

УДК 621.396.962.2

АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА ФАЗОВЫХ ШУМОВ СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ ПРИЕМНИКА РАДИОЛОКАТОРА С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ СИГНАЛОМ

Л. Б. Рязанцев, И. Ф. Купряшкин, В. П. Лихачев

Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина (г. Воронеж),
394064, г. Воронеж, ул. Ст. Большевиков, д.54а

Статья поступила в редакцию 28 мая 2018 г.

Аннотация. Показано, что в радиолокаторах с непрерывным частотно-модулированным сигналом наблюдается эффект подавления фазовых шумов передатчика в выходном сигнале приемника, степень которого определяется дальностью до цели. При этом наибольшее подавление достигается для фазовых шумов сигналов целей, находящихся на малых дальностях. Приведены выражения для расчета энергетического спектра фазовых шумов на выходе приемного устройства РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением, а также методика расчета степени их подавления при заданных характеристиках применяемого синтезатора частот и дальности действия радиолокатора.

Ключевые слова: непрерывное излучение, фазовый шум, энергетический спектр.

Abstract. Today the radar stations with continuous wave broadband linear frequency modulated waveforms are used in advanced driver assistance systems, ground radar systems for drone detection, airborne systems of imagery intelligence and some other fields of activities, thanks to their compact sizes, low power requirements and relatively low costs. The research performed in the article shows that the effect of transmitter phase noise suppression in the receiver output channel is present in LFM-CW radars, and its significance depends on the distance to the target. The largest values of suppression are reached for the signal phase noises of the targets situated close to the radar. The expressions for calculation of the power spectrum density of the phase noises in the output of an FMCW radar receiver and the technique of their

suppression level calculation for the specified characteristics of the frequency synthesizer in use and radar operation range are given in the article.

The derived ratios and dependencies allow estimating the acceptable level of frequency synthesizer phase noise and substantiate its choice accounting for the effect described above and for the LFM-CW radar observation region characteristics. The fact that the consequence of the suppression effect is the reduction of the target's demodulated echo signal phase noise level by 10...30 dB and more depending on its distance from the radar allows to draw a conclusion that relatively simple and low-cost frequency synthesizers can be utilized in LFM-CW radars, thus allowing to simplify its construction, reduce its weight, sizes and cost. Besides that, the derived results can be used in the research of frequency modulated noises effect on auto-correlational receivers, which are used, for example, as the LFM-CW radio signals parameters estimation devices in radio-technical intelligence systems.

Key words: continuous wave, phase noise, power spectrum density.

1. Введение

На сегодняшний день радиолокационные станции с непрерывным широкополосным линейным частотно-модулированным (ЛЧМ) излучением (РЛС НИ) находят применение в автомобильных системах помощи водителю, наземных системах обнаружения беспилотных летательных аппаратов, авиационных системах видовой разведки, и ряде других благодаря их компактности, низкому энергопотреблению и сравнительно малой стоимости [1-3]. В таких РЛС демодуляция принятого сигнала осуществляется путем его перемножения с опорным сигналом, в качестве которого используется зондирующий сигнал передающего устройства (рисунок 1), с последующей низкочастотной фильтрацией. Спектр демодулированного сигнала можно представить как сумму парциальных спектров, количество, уровень и смещение на частотной оси каждого из которых определяются количеством, отражающими характеристиками и удалением от РЛС НИ соответствующих отражателей в зоне обзора.

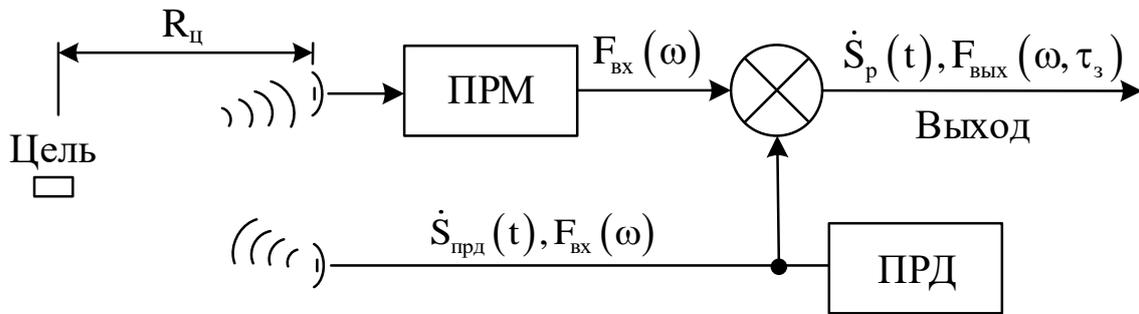


Рис.1. Структурная схема РЛС НИ:
 ПРМ – приемное устройство; ПРД – передающее устройство

Как правило, для формирования зондирующего сигнала в передающих устройствах РЛС НИ используются недорогие синтезаторы частот, характеризующиеся относительно высоким уровнем фазового шума. В общем случае это приводит к повышению уровня боковых полос парциальных спектров, что, в свою очередь, способствует существенному снижению качества обнаружения малозаметных целей, расположенных вблизи мощных отражателей [4].

Такие РЛС представляют собой, по сути, автокорреляционный приемник, время задержки в котором определяется временем распространения сигнала до цели и обратно $\tau_3 = 2R_{ц}/c$, где $R_{ц}$ – дальность до цели; c – скорость света. Так как при перемножении сигналов в смесителе их фазы вычитаются, а при малых τ_3 их фазовые шумы являются коррелированными, то в результирующем демодулированном сигнале уровень фазового шума будет существенно снижен по сравнению с фазовыми шумами принятого и опорного колебаний. Следствием этого является существенное снижение уровня боковых полос парциальных спектров демодулированных эхо-сигналов отдельных отражателей. И, наоборот, при значительном τ_3 фазовые шумы принятого и опорного сигналов являются некоррелированными, что обуславливает двукратное увеличение мощности фазового шума демодулированного сигнала.

Целью статьи является определение зависимости степени подавления фазовых шумов демодулированного сигнала от дальности до цели при заданных характеристиках синтезатора частот РЛС НИ.

2. Определение зависимости степени подавления фазовых шумов

Реальный зондирующий сигнал, формируемый передающим устройством, представляет собой колебание с заданным законом изменения частоты $f_s(t)$ и дополнительной случайной частотной модуляцией, обусловленной фазовым шумом синтезатора частот [4]

$$\dot{S}_{\text{прд}}(t) = e^{j2\pi f_s(t) + j\varphi_N(t)}, \quad (1)$$

где $\varphi_N(t) = \beta_{\text{чм}} \int_0^t n(t) dt$ – случайные флуктуации фазы; $\beta_{\text{чм}}$ – крутизна характеристики частотного модулятора; $n(t)$ – нормальный стационарный процесс со спектральной плотностью $N_0/2$.

Связь энергетического спектра $F_\varphi(\omega)$ процесса $\varphi_N(t)$ с энергетическим спектром модулирующего процесса $n(t)$ определяется соотношением

$F_\varphi(\omega) = \frac{\beta_{\text{чм}} N_0}{\omega^2} \frac{N_0}{2}$, а его корреляционная функция и дисперсия – выражениями

$$\sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau) = \beta_{\text{чм}} \frac{N_0}{2} \int_0^\infty \frac{\cos(\omega\tau)}{\omega^2} d\omega, \quad (2)$$

и

$$\sigma_\varphi^2 = \beta_{\text{чм}} \frac{N_0}{2} \int_0^\infty \frac{1}{\omega^2} d\omega, \quad (3)$$

соответственно [5].

В свою очередь, энергетический спектр фазового шума на входе смесителя $F_{\text{вх}}(\omega)$ соответствует энергетическому спектру шумовой составляющей сигнала (1), корреляционная функция которой определяется как

$K_{\text{вх}}(\tau) = e^{\sigma_\varphi^2 (R_\varphi(\tau) - 1)} = e^{-\frac{\alpha}{2} |\tau|}$ [5], и, отсюда, на основании теоремы Винера-Хинчина имеем

$$F_{\text{вх}}(\omega) = \frac{4\alpha}{\alpha^2 + 4\omega^2}, \quad (4)$$

где $\alpha = \frac{N_0}{2} \beta_{\text{чм}} \pi$.

Выражение (4) представляет собой энергетический спектр белого шума на выходе фильтра низкой частоты с частотой среза $\Delta f_{\text{вх}} = \alpha/2$.

Наглядной характеристикой степени подавления фазовых шумов является отношение энергетического спектра фазового шума на входе смесителя $F_{\text{вх}}(\omega)$ к энергетическому спектру на его выходе $F_{\text{вых}}(\omega)$

$$C(\omega, \tau_3) = \frac{F_{\text{вых}}(\omega, \tau_3)}{F_{\text{вх}}(\omega)}. \quad (5)$$

Сигнал на выходе смесителя РЛС НИ представляет собой результат перемножения сигнала (1) с его копией, задержанной на время τ_3 [1]

$$\dot{S}_p = e^{j2\pi f_p t + j\varphi_N(t) - j\varphi_N(t - \tau_3)}, \quad (6)$$

где $f_p = \mu \tau_3$ – частота разностного сигнала (сигнала биений), определяемая дальностью до цели; μ – скорость изменения частоты ЛЧМ зондирующего сигнала.

Для получения выражения, описывающего энергетический спектр $F_{\text{вых}}(\omega)$ сигнала (6), необходимо определить явное выражение для его автокорреляционной функции на основе общего соотношения, имеющего вид

$$K_{\text{вых}}(\tau) = \text{Re}\left(E\left\{\dot{S}_p(t) S_p^*(t - \tau)\right\}\right) = \text{Re}\left(e^{j2\pi f_p t} E\left\{e^{j(\varphi_N(t) - \varphi_N(t - \tau_3) - \varphi_N(t - \tau) + \varphi_N(t - \tau_3 - \tau))}\right\}\right), \quad (7)$$

где $E\{\cdot\}$ – операция усреднения по ансамблю реализаций.

Первый комплексный множитель (7) не влияет на форму и параметры спектра $F_{\text{вых}}(\omega, \tau_3)$ и обуславливает только его смещение по оси частот, вследствие чего может быть исключен из дальнейшего анализа. Исходя из этого (7) можно рассматривать как многомерную характеристическую функцию $\Theta_4(v_1, v_2, v_3, v_4)$ совокупности зависимых центрированных случайных величин

$\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$, где $v_1=1, v_2=-1, v_3=-1, v_4=1$. С использованием обозначений $\varphi_1 = \varphi_N(t), \varphi_2 = \varphi_N(t - \tau_3), \varphi_3 = \varphi_N(t - \tau), \varphi_4 = \varphi_N(t - \tau_3 - \tau)$ выражение для характеристической функции можно переписать как

$$\Theta_4(\mathbf{V}) = e^{-\frac{1}{2}\mathbf{V}^T\mathbf{M}\mathbf{V}}, \quad (8)$$

где $\mathbf{V} = [1, -1, -1, 1]^T$; \mathbf{M} – матрица ковариаций случайных величин с элементами

$$\begin{aligned} m_{11} = m_{22} = m_{33} = m_{44} &= \sigma_\varphi^2, & m_{12} = m_{21} = m_{34} = m_{43} &= \sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau_3); \\ m_{13} = m_{31} = m_{24} = m_{42} &= \sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau); & m_{14} = m_{41} &= \sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau_3 + \tau); \\ m_{23} = m_{32} &= \sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau - \tau_3). \end{aligned}$$

С учетом (8) выражение (7) примет вид

$$K_{\text{ВЫХ}}(\tau) = \text{Re}\left(e^{\sigma_\varphi^2(2R_\varphi(\tau_3) + 2R_\varphi(\tau) - R_\varphi(\tau_3 + \tau) - R_\varphi(\tau - \tau_3) - 2)}\right), \quad (9)$$

И, с учетом (2) и (3), в итоге может быть записано как

$$K_{\text{ВЫХ}}(\tau, \tau_3) = \text{Re}\left(\exp\left\{-\frac{\alpha}{2}(2|\tau| + 2|\tau_3| - |\tau - \tau_3| - |\tau + \tau_3|)\right\}\right). \quad (10)$$

Также учитывая, что на практике всегда выполняется условие $\tau_3 > 0$ выражение (10) можно представить в более компактной форме

$$K_{\text{ВЫХ}}(\tau, \tau_3) = \begin{cases} e^{-\alpha|\tau|}, & \text{при } |\tau| \leq \tau_3; \\ e^{-\alpha\tau_3}, & \text{при } |\tau| > \tau_3. \end{cases} \quad (11)$$

Результатом прямого преобразования Фурье от корреляционной функции (11) является искомое выражение для энергетического спектра шумовой составляющей сигнала (б) на выходе смесителя

$$F_{\text{ВЫХ}}(\omega, \tau_3) = F_1(\omega, \tau_3) + F_2(\omega, \tau_3), \quad (12)$$

$$\text{где } F_1(\omega, \tau_3) = 2 \int_0^{\tau_3} e^{-\alpha\tau} \cos(\omega\tau) d\tau = \frac{2e^{-\alpha\tau_3} (\alpha e^{\alpha\tau_3} - \alpha \cos(\omega\tau_3) + \omega \sin(\omega\tau_3))}{\alpha^2 + \omega^2};$$

$$F_2(\omega, \tau_3) = 2 \int_{\tau_3}^{\infty} e^{-\alpha\tau} \cos(\omega\tau) d\tau = 2\pi e^{-\alpha\tau_3} \delta(\omega) - \frac{2e^{-\alpha\tau_3} \sin(\omega\tau_3)}{\omega}.$$

Получение явного аналитического соотношения для $F_{\text{вых}}(\omega, \tau_3)$ позволяет переписать (5) в виде

$$C(\omega, \tau_3) = -\frac{e^{-\alpha\tau_3}(\alpha^2 + 4\omega^2)(\alpha \sin(\omega\tau_3) + \omega \cos(\omega\tau_3) - \omega e^{\alpha\tau_3})}{2\omega(\alpha^2 + \omega^2)}. \quad (13)$$

Характер влияния времени задержки τ_3 и частотной отстройки ω на степень подавления фазовых шумов иллюстрируют зависимости на рисунке 2. В общем случае они представляют собой затухающие по закону $2e^{-\alpha\tau_3}$ гармонические колебания с начальным и средним значениями, равными двум. При $\tau_3 \rightarrow \infty$ шумы на входах смесителя становятся некоррелированными и при малых значениях α функция $C(\omega, \tau_3)$ стремится к уровню 3 дБ. При увеличении α предельное значение функции уменьшается и при $\alpha \rightarrow \infty$ стремится к уровню минус 3 дБ. При уменьшении отстроек по ω и τ_3 степень компенсации фазовых шумов увеличивается и при нулевых ω и τ_3 наблюдается их полная компенсация.

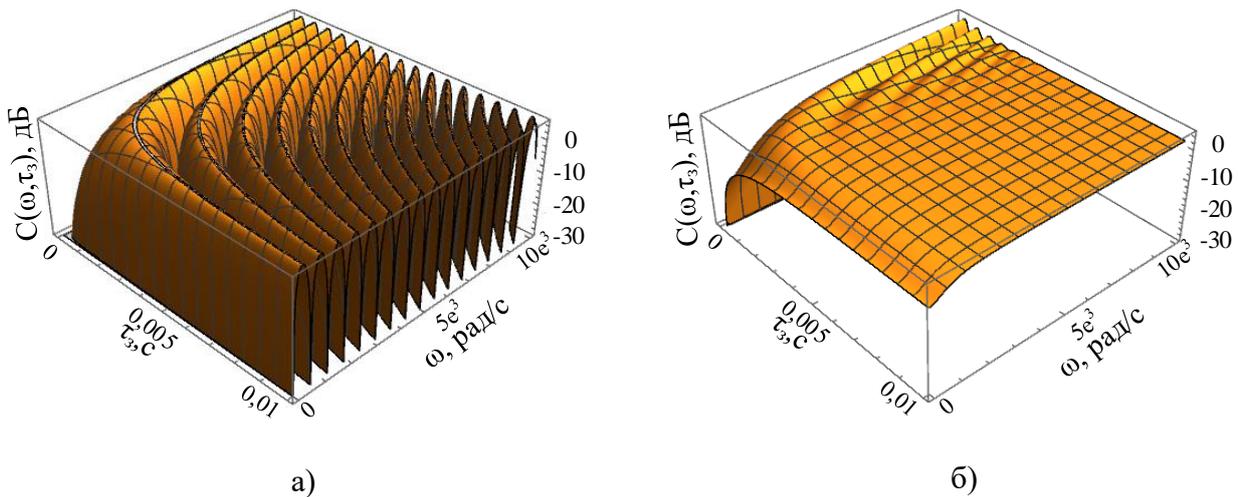
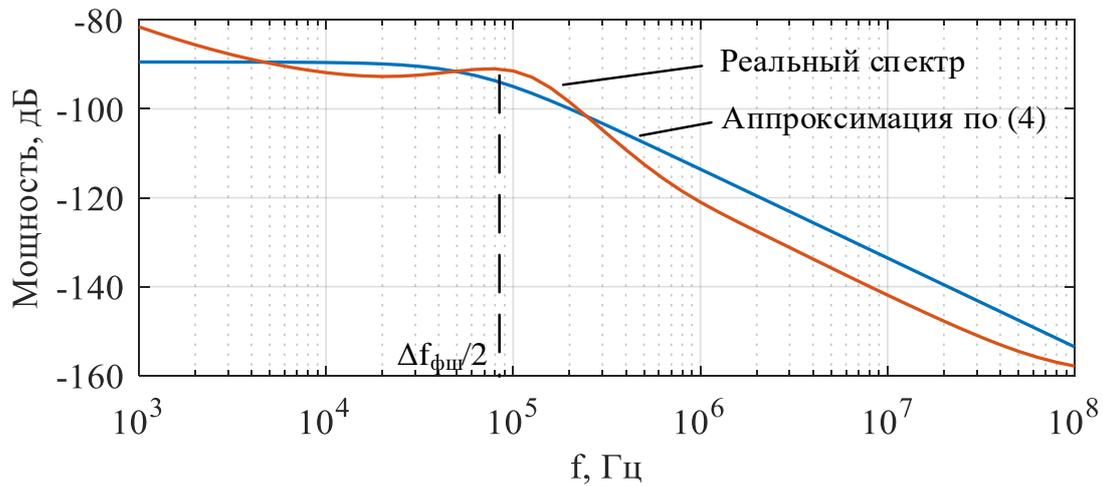


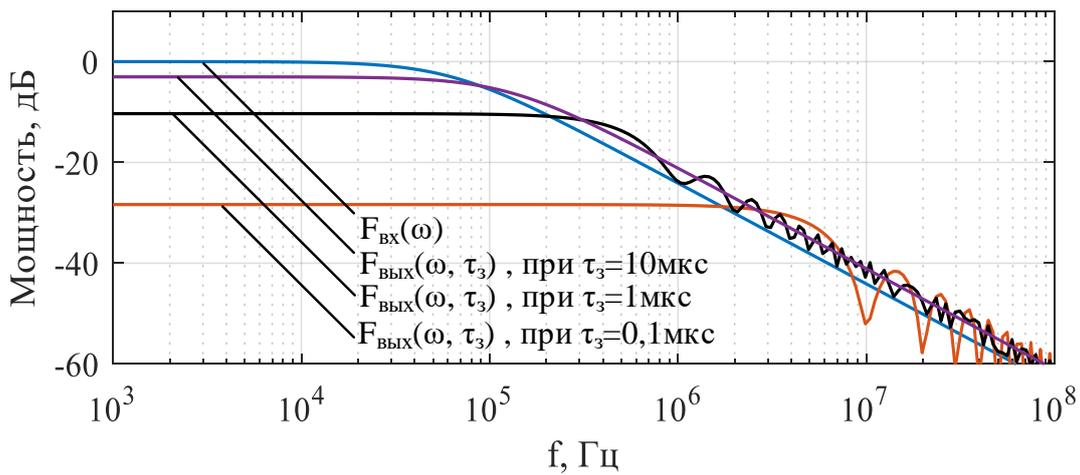
Рис. 2. Вид зависимости $C(\omega, \tau_3)$: а – $\alpha = 0,01$; б – $\alpha = 1000$

Для высококачественных синтезаторов частот с малым уровнем фазовых шумов (т.е. при $\alpha \ll \omega$) выражение (13) существенно упрощается

$$C(\omega, \tau_3) = 2(1 - e^{-\alpha\tau_3} \cos(\omega\tau_3)). \quad (14)$$



а)



б)

Рис. 3. Энергетические спектры: на входе (а) и выходе (б) приемного устройства РЛС НИ

Наибольший практический интерес вызывает исследование зависимостей $F_{\text{ВХ}}(\omega)$, $F_{\text{ВЫХ}}(\omega, \tau_3)$ и $C(\omega, \tau_3)$ в области отстроек $f = \omega/2\pi$ относительно f_p в пределах полосы спектра фазовых шумов синтезатора частот, где их уровень в зондирующем сигнале является достаточно высоким. Значение отстройки соответствует удалению от цели, расположенной на дальности $R_{\text{ц}}$, на расстоянии $R = cf/(2\mu)$, где $\mu = \Delta f/T_m$; Δf , T_m – ширина спектра и период модуляции зондирующего сигнала. Спектр фазовых шумов $F_{\text{ВХ}}(\omega)$ реальных синтезаторов частот, как правило, указывается в технической документации, а также может быть оценен с использованием специализированных программ [6]

или измерен анализатором спектра. Учитывая сложный вид спектра фазовых шумов (рисунок 3, а) его удобно характеризовать с помощью такого параметра, как среднеквадратическая (эффективная) ширина [7]

$$\Delta f_{\text{фш}} = \int_0^{\infty} \omega F_{\text{вх}}(\omega) d\omega / \pi \int_0^{\infty} F_{\text{вх}}(\omega) d\omega. \quad (15)$$

Тогда принимая $\alpha = \Delta f_{\text{фш}}$, энергетический спектр фазовых шумов реального синтезатора частот можно аппроксимировать выражением (4). На рисунке 3, б представлен вид нормированных к $F_{\text{вх}}(\omega)$ спектров $F_{\text{вых}}(\omega, \tau_3)$ при $\Delta f_{\text{фш}}/2 = 7,8 \cdot 10^5$ Гц и различных значениях времени задержки $\tau_3 = 0,1, 1$ и 10 мкс, соответствующих дальностям до цели $R_{\text{ц}}$, равным 15 м, 150 м и $1,5$ км соответственно. Принятое значение $\Delta f_{\text{фш}}/2$ соответствует характеристикам синтезатора частот ADF4158, используемого в малогабаритной РЛС НИ, разработанной авторами и описанной в [8].

Анализ зависимостей, приведенных на рисунке 3,б, показывает, что степень ослабления фазовых шумов передающего устройства на малых дальностях достигает $10 \dots 30$ дБ и более.

На основе полученных результатов разработана методика оценки уровня ослабления фазовых шумов на выходе приемного устройства РЛС НИ при заданных характеристиках синтезатора частот и дальности действия радиолокатора. Суть методики заключается в следующем. Реальный энергетический спектр синтезатора частот аппроксимируется с использованием выражения (4), причем значение параметра α принимается равным среднеквадратической ширине спектра $\Delta f_{\text{фш}}$, рассчитываемой в соответствии с (15). При $\alpha \ll \Delta f_{\text{фш}}$ степень подавления фазового шума оценивается с использованием выражения (14), а при невыполнении этого условия – выражения (13), причем значение отстройки ω выбирается в пределах интервала $(0, \pi \Delta f_{\text{фш}})$. Так, например, при $\alpha = \Delta f_{\text{фш}}/2 = 7,8 \cdot 10^5$ Гц и при

временной задержке $\tau_3 = 0,1$ мкс оценка степени подавления фазового шума для цели, удаленной от РЛС НИ на $R_{ц} = 15$ м, составит минус 28 дБ.

3. Заключение

Таким образом, полученные соотношения и зависимости позволяют определить допустимый уровень фазового шума синтезатора частот и обосновать его выбор с учетом описанного эффекта и характеристик зоны обзора РЛС НИ. Тот факт, что следствием эффекта подавления является снижение уровня фазового шума демодулированного эхо-сигнала цели на 10...30 дБ и более в зависимости от ее удаления, позволяет прийти к выводу о возможности использования относительно простых и дешевых синтезаторов частот в составе РЛС НИ, что, в свою очередь, позволяет упростить ее конструкцию, снизить массогабаритные показатели и стоимость. Кроме того, полученные результаты могут быть использованы при исследовании воздействия частотно-модулированных помех на автокорреляционные приемники, применяемые, например, в качестве устройств для оценки параметров радиосигналов с линейной частотной модуляцией в системах радиотехнической разведки [9].

Литература

1. Рязанцев Л.Б., Лихачев В.П. Оценка дальности и радиальной скорости объектов широкополосной радиолокационной станцией в условиях миграции отметок по каналам дальности // Измерительная техника. №11, 2017. С. 61-64.
2. Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б., Чередников И.Ю. Применение беспилотных летательных аппаратов для ведения тактической радиолокационной разведки // Военная мысль. 2016. №3. С. 24-28.
3. Патент РФ №2635366. Рязанцев Л.Б., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Беляев В.В. Способ определения дальности и радиальной скорости цели в РЛС с непрерывным излучением и устройство его реализующее. Опубликовано: 13.10.2017, бюл. № 32.

4. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже -120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы // Компоненты и технологии. № 5, 2009. С. 139-146.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: «Советское радио», 1969.
6. ADIsimPLL [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://form.analog.com/form_pages/rfcomms/adisimpll.aspx. Analog Devices. (Дата обращения: 04.02.2018)
7. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
8. Богомоллов А.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса. Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред» / под общ. ред. М.М. Пенькова. –СПб.: ВКА имени А.Ф.Можайского, 2015. Вып. 11. С. 237-242.
9. Борисов О.А., Веселков А.А., Лихачев В.П. Модель процесса обработки ЛЧМ сигналов автокорреляционным приемником с суммарным и разностным каналами обработки // Материалы XVII Международной научно-методической конференции «IPMT-2017». Воронеж: ВГУ, 2017. С. 110-114.

Для цитирования:

Л. Б. Рязанцев, И. Ф. Купряшкин, В. П. Лихачев. Анализ энергетического спектра фазовых шумов сигнала на выходе приемника радиолокатора с непрерывным частотно-модулированным сигналом. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun18/8/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.6.8