

СПЕЦІАЛЬНІ ЗАСОБИ ТА МЕТОДИКИ

УДК 621.394

Євграфов Дмитро Вікторович,кандидат технічних наук, старший науковий співробітник,
провідний науковий співробітник ДНДІ МВС України, м. Київ, Україна
ORCID ID 0000-0001-9651-1558

SDR-ТЕХНОЛОГІЇ ПРИХОВАНИХ ЛІНІЙ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

Розглянуто можливості Software Defined Radio (SDR)-технологій у кореляційній обробці лінійно-частотно модульованих (ЛЧМ) сигналів. Обґрунтовано структуру кореляційного приймача максимальної правдоподібності з використанням сучасних SDR-технологій. Проаналізовано вплив квантування сигналу за амплітудою на процес його виявлення, оскільки при недостатній розрядності АЦП сигнал губитиметься у шумах квантування. Результати синтезу для наочності проілюстровані моделюванням у програмному середовищі Mathcad і Excel.

Ключові слова: густина потоку потужності шуму, оптимальний прийом сигналів, приймач максимальної правдоподібності, кореляційне оброблення, цифрове оброблення сигналів.

Рассмотрены возможности Software Defined Radio (SDR)-технологий в корреляционной обработке линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) сигналов. Обосновано структуру корреляционного приемника максимального правдоподобия с использованием современных SDR-технологий. Проанализировано влияние квантования сигнала по амплитуде на процесс его обнаружения, поскольку при недостаточной разрядности АЦП сигнал просто теряется в шумах квантования. Результаты синтеза для наглядности проиллюстрированы моделированием в программной среде Mathcad и Excel.

Ключевые слова: плотность потока мощности шума, оптимальный прием сигналов, приемник максимального правдоподобия, корреляционная обработка, цифровая обработка сигналов.

Постановка задачі

Розглянемо лінію радіозв'язку для прихованої передачі інформації між спеціальними кореспондентами або навмисно створених каналів витоку інформації, джерело яких необхідно приховати від засобів виявлення. Нехай для цього використовуються складні сигнали з базою:

$$B = \Delta f_c \cdot T > 1, \quad (1),$$

© Yevgraphov Dmytro, 2019

де Δf_c , T – ефективний спектр і тривалість сигналу для передачі біту інформації. Припустимо, що бітовий потік Ω : $\Omega = \Omega_0$ – передається “0” та $\Omega = \Omega_1$ – передається “1”, формує два типи лінійно-частотно модульованих (ЛЧМ) сигналів – $C(t)$:

$$C_1(t) = \cos[\varphi_1(t)], \quad 0 < t \leq T \text{ – для передачі “1”,} \quad (2)$$

$$C_0(t) = \cos[\varphi_0(t)], \quad 0 < t \leq T \text{ – для передачі “0”,} \quad (3)$$

де

$$\varphi_1(t) = \omega_{\min} \left(t - \frac{t^2}{T} \right) + \omega_{\max} \frac{t^2}{T}, \quad \varphi_0(t) = \omega_{\max} \left(t - \frac{t^2}{T} \right) + \omega_{\min} \frac{t^2}{T}, \quad (4)$$

ω_{\min} , ω_{\max} – мінімально та максимально циклічні частоти сигналу.

Нехай лінія радіозв'язку складається із (рис. 1) передавача ЛЧМ сигналів (2) або (3), широкосмугового радіоканалу та кореляційного приймача максимальної правдоподібності, на виході якого отримується оцінка бітового повідомлення $\hat{\Omega}$ [1]. Вочевидь, циклічною частотою-носієм сигналів, що передаються, є середня частота:

$$\omega_0 = \frac{\omega_{\max} + \omega_{\min}}{2}.$$

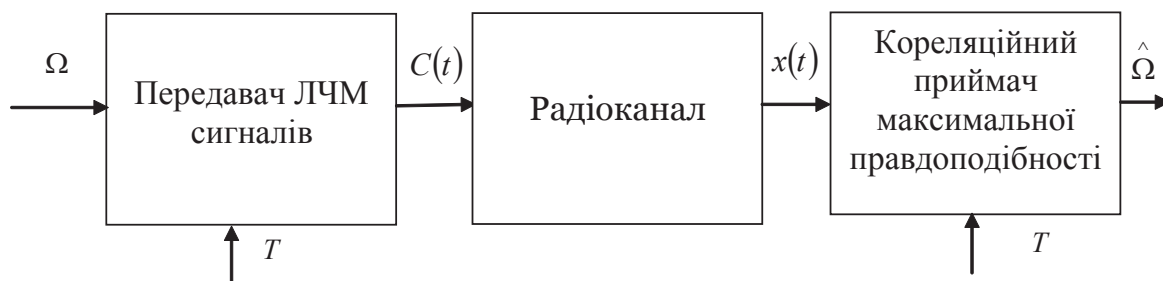


Рис. 1. Лінія радіозв'язку

Вибір ЛЧМ сигналів зумовлений [2–4]:

– можливістю досягнення великих девіацій Δf_c і, як наслідок, великих значень бази B та технічних швидкостей передачі інформації $V = 1/T$, оскільки вже на початку 80-х років минулого століття швидкості перебудови частоти-носія сягали 50 ГГц/мкс;

– порівняно простою корекцією викривлень, що вносяться елементами тракту і середовищем поширення радіохвиль.

Хоча використання ЛЧМ сигналів у системах зв'язку призводить до складної задової ситуації і не дозволяє розглядати їх масового застосування, оскільки досліджувані канали зв'язку мають швидше ексклюзивний характер. Крім того, на аналіз використання SDR-технологій така вада ЛЧМ сигналів не впливатиме.

© Yevhrapov Dmytro, 2019

Візьмемо за основу головні показники SDR-технологій, зумовлені характеристиками аналогово-цифрових перетворювачів (АЦП): періодом дискретизації сигналу T_d та розрядністю M . Наявні нині АЦП дозволяють сягнути $T_d = 1/6 \cdot 10^9$ Гц $\approx 1,67 \cdot 10^{-10}$ с, та $M = 16 \div 32$.

Мета роботи: обґрунтувати структуру кореляційного приймача максимальної правдоподібності ЛЧМ сигналів та дослідити вплив квантування сигналу за амплітудою на їх виявлення.

Структура приймача максимальної правдоподібності

Оскільки час надходження сигналу невідомий і визначається з точністю до T_d , обробка має здійснюватися паралельно у $N = T/T_d - 1$ -каналах. Розглянемо, наприклад, кореляційне накопичення сигналу $C_1(t)$ по-різному зсунутого у часі на k -позицій (рис. 2) у приймачі максимальної правдоподібності (рис. 3), структуру якого обґрунтовано в роботах [5, 6] для безперервного часу.

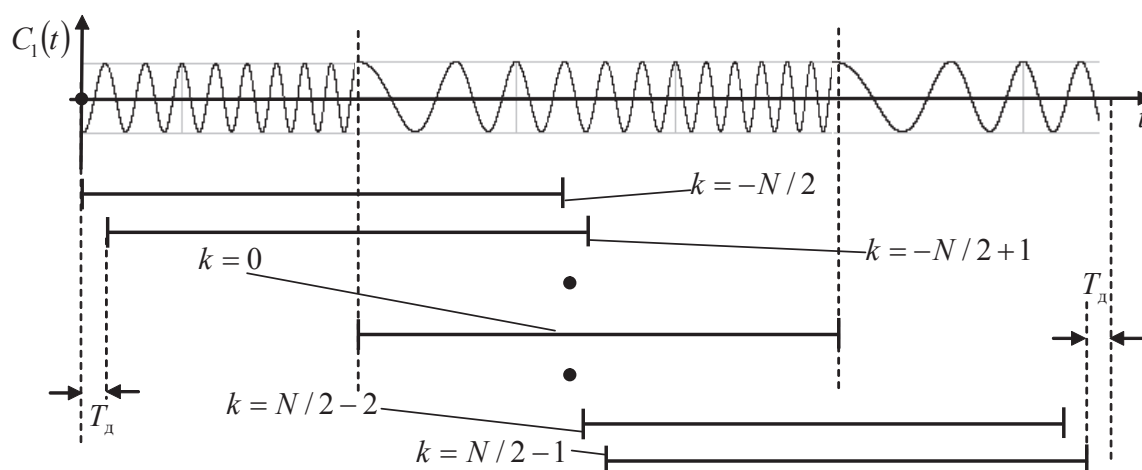
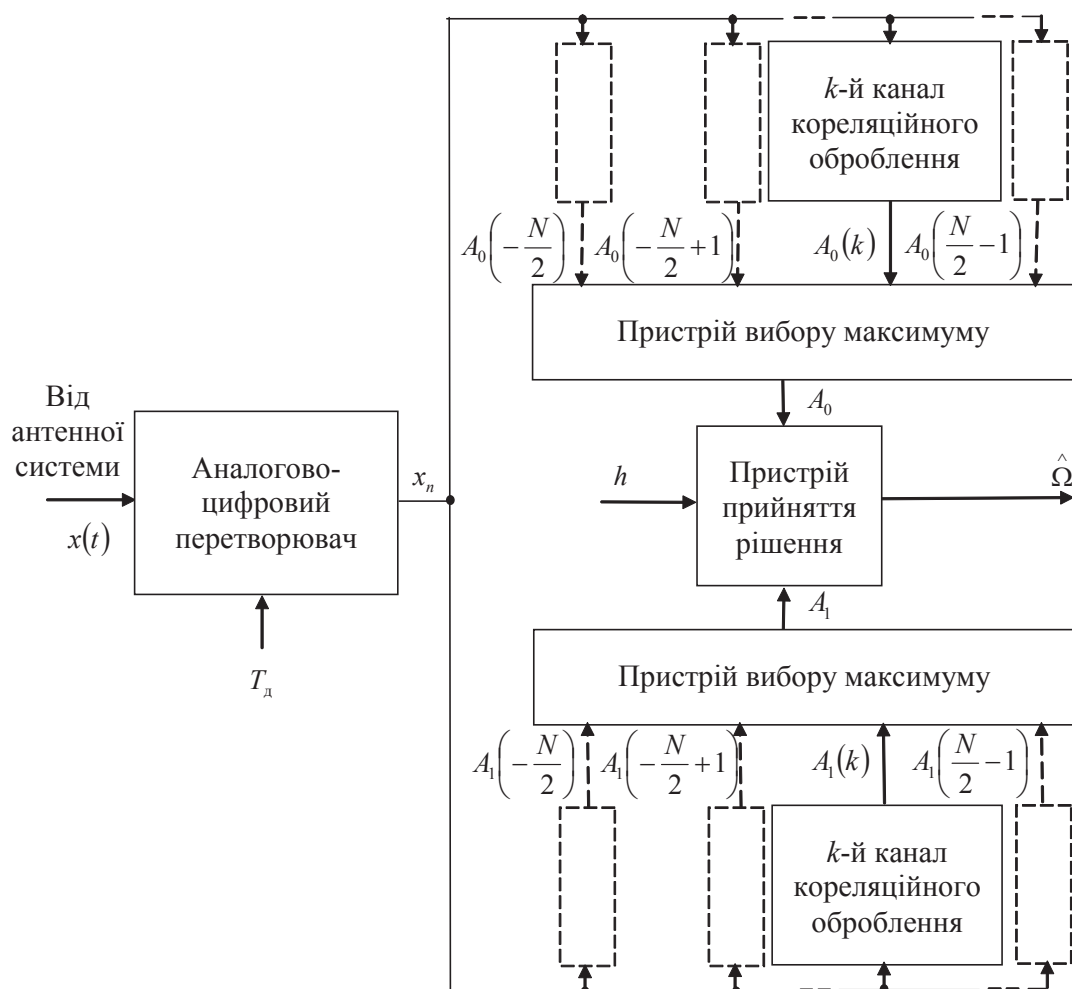


Рис. 2. Розташування часових інтервалів багатоканальної обробки, зсунутих на k -позицій відносно еталонного сигналу (2)

Сигнал приймача від антенної системи зі смугою перепускання подається на АЦП, а його відліки $x_n = x(T_d n)$ – на канали кореляційного оброблення, структура яких проілюстрована рис. 4. Оброблення передбачає перемноження з дискретними відліками сигналів (2) і (3) та ортогональними до них відліками:

$$C_{1n} = \cos[\varphi_1(T_d n)], \quad S_{1n} = \sin[\varphi_1(T_d n)],$$

де $\varphi_1(t)$ – задано (4).



У кореляційних каналах оброблення сигналу $C_0(t)$ фігурують відповідні відліки C_{0n} та S_{0n} . Добутки сигналів у квадратурах подаються на суматори, для яких $N = \text{int}(T/T_d) + 1$, $\text{int}(x)$ – ціла частина від x , і далі – на формувачі сигналів A_p , $p = 0,1$, які для k -го каналу оброблення розраховуються відповідно до виразу:

$$A_p(k) = \left[\sum_{n=1}^N x_{n-k} C_{pn} \right]^2 + \left[\sum_{n=1}^N x_{n-k} S_{pn} \right]^2, \quad (5)$$

де $-\frac{N}{2} \leq k < \frac{N}{2}$.

Багатоканальність приймача, поданого на рис. 3, пов'язана з простими діями множення та сумування зсунутих у часі на k – позицій інтервалів оброблення. Тому проблем технічної реалізації приймача, як правило, не виникатиме. Всі вони пов'язані лише з продуктивністю мікропроцесорних систем у складі пристроїв оброблення інформації.

© Yevhrapov Dmytro, 2019

Моделювання результату оброблення ЛЧМ сигналів кореляційним приймачем подано на рис. 5 з використанням програмного продукту Mathcad та Excel. Вигляд сигналу $A_1(k)$ в разі прийому повідомлення "1" подано на рис. 5а, для $B = 1000$ та випадку, коли еталонні сигнали збігаються з $k = 0$ – інтервалом оброблення.

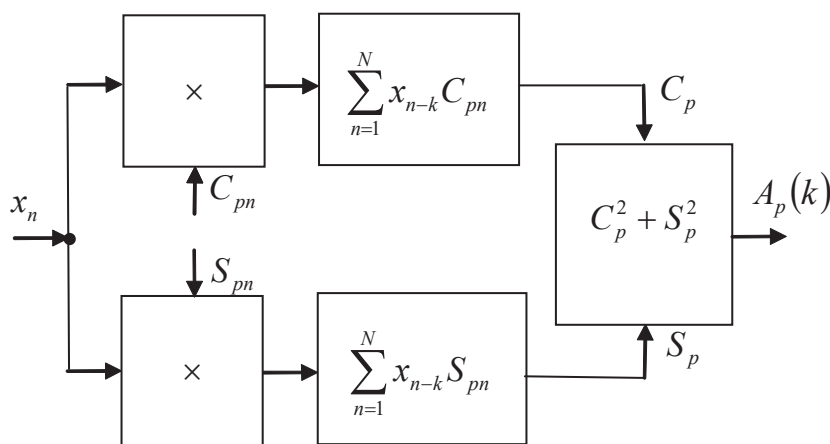


Рис. 4. k -й канал кореляційного оброблення

Для порівняння на рис. 5б подано вигляд сигналу з виходу звичайного приймача у смузі частот ЛЧМ сигналу, прийнятого тією ж самою антенною системою та з таким же значенням густини потужності шуму антенних підсилювачів – N_0 . Як бачимо, сигнал губиться у шумах і його неможливо виявити. Це наочно ілюструє прихованість каналу зв'язку та ускладнення його виявлення звичайними широкосмуговими приймачами.

Рішення про присвоєння $\hat{\Omega}$ значення "0" або "1" приймається у пристрої прийняття рішення, поданого на рис. 6 у вигляді аналогових та цифрових елементів: компараторів і елементів "та", відповідно до алгоритму спільного виявлення-оцінювання [6].

Порівняння сигналів A_0 та A_1 з порогом виявлення h здійснюються у компараторах $DA1$ та $DA2$ відповідно, а між собою – у компараторі $DA3$. Рішення $\Omega = 0$ приймається, коли:

$$A_0 - A_1 > 0 \text{ та } A_0 > h ,$$

рішення $\hat{\Omega} = 1$, коли:

$$A_0 - A_1 \leq 0 \text{ та } A_1 > h ,$$

а рішення про відсутність корисних сигналів приймається, коли:

$$A_0 \leq h \text{ та } A_1 \leq h .$$

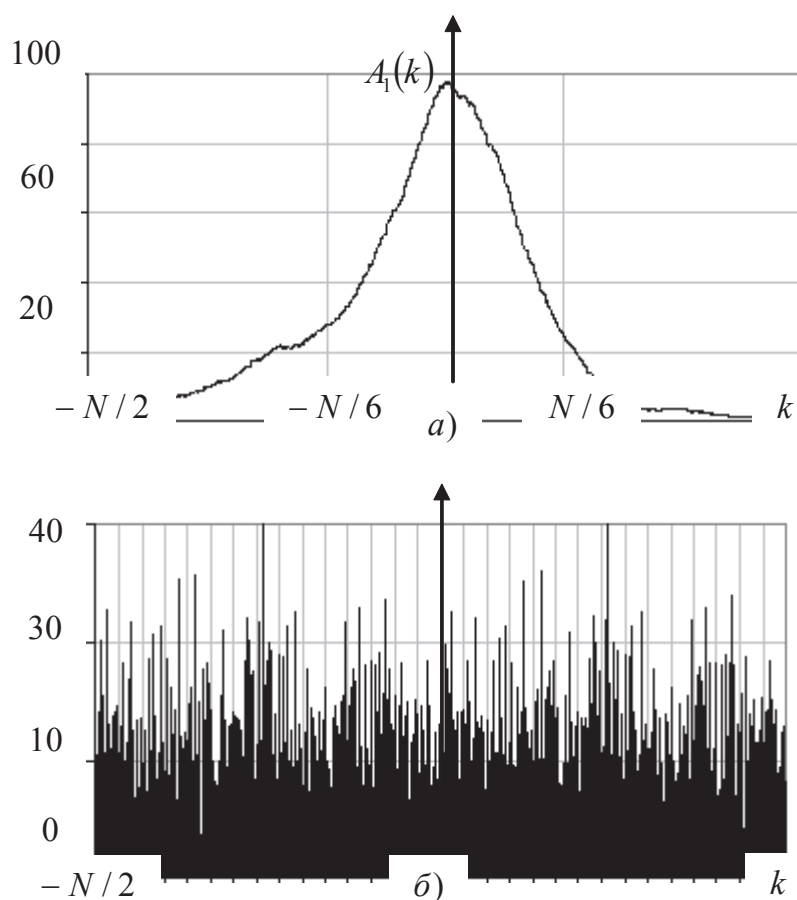


Рис. 5. Сигнали на виході приймачів: а) кореляційного приймача SDR-технологій; б) звичайного приймача з цифровим обробленням сигналів

Квантування сигналів за амплітудою

Врахуємо процеси квантування сигналу $x(t)$ в АЦП розрядністю M . Зазвичай динамічний діапазон АЦП – ΔU обирається за умови 6 Дб/розряд. Проте, коли оброблятимуться сигнали з великими базами (1), їх цифрові відліки губитимуться у власних шумах приймача з дисперсією $\sigma^2 = N_0 \Delta f_a$. Розрядності АЦП має вистачати для “витягування” сигналів із власних шумів приймача.

Співвідношення потужності сигналу до потужності шуму на вході кореляційного приймача (рис. 3) дорівнюватиме:

$$q_{\text{вх}}^2 = \frac{q^2}{B} = \frac{A^2}{\sigma^2} \ll 1,$$

де q^2 – співвідношення потужності сигналу до потужності шуму на виході кореляційного приймача, A – амплітуда сигналу на вході приймача. Тому розрізнити максимальні зміни корисного сигналу з розмахом подвійної амплітуди можна лише, якщо:

$$\frac{2q\sigma}{\sqrt{B}} = 2A > \delta = \frac{\Delta U}{2^M}, \quad (6)$$

де δ – шаг квантування.

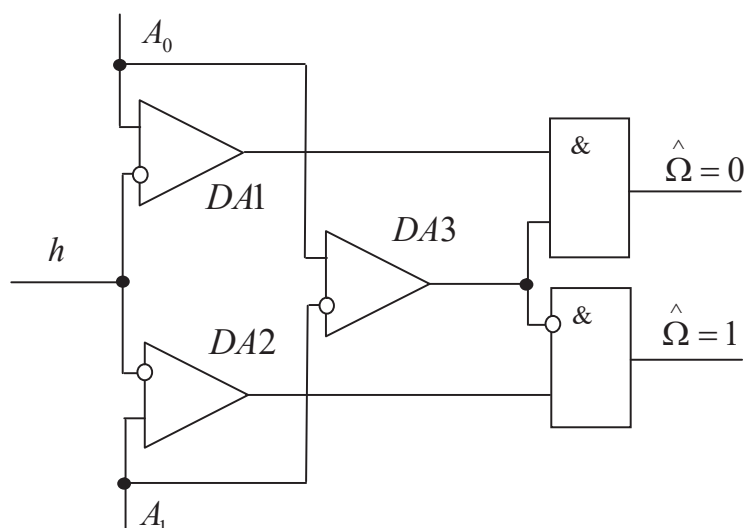


Рис. 6. Пристрій прийняття рішення

У разі, коли нерівність (6) не виконуватиметься, АЦП просто не реагуватиме на корисний сигнал, що губиться у шумах квантування. Якщо обрати $\Delta U = 6\sigma + 2A$ (для якого з ймовірністю $p = 0,997$ сигнали разом із шумами приймача перетворюються у цифрові відліки), розрядність АЦП, необхідна для забезпечення заданої бази і показника виявлення сигналів, становить:

$$M > \log_2 \left(3 \sqrt{\frac{B}{q^2}} + 1 \right). \quad (7)$$

Зазвичай для впевненого виявлення сигналів на фоні внутрішніх шумів приймача $q^2 = 3 \div 10$. На рис. 7 подані залежності мінімального значення $M - M_{\min}$ від B , розраховані відповідно до (7) для $q^2 = 3; 5; 10$. Як бачимо, для $B = 1000$ сучасні SDR-технології з чотирикратним перевищенням задовольняють вимоги щодо мінімальної розрядності, при якій сигнал не губиться у шумах квантування АЦП.

У подальшому за напрямом запропонованого дослідження необхідно розв'язати задачу аналізу каналів зв'язку, структура яких подана у цій роботі. Задача ускладнена пошуком розподілень абсолютних максимумів випадкових диференційованих у середньоквадратичному процесі. Результати аналізу, які підтверджуються

© Yevhrachov Dmytro, 2019

моделюванням процесів виявлення та розрізнення сигналів, доводить успішність теорії двокомпонентних марківських процесів для аналізу радіотехнічних систем [7, 8].

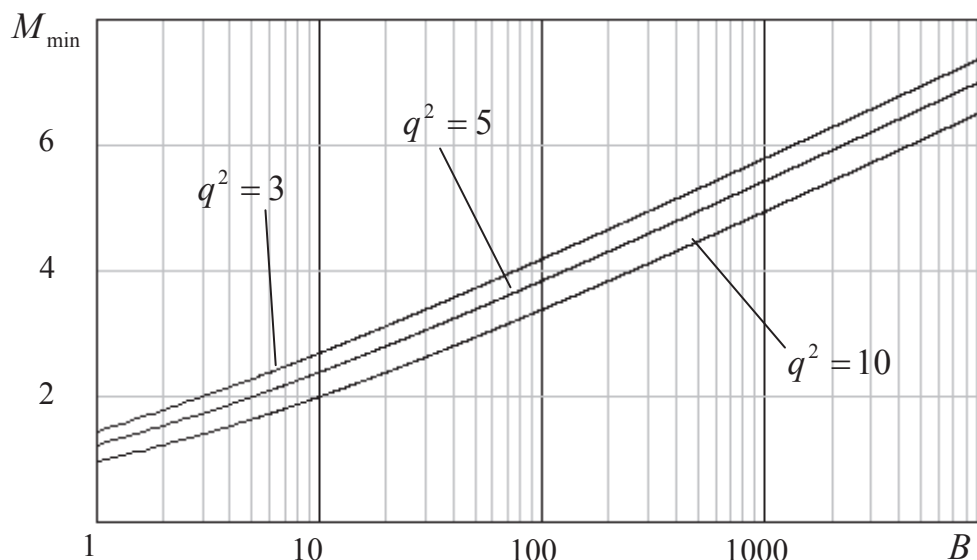


Рис. 7. Залежність мінімальної розрядності АЦП від бази сигналів

Висновок:

Таким чином, розрядності АЦП у складі SDR-технологій вистачає для побудови кореляційних приймачів оброблення ЛЧМ сигналів із базами, які сягають десятків тисяч.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Прокис Дж. Цифровая связь. / под ред. Д.Д. Кловского; пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
2. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Окольников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. М.: Радио и связь, 1983.
3. Кочемасов В.Н., Кряжев В.П., Окольников В.С. ЛЧМ сигналы с внутриимпульсной фазовой манипуляцией. Радиотехника, 1980. Т. 35, № 1, С. 57–60.
4. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи. М.: Мир, 1969. 640 с.
5. Бакут В.А. Теория обнаружения сигналов. М.: Радио и связь, 1984. 439 с.
6. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. 236 с.
7. Евграфов Д.В. Распределение абсолютного максимума дифференцируемого в среднеквадратическом гауссовского стационарного процесса. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 232–242.
8. Евграфов Д.В. Строгий анализ алгоритмов обнаружения сигналов неизвестной длительности. Радиоэлектроника. 2007. № 10. С. 76–80.

REFERENCES

1. Prokis Dzh. (2000). Tsifrovaya svyaz. / pod red. D.D. Klovsyko. "Digital communication". Under edition of D.D. Klovsyko; lane from English. M.: Radio and communication. 800 p. [in Russian].

© Yevhraphov Dmytro, 2019

2. *Kochemasov V.N., Belov L.A., Okolnikov V.S.* (1983). Formirovaniye signalov s lineynoy chastotnoy modulyatsiey. "Formation of signals with linear frequency modulation". M.: Radio and communication [in Russian].
3. *Kochemasov V.N., Kryazhev V.P., Okolnikov V.S.* (1980). LCHM signaly s vnutriimpulsnoy fazovoy manipulyatsiey. "LFM signals with intrapulse phase manipulation". Radio equipment. T. 35, No. 1, P. 57–60 [in Russian].
4. *Wozenkraft J., Jekobs I.* (1969). Teoreticheskiye osnovy tekhniki svyazi. "Theoretical foundations of communication technology". M.: Mir. 640 p. [in Russian].
5. *Bakut V.A.* (1984). Teoriya obnaruzheniya signalov. "Theory of signal detection". M.: Radio and communications. 439 p. [in Russian].
6. *Trifonov A.P., Shinakov Yu.S.* (1986). Sovmestnoye razlicheniye signalov i otsenka ikh parametrov na fone pomekh. "Joint distinction of signals and estimation of their parameters against interference". M.: Radio and communications. 236 p. [in Russian].
7. *Yevgrafov D.V.* (2017). Raspredeleniye absolyutnogo maksimuma differentsiruyemogo v srednekvadratcheskom gaussovskogo statsionarnogo protsessa. "Distribution of the absolute maximum of the differentiable in the mean square Gaussian stationary process". Radio Electronics. 2017. No. 4. P. 232–242 [in Russian].
8. *Yevgrafov D.V.* (2007). Strogiy analiz algoritmov obnaruzheniya signalov neizvestnoy dlitelnosti. "Strict analysis of algorithms for detecting signals of unknown duration". Radioelectronics. No. 10. P. 76–80 [in Russian].

UDC 621.394

Yevhrapov Dmytro,Candidate of Technical Sciences, Senior Research Associate, Leading Researcher, State Research Institute MIA Ukraine, Kyiv, Ukraine,
ORCID ID 0000-0001-9651-1558

SDR-TECHNOLOGIES OF COVERT RADIO LINES

The possibilities of Software Defined Radio (SDR) – technologies in the correlation processing of linear-frequency modulated (LFM) signals are examined. The structure of the correlation receiver of maximum likelihood is justified using modern SDR technologies. Since the signal arrival time is unknown after analog-to-digital conversion (ADC), the signals are fed to the correlation processing channels and to the maximum selection device, the signals from which are sent to the decision-making device. The decision maker evaluates the message that is transmitted if the signals exceed a certain detection threshold. The influence of the amplitude quantization of the signal on the detection process is analyzed, since with insufficient ADC bit depth, the signal is simply lost in the quantization noise. It is shown that the existing ADC bits allow processing signals with large bases, which makes it possible to use SDR technologies to create correlation receivers of chirp signals. The synthesis results are illustrated by simulations in the software environment Mathcad and Excel. For comparison, the simulation results are presented at the output of a conventional digital receiver, with a bandwidth that is equal to the band of the chirp signal. It is shown that to solve the analysis problem in the future, it is necessary to use the apparatus of two-component Markov processes, which allows one to find the distribution of the absolute maxima of random processes and sequences obtained by their discretization.

Keywords: noise power flux density, optimal signal reception, maximum likelihood receiver, correlation processing, digital signal processing.

Отримано 18.10.2019

© Yevhrapov Dmytro, 2019

DOI (Article): <https://doi.org/>

Issue 4(59) 2019

<http://suchasnaspetstehnika.com/>