

ВИБІР ОПТИМАЛЬНИХ ПАРАМЕТРІВ ЛЧМ СИГНАЛУ ДЛЯ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ БПЛА, РЕАЛІЗОВАНИХ НА БАЗІ SDR ТРАНСІВЕРІВ

Кайденко М.М., Роскошний Д.В.

*Навчально-науковий інститут телекомунікаційних
систем КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна
E-mail: kkk610@ukr.net*

SELECTION OF OPTIMAL CHIRP SIGNAL PARAMETERS FOR UAV COMMUNICATION CHANNELS IMPLEMENTED ON THE BASIS OF SDR TRANSCEIVERS

This article discusses the possibility of using CSS modulation for UAV communication channels. Methods for forming chirps on FPGAs, as well as their parameters when used in SDR transceivers, have been studied. The results of experimental studies using the AD9364 SDR transceiver of the spectral characteristics of CSS sequences are presented.

Захист каналів зв'язку безпілотних літальних апаратів (БПЛА) від впливу на них навмисних завад стає все більш актуальною задачею. В роботі [1] визначені усі типи завад, які можуть впливати на канали зв'язку БПЛА. Найбільш вразливими канали зв'язку є до енергетичних завад, особливо це стосується малогабаритних БПЛА внаслідок того, що для них не завжди можна використати ефективні методи протидії різним видам завад, запропонованим в роботі [2]. Проста широкопasmовою завада легко створюється і ефективно діє в зоні виконання місії БПЛА, в цьому полягає її шкідливість та необхідність ефективно їй протидіяти. Наряду з застосуванням запропонованих методів протидії навмисним завадам необхідно використовувати такі методи протидії, як використання сигналів з розширенням спектру, що зменшить вплив енергетичних завад на канали управління та телеметрії, підвищуючи живучість БПЛА.

Існують наступні методи розширення спектру: стрибків робочої частоти - FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum); прямої послідовності - DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum); лінійної частотної модуляції - CSS (Chirp Spread Spectrum); часових стрибків - THSS (Time Hopping Spread Spectrum); гібридні поєднання попередніх методів (Hybrid Spread Spectrum).

Останнім часом все більше уваги приділяється застосуванню CSS модуляції, яке стало можливим з розвитком елементної бази цифрової обробки сигналів. Як і в інших методах розширення спектру, CSS використовує всю виділену смугу пропускання для передачі сигналу, що робить його стійким до каналних шумів. Крім того, оскільки ЛЧМ-сигнали використовують широку смугу спектру, CSS також стійкий до багатопроменевого завмирання навіть при роботі на дуже низькій потужності. Однак він відрізняється від розширеного FHSS та DSSS тим, що він не додає жодних псевдовипадкових елементів до сигналу, щоб допомогти відрізнити його від шуму в каналі, замість цього покладаючись на лінійний характер ЛЧМ-імпульсу. Окрім того, що також важливо, CSS стійкий до впливу ефекту Доплера, що є типовим для мобільних

систем зв'язку. Недоліком CSS є складність реалізації.

Дана робота присвячена опису результатів дослідження можливостей реалізації CSS на базі SDR трансивера.

Можливі два методи формування ЛЧМ сигналу на SoC (FPGA): генератор, базований на використанні записаних в пам'яті відліків сигналу (Memory-based Chirp Cenerator) та генератор з використанням прямого синтезу частоти (Direct Digital Synthesizer (DDS) Chirp Cenerator) [3]. Обидва методи мають свої недоліки та переваги. Не зважаючи на гірший рівень викривлень сигналу для телекомунікаційних застосувань реалізація на базі SDR трансиверу варіанту Memory-based Chirp Cenerator є більш прийнятною внаслідок того, що таким чином істотно спрощується маніпуляція при переході від одного стану (*UP-Chirp*) до іншого (*Down-Chirp*) та можливість застосування багатопозиційних видів маніпуляції, як приклад рекомендованих в [4] та використаних в технології LoRa [5].

Формування ЛЧМ сигналу на SDR трансивері здійснюється в основній смузі частот, також можливе застосування квадратурної модуляції, що дозволяє істотно спростити подальшу обробку сигналу в приймачі.

В загальному вигляді ЛЧМ -імпульс описується як:

$$s(t) = \cos(2\pi(f_0 t + \frac{\alpha}{2} t^2)) \quad (1)$$

де: $\alpha = B/T = (f_1 - f_0)/T$, T -тривалість ЛЧМ-імпульсу.

При створенні ЛЧМ імпульсу в основній смузі частот $\alpha = B/T = (f_{max} - f_{min})/T$, при цьому f_{max} та f_{min} відповідно максимальна та мінімальна частоти імпульсу не залежно від того, яким чином він формується: зі збільшення частоти *UP-Chirp* чи зі зменшення *Down-Chirp*.

При дискретному представленні ЛЧМ-імпульсу, він описується як:

$$s[n] = \cos(2\pi[f_0 n + \frac{\alpha}{2(N-1)} n^2]) \quad (2)$$

Використання квадратурної модуляції дозволяє представити та створити квадратурний ЛЧМ-імпульс:

$$s[n] = \cos(2\pi[f_0 n + \frac{\alpha}{2(N-1)} n^2]) + i \sin(2\pi[f_0 n + \frac{\alpha}{2(N-1)} n^2]) \quad (3)$$

Верхня частота сигналу визначається максимальною частотою дискретизації ЦАП SDR трансиверу та необхідною кількістю відліків на період максимальної частоти ЛЧМ імпульсу. Для AD9361 (AD9364) - $f_{sample} = 61,44$ МГц (при цьому частота дискретизації може бути збільшена до 122,88МГц шляхом виключення напівсмугових фільтрів в трактах передачі чи прийому). З другої сторони верхня частота обмежується смугою пропускання SDR трансивера, для AD9361 смуга пропускання 56 МГц (± 28 МГц відносно центральної частоти налаштування передавача). Кількість відліків на період максимальної частоти може бути вибрана мінімально можливою ($n=2$ відліки), при цьому формування сигналу на вході цифро-аналогового перетворювача та зниження міжсимвольної інтерференції забезпечується використанням каскаду фільтрів інтерполяторів та багатофазного КІХ-фільтру з сумарним

коефіцієнтом інтерполяції до 11 SDR трансивера. Нижня частота визначається необхідною смугою частот ЛЧМ сигналу, при цьому слід враховувати оптимальну різницю в кількості відліків на період між верхньою частотою та нижньою.

Важливим параметром є тривалість ЛЧМ імпульсу, оскільки вона визначає базу сигналу та каналну швидкість передачі інформації. Окрім того при дискретному представленні сигналу довжина повинна бути кратна періоду дискретизації та співвідноситись як N/f_{sample} . При цьому N повинно бути кратне ступеню 2 для того, щоб при обробці сигналу не виникало необхідності доповнювати послідовність нулями.

На рис. 1 представлено результати експериментальних досліджень спектрів сформованих псевдовипадкових послідовностей ЛЧМ-імпульсів, які були передані, а потім прийняті з використанням SDR трансиверу AD9364 (Pluto SDR) в режимі DAC Buffer Output для наступних умов: Частота дискретизації $f_{\text{sample}} = 61,44$ МГц, кількість відліків $N=1024$, тривалість ЛЧМ-імпульсу $T_{\text{chirp}} = 167$ мксек з використання багатозадачного КІХ-фільтру. На рис.1 а) — максимально можлива з точки зору частоти дискретизації смуга робочих частот ($f_{\text{max}} = f_{\text{sample}}/2$), на рис.1 б) — оптимальна смуга робочих частот 20 МГц.

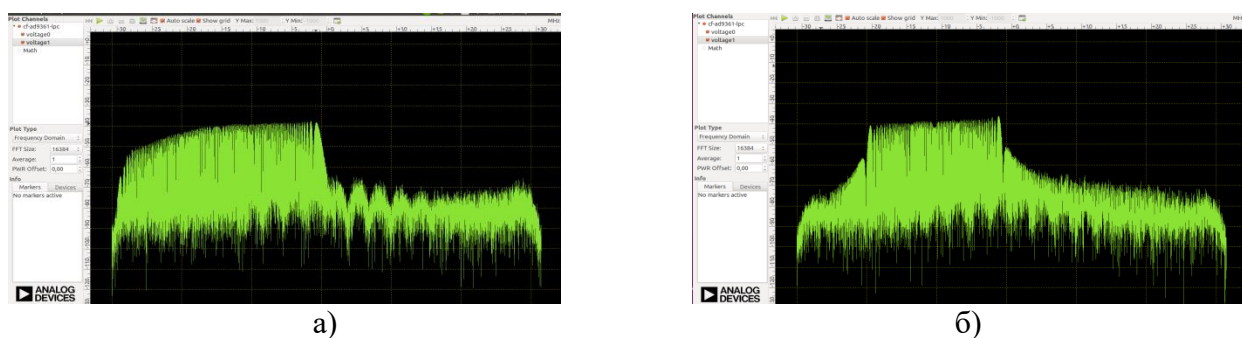


Рис.1. Спектр псевдовипадкової послідовності ЛЧМ-імпульсів для різних смуг частот переданих та прийнятих SDR трансивером AD9364.

Література

1. Mykola M. Kaidenko, Serhii O. Kravchuk "PROTECTION AGAINST THE EFFECT OF DIFFERENT CLASSES OF ATTACKS ON UAV CONTROL CHANNELS" Information and Telecommunication Sciences, No.1, pp. 35-43, 2022. <https://doi.org/10.20535/2411-2976.12022.35-43>.
2. Kaidenko M., Kravchuk S. (2021) Autonomous Unmanned Aerial Vehicles Communications on the Base of Software-Defined Radio. In: Ilchenko M., Uryvsky L., Globa L. (eds) Advances in Information and Communication Technology and Systems. MCT 2019. Lecture Notes in Networks and Systems, vol 152. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-030-58359-0_16
3. Chua Ming Yam, and Voon Koo, "FPGA-Based Chirp Generator for High Resolution UAV SAR," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 99, 71-88, 2009. doi:10.2528/PIER09100301.
4. "IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks," in *IEEE Std 802.15.4-2020 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015)*, vol., no., pp.1-800, 23 July 2020, doi: 10.1109/IEEESTD.2020.9144691.
5. Noor-A-Rahim, M.; Khyam, M.O.; Mahmud, A.; Li, X.; Pesch, D.; Poor, H.V. Hybrid Chirp Signal Design for Improved Long-Range (LoRa) Communications. *Signals* 2022, 3, 1-10. <https://doi.org/10.3390/signals3010001>.