

ВЛИЯНИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННО– ФИДЕРНОГО ТРАКТА РАДИОЛОКАТОРА НА ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ПРИЕМА

В статье рассматривается влияние эффектов взаимодействия передающей и приемной антенн радара миллиметрового диапазона, а также прямого прохождения сигнала передатчика на вход приемника по внутренним цепям СВЧ микросхемы на уровень декоррелированного фазового шума. Показано, что при определенных величине связи между антеннами, времени задержки распространения сигнала по путям дополнительного приема, коэффициенте шума приемника и уровне фазового шума несущей передатчика на частоте отстройки, равной частоте полезного сигнала, на выходе преобразователя приемника мощность шума по дополнительному каналу приема и собственные шумы приемника становятся соизмеримы. За счет дополнительного канала приема создаются условия, приводящие к уменьшению приведенного к входу приемника отношения сигнал/шум и ограничению дальности действия радиолокатора. При расчете использованы данные для коэффициента шума приемника и спектральной плотности фазового шума синтезатора микросхемы приемо–передатчика миллиметрового диапазона AWR1243 фирмы Texas Instruments в диапазоне от 77 до 81 ГГц. Рассматривается влияние диэлектрического антенного укрытия на коэффициент связи передающей и приемной антенн, и, как следствие, на спектральную плотность мощности шума на входе приемника. Показаны зависимости спектральной плотности декоррелированного фазового шума за счет дополнительных каналов связи в сравнении с собственными шумами приемника.

Ключевые слова: фазовый шум, радар, приемник, передатчик, коэффициент шума приемника, линейная частотная модуляция, миллиметровые волны.

INFLUENCE OF INTERACTION BETWEEN ELEMENTS OF THE RADAR ANTENNA–FEEDER NETWORK ON THE NOISE CHARACTERISTICS OF THE RECEPTION CHANNEL

The influence of the interaction effects of the transmitting and receiving antennas of a millimeter-range radar, as well as the direct transmission of the transmitter signal to the receiver input via the internal circuits of the microwave chip on the level of the decorrelated phase noise is under consideration. It is shown that for a certain amount of interaction between the antennas, the delay time of signal propagation along the paths of additional reception, the receiver noise factor and the level of phase noise of the carrier frequency of the transmitter at the detuning frequency equal to the frequency of the useful signal, the output noise power of the receiver converter by the additional receiving channel and the receiver's own noise become comparable. Due to the additional noise reception channel, the signal-to-noise ratio decreases and the range of the radar action decreases as well. The calculation uses data for the noise factor of the receiver and the spectral density of the phase noise of the synthesizer of the AWR1243 millimeter-wave transceiver chip from Texas Instruments in the frequency range from 77 till 81 GHz. The effect of a dielectric antenna shelter on the coupling between the transmitting and receiving antennas, and on the spectral noise power density at the receiver input, is considered. The dependences of the spectral density of the decorrelated phase noise due to additional communication channels in comparison with the receiver's own noise are shown.

Keywords: *phase noise, radar, receiver, transmitter, noise factor, linear frequency modulation, millimeter waves.*

Скрытность работы радиотехнических систем, помимо применения шумоподобных сигналов, обеспечивается уменьшением уровня излучаемой мощности. Однако для сохранения тактико-технических характеристик радиолокационных датчиков охранных систем и радаров транспортных систем безопасности, в том числе при воздействии средств преднамеренного подавления [1], актуальной становится задача реализации предельной чувствительности приемника. Повышение чувствительности приемника связано с минимизацией уровня системных помех, из которых для радиолокационных систем с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) основной является наводка сигнала

передатчика на входе приемника. В связи с этим актуальным при разработке схемотехнических решений при построении РЛС является изучение методов расчета и измерения уровня таких помех и их влияния на шумовые характеристики канала приема.

Уровень электромагнитного шума на входе радиоприемника существенно влияет на эффективность обнаружения объектов радиолокационными комплексами. В первую очередь помехи ограничивают дальность действия систем. Обычно рассматривают внешние помехи, обусловленные природными и промышленными источниками электромагнитного излучения, и внутренние шумы, в первую очередь создаваемые элементами

входных цепей и первыми каскадами малошумящих усилителей радиоприемников. Данное соотношение сигнал/шум достигается увеличением коэффициента усиления антенн и излучаемой мощности. Однако в ряде ситуаций подобные действия не дают ожидаемого результата.

Рассмотрим радиолокатор, использующий ЛЧМ излучаемого сигнала. Обобщенная схема такого локатора показана на рис. 1. Отраженный от объекта сигнал, принимаемый антенной A_{RX} и поступающий на вход приемника, в идеальных условиях подобен излученному сигналу с некоторой задержкой, зависящей от дальности до объекта, и при ненулевой радиальной взаимной скорости он приобретает дополнительный частотный сдвиг, обусловленный эффектом Доплера.

Паразитные связи между передатчиком и смесителем, а также антеннами передатчика A_{TX} и приемника A_{RX} приводят к появлению дополнительных каналов приема зондирующего сигнала. Таким образом, на входе смесителя присутствуют как полезный сигнал, так и задержанные в пределах конструктива радара копии сигнала передатчика. Хотя время задержки этих сигналов мало, по уровню они существенно превосходят полезный сигнал и при некоторых условиях, которые будут рассмотрены ниже, могут оказать существенное влияние на энергетические параметры радиоканала и в частности на соотношение сигнал/шум.

Такой шум называется декоррелированным фазовым шумом [2].

При определенных граничной величине связи между антеннами, времени задержки распространения сигнала по путям дополнительного приема, коэффициенте шума приемника и уровне фазового шума несущей передатчика на частоте отстройки, равной частоте полезного сигнала, на выходе преобразователя приемника мощность шума по дополнительному каналу приема и собственные шумы приемника становятся соизмеримы. Таким образом, за счет дополнительного канала приема создаются условия, приводящие к уменьшению приведенного к входу приемника отношения сигнал/шум и тем самым к ограничению дальности действия радиолокатора. Следует отметить, что это ограничение не может быть преодолено за счет увеличения мощности передатчика, так как одновременно будет пропорционально увеличиваться мощность шума, создаваемая за счет дополнительного канала приема сигнала передатчика. В силу своей компактности, автомобильные радары миллиметрового диапазона, работающие как на большом расстоянии (Long-Range Radar), так и системы безопасности малой дальности (Short-Range Radar) имеют антенно-фидерную часть, выполненную в основном по микрополосковой технологии. На этой же плате размещается интегральная микросхема, например, AWR1243 фирмы Texas Instruments (рис. 2).

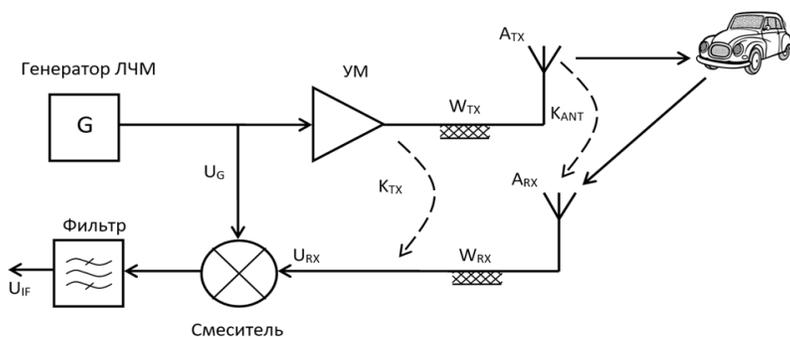


Рис. 1. Обобщенная схема преобразования сигналов в ЛЧМ радаре

Преобразование смесителем приемника сигнала, являющегося копией опорного колебания, при наличии в нем фазовых флуктуаций и при условии неполного совпадения по времени (т.е. при его задержке относительно опорного колебания) приводит к возникновению шума со спектральным составом, совпадающим с информационной полосой полезного выходного сигнала смесителя.

Она имеет 3 передатчика и 4 приемника, работающие в диапазоне частот 76–81 ГГц. Микрополосковые антенны формируют широкую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости и относительно узкую в вертикальной плоскости. Показанная топология соответствует SRR радару.

Отмеченные выше эффекты проникновения паразитных сигналов на вход приемника,

ухудшающие соотношение сигнал/шум, влияют на предельную дальность обнаружения радара. В связи с этим актуальным является анализ параметров дополнительного канала распространения сигнала в конструкции приемо-передатчика радара.

Декоррелированный фазовый шум является результатом преобразования в смесителе приемника задержанного сигнала передатчика и в явной форме не присутствует на входе приемника. Однако, этот шум, также как и собственные шумы приемника, измеренные на промежуточной частоте, может быть пересчитан к входу приемника с учетом коэффициента передачи смесителя и установленных перед ним каскадов.

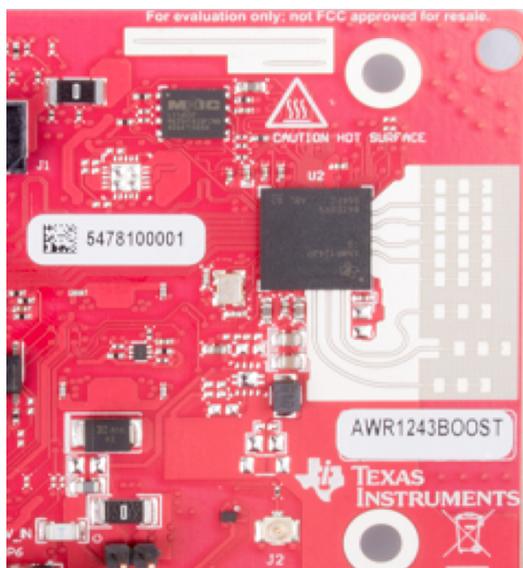


Рис. 2. Топология антенно-фидерной системы радара миллиметрового диапазона

Исходя из приведенной на Рис.1 схемы преобразования сигналов в радиоканале автомобильного радара, и в предположении, что преобразователь приемника имеет единичный коэффициент передачи для полезного сигнала, отношение сигнал/шум, приведенное к входу приемника, будет определяться выражением:

$$\left(\frac{P_C}{P_{III}}\right)_{\text{вх}} = \frac{P_C}{(N_{RX} + L_{TX} + L_{Ant})F}, \quad (1)$$

где P_C – мощность полезного сигнала на входе приемника;

$N_{RX} = N_0 K_{III}$ – спектральная плотность мощности собственных шумов приемника, приведенная к его входу (при условии его согласования с источником сигнала);

K_{III} – коэффициент шума приемника;

$N_0 = k T_0$ – спектральная плотность мощ-

ности шума нешумящего приемника, приведенная к его входу и при условии его согласования по сопротивлению с источником сигнала;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_0 = 290$ К;

L_{TX} – спектральная плотность декоррелированного фазового шума, возникающего на выходе смесителя при прямом прохождении сигнала передатчика на вход приемника по цепи микросхемы, приведенная к входу приемника;

L_{Ant} – спектральная плотность декоррелированного фазового шума, возникающего на выходе смесителя при прохождении сигнала передатчика на вход приемника по цепи антенн, приведенная к входу приемника;

F – шумовая полоса канала приема.

На практике для системы с ЛЧМ, как следует из [2], [3], выполняется следующее соотношение для спектральных плотностей мощности шума, приведенных к входу приемника:

$$L_{TX} \ll N_{RX}. \quad (2)$$

В [2] приведено расчетное выражение, применимое к системам с ЛЧМ, для оценки спектральной плотности мощности декоррелированного фазового шума на выходе преобразователя приемника:

$$L_{IF}(f) = L_{TX}(f) \cdot 4 \sin^2(\pi f \tau), \quad (3)$$

где обозначено IF (Intermediate Frequency) – разностная (промежуточная) частота;

τ – время задержки сигнала по цепи выход синтезатора передатчика – вход смесителя;

$L_{IF}(f)$, $L_{TX}(f)$ – спектральные плотности фазового шума соответственно на выходах передатчика и смесителя приемника;

f – частота отстройки от несущей частоты генератора.

Параметр $L_{TX}(f)$ и параметр τ в выражении (3) предполагаются частотно-независимыми для заданных рабочих частот ЛЧМ сигнала. Расчет АЧХ и ФЧХ цепи связи между антеннами (частотной зависимости коэффициента $S_{21}(\omega)$ матрицы рассеяния), сделанный с помощью программы AWR Design Environment, а затем расчет группового времени запаздывания для антенной цепи показывает, что это условие во всем диапазоне частот строго не выполняется. Поэтому далее предполагается, что полученные с помощью формулы (3) данные строго применимы для расчета отношения сигнал/шум по формуле (1) только для ЛЧМ сигнала, спектр которого расположен в частотном диапазоне со слабой зависимостью $\tau(\omega)$ от частоты. С учетом

этих замечаний и принятых выше условий преобразования сигналов, показанных в схеме на Рис. 1, для фазового шума, приведенного к входу приемника и определяемого прохождением задержанного сигнала передатчика через электромагнитную связь антенн выражение (3) примет вид:

$$L_{\text{Ant}}(\omega, f) = K_{\text{ANT}}(\omega) L_{\text{TX}}(f) \cdot 4 \sin^2[\pi f \tau(\omega)], \quad (4)$$

где f – фиксированное значение отстройки от несущей, для которой определяется величина $L_{\text{TX}}(f)$;

$K_{\text{ANT}}(\omega)$ – модуль комплексного коэффициента передачи сигнала с выхода передатчика на вход приемника по цепи связи между антеннами.

Задержка огибающей высокочастотного колебания в линейном четырехполюснике и его ФЧХ связаны известным соотношением [4]:

$$\tau(\omega) = -d\Phi(\omega)/d\omega,$$

где $\Phi(\omega)$ – фаза комплексного коэффициента передачи четырехполюсника (здесь им является цепь, состоящая из антенн передатчика, приемника и конструктивных элементов связи между ними).

Как следует из выражения (1), декоррелированный фазовый шум $L_{\text{Ant}}(f)$ при его соизмеримости с уровнем собственного шума приемника $N_0 K_{\text{III}}$ необходимо учитывать при расчете отношения сигнал/шум, приведенного к входу приемника. Равенство $L_{\text{Ant}}(f) = N_0 K_{\text{III}}$, при котором отношение сигнал/шум уменьшается на 3 дБ, определяет границу существенного влияния параметра $L_{\text{Ant}}(f)$ на предельную дальность обнаружения радара. При превышении $L_{\text{Ant}}(f)$ уровня собственного шума приемника теряет смысл увеличение мощности передатчика с целью увеличения отношения сигнал/шум.

Пример расчета уровня декоррелированного фазового шума по формуле (4) с учетом связи между антеннами передатчика и приемника приведен ниже. При расчете использованы данные для коэффициента шума и спектральной плотности фазового шума синтезатора микросхемы приемо-передатчика миллиметрового диапазона AWR1243 в диапазоне 77...81 ГГц [5]:

Коэффициент шума приемника 15 дБ;

Спектральная плотность мощности фазового шума сигнала передатчика при отстройке от несущей на 1 МГц – 93 дБн/Гц;

Мощность передатчика 13 дБм.

На основании приведенных параметров микросхемы AWR1243 для частоты отстройки $f = 1$ МГц получим спектральную плотность

мощности собственных шумов приемника, приведенную к его входу, $N_{\text{RX}} = -159$ дБм/Гц, спектральную плотность декоррелированного фазового шума, возникающего на выходе смесителя при прямом прохождении сигнала передатчика на вход приемника по цепи микросхемы, приведенную к входу приемника $L_{\text{TX}} = -80$ дБм/Гц.

В разработанном макете на материале Rogers R3003 толщиной 0,127 мм микрополосковая антенная система соединяется с выходом передатчика и входом приемника с помощью копланарных линий W_{TX} и W_{RX} . Их длина составила $l=25$ мм, погонное затухание на рабочей частоте $\alpha=35$ дБ/м, фазовая скорость в фидерных линиях $v=1,73 \cdot 10^8$ м/с. С учетом этих данных и при условии согласования с антеннами по сопротивлению линии передачи внесут дополнительное затухание в цепь связи между приемником и передатчиком $A_i = 2l\alpha$, что составляет 1,8 дБ, и дополнительную задержку сигнала $\tau_i = 2l/v$, равную 0,29 нс.

На рис. 3 показана частотная зависимость коэффициента передачи между приемной и передающей антеннами с учетом потерь и фазовой задержки в соединительных линиях. Графики представлены для антенн, излучающих в открытое пространство, и антенн, находящихся под диэлектрическим укрытием толщиной 3,3 мм из диэлектрика с относительной проницаемостью $\epsilon=3,0$.

Наличие антенного укрытия, хотя и оптимизированного на максимальный коэффициент усиления антенны, вызывает заметный рост взаимного влияния приемной и передающей антенн. За счет сложной картины распространения электромагнитных волн под антенным укрытием время задержки сигнала испытывает существенные изменения. Это, в свою очередь, заметно влияет на спектральную плотность декоррелированного фазового шума, возникающего на выходе смесителя при прохождении сигнала передатчика на вход приемника по цепи антенн, приведенную к входу приемника (рис. 4).

На приведенных графиках $N_{\text{III RX}}$ соответствует собственному тепловому шуму приемника, графики L_{Ant} с укрытием и без укрытия показывают частотную зависимость спектральной плотности декоррелированного фазового шума, возникающего на выходе смесителя при прохождении сигнала передатчика на вход приемника по цепи антенн, приведенную к входу приемника, для антенной системы радара без диэлектрического

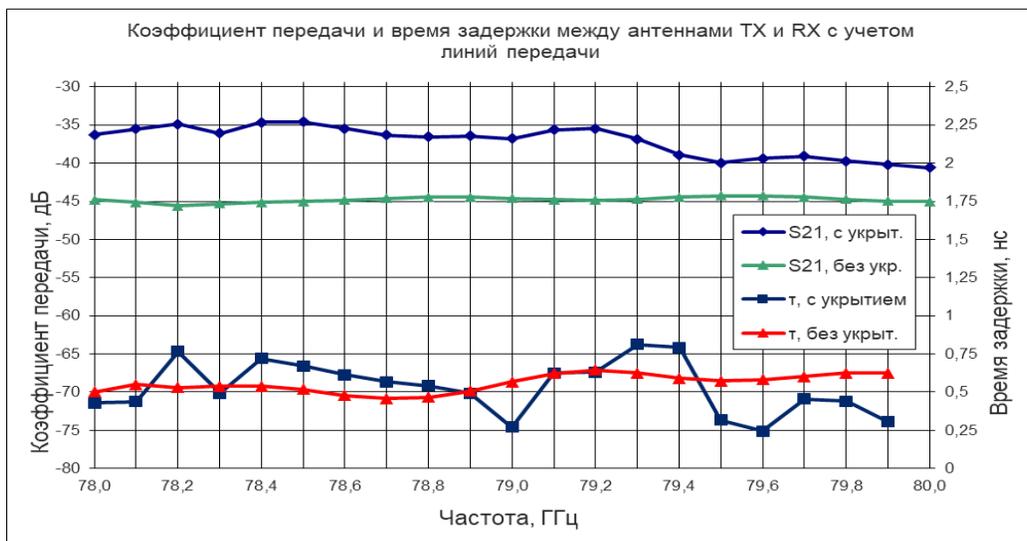


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициентов передачи и группового времени запаздывания сигнала по цепи, образованной приемной и передающей антеннами с учетом потерь (1,8 дБ) и задержки (0,29 нс) в согласованных с ними линиях передачи

укрытия и при его наличии. Графики построены для спектральной плотности декоррелированного фазового шума, возникающего на выходе смесителя при прямом прохождении сигнала передатчика на вход приемника по цепи микросхемы, приведенной к входу приемника $L_{TX} = -80$ дБм/Гц. Частота отстройки от несущей составляет 1 МГц.

Проведенный анализ позволил сделать следующие выводы.

1. Антенное укрытие оказывает влияние на модуль и фазу коэффициента передачи цепи связи между антеннами приемника и передатчика. В полосе частот 78...80 ГГц связь между антеннами на некоторых участках рабочей полосы увеличивается на 10 дБ по сравнению с системой без укрытия. Искажение ФЧХ приводит к увеличению задержки до 0,75 нс (с учетом за-

держки в линиях подключения, равной 0,29 нс). По этим причинам уровень декоррелированного фазового шума в некоторых ограниченных областях заданного частотного диапазона становится соизмерим с уровнем собственных шумов приемника. Если доля этих областей в полной полосе сигнала мала, существенного влияния на отношение сигнал/шум приемника радара антенное укрытие оказывать не должно.

2. Расчет показывает, что задержка сигнала по цепи связи между антеннами и в линиях их подключения к приемо-передатчику в рассматриваемом примере оказываются соизмеримыми (около 0,3 нс). Поэтому одним из методов уменьшения уровня фазового шума (что может потребоваться при наращивании мощности передатчика) является сокращение длин линий подключения антенн.

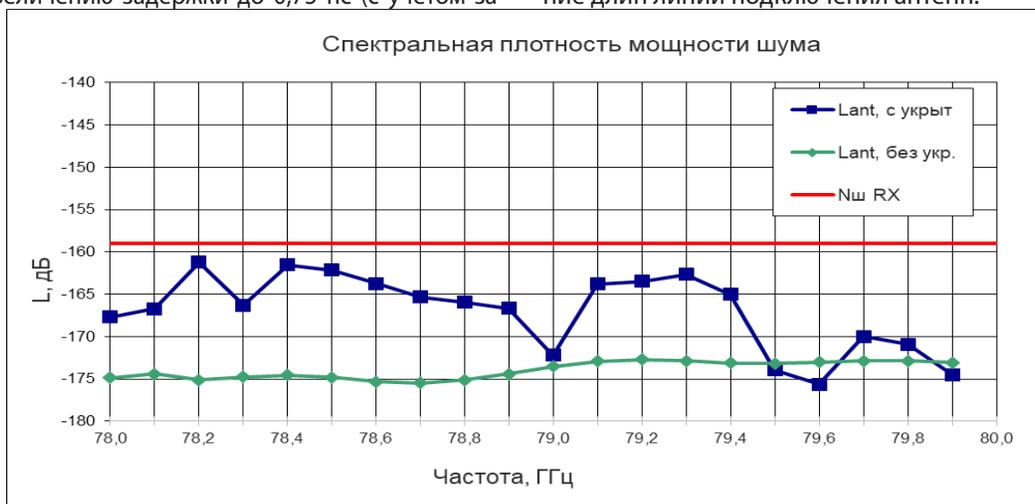


Рис. 4. Частотная зависимость спектральной плотности мощности шума, приведенной к входу согласованного с антенной приемника

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках соглашения № 075-11-2019-052 от 13.12.2019 с Научно-производственным объединением автоматике имени академика Н.А. Семихатова (АО «НПО автоматике») по комплексному проекту «Создание высокотехнологичного производства высокочастотного радара, предназначенного для использования в составе ин-

теллектуальных систем помощи водителю, систем автоматического управления беспилотных транспортных средств и систем интеллектуального земледелия» при участии ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина» (ФГАОУ ВО «УрФУ») в части выполнения научно-исследовательских, опытно-конструкторских и технологических работ.

Литература

1. Савашинский И.И., Астрцов Д.В. Скрытное устройство радиоэлектронного подавления измерителей скорости движения транспортных средств и методы радиоэлектронной защиты // Вестник УрФО. Безопасность в информационной сфере. – 2018. – № 2(28). – С. 11 – 15.
2. Siddiq K., Hobden M. K., Pennock S. R., Watson R. J. Phase Noise in FMCW Radar Systems // Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2019. – N 1(55). – P. 70 – 81.
3. Melzer A., Starzer F., Jäger H., Huemer M. On-Chip Delay Line for Extraction of Decorrelated Phase Noise in FMCW Radar Transceiver MMICs // Proceedings of the 23rd Austrian Workshop on Microelectronics (Austrochip 2015). 2015. – P. 31 – 35.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 1983. – 536 с.
5. AWR1243 Single-Chip 77– and 79–GHz FMCW Transceiver // Texas Instruments. 2019. [Электронный ресурс]. URL: <https://www.ti.com>.

References

1. Savashinskiy I. I., Astrecov D. V. Skrytnoe ustroystvo radioelektronnogo podavleniya izmeritelei skorosti dvizheniya transportnykh sredstv i metody radioelektronnogo zashchity [Vehicles speed measurement systems radio–electronic repression secretive device and radio–electronic protection methods] // Vestnik UrFO. Bezopasnost v informatsionnoi sfere [Journal of the Ural Federal District Information Security]. – 2018. – N2(28). – P. 11 – 15.
2. Siddiq K., Hobden M. K., Pennock S. R., Watson R. J. Phase Noise in FMCW Radar Systems // Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2019. – N 1(55). – P. 70 – 81.
3. Melzer A., Starzer F., Jäger H., Huemer M. On-Chip Delay Line for Extraction of Decorrelated Phase Noise in FMCW Radar Transceiver MMICs // Proceedings of the 23rd Austrian Workshop on Microelectronics (Austrochip 2015). 2015. – P. 31 – 35.
4. Baskakov S. I. Radiotekhnicheskies tsepi i signaly [Radio technical Circuits and Signals] – M.: Vysshaya shkola, 1983. – 536 p.
5. AWR1243 Single-Chip 77– and 79–GHz FMCW Transceiver // Texas Instruments. 2019. URL: <https://www.ti.com>.

ПЛОХОВ Сергей Николаевич, ведущий инженер департамента радиоэлектроники и связи Уральского федерального университета. 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19. E-mail: s.n.plohov@urfu.ru

ШАБУНИН Сергей Николаевич, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Уральского федерального университета. 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19. E-mail: s.n.shabunin@urfu.ru

PLOHOV Sergey Nikolayevich, Leading Engineer of the Department of radio electronics and communications, Ural Federal University. 620002, Ekaterinburg, Mira Str., 19. E-mail: s.n.plohov@urfu.ru

SHABUNIN Sergey Nikolayevich, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Head of the Department of radio electronics and telecommunications, Ural Federal University. 620002, Ekaterinburg, Mira Str., 19. E-mail: s.n.shabunin@urfu.ru