

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ОСЛАБЛЕНИЯ МЕДЛЕННЫХ ФАЗОВЫХ ФЛУКТУАЦИЙ
ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
В СИГНАЛЕ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ РЛС НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ**

Рязанцев Леонид Борисович

кандидат технических наук, доцент Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил
«Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
E-mail: kernel386@mail.ru.

Гуляев Григорий Анатольевич

младший научный сотрудник Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил
«Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
E-mail: gregory.guliaev@yandex.ru.

Адрес: 394064, Российская Федерация, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 а.

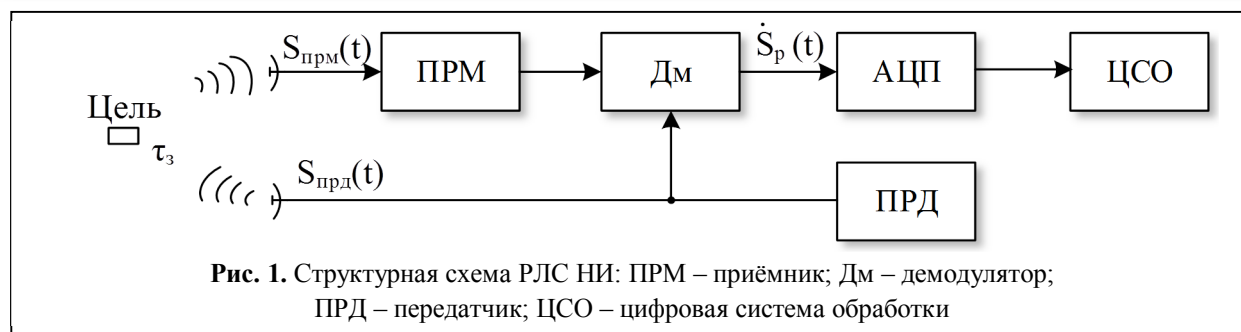
Аннотация: В статье рассмотрена математическая модель сигнала разностной частоты, учитывающая быстрые и медленные фазовые флуктуации в зондирующем сигнале с линейной частотной модуляцией. Проведено моделирование сигнала на входе и выходе демодулятора приёмного устройства РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Представлен анализ степени ослабления медленных фазовых флуктуаций зондирующего сигнала в сигнале разностной частоты на выходе демодулятора. Показано, что в РЛС непрерывного излучения наблюдается значительное ослабление медленных фазовых флуктуаций в сигнале разностной частоты, которое достигает значений 30...40 дБ и более в зависимости от дальности до цели. Это позволяет использовать относительно простые и дешёвые синтезаторы частот для формирования зондирующих сигналов, что, в свою очередь, упрощает конструкцию радиолокатора, снижает его массогабаритные показатели и стоимость.

Ключевые слова: радиолокационная станция, непрерывное излучение, фазовые флуктуации, моделирование, передаточная функция.

В настоящее время наблюдается активное применение малогабаритных радиолокационных станций (РЛС) для решения различных задач военного и гражданского характера, к числу которых относятся: обнаружение воздушных и наземных целей, формирование радиолокационных изображений участков земной поверхности при реализации принципов синтеза апертуры антенны, информационное обеспечение систем помощи водителю, контроль дорожной обстановки, реализация функций технического зрения для наземных и воздушных робототехнических систем и другие [1–4]. В подавляющем большинстве малогабаритные РЛС представляют собой РЛС непрерывного излучения (НИ) и строятся по гомодинной схеме, в которой демодуляция принятого непрерывного широкополосного частотно-модулированного сигнала, отражённого от цели, осуществляется путём его перемножения с зондирующим сигналом (рис. 1). В

результате на выходе демодулятора формируется сигнал разностной частоты (сигнал биений), частота которого пропорциональна времени задержки τ_z (дальности до цели). Радиолокационные станции непрерывного излучения РЛС НИ характеризуются высокой разрешающей способностью, простотой построения и малой массой [5].

Для формирования зондирующих сигналов в малогабаритных РЛС НИ, как правило, используются недорогие опорные генераторы и синтезаторы частот на основе схем с фазовой автоподстройкой частоты, характеризующиеся низкой температурной стабильностью, значительным временем переходных процессов и высоким уровнем фазовых шумов [6]. Это обуславливает появление быстрых и медленных фазовых флуктуаций в зондирующем сигнале, нарушающих когерентность принимаемого сигнала и снижающих информационные пока-



затели РЛС. Быстрые флуктуации, обусловленные фазовыми шумами, приводят к ухудшению отношения сигнал/шум, снижению вероятности обнаружения малоразмерных объектов и уменьшению дальности действия РЛС. Медленные флуктуации нарушают когерентность принимаемого сигнала и выражаются, в основном, в снижении амплитуды отметок и разрешающей способности.

В то же время, учитывая особенности демодуляции сигнала, в РЛС НИ наблюдается существенное ослабление фазовых флуктуаций в сигнале разностной частоты, особенно при малых задержках сигнала, отражённого от целей, расположенных на небольших удалениях. Детальный анализ степени ослабления быстрых фазовых флуктуаций, обусловленных фазовыми шумами синтезаторов частот, приведён в работе [7] и основан на корреляционном анализе частотно-модулированного нормальным некоррелированным шумом сигнала. Учитывая, что медленные фазовые флуктуации в зондирующем сигнале представляют собой коррелированный случайный процесс, необходимо провести дополнительный анализ их степени ослабления.

Таким образом, целью статьи является анализ степени ослабления медленных фазовых флуктуаций зондирующего сигнала в сигнале разностной частоты на выходе демодулятора РЛС НИ.

На практике нашли применение сигналы с симметричной и несимметричной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), характеризующиеся периодом модуляции T_m , начальной частотой f_0 и шириной спектра (девиацией) Δf_c .

Рассмотрим обобщённую математическую модель сигнала разностной частоты, учитывающую быстрые и медленные фазовые флуктуации.

Закон медленных изменений фазы можно представить в виде полинома I -й степени:

$$\varphi_m(t) = \sum_{i=0}^I a_i t^i, \quad (1)$$

где a_i – коэффициенты полинома.

Быстрые флуктуации, характеризующиеся фазовым шумом, описываются как:

$$\varphi_N(t) = \beta_{\text{чм}} \int_0^t n(t) dt, \quad (2)$$

где $\beta_{\text{чм}}$ – крутизна характеристики частотного модулятора; $n(t)$ – нормальный стационарный процесс со спектральной плотностью $N_0/2$.

При несимметричном законе ЛЧМ с нарастанием частоты сигнал, формируемый передатчиком с учётом (1), (2), имеет вид:

$$\begin{aligned} S_{\text{нр}}(t_m) &= \cos \left(2\pi \int_0^{t_m} (f_0 + \mu t) dt + \right. \\ &+ (\varphi_m(t_m) + \varphi_N(t_m) + \psi_0) \left. \right) = \\ &= \cos \left(2\pi \left(f_0 t_m + \frac{\mu t_m^2}{2} \right) + \right. \\ &+ \left. \sum_{i=0}^{I_\phi} a_i t_m^i + \beta_{\text{чм}} \int_0^{t_m} n(t) dt + \psi_0 \right), \quad (3) \end{aligned}$$

где $t_m \in [0, T_m]$; $\mu = \Delta f_c / T_m$; ψ_0 – скорость изменения частоты (крутизна ЛЧМ) и начальная фаза сигнала соответственно.

Отражённый от точечного отражателя (цели) сигнал на входе демодулятора РЛС НИ на k -м зондировании описывается выражением:

$$S_{\text{прм}}(t_m, k) = A_{\text{мо}} \times \left[\cos \left(2\pi \left(f_0 t_m + \frac{\mu(t_m - \tau_3(t_m, k))^2}{2} \right) + \sum_{i=0}^{I_\Phi} a_i (t_m - \tau_3(t_m, k))^i + \beta_{\text{чм}} \int_0^{t_m} n(t - \tau_3(t_m, k)) dt + \psi_0 \right) \right] \quad (4)$$

где $A_{\text{ТО}} \sim \sqrt{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}} / ((4\pi)^3 R_{\text{ТО}}^4 L)}$ – амплитуда эхо-сигнала; $P_{\text{прд}}$ – средняя мощность зондирующего сигнала; $G_{\text{прд}}$ и $G_{\text{прм}}$ – коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн соответственно; $\lambda = c/f_0$; $\sigma_{\text{ц}}$ – эффективная площадь рассеяния цели; L – суммарные потери в антенно-фидерном тракте и на трассе распространения радиоволн; $\tau_3(t_m, k) = 2R_{\text{мо}}(t_m, k)/c$ и $R_{\text{мо}}(t_m, k)$ – законы изменения времени запаздывания эхо-сигнала и расстояния между фазовым центром антенн РЛС и отражателем соответственно; c – скорость распространения электромагнитного излучения.

Переменная t_m характеризует так называемое «быстрое» время, т.е. время в течение отдельного периода модуляции зондирующего сигнала, а произведение kT_m – «медленное», то есть временные отсчёты с интервалом, равным периоду модуляции. Общая продолжительность

интервала облучения цели при этом определяется как $t = t_m + kT_m$.

Результатом перемножения принятого (4) и опорного (3) сигналов в демодуляторе, представляющем собой квадратурный смеситель, является сигнал разностной частоты, комплексное представление которого в отдельном периоде модуляции описывается выражением:

$$\dot{S}_p(t_m, k) = A_{\text{мо}} \exp \left(j \frac{4\pi R_{\text{мо}}(t_m, k)}{c} \times \left(f_0 + \mu t_m - \mu \frac{R_{\text{мо}}(t_m, k)}{c} \right) + j\Phi(t_m, k) \right) + \dot{\eta}(t_m, k), \quad (5)$$

где $\Phi(t_m, k) = \Phi_M(t_m, k) + \Phi_N(t_m)$; $\dot{\eta}(t_m, k)$ – комплексная реализация шума приёмного канала.

При несимметричном законе модуляции с убывающей частотой выражение для сигнала разностной частоты $\dot{S}_p(t_m, k)$ является аналогичным выражению (5) с той разницей, что значение начальной частоты задается как $f_0 + \Delta f$, а значение крутизны μ является отрицательным, т.е.

$$\dot{S}_{p \text{ down}}(t_m, k) = A_{\text{мо}} \exp \left(j \frac{4\pi R_{\text{мо}}(t_m, k)}{c} \times \left(f_0 + \Delta f - \mu t_m + \mu \frac{R_{\text{мо}}(t_m, k)}{c} \right) + j\Phi(t_m, k) \right). \quad (6)$$

В качестве примера на рис. 2,а представлена

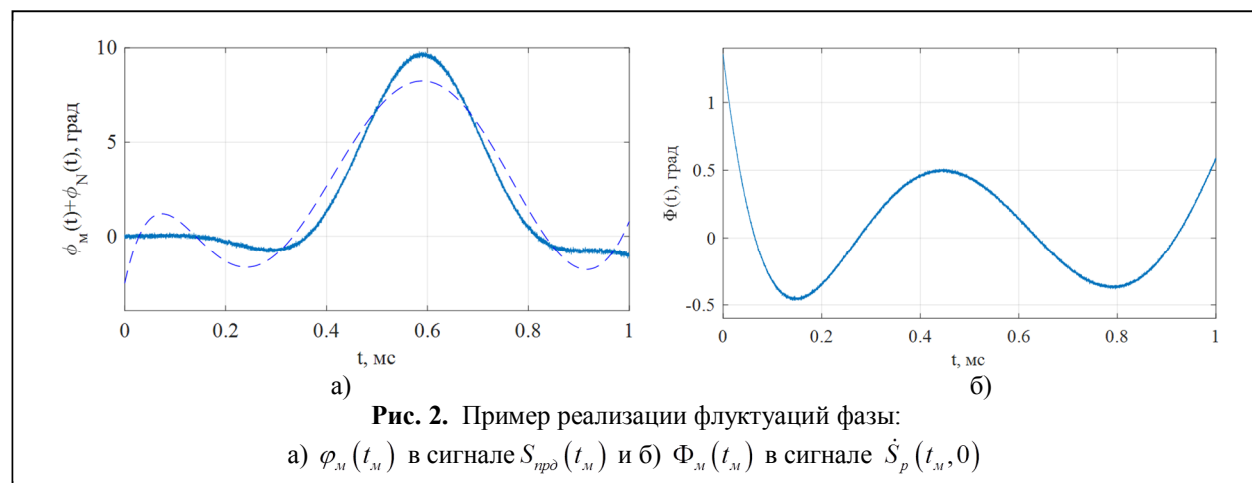


Рис. 2. Пример реализации флуктуаций фазы:

а) $\varphi_M(t_m)$ в сигнале $S_{\text{прд}}(t_m)$ и б) $\Phi_M(t_m)$ в сигнале $\dot{S}_p(t_m, 0)$

реализация случайной фазы $\varphi_m(t) + \varphi_N(t)$ с эффективной шириной спектра $\Delta f_s = 1$ кГц (сплошная линия) соответствующей времени корреляции $\tau_k = 1/(4\Delta f_s) = 0,25$ мс, а также её аппроксимация полиномом 6-й степени (пунктирная линия) в соответствии с (1). Коэффициенты, определённые с помощью метода наименьших квадратов, имеют значения: $a_0 = -0,0883$, $a_1 = 3258$, $a_2 = -3,818 \cdot 10^7$, $a_3 = 1,442 \cdot 10^{11}$, $a_4 = -2,316 \cdot 10^{14}$, $a_5 = 1,662 \cdot 10^{17}$, $a_6 = -4,37 \cdot 10^{19}$. На рис. 2,б представлена реализация флуктуации фазы $\Phi(t_m, k)$ в сигнале разностной частоты при значении дальности до точечного отражателя R_{mo} , равном 1 км.

Анализ рис. 2 показывает, что для сигнала разностной частоты характерно ослабление флуктуаций фазы, присутствующих в зондирующем сигнале. Определение степени ослабления флуктуаций от времени их корреляции и дальности до цели можно осуществить путём численного статистического моделирования. Степень ослабления медленных флуктуаций будем определять как

$$C(\tau_k, R_{mo}) = \frac{M\{\sigma_{\Phi_m}(\tau_k, R_{mo})\}}{M\{\sigma_{\varphi_m}(\tau_k, R_{mo})\}}, \quad (7)$$

где $M\{\cdot\}$ – оператор математического ожидания; σ_{Φ_m} и σ_{φ_m} – векторы отсчётов среднеквадратических значений флуктуаций на выходе и входе демодулятора соответственно, элементы которых получены входе статистических испытаний.

Алгоритм проведения моделирования представляет собой для каждой совокупности значений τ_k и R_{mo} , принадлежащих заданным диапазонам, циклическое последовательное выполнение двух этапов статистических испытаний. Количество циклов N_{ii} определяет точность полученных результатов и на практике задаётся в диапазоне от нескольких сотен до нескольких тысяч.

На первом этапе каждого цикла осуществляется формирование коррелированного шума с временем корреляции τ_k путём пропускания нормального случайного некоррелированного процесса через фильтр с эффективной полосой пропускания $\Delta f_s = 1/(4\tau_k)$ [8]. В качестве фильтра используется цифровой фильтр низких частот на основе окна Кайзера, обеспечивающего минимальное расширение главного лепестка при заданном уровне боковых лепестков. Расчёт передаточной функции фильтра может быть осуществлен в программе MATLAB с использованием функции *fdesign.lowpass*, входящей в пакет DSP System Toolbox, с учётом следующих параметров: неравномерность амплитудно-частотной характеристики фильтра в полосе пропускания A_1 ; ослабление сигнала в полосе заграждения A_2 ; ширина полосы пропускания f_1 ; ширина полосы заграждения f_2 ; частота дискретизации сигнала F_s . Эффективная полоса Δf_s определяется количеством отсчётов $N_s = F_s T_M$ и видом импульсной характеристикой фильтра H_i в соответствии с выражением [9]

$$\Delta f_s = F_s \frac{\sum_{i=1}^{N_s} |H_i|^2}{\left| \sum_{i=1}^{N_s} H_i \right|^2}. \quad (8)$$

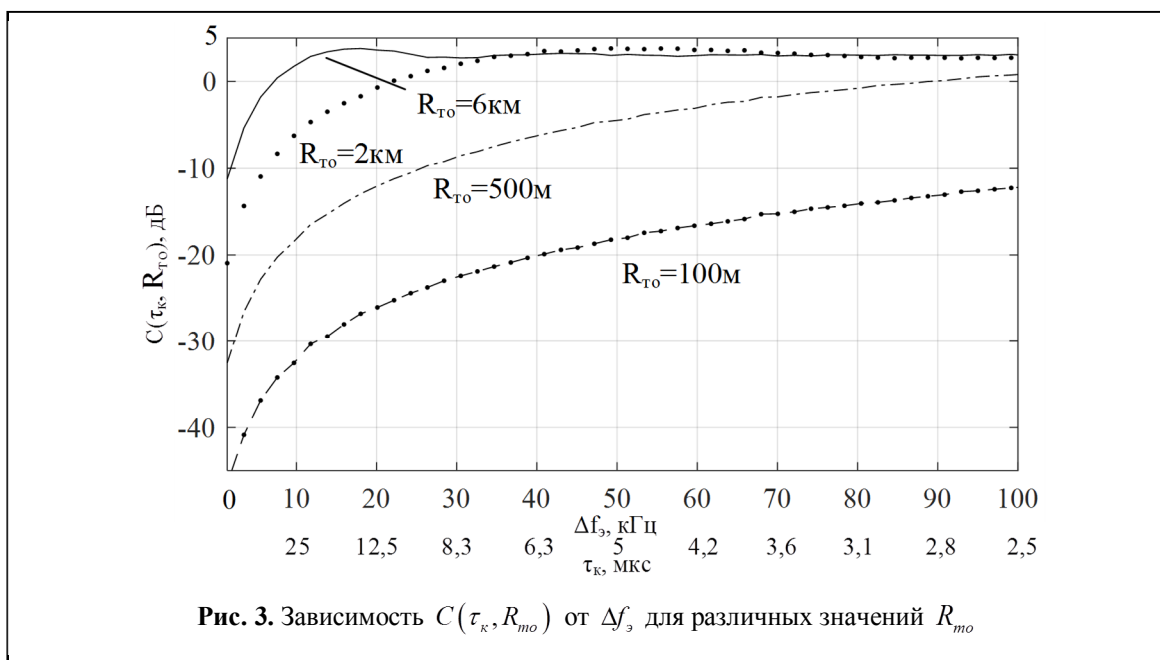
На втором этапе осуществляется формирование сигнала разностной частоты, определение СКО флуктуаций его фазы и фазы зондирующего сигнала с последующим запоминанием полученных значений на текущем цикле в векторах σ_{Φ_m} и σ_{φ_m} :

$$\begin{aligned} \dot{S}_p(t_m, \tau_s) &= \exp(j\varphi_m(t_m)) \exp(-j\varphi_m(t_m - \tau_s)) = \\ &= \exp(j\Phi_m(t_m, \tau_s)), \end{aligned} \quad (9)$$

$$\sigma_{\Phi_m} = \text{std}\{\Phi_m(t_m, \tau_s)\}, \quad \sigma_{\varphi_m} = \text{std}\{\varphi_m(t_m)\}, \quad (10)$$

где $\text{std}\{\cdot\}$ – оператор вычисления СКО реализации сигнала.

После завершения заданного количества циклов статистических испытаний на основе полученных векторов σ_{Φ_m} и σ_{φ_m} осуществля-



ется расчёт величины $C(\tau_{\kappa}, R_{то})$ в соответствии с (7) для заданных значений τ_{κ} и $R_{то}$. Далее осуществляется циклическое выполнение алгоритма для следующих значений τ_{κ} и $R_{то}$.

В соответствии с предложенным алгоритмом проведён расчёт зависимости $C(\tau_{\kappa}, R_{то})$ при следующих исходных данных: $A_1 = 1$ дБ; $A_2 = 50$ дБ; $f_1 \in [0, 100]$ кГц; $f_2 = 2f_1$; $F_s = 12$ МГц; $T_m = 1$ мс; $N_u = 1000$. Результаты расчёта представлены на рис. 3.

Анализ зависимости на рис. 3 показывает, что, несмотря на наличие фазовых флуктуаций в зондирующем сигнале, особенности его демодуляции, характерные для РЛС НИ, обуславливают значительное их ослабление, достигающее 30...40 дБ и более при уменьшении дальности до цели. Для медленных фазовых флуктуаций, характеризующихся большими значениями τ_{κ} (меньшими $\Delta f_{э}$) степень ослабления имеет более выраженный вид.

Полученные результаты использованы при обосновании требований к параметрам сигналов и функциональным элементам малогабаритной программно-определяемой РЛС, разработанной ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора

Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) и АО «НПП «Радар ммс» (г. Санкт-Петербург) [10].

Таким образом, проведённый анализ показывает, что в РЛС НИ наблюдается значительное ослабление медленных фазовых флуктуаций в сигнале разностной частоты, которое достигает значений 30...40 дБ и более. Это позволяет в отличие от импульсных РЛС использовать относительно простые и дешёвые синтезаторы частот для формирования зондирующих сигналов, что, в свою очередь, упрощает конструкцию РЛС, снижает её массогабаритные показатели и стоимость.

Литература

1. Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б., Чередников И.Ю. Применение беспилотных летательных аппаратов для ведения тактической радиолокационной разведки // Военная мысль. 2016. № 3. С. 24–29.
2. Болкунов А.А., Рязанцев Л.Б., Сидоренко С.В. К вопросу оценки радиолокационной заметности вооружения, военной и специальной техники с применением беспилотных летательных аппаратов // Военная мысль. 2017. № 9. С. 70–73.
3. Ананьев А.В., Рыбалко А.Г., Рязанцев Л.Б., Клевцов Р.П. Применение разведывательно-ударных групп беспилотных летательных аппаратов малого класса по объектам аэродромных участков дорог // Военная мысль. 2020. № 1. С. 85–97.
4. Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Оценка дальности и радиальной скорости объектов широкополосной

радиолокационной станцией в условиях миграции отметок по каналам дальности // Измерительная техника. 2017. № 11. С. 61–64.

5. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением: монография. М.: Радиотехника, 2020. 280 с.

6. Рязанцев Л.Б. Методика расчета параметров синтезатора с фазовой автоподстройкой частоты при формировании периодического сигнала с линейной частотной модуляцией // Телекоммуникации. 2019. №7. С. 9–14.

7. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Анализ энергетического спектра фазовых шумов сигнала на выходе приёмника радиолокатора с непрерывным частотно-модулированным сигналом //

Журнал радиоэлектроники [электронный ресурс], 2018. № 6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun18/8/text.pdf>.

8. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2000. 462 с.

9. Jeruchim M., Balaban P., Shanmugan S. Simulation of Communication Systems. New York: Plenum Press, 1992. 907 p.

10. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Краткий опыт создания и первые результаты практической съемки поверхности малогабаритной РЛС с синтезированием апертуры антенны с борта мультикоптера // Журнал радиоэлектроники [электронный ресурс], 2019. № 4. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr19/12/text.pdf>.

Поступила 2 февраля 2020 г.

English

SIMULATION OF LONG-TERM PHASE FLUCTUATIONS' ATTENUATION FOR SOUNDING SIGNAL WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION IN DIFFERENCE-FREQUENCY SIGNAL OF CONTINUOUS-WAVE RADAR

Leonid Borisovich Ryazantsev – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Air force Military Scientific Center “Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovskiy and Yu.A. Gagarin”.

E-mail: kernel386@mail.ru.

Grigoriy Anatoliyevich Gulyaev – Junior Researcher, Air force Military Scientific Center “Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovskiy and Yu.A. Gagarin”.

E-mail: gregory.guliaev@yandex.ru.

Address: 394064, Russian Federation, Voronezh, Starykh Bolshevikov str., 54 a.

Abstract: Microelectronics development gives rise to small-sized radars, which are currently used for various military and civil tasks. Mostly small-sized radars use LFM (linear frequency modulation) continuous signal and they are made according to homodyne scheme, which is marked by demodulation simplicity of broadband echo-signal by multiplying it with sounding signal. As a result, a difference-frequency signal is generated at demodulator output, the frequency of which is in proportion to delay time (distance to target). As a rule low-cost reference-frequency generators and PLL (phase-locked loop) chip-based frequency synthesizers are used to generate sounding signals in small-sized radars as they are specified by low thermal stability, significant time of transient processes, and a high level of phase noise that gives rise to short-term and long-term phase fluctuations in sounding signal and that violates the received signal coherence and reduces radar data values. At the same time, considering signal demodulation features there is a significant weakening of phase fluctuations in difference-frequency signal in such radars, especially at short delays of the signal reflected from targets located at short ranges. To define attenuation degree of phase fluctuations, the article presents a mathematical model of difference-frequency signal that takes into account short-term and long-term phase fluctuations; signal modelling is performed at input and output of radar receiver demodulator. It is demonstrated that attenuation of long-term phase fluctuations in difference-frequency signal amounts to 30 ... 40 dB and increases as the distance to target decreases. This enables using relatively simple and cheap frequency synthesizers for generating sounding signals, which in turn simplifies radar's engineering design, reduces its weight-size parameters and cost.

Keywords: base station, tunnel, metro system, geometric optics, signal attenuation.

References

1. Likhachev V.P., Ryazantsev L.B., Cherednikov I. Yu. Application of unmanned aerial vehicles for conducting tactical radar reconnaissance. Voennaja mysl'. 2016. No. 3. Pp. 24–29.

2. Bolkunov A.A., Ryazantsev L.B., Sidorenko S.V. On the issue of evaluating the radar visibility of weapons, military and special equipment with the use of unmanned aerial vehicles. Voennaja mysl'. 2017. No. 9. Pp. 70–73.

3. *Ananyev A.V., Rybalko A.G., Ryazantsev L.B., Klevtsov R.P.* Application of reconnaissance and strike groups of unmanned aerial vehicles of small class on objects of airfield road sections. *Voennaja mysl'*. 2020. No. 1. Pp. 85–97.
4. *Likhachev V.P., Riazantsev L.B.* Estimation of the range and radial velocity of objects by a broadband radar station in the conditions of migration of marks along the range channels. *Measurement equipment*. 2017. No. 11. Pp. 61–64.
5. *Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Ryazantsev L.B.* Small-sized multifunctional radars with continuous frequency-modulated radiation: monograph. Moscow: Radio Engineering, 2020. 280 p.
6. *Riazantsev L.B.* Method of calculating the parameters of a synthesizer with phase-locked frequency tuning when forming a periodic signal with linear frequency modulation. *Telecommunications*. 2019. No. 7. Pp. 9–14.
7. *Kupryashkin I. F., Likhachev V.P., Ryazantsev L.B.* Analysis of the energy spectrum of the phase noise signal at the output of the radar receiver with a continuous frequency-modulated signal. *Journal of radio electronics [electronic source]*, 2018. No. 6. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jun18/8/text.pdf>.
8. *Baskakov S.I.* Radio engineering circuits and signals. Moscow: Higher school, 2000. 462 p.
9. *Jeruchim M., Balaban P., Shanmu-gan S.* Simulation of Communication Systems. New York: Plenum Press, 1992. 907 p.
10. *Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Ryazantsev L.B.* Brief experience of creating and first results of practical shooting of the surface of a small-size radar with synthesizing the antenna aperture from the side of a multicopter. *Journal of Radioelectronics [electronic source]*, 2019. No. 4. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/apr19/12/text.pdf>.