсів є те, що він призначений для використання в стробперетворювачі, де важлива не просто залежність тривалості імпульсу від струму, а те, як змінюється тривалість

стробімпульсу на рівні відкриття діода змішувача. Тому в цьому випадку до розгляду взято саме таку залежність тривалості імпульсу (рис. 3.7), виміряну відповідно до заданого рівня напруги, наприклад $V_s/2$. Якщо оцінювати тривалість стробімпульсу відповідно до фіксованого рівня $V_s/2$, то ця залежність є майже лінійною.

Оскільки максимально можлива робоча смуга частот стробперетворювача залежить від тривалості стробімпульсу як $\Delta F \approx 0,35/t_p$ [61], то ґрунтуючись на цьому співвідношенні, було визначено градувальну криву, яка пов'язує прямий струм I_F через ДНЗ з робочою смугою частот ΔF стробперетворювача (рис. 3.8).

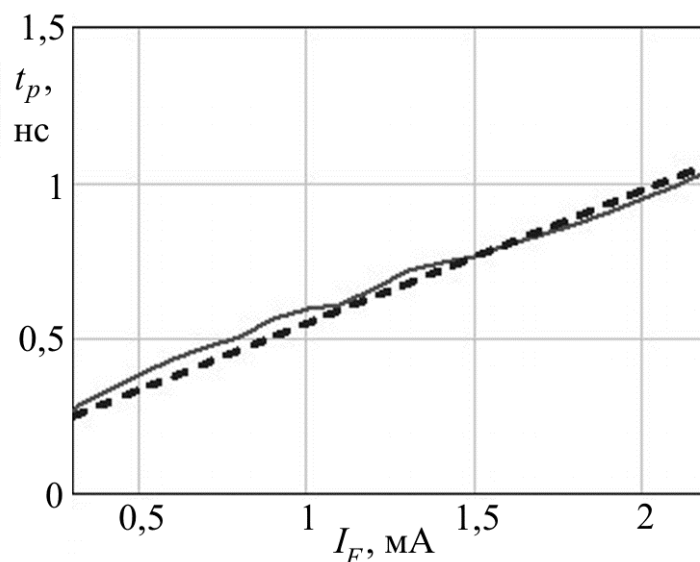


Рис. 3.7 Залежність тривалості імпульсу на рівні $V_s/2$ від величини прямого струму: експериментальна крива (суцільна лінія) і її апроксимація лінійною функцією (пунктирна лінія)

З графіка рис. 3.8 видно, що регулюванням прямого струму через ДНЗ від 0,3 мА до 2,2 мА робочу смугу частот стробоскопічного перетворювача можна змінювати в межах від 1,2 ГГц до 300 МГц.

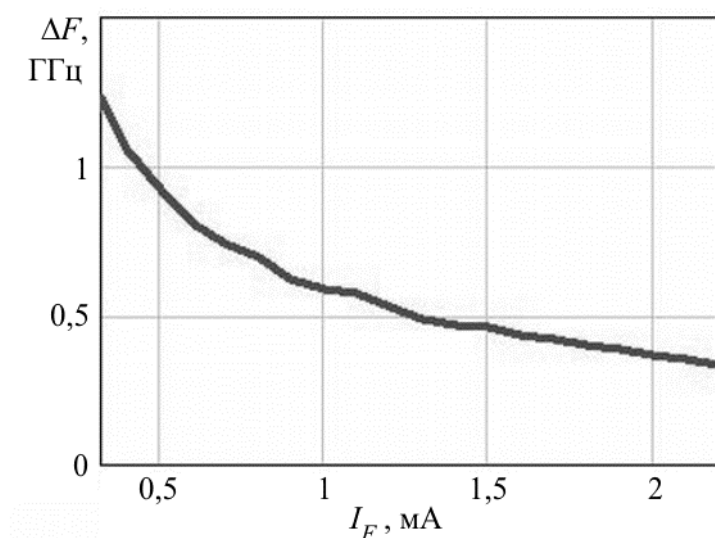


Рис. 3.8 Експериментальна залежність робочої смуги частот стробперетворювача від прямого струму I_F через ДНЗ

Таким чином, дослідження залежності амплітуди і тривалості імпульсів, що генеруються схемою на двох ДНЗ (КД 528), від прямого струму ДНЗ показало, що двохдіодна схема генератора стробімпульсів дозволяє не тільки формувати стробімпульси субнаносекундної тривалості, а й надає можливість змінювати їх тривалість в достатньо широких межах, що є основою для реалізації алгоритмів адаптації стробоскопічного перетворювача.

При збільшенні прямого струму I_F через ДНЗ від 0,3 до 1,3 мА амплітуда імпульсів наростає від 1 В до 1,5 В. При $I_F > 1,4$ мА встановлюється максимальна амплітуда імпульсів. Тривалість стробімпульсу, яка визначається за фіксованим рівнем $V_s / 2$, залежить лінійно від прямого струму ДНЗ як при малому струмі, так і при великому струмі.

Також визначено, що регулюванням прямого струму діода можна змінювати робочу смугу стробоскопічного перетворювача в межах від 300 МГц до 1,2 ГГц.

3.2.3 Змішувач

Для визначення залежності коефіцієнта передачі змішувача від тривалості вибірки на вхід змішувача 2 (рис. 3.1) подавали імпульс, тривалість

фронту і спаду якого дорівнює 100 пс, амплітуда імпульсу – 140 мВ, частота повторення імпульсів – 100 кГц. Оцифровка перетвореного сигналу, який формувалася на виході змішувача, здійснювалася 16-ти розрядним АЦП. Коефіцієнт передачі змішувача визначався за амплітудою перетвореного сигналу, а робоча смуга частот приймача оцінювалася за тривалістю фронту перетвореного імпульсу.

На рис. 3.9 показано перетворені сигнали при різних тривалостях вибірки. З наведених епюр видно, що амплітуда сигналу наростає зі збільшенням тривалості вибірки. При зміні тривалості від 0,1 до 0,4 нс амплітуда сигналу наростає більш ніж в 9 разів.

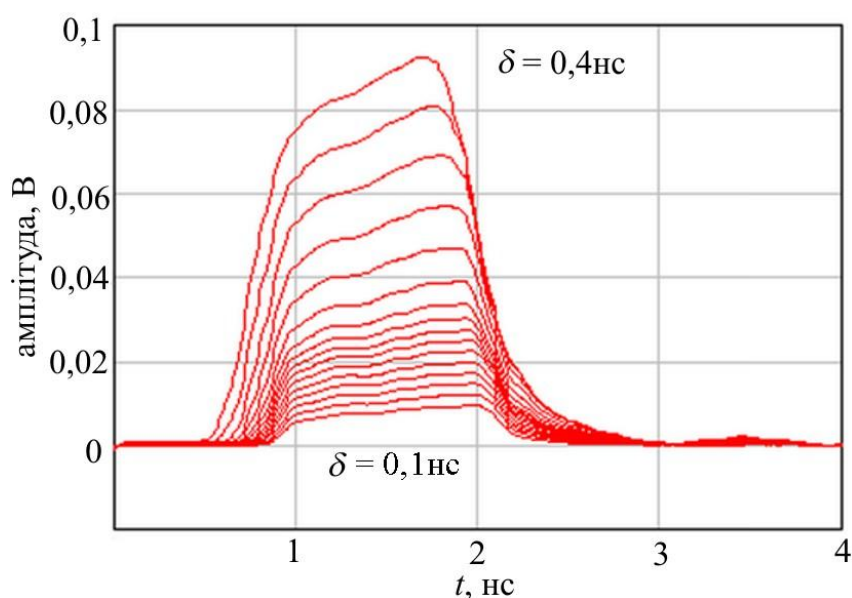


Рис. 3.9 Часова залежність амплітуди перетворених сигналів при різних тривалостях вибірки δ

Залежність коефіцієнта передачі змішувача від тривалості вибірки, отриману з даних рис. 3.9, показано на рис. 3.10. Як впливає з графіка (рис. 3.10), при збільшенні тривалості вибірки в 4 рази (від 0,1 нс до 0,4 нс) коефіцієнт передачі збільшується практично в 10 разів (від 0,03 до 0,29).

Щоб отримати дані про **робочу смугу частот** приймача, використаємо перехідну характеристику стробоскопічного перетворювача (п. 2.2.2).

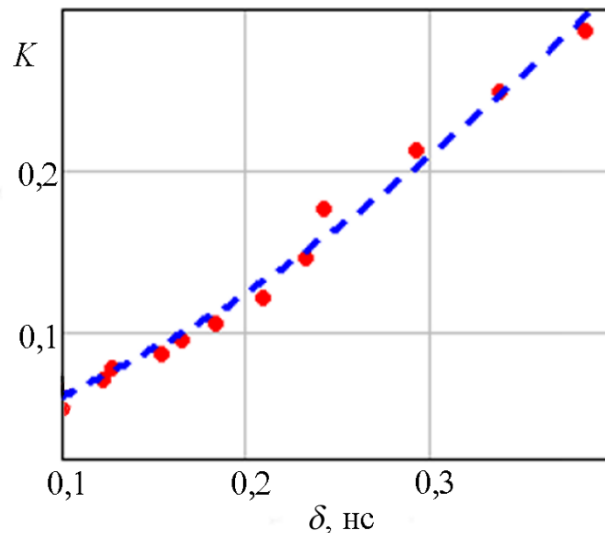


Рис. 3.10 Залежність коефіцієнта передачі K від тривалості вибірки: експериментальні дані (●) і апроксимуюча крива (— — —)

Формально верхня границя робочої смуги частот характеризується часом наростання перехідної характеристики, який, в свою чергу, вимірюється за умови, що на вхід пристрою подають перепад напруги або імпульс (сходінка) з часом наростання, набагато меншим часу наростання перехідної характеристики досліджуваного приладу. Зважаючи на складність формування імпульсів із пікосекундними фронтами, в роботі [45] запропоновано метод оцінки часу наростання перехідної характеристики досліджуваного пристрою за реакцією на імпульс зі скінченним часом наростання (порівняним за тривалістю з часом наростання перехідної характеристики пристрою). У такому випадку час наростання перехідної характеристики стробоскопічного перетворювача визначається за формулою (2.8).

На рис. 3.11 а) показано залежність часу наростання перехідної характеристики від тривалості вибірки, а на рис. 3.11 б) – відповідна залежність робочої смуги частот приймача від тривалості вибірки, розрахована за (1.5). Рисунки 3.11 свідчать про те, що завдяки змінюванню тривалості вибірки, створений стробперетворювач здатен змінювати верхню граничну частоту робочої смуги частот приймача майже вдвічі – в межах від 1,2 ГГц до 2,2 ГГц.

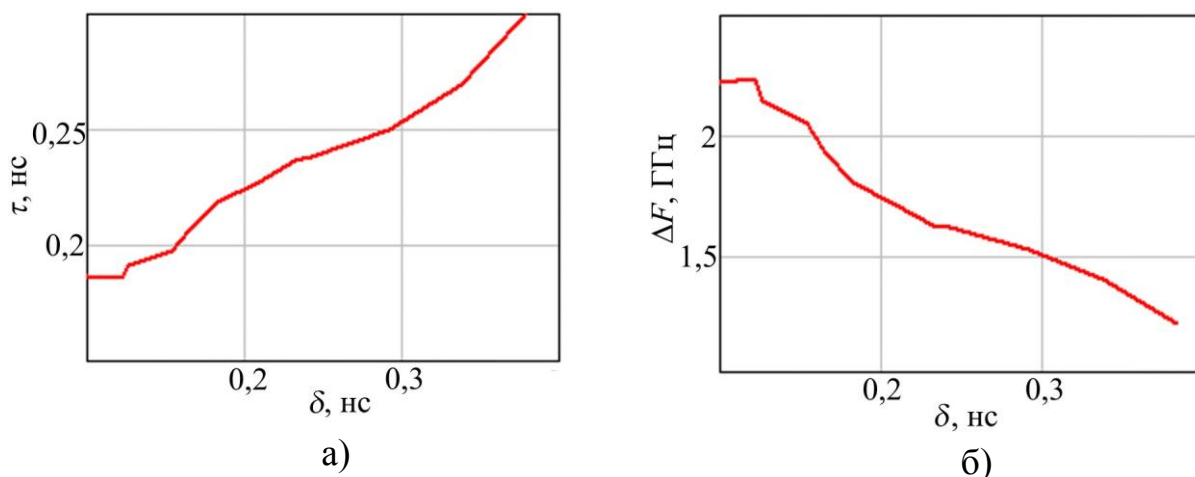


Рис. 3.11 Залежність часу наростання ПХ (а) і робочої смуги частот приймача (б) від тривалості вибірки

У експериментах щодо **визначення шумових характеристик змішувача** на вхід приймача подавали постійний рівень напруги, який дорівнював 10 мВ. Цей рівень реєстрували при різних тривалостях вибірки в діапазоні від 0,1 до 0,4 нс. Також, за відсутності сигналу на вході приймача, записували рівень нуля – шумову доріжку для кожної тривалості вибірки. На підставі даних вимірювань визначали дисперсію шумової напруги – рівень шуму, а також отримали залежність співвідношення сигнал/шум від тривалості вибірки. Отримана експериментально залежність представлена на рис. 3.12.

З рис. 3.12 видно, що при збільшенні тривалості вибірки співвідношення сигнал/шум істотно збільшується. Так при зміні тривалості вибірки від 0,1 нс до 0,4 нс співвідношення сигнал/шум змінюється з 12,5 до 16,3, завдяки чому динамічний діапазон приймача може бути розширено майже на третину.

Експериментальна залежність рівня шуму, приведеного до входу перетворювача, від ширини робочої смуги частот стробоскопічного приймача показана на рис. 3.13. Вона отримана з даних рис. 3.12 з урахуванням залежностей для $\Delta F(\delta)$ (рис. 3.11 б). Як видно, при звуженні ширини робочої смуги від 2,2 ГГц до 1,2 ГГц рівень шуму зменшується від 700 мкВ майже до 600 мкВ.

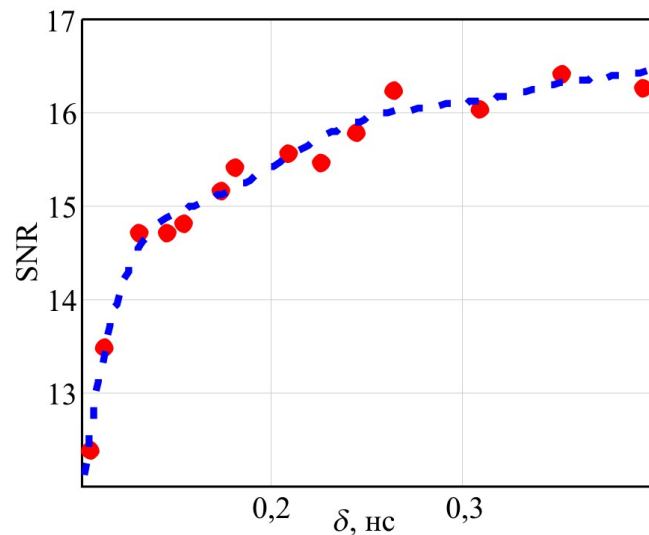


Рис. 3.12 Залежність співвідношення сигнал/шум (SNR) від тривалості вибірки: експериментальні дані (●) і апроксимуюча крива (— — —)

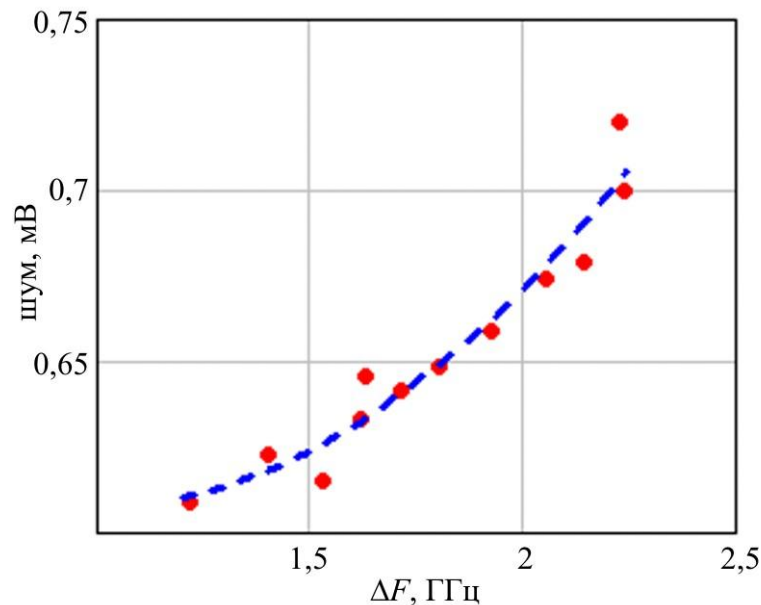


Рис. 3.13 Залежність рівня шуму від ширини робочої смуги частот приймача: експериментальні дані (●) і апроксимуюча крива (— — —)

Таким чином, зміна тривалості вибірки в межах від 0,1 до 0,4 нс дозволяє змінити ширину робочої смуги частот однодіодного стробоскопічного перетворювача в межах від 1,2 ГГц до 2,2 ГГц. Разом з цим зі збільшенням тривалості вибірки спостерігається зростання коефіцієнта передачі перетворювача майже в 10 разів від 0,03 при тривалості вибірки 0,1 нс до 0,29 при тривалості вибірки порядку 0,4 нс та збільшення співвідношення

сигнал/шум в 1,3 рази – від 12,5 до 16,3 що дозволяє досягти розширення динамічного діапазону стробоскопічного приймача у $10 \times 1,3 = 13$ разів (на $\approx 22,3$ дБ).

Результати експериментів доводять, що зміна тривалості вибірки і, як наслідок, управління шириною робочої смуги частот стробоскопічного приймача георадара дає можливість змінювати його динамічний діапазон, оптимізуючи при цьому комплекс параметрів, пов'язаних із точністю вимірювань і чутливістю приймача НШС імпульсного радара.

3.3 Адаптація робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача

Ширина робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача вибирається з урахуванням граничної частоти спектра сигналу, а також з урахуванням вимог до похибки вимірювань [93]. Чим точніше повинно бути вимірювання, тим, здається, ширшою повинна бути смуга робочих частот. Але при цьому з розширенням робочої смуги частот наростає рівень шумів, приведених до входу приймача. А це, в свою чергу, призводить до зниження чутливості і, що важливо, при малих співвідношеннях сигнал/шум точність радіолокаційних вимірювань значно погіршується, навіть незважаючи на те, що спектр сигналу і робоча смуга частот узгоджені. Таким чином, розширення робочої смуги частот при прийомі слабких сигналів замість очікуваного підвищення точності вимірювань призводить до її зниження. Тому є актуальною задача визначення критерію для вибору робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача, що враховує особливості прийому малопотужних сигналів [15].

Оскільки точність НШС радіолокаційних вимірювань визначається точністю відтворення форми зареєстрованого сигналу, а остання, в свою чергу, залежить від тривалості стробімпульсу, то потрібно з'ясувати, до якої

тривалості можна збільшувати стробімпульс, щоб форма зареєстрованого імпульсу залишалася неспотвореною.

Проаналізуємо процес стробоскопічного перетворення теоретично, спираючись на математичну модель перетворювача і типовий для НШС радіолокаційних вимірювань набір імпульсів. Як ще один параметр при такому аналізі використаємо рівень шуму.

В цих обчисленнях рівень шуму пронормуємо на пікове значення амплітуди сигналу – $u_{\max}$, а тривалість вибірки – на τ – тривалість імпульсу на рівні $0,5u_{\max}$.

Математична модель стробоскопічного змішувача. При розв’язанні даної задачі використана модель стробоскопічного перетворювача, для якої справедлива формула (2.1) перетворення періодичних сигналів $u(t)$:

$$U(\theta_n) = \int_{-\delta/2}^{\delta/2} u(t + nT_R + \theta_n + T_0) dt.$$

В рамках розв’язуваної задачі ця модель коректно враховує досліджувані закономірності.

Розглянемо випадки реєстрації сигналів у формі гаусіана, а також першої і другої похідних гаусіана за часом. У моделі сигнал, що реєструється, являє собою суму самого сигналу і шумової напруги – $u(t) = u_i(t) + u_n(t)$.

Критерій порівняння перетворених сигналів. Для порівняння перетвореного сигналу $U(\theta_n)$ і сигналу $u_i(t)$, що реєструється, було прийнято, що $\theta_n = t$, а також використовувалася кореляційна функція:

$$R_{U,u_i} = \frac{\text{cov}(U, u_i)}{\sigma_U \sigma_{u_i}}, \quad (3.4)$$

де $\text{cov}(U, u_i)$ – коваріація сигналів $U(t)$ і $u_i(t)$;

σ_U і σ_{u_i} – стандартне відхилення $U(t)$ та $u_i(t)$ відповідно.

Про ступінь схожості сигналу без шуму і сигналу, перетвореного

перетворювачем із тривалістю вибірки δ , можна судити за значенням функції $R_{U,ui}$. Чим ближче значення коефіцієнта кореляції до 1, тим точніше зареєстрований імпульс відтворює форму вхідного імпульсу.

За результатами обчислень коефіцієнтів кореляції для трьох типів сигналів були побудовані графіки залежності коефіцієнтів кореляції від тривалості вибірки при заданих рівнях шуму на вході стробоскопічного перетворювача (рис. 3.14).

Природно, що за відсутності шумів (криві 1) коефіцієнт кореляції максимальний при найменших значеннях тривалості вибірки. Збільшення тривалості вибірки до значень, що перевищують половину тривалості імпульсу, призводить до спотворень форми прийнятого імпульсу, які проявляються у збільшенні тривалості фронтів перетвореного сигналу (аналогічно результатам стробоскопічного перетворення п. 2.1.2) і, як наслідок, зменшенню коефіцієнта кореляції.

Наявність шуму принципово змінює поведінку коефіцієнтів кореляції. При дуже малих значеннях тривалості вибірки через вплив шуму відмінність форми прийнятого імпульсу від форми перетвореного імпульсу стає значною, що позначається на кореляції вхідного і перетвореного сигналів.

З графіків (рис. 3.14) можна зробити висновок, що для кожного рівня шуму існує свій максимум коефіцієнта кореляції. Це пов'язано з тим, що коли $\delta \ll \tau$, головною причиною спотворень форми перетвореного сигналу є шуми, а коли $\delta > \tau$, більш істотними є спотворення, що проявляються як збільшення тривалості фронтів у перетвореному імпульсі (тобто вищі частоти зі спектра сигналу виявляються за межею робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача).

Взагалі, рис. 3.14 дозволяє виявити наступні закономірності стробоскопічного перетворення, які спостерігаються при збільшенні рівня шуму на вході перетворювача:

- коефіцієнт кореляції сигналів зменшується,
- максимум кореляційної кривої зміщується в бік великих тривалостей вибірок.

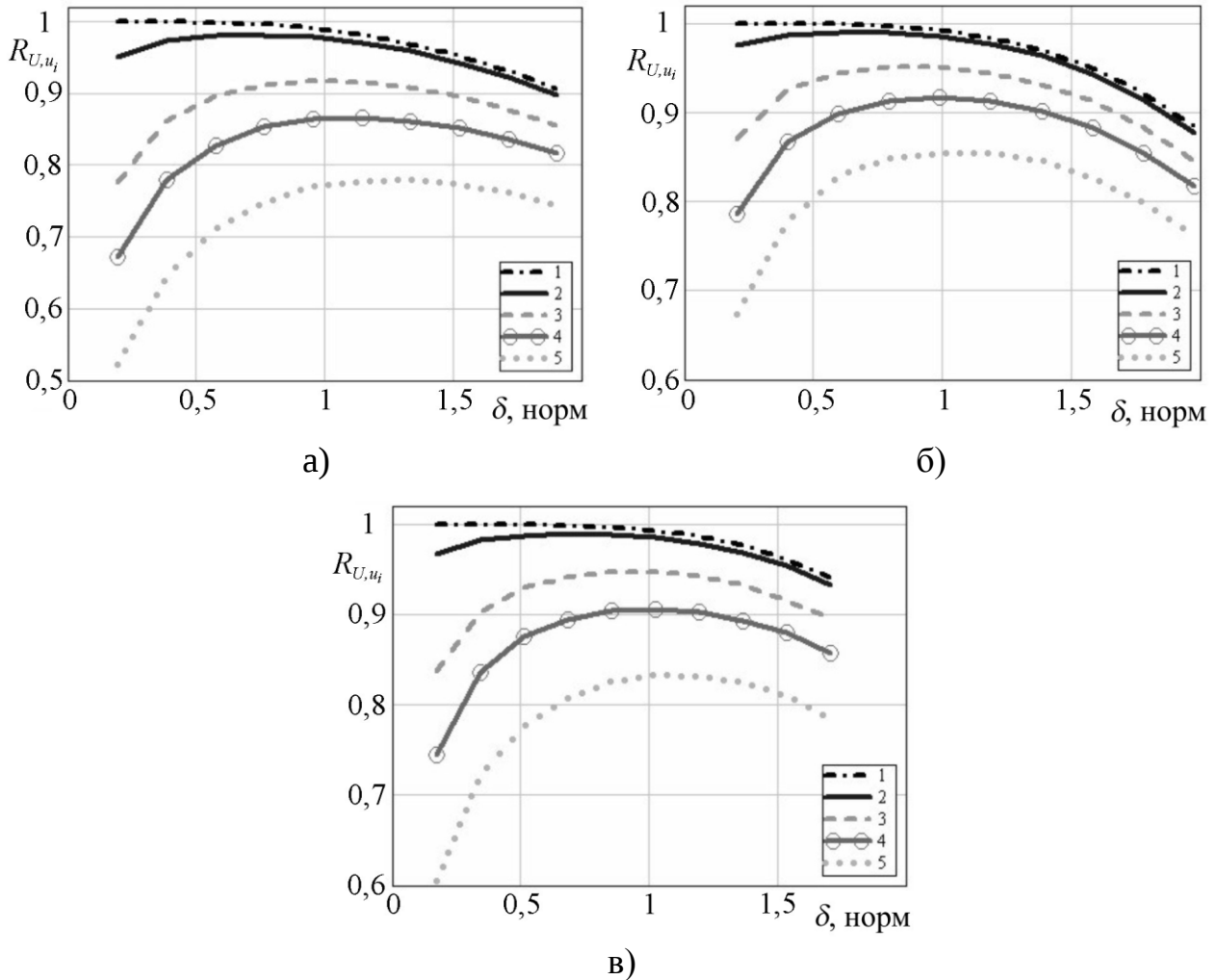


Рис. 3.14 Залежності коефіцієнта кореляції перетвореного сигналу і вихідного сигналу в формі: а – гаусіана, б – похідної гаусіана, в – другої похідної гаусіана від тривалості вибірки, при різних рівнях шуму (1 – 0; 2 – 0,2; 3 – 0,5; 4 – 0,7; 5 – 1)

Оскільки вкрай важливо зберегти неспотвореною форму прийнятого НШС імпульсу, то оптимальною тривалістю вибірки є та, за якої кореляція вхідного і перетвореного сигналів найбільша. Очевидно, що при різних співвідношеннях сигнал/шум на вході стробперетворювача оптимальні тривалості вибірки різні (рис. 3.14).

На підставі цього критерію побудовані графіки залежності оптимальної

тривалості вибірки від рівня шуму (рис. 3.15) для трьох типів сигналів.

Коли шум відсутній ($\sigma = 0$), оптимальна тривалість вибірки наближається до значень, що відповідають загально прийнятим ($\delta < 0,1$ від тривалості імпульсу).

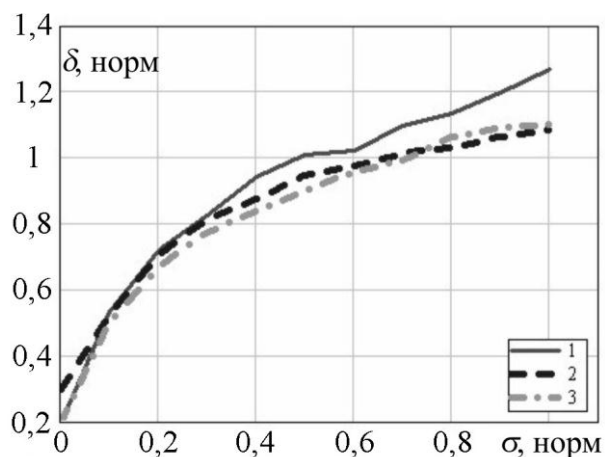


Рис. 3.15 Залежності оптимальної тривалості вибірки від рівня шуму для імпульсу в формі: 1 – гаусіана, 2 – похідної від гаусіана, 3 – другої похідної від гаусіана

Похибка перетворення. Обмежуючись розглядом лише статистичних величин (таких, як коефіцієнт кореляції) важко судити про ступінь амплітудних спотворень перетвореного сигналу. Для того, щоб оцінити похибки перетворення амплітуди сигналів було запропоновано використовувати різницю амплітуд, що відповідають одному і тому самому моменту часу вихідного реєстрованого сигналу і перетвореного сигналу, а в якості критерію оцінки похибки амплітуд сигналів взяти максимальну величину різниці амплітуд. Як виявилось, ці моменти часу збігаються з екстремумами сигналів. У зв'язку з цим можна оцінювати похибки вимірювання амплітуди сигналу у відносних одиницях (щодо піку максимуму або мінімуму) в моменти часу, які збігаються з екстремумами сигналів.

Залежності похибки перетворення пікового значення сигналу E від тривалості вибірки для розглянутих трьох типів сигналів показані на рис. 3.16.

З рис. 3.16 можна визначити максимальну відмінність перетвореного сигналу при виборі оптимальної тривалості вибірки. Так, наприклад, при реєстрації сигналу, форма якого – це похідна від гаусіана, а рівень шуму на вході приймача $\sigma = 0,7$, оптимальна відносна тривалість вибірки $\delta = 1$ (визначається за графіком на рис. 3.15). При такій тривалості вибірки максимальне амплітудне значення перетвореного сигналу відрізняється від значення сигналу, що подається на вхід стробоскопічного перетворювача, на 20%.

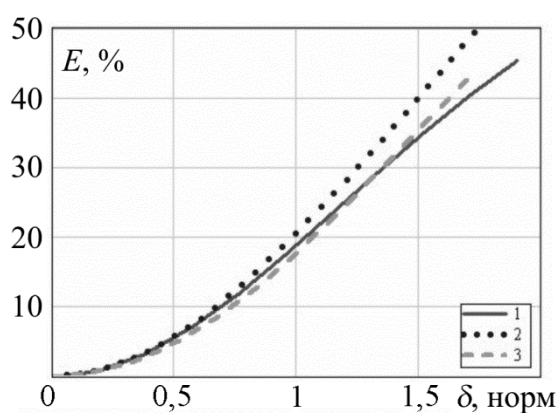


Рис. 3.16 Похибки перетворення для імпульсу в формі: 1 – гаусіана, 2 – похідної від гаусіана, 3 – другої похідної від гаусіана

На рис. 3.17 показано результати чисельного експерименту із стробоскопічного перетворення імпульсу у формі похідної від гаусіана з доданим шумом $\sigma = 0,7$. Для розрахунків використано модель перетворювача (2.1). Параметром, вплив якого досліджується, є тривалість вибірки. На рис. 3.17 а) сигнал, перетворений стробперетворювачем, тривалість вибірки у якого визначалася за загальноприйнятим критерієм – відносна тривалість вибірки $\delta = 0,1$, а на рис. 3.17 б) – сигнал, перетворений стробперетворювачем з оптимальною $\delta = 1$.

Ілюстрації наочно демонструють, що використання запропонованої методики, яка базується на оптимізації тривалості вибірки за критерієм максимуму коефіцієнту кореляції Пірсона, дозволяє суттєво збільшити

співвідношення сигнал/шум в перетвореному сигналі. При цьому форма перетвореного сигналу залишається майже неспотвореною.

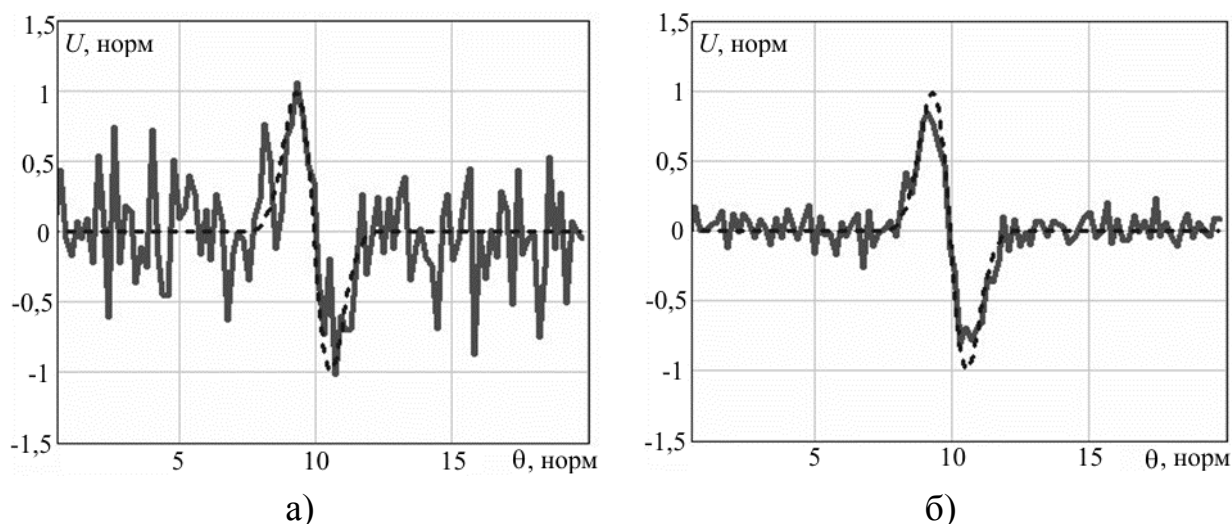


Рис. 3.17 Перетворені сигнали: а) – тривалість вибірки 0,1; б) – тривалість вибірки 1; пунктир – сигнал на вході перетворювача

Висновки до розділу 3

Таким чином, проведені дослідження продемонструвало можливість суттєво впливати на шумові параметри перетворених імпульсних сигналів, що реєструються, за допомогою стробоскопічного перетворювача, в якому передбачено можливість оптимізації тривалості вибірки.

Для експериментів з дослідження параметрів перетворення зі змінною тривалістю вибірки розроблено спеціальний керований генератор стробімпульсів субнаносекундного діапазону тривалостей на основі ДНЗ. Дослідження залежності впливу прямого струму через ДНЗ на тривалість вибірки показало, що шляхом регулювання величини прямого струму в межах від 0,3 мА до 2,2 мА вдається лінійно змінювати тривалість стробімпульсу в межах від 0,3 нс до 1,2 нс, що відповідає можливості регулювання верхньої граничної частоти робочої смуги частот стробоскопічного перетворювача в межах від 1,2 ГГц до 300 МГц.

В експерименті з диференційною двохдіодною схемою стробоскопічного змішувача та генератором стробімпульсів з діапазоном регулювання тривалості вибірки в межах від 60 пс до 450 пс показано, що зі збільшенням тривалості вибірки спостерігається зростання коефіцієнта передачі перетворювача майже в 10 разів та збільшення співвідношення сигнал/шум в 1,3 рази, що дозволяє досягти розширення динамічного діапазону стробоскопічного приймача у 13 разів (на $\approx 22,3$ дБ).

Контроль та оптимізацію параметрів перетворення виконується з використанням кореляційного критерію. Формально оцінка ступеня спотворення форми імпульсу при перетворенні виконується шляхом порівняння коефіцієнтів кореляції вихідного і перетвореного імпульсів із використанням перетворення Пірсона. Такий підхід дозволяє оцінювати ступінь спотворення форми сигналу з шумом при реєстрації з оптимальною для даного рівня шуму тривалістю вибірки, а також за умов допустимої похибки перетворення сигналу, визначити тривалість вибірки стробоскопічного перетворювача і оцінити рівень шуму, при якому взаємна кореляція вихідного і перетвореного сигналів є максимальною.

З використанням моделі стробоскопічного перетворення розраховано і проаналізовано залежності коефіцієнтів кореляційної функції перетвореного сигналу від тривалості вибірки (для трьох типів сигналу).

Приклад перетворення сигналу (рис. 3.17) наочно демонструє ефективність запропонованого комплексу заходів, спрямованих на досягнення ефективного (з високим коефіцієнтом передачі) неспотвореного (з великим коефіцієнт кореляції) перетворення сигналу з шумом.

Запропонований в патенті [21] спосіб дозволяє розв'язати задачу зменшення динамічного діапазону сигналів, що реєструються стробоскопічним способом.

Результати цього розділу відображені в роботах автора [15, 16, 20, 21, 22].

РОЗДІЛ 4

ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДІВ АДАПТАЦІЇ В РАДІОСИСТЕМАХ

Запропоновані автором дисертації методи і створені відповідно до них стробоскопічні перетворювачі були використані як ключові елементи при розробці серії НШС імпульсних радіолокаційних систем різного призначення: в георадарі для вимірювання товщини конструктивних шарів дорожнього покриття, в георадарі для виявлення і визначення геометрії перерізу підповерхневого об'єкту, в системі для НШС антенних вимірювань і інших, де продемонстрували можливість отримати якісно кращі результати зондування.

Спосіб реєстрації сигналу стробоскопічним приймачем, в якому тривалість вибірки змінюється відповідно до заданого закону, був впроваджений в відеоімпульсних георадарах серії «ОДЯГ» [16, 25], розроблених в ІРЕ ім. О.Я Усикова НАН України за участю автора дисертації. Тривалість вибірки регулювалася за рахунок зміни тривалості керуючого стробімпульсу, яка в свою чергу, задавалася струмом через ДНЗ генератора стробімпульсів [20, 89].

4.1 Ефективність аналогового накопичення при виявленні слабконтрастних підповерхневих об'єктів

Відповідні експериментальні дослідження були виконані за участі міжнародної групи фахівців з використанням найсучасніших зразків елементної бази георадарів. У дослідну групу входили вчені Інституту радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова НАН України і представники Electronics and Telecommunication Engineering Dept., Yildiz Technical University, Стамбул (Туреччина). У цьому георадарі були вперше впроваджені в практику георадіолокаційного зондування як аналогове накопичення (див. П. 2.2), так і регулювання робочої смуги частот (див. П. 3.3).

4.1.1 Методика проведення експериментів

Як випромінююча використовувалася рупорна антена, а в якості приймальної – параболічна антена з рупорним опромінювачем, розроблені групою вчених з Туреччини [94, 95] (рис. 4.1). Робочий діапазон частот антени займає смугу від 300 МГц до 15 ГГц.



Рис. 4.1 Георадар «ОДЯГ» з приймально-випромінюючою антенною системою

Випромінююча антена збуджувалася імпульсом з амплітудою 70 В і тривалістю фронту 0,6 нс, який формувався генератором потужних зондуючих імпульсів на лавинному транзисторі.

Об'єкт пошуку розміщувався в тонкому пластиковому кожусі, присипаному ґрунтом, і плавно переміщувався в утвореному в такий спосіб тунелі (рис. 4.2). При русі об'єкта виконували дистанційне зондування коробки з ґрунтом і тунелем.

Об'єктами зондування в експериментах були металевий і малоконтрастний на фоні ґрунту діелектричний об'єкт. Вимірювання виконувались при 3-х робочих смугах частот стробоскопічного приймача: ΔF_1 0 ÷ 1,2 ГГц, ΔF_2 0 ÷ 1,4 ГГц, ΔF_3 0 ÷ 1,7 ГГц.

Спочатку тунель присипали шаром ґрунту товщиною 5 см і виконували зондування, пропускаючи через цей тунель металевий об'єкт. При цьому

георадар працював в режимах без аналогового накопичення – вимірювання 1), і з аналоговим накопиченням за $I = 5$ сигналами – вимірювання 2) з робочою смугою приймача ΔF_2 .



Рис. 4.2 Тестовий майданчик. Експеримент

4.1.2 Результат експериментів

На рис. 4.3 показані радарограми 1) і 2) (інша назва радарограми – це прийнятий у світі термін для позначення цих діаграм: «B-scan»), отримані в ході експериментів, після математичної обробки, до якої увійшли процедури віднімання усередненого сигналу, а також ВЧ і НЧ фільтрації.

Нахилені лінії від маркеру «START» до маркеру «STOP» демонструють сигнали, відбиті об'єктом, що віддаляється від радара при русі в тунелі. Порівняння радарограм 1) і 2) (рис. 4.3) демонструє, що при реєстрації з аналоговим накопиченням радарограма є більш контрастною і з меншим рівнем шуму.

Таку ж саму процедуру виконали і з діелектричним (пластиковим) об'єктом, але, незважаючи на попередню обробку, об'єкт виявити не вдалося (радарограми 1, 2 на рис. 4.4).

Наступні вимірювання проводилися в напівзасипаному тунелі при трьох різних робочих смугах приймача (рис. 4.4, радарограми 3, 4, 5, 6).

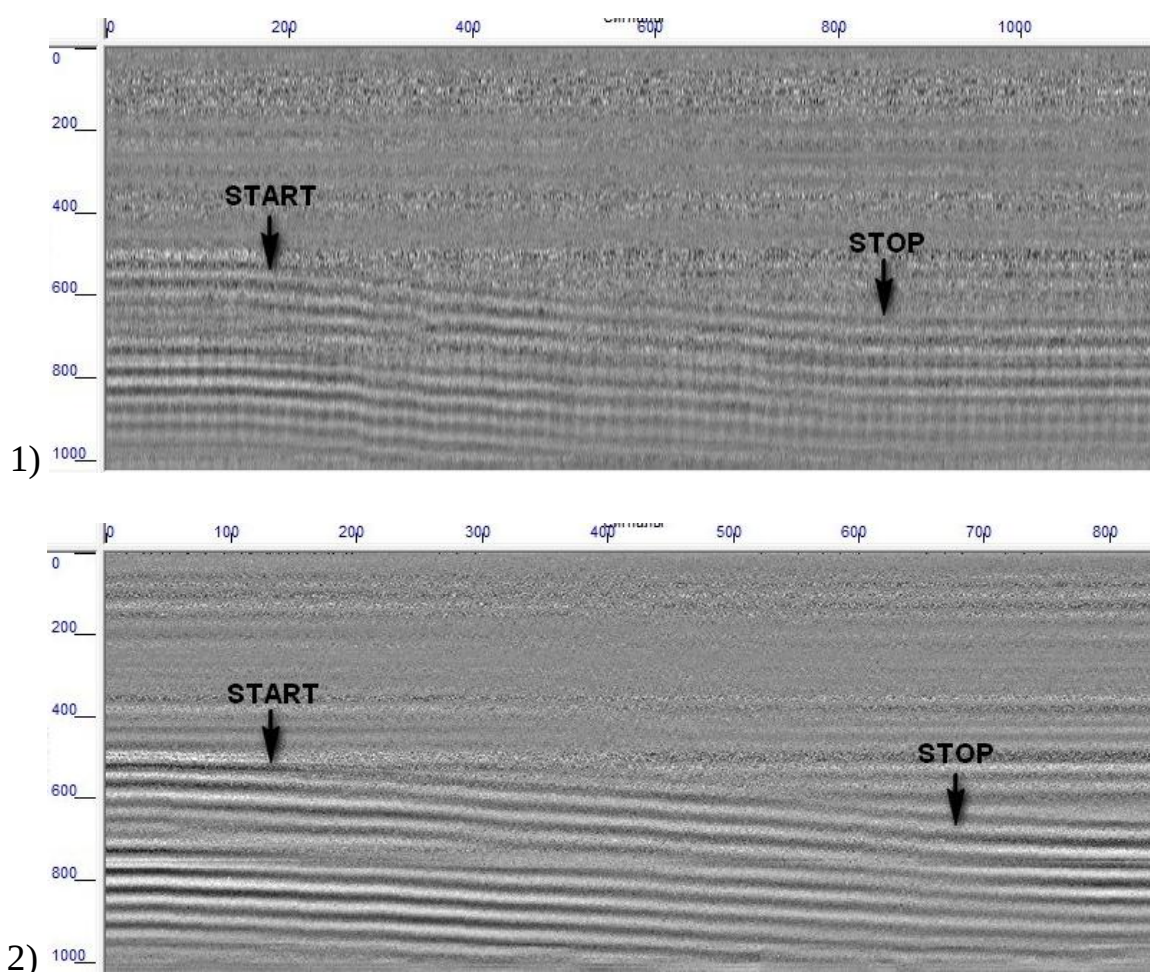


Рис. 4.3 Радарограми, отримані в експериментах з металевим об'єктом:

- 1) робоча смуга $0 \div 1,4$ ГГц, без накопичення,
- 2) робоча смуга $0 \div 1,4$ ГГц, з накопиченням $I = 5$

Як впливає з радарограм, найбільш контрастне відбиття від об'єкта отримано на радарограмі 6) (рис. 4.4) при реєстрації імпульсів приймачем з шириною робочої смуги $0 \div 1,2$ ГГц і з аналоговим накопиченням $I = 5$. На цій радарограмі можна розрізнити нахилені лінії (обведено), що відповідають сигналам, відбитим об'єктом при русі в тунелі. Також рух об'єкта можна простежити і на радарограмі 5) (рис. 4.4) при робочій смузі приймача $0 \div 1,4$ ГГц і аналоговому накопиченні $I = 5$. Без аналогового накопичення рух об'єкта стає ледь помітним (рис. 4.4, радарограма 4). Розширення робочої смуги

до 1,7 ГГц до підвищення контрастності відбитого сигналу не призводить навіть і з аналоговим накопиченням, що ілюструє радарограма 3) (рис. 4.4). Це є результатом впливу шумів, рівень яких в більш широкій смузі $0 \div 1,7$ ГГц більший за амплітуду сигналу.

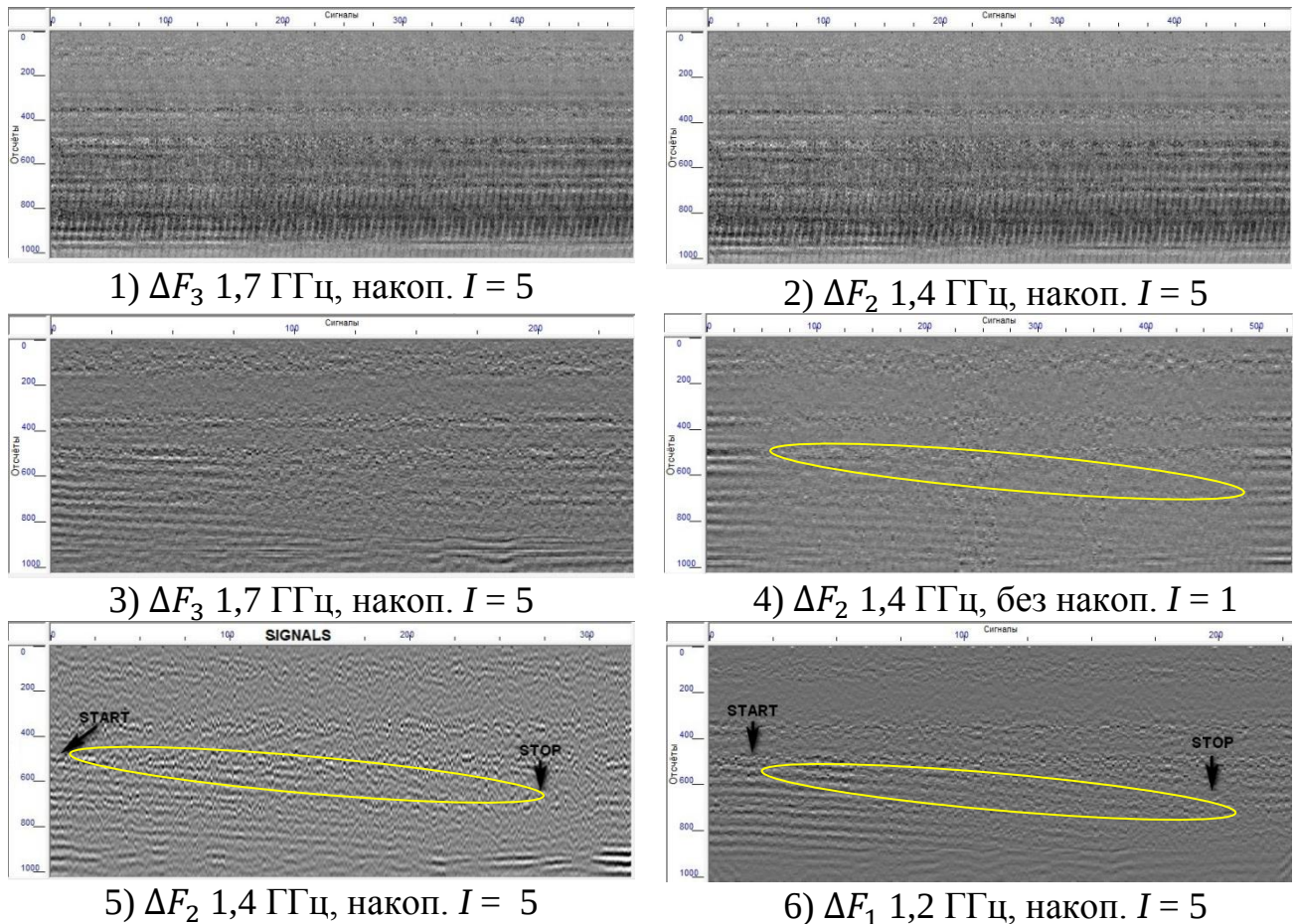


Рис. 4.4 Радарограми, отримані в експериментах з діелектричним об'єктом: 1) $\Delta F_3 - 0 \div 1,7$ ГГц, $I = 5$, 2) $\Delta F_2 - 0 \div 1,4$ ГГц, $I = 5$, 3) $\Delta F_3 - 0 \div 1,7$ ГГц, $I = 5$, 4) $\Delta F_2 - 0 \div 1,4$ ГГц, $I = 5$, 5) $\Delta F_2 - 0 \div 1,4$ ГГц, $I = 5$, 6) $\Delta F_1 - 0 \div 1,2$ ГГц, $I = 5$

Експерименти з виявлення об'єктів під поверхнею ґрунту дозволили простежити характер зміни контрастності зображення об'єкта пошуку зі зміною робочої смуги стробоскопічного приймача. Звуження робочої смуги приймача до 1,2 ГГц і аналогове накопичення за $I = 5$ вибірками дозволило підвищити контрастність зображення об'єкта пошуку в радарограмі на фоні ґрунту і

зафіксувати переміщення діелектричного об'єкта в пластиковому тунелі (рис. 4.4, радарограма 6).

Результати цих експериментів наочно продемонстрували ефективність використання стробоскопічного перетворювача з адаптованою тривалістю вибірки і змінним аналоговим накопиченням. В результаті оптимізації цих параметрів з'явилась можливість виявити слабоконтрастні об'єкти, завдяки досягнутому підвищенню співвідношення сигнал/шум і збільшенню енергетичного потенціалу радара.

4.2 Георадар з адаптованим стробоскопічним перетворювачем як джерело даних для мікрохвильової томографії

Сучасний рівень розвитку обчислювальних засобів відкриває можливості для розробки і використання на практиці методів відновлення електричних характеристик і форми об'єктів за результатами радіолокаційного зондування [96, 97]. Ці методи є різновидами методів розв'язання обернених задач, які демонструють якісні результати тільки в разі відсутності шумів і за умови неспотвореної реєстрації форми прийнятих сигналів (або при дуже малому рівні шумів та спотворень). Основною умовою отримання таких георадіолокаційних даних є також висока стабільність синхронізації приймально-передавального тракту радіолокаційної системи.

В рамках міжнародного проєкту «Активні і пасивні мікрохвилі для безпеки і підповерхневого зондування» (AMISS) Marie Curie Actions IRSES (PIRSES-GA-2010-269157) Сьомої рамкової європейської програми [103] спільно з італійськими колегами з ISTITUTO PER IL RILEVAMENTO ELETTROMAGNETICO DELL'AMBIENTE – NATIONAL RESEARCH COUNCIL OF ITALY (IREA-CNR), Неаполь (Італія), були проведені дослідження із застосування методу мікрохвильової томографії до завдань пошуку та ідентифікації підповерхневих об'єктів [24].

Для експериментів використовувався георадар «ОДЯГ», одним з ключових елементів якого був розроблений автором дисертації стробоскопічний перетворювач з адаптацією тривалості вибірки.

Експеримент було проведено в умовах георадіолокаційного полігону в ІРЕ ім. О. Я.Усикова НАН України. Підповерхневу структуру полігону з об'єктом в ґрунті показано на рис. 4.5. Полігон являє собою засипану піском траншею глибиною 60 см. На глибині 30 см знаходиться металева труба діаметром 2,4 см. Під час вимірювань георадар рухався по поверхні траншеї зліва направо. Через кожні 0,4 см виконувалось зондування та реєстрація відбитого сигналу. Дистанція зондування вздовж маршруту становила 210 см.

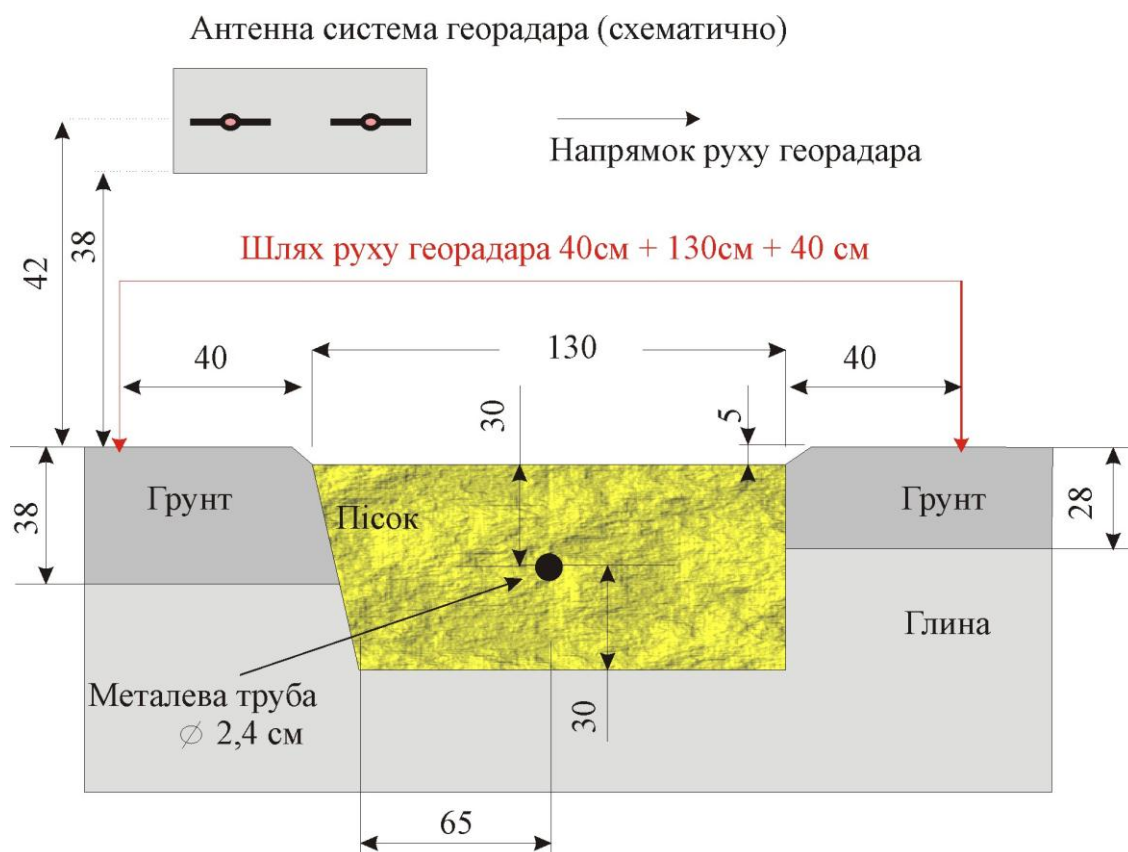


Рис. 4.5 Схематичний профіль досліджуваної ділянки для збору георадіолокаційних даних. Усі розміри в см

Сигнал реєструвався у часовому вікні від 0 до 10 нс із дискретизацією за 512 відліками. Результат зондування у вигляді радарограм представлено на рис. 4.6.

На радарограмі рис. 4.6 а) на позиції, що відповідає часу $t = 2,25$ нс, видно відбиття від поверхні у вигляді червоної горизонтальної смуги. Також видно гіперболоподібну криву з вершиною на позначці 6 нс, яка є відбиттям від об'єкта.

Для розрахунків методом мікрохвильової томографії взято тільки частину радіолокаційного профілю починаючи з 2,5 нс. Усі дані до цієї позначки часу в розрахунках не задіяні. Також відкинуто дані, що відповідають частинам маршруту до і після траншеї. Результат попередньої обробки показано на рис. 4.6 б).

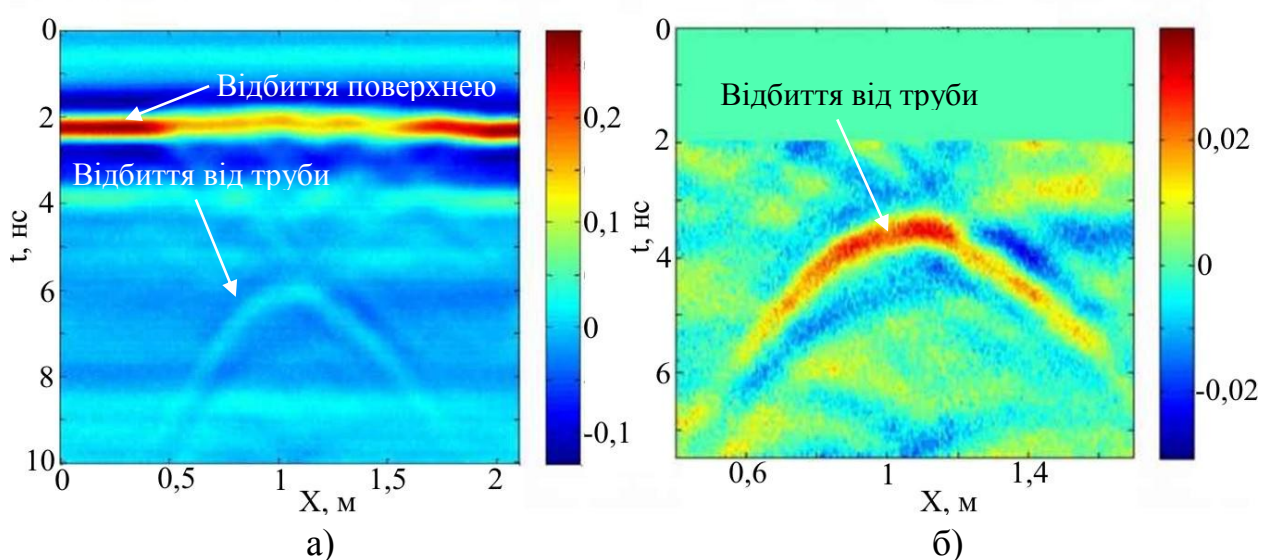


Рис. 4.6 Радарограми. а) початкові дані, б) дані, оброблені шляхом віднімання фону і видаленням частини сигналу від 0 до $t = 2,53$ нс

Відновлений томографічним методом переріз ґрунту показано на рис. 4.7. Координата X – це відстань в метрах. Координата Z – це глибина в метрах. Кольорова шкала – це нормована струмопровідність середовища.

В даному випадку зображенням самої труби є темно коричнева пляма, позначена стрілкою.

Таким чином, дані, зібрані з використанням оптимізації тривалості вибірки в стробоскопічному перетворювачі, дозволили успішно застосувати метод мікрохвильової томографії для обробки георадіолокаційної інформації і

коректно відновити переріз ґрунту (рис. 4.7), що свідчить про мінімум спотворення форми прийнятого імпульсу при стробоскопічному перетворенні.

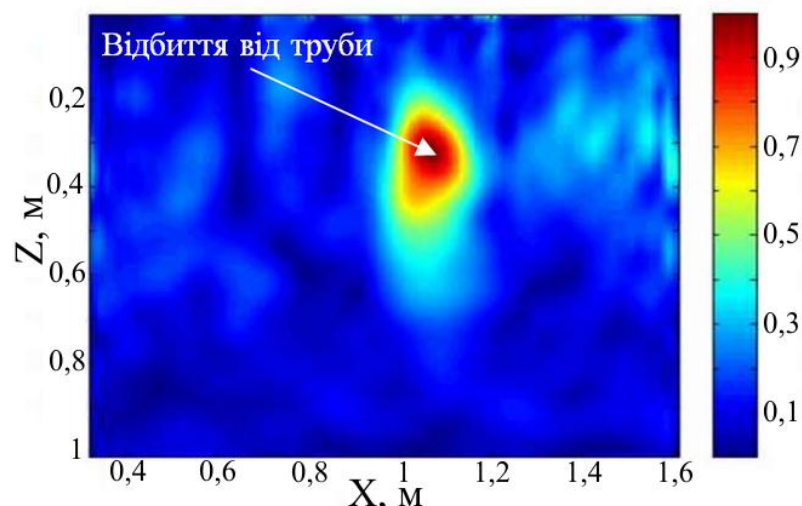


Рис. 4.7 Відновлений переріз підповерхневої структури ґрунту

4.3 Визначення товщини шарів дорожнього одягу

Сучасний моніторинг стану підповерхневої частини дорожніх одягів георадіолокаційними методами ґрунтується на послідовному НШС імпульсному зондуванні дороги з її поверхні, побудові радарограм досліджуваних ділянок дороги і відстежуванні границь розділу шарів [104, 105].

Для забезпечення можливості точного вимірювання товщини шарів дорожнього одягу (за будівельними нормами точність має бути не гірше за 5 мм) і, при цьому, для виявлення слабоконтрастних шарів потрібні радіолокаційні системи з дуже стабільними параметрами і великим динамічним діапазоном. Прикладом такої апаратури є георадар «ОДЯГ-4» [106], розроблений за участю автора дисертації в ІРЕ ім. О.Я. Усикова НАН України під час виконання НДР [107]. Основні удосконалення, внесені при виконанні НДР, були спрямовані на збільшення динамічного діапазону стробоскопічної приймальної системи.

Чим вищими мають бути роздільна здатність і точність вимірювань георадара, тим коротшою має бути тривалість зонduючого імпульсу. Однак короткі імпульси електромагнітного поля зазнають істотного загасання при поширенні в таких середовищах, як асфальтобетон, бетон, глини. Отже, чим вищою є необхідна роздільна здатність, тим вище вимоги до енергетичних характеристик георадара, перш за все – до динамічного діапазону приймача і точності вимірювання амплітудно-часових параметрів прийнятого НШС імпульсного сигналу.

При цьому слід мати на увазі, що якщо границі розділу між шарами дорожнього одягу мають нерівності, співмірні з роздільною здатністю георадара, то фронт відбитого сигналу стає розмитим, стає складніше встановити його розташування на осі часу і, отже, визначити товщину шару. В таких умовах особливо жорсткі вимоги пред'являються і до мінімізації джитера у вимірювальній апаратурі, що є основою для використання такого методу збільшення енергетичного потенціалу, як аналогове накопичення.

Для досягнення малого джитера і малого рівня шуму при реєстрації імпульсів субнаносекундної тривалості було створено георадар зі стробоскопічним перетворювачем, в якому використані розглянуті в дисертації підходи, доповнені принципами побудови усієї НШС приймальної системи, засновані на:

- використанні стабільних цифрових схем, які задають часовий зсув стробуючого імпульсу;
- синхронізації моменту формування стробімпульсу за допомогою імпульсу, що зондує (рис. 4.8).

До комплекту апаратури георадара «ОДЯГ-4» входять (рис. 4.9): 1 – приймально-передавальна антенна система; 2 – апаратний блок, який включає стробоскопічний перетворювач; 3 – фідерна лінія; 4 – кабель управління; 5 – блок живлення від електричної мережі; 6 – комп'ютер (Notebook).

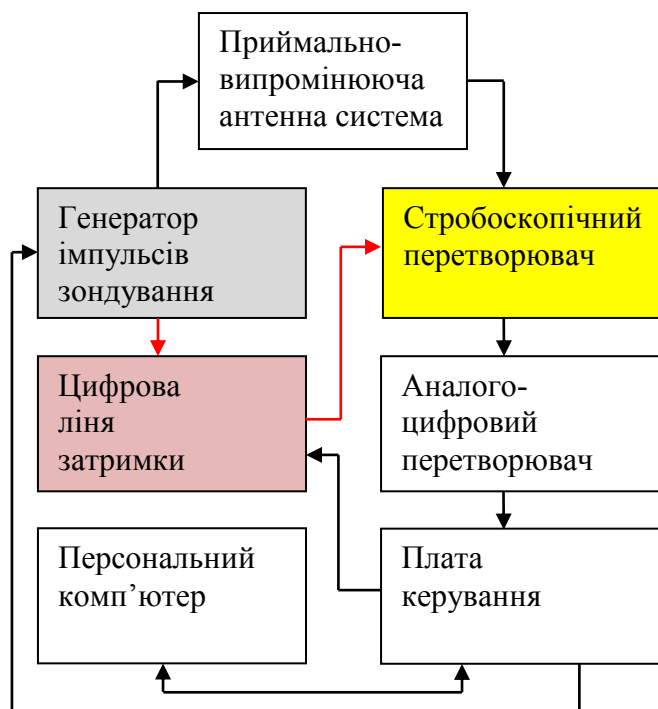


Рис. 4.8 Структурна схема георадара з синхронізацією стробоскопічного перетворювача за зондуючим сигналом і цифровою лінією затримки

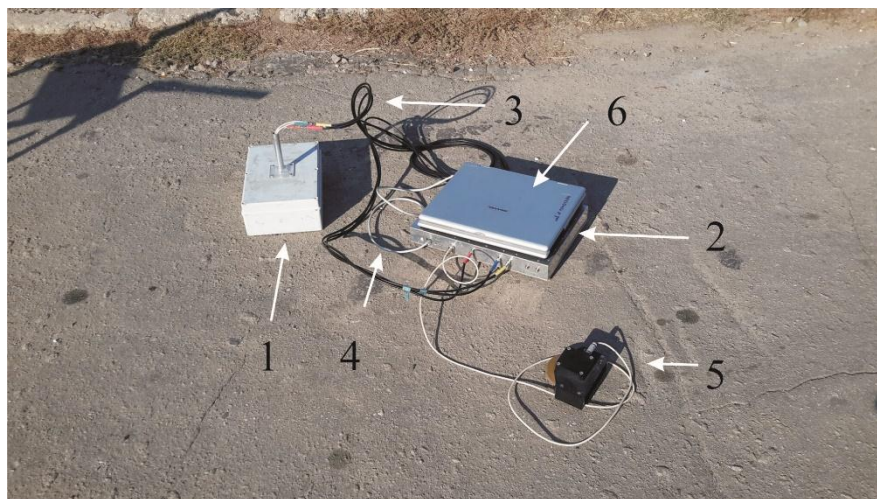


Рис. 4.9 Комплект апаратури георадара «ОДЯГ-4»

Технічні характеристики стробоскопічного приймального блоку георадара такі:

- час наростання ПХ стробоскопічного перетворювача $\leq 0,2$ нс;
- рівень шуму на вході ≤ 200 мкВ (без накопичення);
- крок стробування – 10 пс;

- тривалість вибірок для стробоскопічного перетворення може змінюватись від 460 пс до 60 пс;
- кількість сигналів для аналогового накопичення може обиратись від 1 до 16;
- середньоквадратичне значення часової помилки синхронізації стробування (джитер) < 3 пс.

Випробування георадара були проведені за участю представників підприємства «Дор'якість» під час приймальних робіт на двох ділянках ремонтуваної дороги Київ – Довжанський (рис. 4.10). Результати вимірювань оброблено за допомогою розробленого в ХНУ імені В. Н. Каразіна (м. Харків) програмного забезпечення «Geovisy», в якому використано алгоритм визначення товщини шарів дорожнього одягу, заснований на розв'язанні оберненої задачі – відновлення електрофізичних і геометричних параметрів шаруватого середовища за параметрами розсіяного НШС імпульсного електромагнітного поля.

Точність визначення товщини шарів дорожнього одягу можна оцінити з таблиці 4.1.

Дані таблиці 4.1 свідчать про високу точність вимірювання товщини шарів покриття, досягнуту в експериментах.

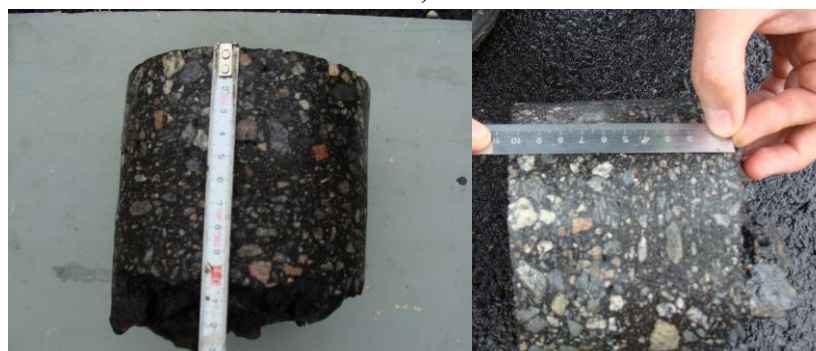
Таким чином, георадар, розроблений із застосуванням розглянутих в дисертації підходів до побудови стробоскопічного перетворювача з розширеним динамічним діапазоном і малим джитером, та доповнений відповідним програмним забезпеченням, дозволив визначити товщину конструктивних шарів дорожнього покриття швидко і з досить високою для моніторингу доріг точністю. Це стало можливим в першу чергу завдяки високій точності реєстрації радіолокаційних сигналів стробоскопічним приймачем георадара.



а)



б)



в)

Рис. 4.10 Ілюстрації з випробувань. а) – підповерхневе зондування із застосуванням георадара, б) – відбір керна, в) – визначення товщини шарів асфальтобетону за керном

Таблиця 4.1

Результати випробувань

Показники	Фактичне значення за керном в см	Розрахункове значення за результатами георадарного дослідження в см
519 км		
Товщина пакету асфальтобетонних шарів	10,5	10,12
Товщина першого і другого шарів покриття	Верхній шар – 5,5 Нижній шар – 5,0	Верхній шар – 5,17 Нижній шар – 4,94
528 км		
Товщина першого, другого і третього шарів покриття	Верхній шар – 6,0 Другий шар – 4,0 Третій шар – 4,0	Верхній шар – 5,99 Другий шар – 4,09 Третій шар – 3,91

4.4 Вимірювання діаграм спрямованості антен з використанням НШС імпульсів

Застосування обчислювальних засобів для обробки радіолокаційної інформації дозволяє значно підвищити як технічні, так і тактичні характеристики радіолокаторів. Гарантією таких досягнень є точність реєстрації електромагнітних імпульсів, які несуть інформацію про об'єкт радіолокації. Антенні системи радіолокаторів є тією самою ланкою, через яку проходить і сигнал, що зондує, і відбитий сигнал. Відповідно, висока точність визначення характеристик антен і використання цих характеристик при обробці радіолокаційних даних є запорукою високоточної реєстрації інформаційних радіолокаційних сигналів.

Наразі для точного вимірювання характеристик антенних систем найпоширенішим є використання безлунових камер, які являють собою досить габаритні приміщення, стіни, стеля і підлога яких вкриті, як правило, коштовним поглиначем. Поглинач усуває відбиття від предметів, що оточують антену під час вимірювань, і їхній вплив на результати вимірювань антенних характеристик.

Альтернативним підходом, що не потребує коштовного обладнання безлунових камер, є НШС імпульсний метод [108]. Тобто, вимірювання у частотній області можна замінити вимірюваннями у часовій області з подальшим визначенням частотних характеристик за допомогою перетворення Фур'є.

Перевага НШС імпульсного методу обумовлена тим, що реєстрація сигналів відбувається в певному часовому вікні, в яке не потрапляють поля, відбиті оточуючими предметами. Завдяки цьому зникає необхідність в застосуванні поглиначів. Додатковою перевагою цього методу є можливість швидкого вимірювання характеристик антени в широкому діапазоні частот, який обмежується тільки границями спектру НШС тестового імпульсного сигналу. Точність визначення параметрів діаграми спрямованості антени, що досліджується, майже цілком залежить від динамічного діапазону апаратури, що реєструє сигнали.

НШС імпульсна приймальна апаратура з розширеним динамічним діапазоном вимірювань, вдосконалена з використанням розглянутих в дисертації підходів [14, 21, 109], дозволила створити комплекс для антенних вимірювань в часовій області [29]. Наступний параграф, який включає матеріали роботи [26], демонструє можливість використання комплексу для визначення діаграм спрямованості антени.

4.4.1 Вимірювальний комплекс

Основа комплексу (рис. 4.11) – це стробоскопічний приймач, який реєструє амплітудно-часову залежність коротких імпульсів з високою точністю. Основні технічні характеристики комплексу:

- а) діапазон кутів вимірювань за азимутом $0 \div 360^\circ$;
- б) передавальна частина:
 - амплітуда тестового імпульсу на навантаженні $50 \text{ Ом} > 75 \text{ В}$;

- частота повторення імпульсів < 500 кГц;
- час наростання тестового імпульсу $< 0,4$ нс;

в) приймальна частина:

- робоча смуга частот приймача від 0 до 2,4 ГГц;
- рівень шуму на вході приймача < 100 мкВ;
- час наростання ПХ $< 0,2$ нс;
- розрядність АЦП – 16 біт;
- діапазони спостереження у часі: 5 нс; 10 нс; 20 нс; 40 нс;

г) динамічний діапазон сигналів – 115 дБ.

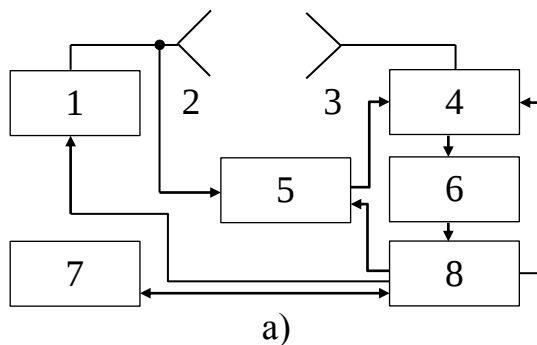


Рис. 4.11 Вимірювальний комплекс. а) схема комплексу із складовими: 1 – генератор імпульсів, 2 – антена, що випромінює, 3 – приймальна антена, реєструюча система, до якої входять: 4 – стробоскопічний перетворювач, 5 – цифрова лінія затримки, 6 – АЦП, 7 – комп'ютер, 8 – блок управління, б) фото поворотного механізму та підтримуючої опори

Нижня границя смуги частот вимірювання визначається часовим вікном, до якого ще не потрапляють сигнали, відбиті сторонніми об'єктами.

Комплекс є мобільним і може працювати і в приміщенні і за його межами.

4.4.2 Вимірювання діаграми спрямованості широкосмугового диполя

Для тестування комплексу було зібрано дані щодо випромінювання імпульсних сигналів дипольною Bow-Tie антеною (рис. 4.12), розміри якої ($440 \times 200 \text{ мм}^2$) перевищують просторову тривалість імпульсу збудження. Як свідчать результати дослідження [110], через велику довжину антени (відносно довжини хвиль короткохвильової частини спектру сигналу), слід очікувати, що діаграми матимуть характерні бокові пелюстки. Саме такі особливості діаграм, у даному випадку, є критерієм достовірності результатів вимірювань.

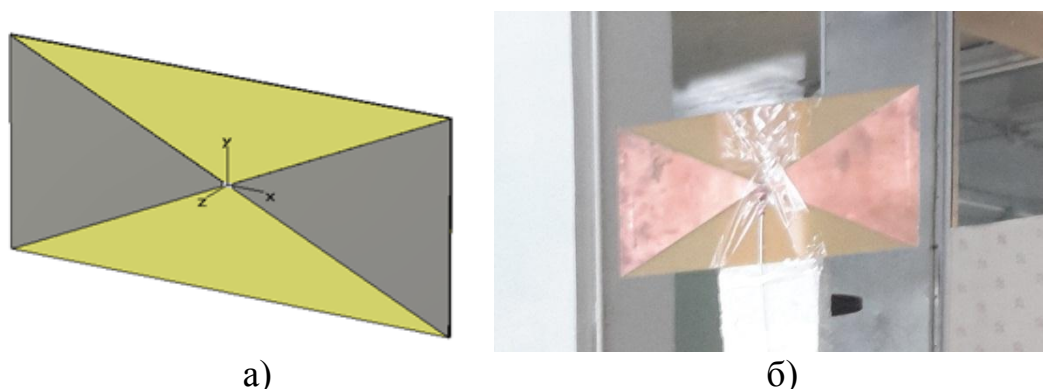


Рис. 4.12 Bow-Tie антена: а) модель для розрахунків б) експериментальний зразок

Також теоретично за результатами розв'язання електродинамічної задачі було обчислено діаграми спрямованості такої антени для кількох частот з діапазону вимірювань. Порівняння результатів демонструє рис. 4.13.

Амплітудно-кутові залежності на розрахованих і отриманих в результаті вимірювань діаграмах добре співпадають. Різниця, яка проявляється у вигляді несиметричності діаграм, отриманих експериментальним шляхом, обумовлена відсутністю повного симетрії збудження антени, яка все ще залишилась, незважаючи на використання симетруючого трансформатора.

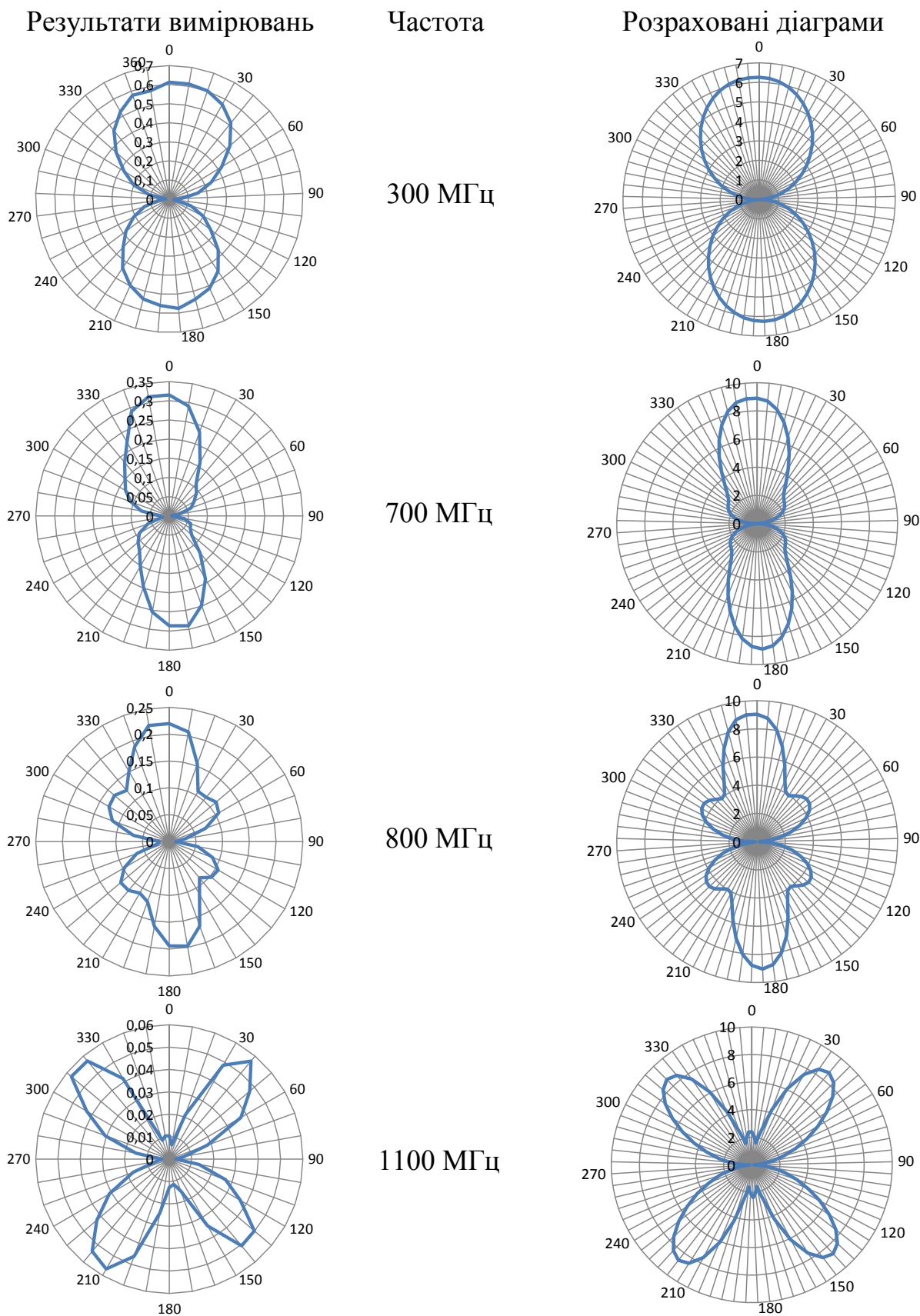


Рис. 4.13 Діаграми спрямованості антени Bow-Tie. Ліворуч – результати вимірювань. Праворуч – розраховані діаграми

Оскільки поширення електромагнітного імпульсу від випромінювача до об'єктів оточення і, далі, відбитих імпульсів – до приймальної антени потребує певного часу, впродовж якого приймач реєструє тільки сигнали, випромінювані досліджуваною антеною без заважаючи відбиттів, то протягом цього часу можна коректно виміряти навіть найменший коефіцієнт зв'язку між випромінюючою та приймальною антенами [111].

Особливості діаграм спрямованості Bow-Tie антени [26] та забезпечення вимірювання коефіцієнтів зв'язку між антенами на рівні – 65 дБ [109] і більше свідчать про широкі можливості, які надає приймальна апаратура, розроблена під час досліджень за темою дисертації, і застосована в НШС імпульсному методі вимірювання.

Висновки до розділу 4

Адаптація і оптимізація параметрів стробоскопічного перетворення та, відповідно, практичних схем стробоскопічних перетворювачів визначили можливості значного розширення динамічного діапазону НШС імпульсних радіолокаційних систем.

Можливість варіації робочої смуги частот приймача георадара, закладена в алгоритмі роботи приладу, визначила ймовірність виявлення слабоконтрастних об'єктів. Аналогове накопичення додатково підвищило контрастність зображення об'єкта пошуку на радарограмі на фоні шумів.

Експерименти з виявлення слабоконтрастного об'єкта в ґрунті дозволили простежити характер зміни контрастності зображення об'єкта пошуку зі зміною робочої смуги частот. Звуження робочої смуги приймача до 1,2 ГГц і аналогове накопичення за 5 вибірками підвищили контрастність зображення об'єкта пошуку, завдяки чому стало можливим зафіксувати переміщення слабоконтрастного діелектричного об'єкта в пластиковому тунелі під шаром ґрунту.

Застосування томографічного методу для відтворення перерізу підповерхневої структури ґрунту продемонструвало і, в такий спосіб, підтвердило високу точність реєстрації форми сигналів із використанням адаптованих стробоскопічних перетворювачів.

Врахування та зменшення впливу джитера послужило основою для розробки георадарів, здатних забезпечити вимірювання товщини конструктивних шарів дорожнього покриття з точністю не гірше 5 мм. Як і у випадку з мікрохвильовою томографією, можливість такого результату визначається точністю вимірювання параметрів розсіяного поля, яка забезпечена в створених георадарах (ДОДАТОК Б, Д).

Вимірювання характеристик антенних систем (діаграм спрямованості, узгодження, коефіцієнтів підсилення розв'язки між випромінюючим та приймальним модулями та інших) за допомогою НШС імпульсних електромагнітних полів дозволило принципово, за часом спостереження, обмежити простір, з якого до приймальної антени надходять відбиті оточенням імпульси. Завдяки цьому досягнута висока точність вимірювань, що обумовлюється, в першу чергу, великим динамічним діапазоном НШС імпульсного реєстратора, яким є оптимізований стробоскопічний перетворювач.

Результати цього розділу відображені в роботах автора [23, 24, 25, 26, 27, 28, 29].

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі розв'язано актуальне наукове завдання розробки методів адаптації параметрів стробоскопічного перетворення для розширення динамічного діапазону приймача НШС імпульсної радіолокаційної системи.

На підставі результатів досліджень було зроблено такі висновки:

1. Застосування вибірок збільшеної тривалості дозволяє знизити рівень шуму, приведеного до входу змішувача, і збільшити коефіцієнт передачі змішувача. Протягом більш тривалої вибірки істотно «згладжуються» шумові флуктуації, а також збільшується кількість заряду (і, відповідно, частина енергії вхідного імпульсу), що надходить до накопичувальної ємності. Сукупним ефектом є істотне підвищення співвідношення сигнал/шум і збільшення динамічного діапазону стробоскопічної приймальної системи (в експериментах досягнуто збільшення на $\approx 22,3$ дБ).

2. Вперше за результатами математичного моделювання процесу стробоскопічного перетворення сигналів при аналоговому накопиченні показано зменшення часу наростання перехідної характеристики стробоскопічного перетворювача і, відповідно, розширення його робочої смуги частот внаслідок аналогового накопичення. Цей ефект властивий стробоскопічним перетворювачам, які функціонують саме в режимі з неповним зарядом накопичувальної ємності, і спостерігається тоді, коли тривалість вибірки мала в порівнянні з сталою часу заряду накопичувальної ємності. Експерименти підтвердили коректність результатів теоретичного аналізу.

3. Вперше запропоновано спосіб корекції методу оцінки джиттера, який ґрунтується на аналізі амплітудних помилок перетвореного сигналу, шляхом відновлення реальної амплітуди сигналу за двома сусідніми вибірками з урахуванням коефіцієнта передачі і коефіцієнта втрат змішувача стробоскопічного перетворювача, які визначаються за результатами додаткових незалежних вимірювань. Спосіб корекції є орієнтованим на використання в

стробперетворювачах із неповним зарядом накопичувальної ємності.

4. Вперше запропоновано спосіб стробоскопічного перетворення (патент України № 96241), в якому тривалість вибірки збільшується від початку до кінця часу спостереження таким чином, щоб реєструвати відбиті приповерхневими об'єктами сигнали з більшою потужністю та з ширшим спектром, використовуючи коротші вибірки, а сигнали відбиті об'єктами, які залягають глибоко, реєструвати зі збільшеною тривалістю вибірки. Це, в сукупності, призводить до підвищення чутливості приймача радіолокаційної системи, звуження динамічного діапазону амплітуд прийнятих сигналів і зміни робочої смуги частот відповідно до закону дисперсії в ґрунті.

5. В дисертації запропоновано новий спосіб визначення оптимальних параметрів стробоскопічного перетворення сигналу з шумом, який базується на порівнянні вхідного і перетвореного імпульсів з використанням кореляції Пірсона.

6. Практичне застосування адаптованого стробоскопічного перетворення забезпечило, по-перше, збільшення динамічного діапазону приймальних систем локаторів, а по-друге, довело, що форма зареєстрованих сигналів цілком відповідає тим, які надходять до входу стробперетворювача. Інакше коректне розв'язання обернених задач було б неможливим.

7. Створені стробоскопічні НШС імпульсні приймачі також продемонстрували придатність для вимірювання характеристик антенних систем в широкій смузі частот і широкому динамічному діапазоні амплітуд сигналів.

Отримані в дисертації результати є базовими для розробки високочутливих приймальних систем НШС радіолокаторів, в основі яких лежить стробоскопічне перетворення імпульсних сигналів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи : пер. с англ. Москва : Радио и связь, 1985. 376 с.
2. Вопросы подповерхностной радиолокации : коллективная монография / под ред. А. Ю. Гринева. Москва : Радиотехника, 2005. 416 с.
3. Финкельштейн М. И., Кутев В. А., Золотарев В. П. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. Москва : Недра, 1986. 128 с.
4. Ultrawideband radar: applications and design / ed. by J. D. Taylor. CRC Press, 2012. 536 p.
5. Биорадиолокация / под ред. А. С. Бугаева, С. И. Ивашова, И. Я. Иммореева. Москва : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2012. 396 с.
6. Action TU1208. Civil Engineering Applications of Ground Penetrating Radar. COST Success Story : Web Page. URL: <https://gpradar.eu/> (Last accessed: 02.05.2019). Title from the screen.
7. Масалов С. А., Почанин Г. П. Проблемы и пути развития СШП видеоимпульсной георадиолокации // Радиофизика и электроника. 2005. Т. 10, спец. вып. С. 633–640.
8. Pochanin G. P. Problems and promising lines of development of UWB ground penetrating radiolocation // International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of the Second International Workshop, 19–22 Sept. 2004, Sevastopol, 2004. P. 61–66.
9. Ground Penetrating Radar Array and Timing Circuit: Patent 6496137B1 USA. № 09/658061 ; appl. 08.09.2000 ; appl. 19.09.1999 ; publ. 17.12.2002. 25 p.
URL: <https://patents.google.com/patent/US6496137> (Last accessed: 02.05.2019).
10. Ground Penetrating Radar: Theory and Applications / ed. by H. Jol. ELSEVIER, 2009. 524 p.

11. High-speed ADCs (>10MSPS) – RF sampling // Texas Instruments : Web Page. URL: <http://www.ti.com/data-converters/adc-circuit/high-speed/rf-sampling.html> (Last accessed: 02.05.2019). Title from the screen.
12. High Speed A/D Converters // Analog Devices : Web Page. URL: <http://www.analog.com/ru/products/analog-to-digital-converters/high-speed-ad-10msps.html>. (Last accessed: 02.05.2019). Title from the screen.
13. Рябинин Ю. А. Стробоскопическое осциллографирование. Москва: Сов. Радио, 1972. 272 с.
14. Ruban V. P., Shuba A. A., Pochanin A. G., Pochanin G. P. Signal Sampling with Analog Accumulation // Telecommunications and radio engineering. 2015. Vol. 74, Is. 6. P. 515–525.
15. Ruban V. P., Pochanin G. P. Sampling duration for noisy signal conversion // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 5th Intl. Conf. UWBUSIS, 6–10 Sept. 2010, Sevastopol, 2010. P. 275–277.
16. Pochanin G. P., Masalov S. A., Ruban V. P., Kholod P. V., Batrakov D. O., Batrakova A. G., Varyanytsia-Roshchupkina L. A., Urdzik S. N., Pochanin O. G. Advances in Short-Range Distance and Permittivity Ground Penetrating Radar Measurements for Road Surface Surveying // Advanced Ultrawideband Radar: Signals, Targets, and Applications : collective monograph / ed. by J. D. Taylor / London : CRC Press, Taylor & Francis Group, 2016. P. 19–64.
17. Ruban V. P., Shuba O. A., Pochanin G. P. The GPR receiver. Sync stability // Radiophysics, Electronics, Photonics and Biophysics : XII Kharkiv Young Scientist Conference, 4–7 Dec. 2012. : abstr. Kharkiv, 2012. P. 1.
18. Ruban V. P., Pochanin G. P., Pochanin O. G., Shuba O. O. Sampling conversion of the short impulse signals at extended sample width // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 8th Intl. Conf. UWBUSIS, 5–11 Sept. 2016, Odessa, 2016. P. 142–144.
19. Pochanin G. P., Ruban V. P., Kholod P. V., Shuba A. A., Pochanin A. G., Orlenko A. A. Enlarging of power budget of ultrawideband radar // Recent

- Advances in Space Technologies : Proceedings of 6th Intl. Conf. RAST-2013, 12–14 June 2013, Istanbul, Turkey, 2013. P. 213–216.
20. Ruban V. P., Shuba O. O. Sampling pulse width versus forward current in the step recovery diode // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 6th Intl. Conf. UWBUSIS, 17–21 Sept. 2012, Sevastopol, 2012. P. 72–74.
 21. Стробоскопічний спосіб реєстрації сигналів: пат. 96241 Україна. № а201014689 ; заявл. 07.12.2010 ; опубл. 10.10.2011, Бюл. № 19. 4 с.
 22. Ruban V. P., Pochanin G. P., Shuba O. O., Pochanin O. G. GPR Receiver with Adjustable Frequency Bandwidth // International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar : Proceedings of 8th Intl. Conf. IWAGPR 15, 7–10 July 2015, Florence, Italy, 2015. P. 1–4.
 23. Ruban V. P., Shuba O. O., Pochanin O. G., Pochanin G. P., Turk A. S., Keskin A. K., Dagcan S. M., Caliskan A. T. Analog Signal Processing for UWB Sounding // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 7th Intl. Conf. UWBUSIS, 15–19 Sept. 2014, Kharkiv, 2014. P. 55–58.
 24. Persico R., Pochanin G., Ruban V., Orlenko A., Catapano I., Soldovieri F. Performances of a Microwave Tomographic Algorithm for GPR Systems Working in Differential Configuration // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2016. Vol. 9, Is. 4. P. 1343–1356.
 25. Pochanin G. P., Ruban V. P., Kholod P. V., Shuba A. A., Pochanin A. G., Orlenko A. A., Batrakov D. O., Batrakova A. G. GPR for pavement monitoring // Журнал радиоелектроніки. 2013. № 1. 881 kB.
 26. Pochanin G. P., Ruban V. P., Orlenko O. A., Korzh V. G., Andreev M. V., Drobakhin O. O. Antenna pattern measurements: UWB impulse and multifrequency signals Comparison // International Conference on Antenna Theory and Techniques : Proceedings of XI- Intl. Conf. ICATT'17, 24–27 May 2017, Kyiv, 2017. P. 1–4.

27. Kholod P. V., Ruban V. P. The Sampler of the Videopulse Georadar // Radio Physics and Radio Astronomy. 2002. Vol. 7, No. 4. P. 424–430.
28. Pochanin G. P., Ruban V. P., Batrakova A. G., Urdzik S. N., Batrakov D. O. Measuring of thickness of asphalt pavement with use of GPR // International radar symposium : Proceedings of 15th Intl. Conf. IRS, 16–18 June 2014, Gdansk, Poland, 2014. P. 452–455.
29. Петреченко С. Н., Почанин А. Г., Почанин Г. П., Рубан В. П. Автоматизированный комплекс для измерений характеристик сверхширокополосных антенн // Радиофизика и электроника. 2005. Т. 10, № 2. С. 233–239.
30. Ruban V. P. Jitter of synchronization of the stroboscopic converter // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. Vol. 75, Is. 9. P. 789–800.
31. Harmuth H. F. Nonsinusoidal waves for radar and radio communication. New York : Academic Press, 1981. 396 p.
32. Astanin L. Yu., Kostylev A. A. Ultrawideband Radar Measurements: Analysis and Processing. London : The Institute of Electrical Engineers, 1997. 256 p.
33. Taylor J. D. Introduction to ultra-wideband radar systems. Boca Raton : FL. CRC Press, 1995. 688 p.
34. Подповерхностная радиолокация / М. И. Финкельштейн и др.; под. ред. М. И. Финкельштейна. Москва : Радио и связь, 1994. 216 с.
35. Daniels D. J. Ground penetrating radar. London: The Institution of Engineering and Technology, 2004.
36. Acquiring an Analog Signal: Bandwidth, Nyquist Sampling Theorem, and Aliasing. // National Instrument : Web Page. URL: <http://www.ni.com/whitepaper/2709/en/> (Last accessed: July 15, 2016). Title from the screen.
37. Geophysical surveying system employing electromagnetic impulses: Patent 3806795A USA. № 214933 ; appl. 03.01.1972; publ. 23.04.1974. 11 p. URL: <https://patents.google.com/patent/US3806795A/en> (Last accessed: 02.05.2019).

38. GSSI : Web Page. URL: <https://www.geophysical.com/> (Last accessed: 11.05.2019). Title from the screen.
39. ABEM|MALA : Web Page. URL: <http://www.guidelinegeo.com/> (Last accessed: 11.05.2019). Title from the screen.
40. Transient Technologies : Web Page. URL: <https://viy.ua/> (Last accessed: 11.05.2019). Title from the screen.
41. China Electronics Technology Group Corporation : Web Page. URL: <http://www.chinagpr.com/yyly/dljcl/> (Last accessed: 11.05.2019). Title from the screen.
42. ЛОГИС-ГЕОТЕХ : Web Page. URL: <http://www.geotech.ru/> (Last accessed: 11.05.2019). Title from the screen.
43. Ground Penetrating Radar: Theory and Applications / ed. by H. Jol. ELSEVIER, 2009. 524 p.
44. Carlson R. A versatile new DC-500 MC oscilloscope with high sensitivity and dual channel display // Hewlett-Packard J. 1960. Vol. 11, No. 5–7. P. 1–8.
45. Time-domain reflectometry theory and the testing of coaxial transmission lines // Service Scope. 1967. № 45. 14 p.
46. Improvements relating to devices for examining waveforms: Patent GB692615 UK. № GB19490027132 19491021 ; appl. 21.10.1949 ; publ. 06.1953. 14 p. URL: https://worldwide.espacenet.com/publicationDetails/biblio?FT=D&date=19530610&DB=EPODOC&locale=en_EP&CC=GB&NR=692615A&KC=A&ND=4 (Last accessed: 02.05.2019).
47. Circuit for continuously corrected storage: Patent 2781445A USA. № 356283 ; appl. 20.05.1953 ; publ. 12.02.1957. 5 p. URL: <https://patents.google.com/patent/US2781445> (Last accessed: 02.05.2019).
48. Sample and hold circuit: Patent 6323696B1 USA. № 09/456359 ; appl. 07.12.1999 ; publ. 27.11.2001. 10 p. URL: <https://patents.google.com/patent/US6323696B1/en> (Last accessed: 02.05.2019).

49. Sampling bridge: Patent 4659945A USA. № 06/718625 ; appl. 01.04.1985; publ. 21.04.1987. 10 p. URL: <https://patents.google.com/patent/US4659945> (Last accessed: 02.05.2019).
50. Autobalanced diode bridge sampling gate: Patent 3721829A USA. № 173826 ; appl. 23.08.1971; publ. 20.03.1973. 9 p. URL: <https://patents.google.com/patent/US3721829A/en> (Last accessed: 02.05.2019).
51. Старосельский В. И., Суэтинов В. И. Требования к форме стробимпульса в интегральном смесителе стробпреобразователя на основе арсенида галлия // Техника средств связи. Сер. РИТ. 1984. Вып. 2. С. 69–72.
52. Signal sampling circuit including a signal conductor disposed in the electromagnetic field of a shorted transmission line: Patent 3241076A USA. № US265767A ; appl. 18.03.1963 ; publ. 15.03.1966. 4 p. URL: <https://patents.google.com/patent/US3241076A/en> (Last accessed: 02.05.2019).
53. Merkelo J. and Hall R. D. Broad-band thin-film signal sampler // IEEEJ. Solid-State Circuits. 1972. Vol. SC-7. P. 50–54.
54. Best A. I., Howard D. L. and Umphrey J. M. An ultra-wideband oscilloscope based on an advanced sampling device // Hewlett-Packard J. 1966. Oct. P. 1–10.
55. Grove W. M. Sampling for oscilloscopes and other RF systems: DC through X-band // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Dec. 1966. Vol. MTT-14. P. 629–635.
56. Ultrawideband Receiver: Patent 5345471A USA. № 08/044745 ; appl. 12.04.1993 ; publ. 06.09.1994. 14 p. URL: <https://patents.google.com/patent/US5345471A/en> (Last accessed: 02.05.2019).
57. Taylor J. D., McEwan T. E. The Micropower Impulse Radar // Ultra-wideband radar technology : collective monograph / ed. by J. D. Taylor / Boca Raton, FL. : CRC Press, 1995. P. 155–164.
58. Щитов А. М. Широкополосные преобразователи частоты для радиоизмерительных приборов СВЧ: дис. ... доктора техн. наук : 05.12.07, 05.11.08. Н. Новгород, 2004. 247 с.

59. RADAR SYSTEMS Inc. : Web Page. URL: <http://www.radsys.lv/> (Last accessed: 11.05.2019). Title from the screen.
60. Han J. and Nguyen C. Coupled-slotline-hybrid sampling mixer integrated with step-recovery-diode pulse generator for UWB applications // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 6. P. 1875–1882.
61. Грязнов М. И., Гуревич М. Л., Рябинин Ю. А. Измерения параметров импульсов. Москва : Радио и связь, 1991. 216 с.
62. Рябинин Ю. А., Гуревич М. Л., Чермохин А. В. Стробоскопический преобразователь в режиме полного заряда накопительного конденсатора // Измерительная техника. 1986. № 8. С. 40–44.
63. Plural series gate sampling circuit using positive feedback: Patent 3011129A USA. № 832630 ; appl. 10.08.1959 ; publ. 28.11.1961. 4 p. URL: <https://patents.google.com/patent/US3011129A/en> (Last accessed: 02.05.2019).
64. Гудкович Б. Д. К теории стробоскопических преобразователей с обратной связью // Вопросы радиоэлектроники: Серия РТ. 1970. Вып. 5. С. 30.
65. Грязнов М. И., Гуревич М. Л., Маграчев З. В. Измерение импульсных напряжений. Москва : Советское радио, 1969. 336 с.
66. Федосов Д. В. Повышение чувствительности и точностных характеристик стробоскопических преобразователей частоты УВЧ диапазона: дис. ... канд. тех. наук : 30.06.99. Омск, 1999. 119 с.
67. Рябинин Ю. А. Источники шумов в стробоскопическом осциллографе и оценка их интенсивности // Вопросы радиоэлектроники: серия РТ. 1968. Вып. 4. С. 83.
68. Дудник А. В. Особенности измерения временной нестабильности в приемниках георадаров // Научные технологии. 2008. Т. 9, № 8. С. 12–20.
69. Дудник А. В. Методы измерения и анализа джиттера в приемниках георадаров // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 1/2. С. 51–57.
70. Хармут Х. Теория секвентного анализа: основы и применения. Москва: Мир, 1980. 576 с.

71. Introduction to digital filtering / ed. by R.E. Bogner and A.G. Constantinides. London: Wiley, 1975. 198 p.
72. Kholod P. V. and Orlenko A. A. Optimum synthesis of transmitting-receiving sections of subsurface radar // Physics and engineering of millimeter and submillimeter waves (MSMW-98) : Proceedings of the Third Int. Kharkov Symp., 15–17 Sept. 1998, Kharkov, 1998. Vol. 2. P. 546–548.
73. Products, Oscilloscopes // Teledyne Lecroy : Web Page. URL: <https://teledynelecroy.com/oscilloscope/wavemaster-sda-dda-8-zi-b-oscilloscopes> (Last accessed: 08.05.2019). Title from the screen.
74. Sampling Oscilloscopes to 25 GHz with TDR/TDT and Optical models // PicoScope : Web Page. URL: <https://www.picotech.com/oscilloscope/9300/picoscope-9300-sampling-oscilloscopes> (Last accessed: 08.05.2019). Title from the screen.
75. Oscilloscopes // Tektronix : Web Page. URL: <https://www.tek.com/oscilloscope> (Last accessed: 08.05.2019). Title from the screen.
76. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2 т. / пер. с франц. Москва : Мир, 1983. Т. 1. 312 с.
77. Python : Web Page. URL: <https://www.python.org/> (Last accessed: 15.05.2019). Title from the screen.
78. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Москва: Высшая школа, 1988. 446 с.
79. Anatomy of an Eye Diagram: Applications Note // Tektronix : Web Page. URL: <https://www.tek.com/application-note/anatomy-eye-diagram>. (Last accessed: 08.05.2019). Title from the screen.
80. Пискунов Н. С. Дифференциальное и интегральное исчисления для втузов: учебное пособие для втузов: в 2 т. Москва: Наука, 1985. Т. 2. 560 с.
81. Hall R. D. and Krakauer S. M. Microwave harmonic generation and nanosecond pulse generation with the step-recovery diode // Hewlett-Packard Journal. 1964. Vol. 16, № 4. P. 1–7.

82. Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. Основные понятия, модели и методы описания // Радиофизика и радиоастрономия. 2008. Т. 13, № 2. С. 166–194.
83. Zhang C. and Fathy A. E. Reconfigurable pico-pulse generator for UWB applications // IEEE MTT-S Intl. Microwave Symposium : Proceedings of Intl. Symp. 11–16 June 2006, San Francisco, USA, 2006. P. 407–410.
84. Справочник по радиолокации: в 4 т. / под ред. Скольника М.; пер. с англ.; под общей ред. К. Н. Трофимова. Москва: Советское радио, 1976. Том 1. 456 с.
85. Дьяконов В. П. Сверхскоростная твердотельная электроника: Приборы специального назначения. Москва: ДМК Пресс, 2013. Т. 2. 573 с.
86. Финкельштейн М. И., Мендельсон В. Л., Кутев В. А. Радиолокация слоистых земных покровов. Москва: Советское радио, 1977. 176 с.
87. Лещанский Ю. И., Дробышев А. И. Электрические параметры песчано-глинистых грунтов в диапазоне УКВ и СВЧ в зависимости от влажности и температуры // Пробл. распростр. и дифракц. эл. магн. волн. Москва: МФТИ, 1995. С. 4–28.
88. Пархоменко Э. И. Электрические свойства горных пород. Москва: Наука, 1965. 164 с.
89. Вдовин Г. Н., Духовской Л. В., Тренев В. И. Широкополосный стробоскопический преобразователь // Вопросы радиоэлектроники. 1968. № 3, Т. VI. С. 7–10.
90. Рубан В. П., Шуба А. А., Почанин А. Г., Почанин Г. П. Стробоскопическое преобразование сигналов при аналоговом накоплении // Радиофизика и электроника. 2014. Т. 19, № 4. С. 83–89.
91. Буторин Е. Н., Сорокин Е. А. Некоторые результаты экспериментального исследования процесса переключения диодов с накоплением заряда // Вопросы радиоэлектроники. 1968. Т. VI, № 3. С. 110–113.
92. Пасынков В. В., Чиркин Л. К. Полупроводниковые приборы: учебник для вузов. Москва: Высшая школа, 1987. 479 с.

93. Астанин Л. Ю., Костылев А. А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. Москва: Радио и связь, 1989. 192 с.
94. Turk A. S., Keskin A. K. Ultra wide band TEM horn antenna designs for ground penetrating impulse radar // The IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband ICUWB'2012 : Proceedings of Intl. Conf., 17–20 Sept. 2012, New York, USA, 2012. P. 87–91.
95. Turk A. S., Keskin A. K., Dagcan S. M., Magat A., Ozakin M. B., Aksoy S. Ultra wide band TEM horn and reflector antenna designs for down and forward looking ground penetrating radars // International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar IWAGPR2013 : Proceedings of 7th Intl. Workshop, 2–5 July 2013, Nantes, France, 2013. P. 1–6.
96. Varianytsia-Roshchupkina L. A., Gennarelli G., Soldovieri F., Pochanin G. P. Analysis of three RTR-differential GPR systems for subsurface object imaging // Радиофизика и электроника. 2014. Т. 19, № 4. С. 48–55.
97. Дмитриев В. И. Обратные задачи геофизики. Москва: МАКС Пресс, 2012. 340 с.
98. Гайкович П. К., Хилько А. И., Гайкович К. П. Метод многочастотной ближнепольной акустической томографии объемных неоднородностей морского дна // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2011. Т. 54, № 6. С. 431–443.
99. Lambot S., Slob E. C., Chavarro D., Lubczynski M., Vereecken H. Measuring soil surface water content in irrigated areas of southern Tunisia using full-wave inversion of proximal GPR data // Near Surface Geophys. 2008. Vol. 6, № 6. P. 403–410.
100. Lopez-Sanchez J. M., Fortuny-Guasch J. 3-D Radar Imaging Using Range Migration Techniques // IEEE Trans. Antenn. Propag. 2000. Vol. 48, № 5. P. 728–737.
101. Meincke P. Linear GPR inversion for lossy soil and a planar air-soil interface // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2001. Vol. 39, № 12. P. 2713–2721.

102. Pierri R., Lisen A., Solimene R., Soldovieri F. Beyond physicaloptics SVD shape reconstruction of metallic cylinders // IEEE Trans. Anten. Propag. 2006. Vol. 54, № 2. P. 655–665.
103. Active and Passive Microwaves for Security and Subsurface imaging : Web Page. URL: http://www.irea.cnr.it/en/index.php?option=com_k2&view=item&id=342:progetto-amiss&Itemid=165 (Last accessed: 11.05.2019). Title from the screen.
104. Subsurface Sensing / ed. by A. S. Turk, K. A. Hocaoglu and A. A. Vertiy. New York: Wiley, 2011. 920 p.
105. COST action TU1208. Civil engineering applications of ground penetratingradar : digital version. URL: <http://gpradar.eu/onewebmedia/BOOKLET%20TU1208%20WEB.pdf> (Last accessed: 11.05.2019).
106. Масалов С. О., Почанін Г. П., Рубан В. П., Холод П. В. Радіолокаційний моніторинг технічного стану підповерхневої частини інженерних споруд // Проблеми ресурсу і безпеки експлуатації конструкцій, споруд та машин. Київ: Інститут електрозварювання ім. Є. О. Патона НАН України, 2015. С. 165–173.
107. Почанин Г. П., Рубан В. П., Шуба А. А., Почанин А. Г., Холод П. В., Орленко А. О., Варяница-Рощупкина Л. А., Дмитрук Е. И., Чумак Е. Т. Разработка и исследование антенного блока для георадиолокационного зондирования дорожных одежд. НИР «Разработка и исследование антенного блока для георадиолокационного зондирования дорожных одежд» (Шифр «Антенна»), № ГР 0111U005999, 06.09.2011–30.09.2012 г., 56 с.
108. Ultra Wide Band Measurement Systems and RF Components // Geozondas : Web Page. URL: http://www.geozondas.com/main_page.php?pusl=12 (Last accessed: 11.05.2019). Title from the screen.
109. Почанин Г. П., Рубан В. П., Холод П. В., Шуба А. А., Орленко А. А., Почанин А. Г., Батраков Д. О., Батракова А. Г. Георадар «ОДЯГ-4» //

Радиолокация и связь : труды VI Всероссийской научно-технической конференции, 19–22 ноября 2012 г., Москва, Россия. Т. 2. Москва, 2012. С. 65–69.

110. Pochanin G. P. Pochanina I. Ye. Radiation of UWB pulses by thin wire monopole // International Conference on Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals : Proceedings of 6th Intl. Conf., 17–21 Sept. 2012, Sevastopol, 2012. P. 133–136.
111. Pochanin G. P., Orlenko A. A. High decoupled antenna for UWB pulse GPR «ODYAG» // International Conference on Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals : Proceedings of 4th Intl. Conf., 15–19 Sept. 2008, Sevastopol, 2008. P. 163–165.

ДОДАТОК А

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці у фахових виданнях України:

1. Kholod P. V., **Ruban V. P.** The Sampler of the Videopulse Georadar // Radio Physics and Radio Astronomy. 2002. Vol. 7, No. 4. P.424–430. (*Особистий внесок здобувача: розробка експериментального макета стробоскопічного змішувача відеоімпульсного радіолокатора, робота над текстом статті*).

2. Петrenchенко С. Н., Почанин А. Г., Почанин Г. П., **Рубан В. П.** Автоматизированный комплекс для измерений характеристик сверхширокополосных антенн // Радиофизика и электроника. 2005. Т. 10, № 2. С. 233–239. (*Особистий внесок здобувача: розробка стробоскопічного приймача вимірювального комплексу, робота над текстом статті*).

Наукові праці в зарубіжних спеціалізованих виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз:

3. **Ruban V. P.**, Shuba A. A., Pochanin A. G., Pochanin G. P. Signal Sampling with Analog Accumulation // Telecommunications and radio engineering. 2015. Vol. 74, Is. 6. P. 515–525. (Scopus). (*Особистий внесок здобувача: самостійна реалізація обчислювальних алгоритмів для теоретичної моделі стробоскопічного перетворювача, проведення експериментів з перетворення НШС сигналів перетворювачем для дослідження впливу змінюваної тривалості вибірки й аналогового накопичення, робота над текстом статті*).

4. **Ruban V. P.** Jitter of synchronization of the stroboscopic converter // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. Vol. 75, Is. 9. P. 789–800. (Scopus).

5. Pochanin G. P., Masalov S. A., **Ruban V. P.**, Kholod P. V., Batrakov D. O., Batrakova A. G., Varyanytsia-Roshchupkina L. A., Urdzik S. N. Pochanin O. G. Advances in Short-Range Distance and Permittivity Ground Penetrating Radar Measurements for Road Surface Surveying // Advanced Ultrawideband Radar:

Signals, Targets, and Applications : collective monograph / ed. by J. D. Taylor / London : CRC Press, Taylor & Francis Group, 2016. P. 19–64. (Scopus). *(Особистий внесок здобувача: розробка та створення стробоскопічного приймача георадара з малим рівнем джитеру синхронізації та можливістю керування тривалістю вибірки, аналіз і формулювання критеріїв для визначення оптимальних параметрів стробоскопічного перетворення сигналів при наявності шуму, робота над текстом).*

6. Persico R., Pochanin G., **Ruban V.**, Orlenko A., Catapano I., Soldovieri F. Performances of a Microwave Tomographic Algorithm for GPR Systems Working in Differential Configuration // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2016. Vol. 9, Is. 4. P. 1343–1356. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: розробка експериментальних макетів стробоскопічних приймачів відеоімпульсних радіолокаторів, обробка та аналіз результатів зондування, робота над текстом статті).*

Наукові праці у зарубіжних спеціалізованих виданнях:

7. Pochanin G. P., **Ruban V. P.**, Kholod P. V., Shuba A. A., Pochanin A. G., Orlenko A. A., Batrakov D. O., Batrakova A. G. GPR for pavement monitoring // Журнал радиоэлектроники. 2013. № 1. 881 kВ. *(Особистий внесок здобувача: розробка експериментальних макетів стробоскопічних приймачів відеоімпульсних радіолокаторів, попередня обробка і аналіз результатів зондування, робота над текстом статті).*

Наукові праці апробаційного характеру:

8. **Ruban V. P.**, Pochanin G. P. Sampling duration for noisy signal conversion // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 5th Intl. Conf. UWBUSIS, 6–10 Sept. 2010, Sevastopol, 2010. P. 275–277. (Scopus). *(Особистий внесок здобувача: моделювання процесу стробоскопічного перетворення сигналів з шумом, аналіз методики оптимізації параметрів стробоскопічного перетворення, робота над текстом).*

9. **Ruban V. P.**, Shuba O. O. Sampling pulse width versus forward current in the step recovery diode // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 6th Intl. Conf. UWBUSIS, 17–21 Sept. 2012, Sevastopol, 2012. P. 72–74. (Scopus). *(Особистий внесок здобувача: розробка генератора на ДНЗ, проведення експериментів та аналіз процесів формування коротких імпульсів, робота над текстом).*

10. **Ruban V. P.**, Shuba O. A., Pochanin G. P. The GPR receiver. Sync stability // Radiophysics, Electronics, Photonics and Biophysics : XII Kharkiv Young Scientist Conference, 4–7 Dec. 2012. : abstr. Kharkiv, 2012. P. 1. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: розробка високостабільної схеми синхронізації стробоскопічного перетворювача, розробка методики та проведення вимірювань, аналіз даних, робота над текстом).*

11. Pochanin G. P., **Ruban V. P.**, Kholod P. V., Shuba A. A., Pochanin A. G., Orlenko A. A. Enlarging of power budget of ultrawideband radar // Recent Advances in Space Technologies : Proceedings of 6th Intl. Conf. RAST-2013, 12–14 June 2013, Istanbul, Turkey, 2013. P. 213–216. *(Особистий внесок здобувача: аналіз можливостей розширення динамічного діапазону георадара, розробка прийомного блоку з керованою тривалістю вибірки та модуля синхронізації стробоскопічного перетворювача, проведення вимірювань для оцінки джитера синхронізації приймача георадара, та реєстрації сигналів з мінімальними спотвореннями, аналіз даних, робота над текстом).*

12. Pochanin G. P., **Ruban V. P.**, Batrakova A. G., Urdzik S. N., Batrakov D. O. Measuring of thickness of asphalt pavement with use of GPR // International radar symposium : Proceedings of 15th Intl. Conf. IRS, 16–18 June 2014, Gdansk, Poland, 2014. P. 452–455. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: розробка стробоскопічного приймача георадара та адаптація його параметрів з урахуванням специфіки вимірювань, робота над текстом).*

13. **Ruban V. P.**, Shuba O. O., Pochanin O. G., Pochanin G. P., Turk A. S., Keskin A. K., Dagcan S. M., Caliskan A. T. Analog Signal Processing for UWB Sounding // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 7th Intl. Conf. UWBUSIS, 15–19 Sept. 2014, Kharkiv, 2014. P. 55–58. *(Особистий внесок здобувача: проведення експериментів з адаптації робочої смуги частот георадара та аналогового накопичення, аналіз отриманих результатів зондування, робота над текстом).*

14. **Ruban V. P.**, Pochanin G. P., Shuba O. O., Pochanin O. G. GPR Receiver with Adjustable Frequency Bandwidth // International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar : Proceedings of 8th Intl. Conf. IWAGPR 15, 7–10 July 2015, Florence, Italy, 2015. P. 1–4. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: проведення експериментів з перетворення сигналів, аналіз характеристик та параметрів перетворювача зі змінною тривалістю вибірки, робота над текстом).*

15. **Ruban V. P.**, Pochanin G. P., Pochanin O. G., Shuba O. O. Sampling conversion of the short impulse signals at extended sample width // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : Proceedings of 8th Intl. Conf. UWBUSIS, 5–11 Sept. 2016, Odessa, 2016. P. 142–144. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: проведення експериментів стробоскопічного перетворення зі змінюваною тривалістю вибірки, обробка та аналіз даних вимірювань, робота над текстом).*

16. Pochanin G. P., **Ruban V. P.**, Orlenko O. A., Korzh V. G., Andreev M. V., Drobakhin O. O. Antenna pattern measurements: UWB impulse and multifrequency signals Comparison // International Conference on Antenna Theory and Techniques : Proceedings of XI- Intl. Conf. ICATT'17, 24–27 May 2017, Kyiv, 2017. P. 1–4. (Scopus та Web of Science). *(Особистий внесок здобувача: розробка оптимізованого приймача для НШС вимірювального комплексу, проведення експериментів, робота над текстом).*

Патенти:

17. Стробоскопічний спосіб реєстрації сигналів: пат. 96241 Україна. № а201014689 ; заявл. 07.12.2010 ; опубл. 10.10.2011, Бюл. № 19. 4 с. *(Особистий внесок здобувача: виконання патентного пошуку і складання формули винаходу).*

ДОДАТОК Б

ДОВІДКА ПРО ВПРОВАДЖЕННЯ ГЕОРАДАРА «ОДЯГ-1» В ХНАДУ



УКРАЇНА

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
АВТОМОБІЛЬНО-ДОРОЖНІЙ УНІВЕРСИТЕТ

61002, вул.Петровського 25, м.Харків, Тел. (057)700-38-66, факс (057) 700-38-65, E-mail: admin@khadi.kharkov.ua

69.12.2015 № 3040/34

На №

ДОВІДКА

про впровадження наукових розробок

Даною довідкою підтверджується, що апаратний вимірювальний комплекс для георадарного дослідження дорожнього одягу «ОДЯГ-1», в розробці якого приймали участь фахівці відділу радіофізичної інтроскопії Інституту радіофізики та електроні ім. О.Я. Усикова Національної академії наук України, удосконалено при виконанні договорів субпідряду між Харківським національним автомобільно-дорожнім університетом та Інститутом радіофізики та електроні ім. О.Я. Усикова Національної академії наук України

- №15/14 «Дослідження та удосконалення апаратної частини вимірювального комплексу «ОДЯГ-1» з метою забезпечення георадарної зйомки при русі зі швидкістю потоку» від 31.10.2014 (№ державної реєстрації 0114U005436);

- №1/15 «Дослідження та удосконалення блоку керування георадаром «ОДЯГ-1» з метою встановлення на пересувну лабораторію» від 16.03.2015 (№ державної реєстрації 0115U001130)

в рамках виконання договору № 115/37-56-14 від 28.08.2014 р. між Державним агентством автомобільних доріг України (Укравтодор) і Харківським національним автомобільно-дорожнім університетом. Удосконалений апаратний вимірювальний комплекс «ОДЯГ-1» переданий для дослідної експлуатації до ДП «Дорцентр» з метою подальшого впровадження в дорожніх підприємствах та організаціях, що входять до сфери управління Державного агентства автомобільних доріг України.

Наукові розробки фахівців відділу радіофізичної інтроскопії Інституту радіофізики та електроні ім. О.Я. Усикова Національної академії наук України (датчик переміщень для встановлення апаратного вимірювального комплексу «ОДЯГ-1» на автомобіль з метою автоматичної прив'язки георадіолокаційних даних до маршруту зондування та відповідне програмне забезпечення) є складовою апаратного вимірювального комплексу «ОДЯГ-1» та пересувної лабораторії для георадарного обстеження дорожніх одязів.

Заступник ректора
з наукової роботи ХНАДУ, проф.



В.О. Богомолов

ДОДАТОК В

КОНТРАКТ ЩОДО ВПРОВАДЖЕННЯ ГЕОРАДАРА «ОДЯГ» В YTU (ТУРЕЧЧИНА)

Contract of International Research Cooperation

Договір
про міжнародну дослідницьку співпрацю

№. EX.IRE. 03/2016

01 березня 2016 р.

March 01, 2016

Технічний університет Йилдиз, відділ технічної електроніки та телекомунікацій (ЙТУ), в особі професора Ахмета Сердар Тюрка (Ahmet Serdar Turk), що діє на підставі Статуту Інституту (далі – Сторона 1 та Замовник), та Інститут Радіофізики й Електроніки ім. О.Я. Усикова (ІРЕ) Національної Академії наук України, в особі Директора Петра Миколайовича Мележика, що діє на підставі Статуту Інституту (далі - Сторона 2 та Виконавець), уклали наступний Договір про міжнародну наукову співпрацю, що складається з викладених нижче пунктів: ПРЕАМБУЛА Сторони домовляються, що фінансування даного Договору здійснюватиметься <i>Технічний університет Йилдиз (ЙТУ)</i> Туреччина. Керування проектом буде контролюватися, за необхідності, згідно з правилами та приписами <i>Технічний університет Йилдиз (ЙТУ)</i>.	Yildiz Technical University, Electronics and Telecommunications Engineering Department (YTU), represented by the Professor Ahmet Serdar Turk, acting in accordance with the Statute of the Institute (referred to as Party 1 and Customer hereafter), and Usikov Institute for Radio Physics and Electronics (IRE), National Academy of Sciences of Ukraine, represented by the Director Petro Mykolayovych Melezhik, acting in accordance with the Statute of the Institute, (referred to as Party 2 and Contractor hereafter) agree to enter into a Contract of International research cooperation as follows: PREAMBLE WHEREAS the Parties understand that research fund is provided by <i>Yildiz Technical University (YTU)</i> of the Turkey. The project management is subject to the rules and regulations of <i>Yildiz Technical University (YTU)</i>, where applicable.
I. Предмет співпраці 1.1. Згідно з даним Договором, Сторона 1 та Сторона 2 розпочинають спільний науково-дослідницький проект, що називається «Радіолокаційна система підповерхневого зондування для контролю підповерхневої структури ґрунту (Георадар "ОДЯГ"). Розробка та поставка» (далі – «Проект»), під керуванням та наглядом <u>Ахмета Сердар Тюрка</u> (Ahmet Serdar Turk) (Головний виконавець від Сторони 1) та <u>Геннадія П. Почаніна</u> (Головний виконавець від Сторони 2). 1.2. Метою Проекту є розробка та поставка радіолокаційної системи підповерхневого зондування для контролю підповерхневої структури ґрунту (Георадар "ОДЯГ"). 1.3. Предмет дослідження: Предметом дослідження є процеси випромінювання розсіювання та приймання відбитих	I. Subject of Cooperation 1.1. In accordance with this Contract, Party 1 and Party 2 commence joint research project entitled “Ground penetrating radar to control soil structure under the surface (GPR "ODYAG"). Development and Delivery” (the "Project") under the direction and supervision of Prof. <u>Ahmet Serdar Turk</u> (Principal Researcher of Party 1) and Dr. <u>Gennadiy P. Pochanin</u> (Principal Researcher of Party 2). 1.2. The objective of the research is development and Delivery of Ground penetrating radar to control soil structure under the surface (GPR "ODYAG"). 1.3. Subjects of research: The subject of research is the radiation scattering processes and receiving the reflected impulse

ДОДАТОК Г

ВИКОРИСТАННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДОСЛІДЖЕНЬ В ПРОЄКТІ ЗА ПРОГРАМОЮ НАТО «НАУКА ЗАРАДИ МИРУ ТА БЕЗПЕКИ»



EMERGING SECURITY CHALLENGES DIVISION
DIVISION DES DÉFIS DE SÉCURITÉ ÉMERGENTS

SPS Project Contacts

Dr. Eyup Turmus
Mrs. Jane Bradbrooke
sps.admin@hq.nato.int

PLEASE DO NOT SEPARATE PAGES

18 September, 2015
ESC(2015)0320
SPS(NUKR.SFPP 985014)

Prof. Lorenzo Capineri
University of Florence
Department of Information Engineering
Via Santa Marta 3
50139 Firenze
Italy

Dear Prof. Capineri,

Upon recommendation of the Independent Scientific Evaluation Group (ISEG), and on behalf of the NATO Partnership and Cooperative Security Committee, I am pleased to inform you that, in the framework of the Science for Peace and Security (SPS) Programme, NATO has awarded a grant for the NATO multi-year Science for Peace Project NUKR.SFPP 985014 - "Holographic and Impulse Subsurface Radar for Landmine and IED Detection" which you have proposed in collaboration with:

Dr. Gennadiy Pochanin, NAS of Ukraine, Kharkov, Ukraine
Dr. Timothy Bechtel, Franklin & Marshall College, Lancaster, United States

This grant, in the amount of EUR 80,000.00 (EIGHTY THOUSAND EUROS), is made in your name as NATO country Project Director on the understanding that your institutional affiliation is the University of Florence.

This grant is made under reference NUKR.SFPP 985014 subject to the NATO financial regulations and the "Funding Provisions and Terms and Conditions for the Administration of Science for Peace and Security (SPS) Multi-Year Projects" specified in the attachment which is an integral part of this Grant Letter.

This original document should be circulated to all Project Co-Directors who are requested to initial this letter and each page of the "Funding Provisions and Terms and Conditions for the Administration of Science for Peace and Security (SPS) Multi-Year Projects" and sign the acceptance statement. The head of the institution with which each partner is affiliated or his designee is also requested to sign this acceptance statement. The grant will come into effect upon receipt by NATO (attention **Jane Bradbrooke**) of the original document completed by all parties. Until such time, and in order that the project may start without delay, electronic copies of this document completed by individual Project Co-Directors will be provisionally accepted). **All correspondence related to this grant must be addressed only to the SPS Project Contacts (sps.admin@hq.nato.int).**

This grant does in no way constitute or guarantee that in the future any additional grant will be awarded. Such additional grant will depend on the fulfilment of the conditions in this Grant Letter, among which the availability of budgetary credits.

Yours sincerely,

Sorin Ducaru
Ambassador

cc: All Co-Directors, as listed above
North Atlantic Treaty Organization / Organisation du Traité de l'Atlantique Nord
Boulevard Léopold III - B-1110 Bruxelles - Belgique



ДОДАТОК Д

**ДОВІДКА ПРО ВПРОВАДЖЕННЯ ГЕОРАДАРА «ОДЯГ-1» В
ДЕРЖАВНОМУ АГЕНТСТВІ АВТОМОБІЛЬНИХ ДОРІГ УКРАЇНИ
(УКРАВТОДОР)**

**ДОВІДКА**

про впровадження наукових розробок

Даною довідкою підтверджується, що апаратний вимірювальний комплекс для георадарного дослідження дорожніх одягів «ОДЯГ-1» (договір № 115/37-44-11 «Розробити дослідний зразок апаратного вимірювального комплексу для георадарного дослідження дорожніх одягів. Провести атестацію та метрологічну повірку» (№ державної реєстрації 0111U005507)), в розробці якого приймали участь фахівці відділу радіофізичної інтроскопії Інституту радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова Національної академії наук України (ІРЕ НАНУ) (договір субпідряду між Харківським національним автомобільно-дорожнім університетом та Інститутом радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова Національної академії наук України (ІРЕ НАНУ) № 37-46-11 «Розробка та дослідження антенного блоку для георадіолокаційного зондування дорожніх одягів» від 06.09.2011), проходить дослідну експлуатацію у відокремленому відділі «Східне представництво ДП «Дорцентр» з метою подальшого впровадження в дорожніх підприємствах та організаціях, що входять до сфери управління Державного агентства автомобільних доріг України, при обстеженні дорожніх одягів нежорсткого типу.

Наукові розробки фахівців відділу радіофізичної інтроскопії ІРЕ НАНУ реалізовані в антенному блоці для георадіолокаційного зондування дорожніх одягів, що реалізує спосіб повної частотно-незалежної розв'язки між передавальним і приймальним антенними модулями (патент України № UA 14933) та є складовою частиною апаратного вимірювального комплексу для георадарного дослідження дорожнього одягу «ОДЯГ-1».

Начальник Відділу інноваційного
розвитку Укравтодору

Анатолій Цинка