

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 0.15826/urej.2021.5.3.006

УДК 621.396.962.25

Метод повышения помехоустойчивости радиолокационных датчиков с переключением частоты

В. Я. Носков¹✉, Е. В. Богатырев², К. А. Игнатков¹,
О. А. Черных¹, К. Д. Шайдуров¹

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19

² Сибирский федеральный университет, Россия, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79

✉ noskov@oko-ek.ru

Аннотация

Представлено описание нового метода формирования и обработки сигналов, обеспечивающего повышение помехоустойчивости радиолокационного датчика (РЛД) с переключением частоты (ПЧ) излучения. Суть метода состоит в использовании множества временных интервалов при измерении разности фаз сигналов на разных частотах излучения и, соответственно, множества значений доплеровских частот в спектре сигнала при определении среднего значения доплеровской частоты, а также применения прямой и обратной последовательностей ПЧ. Данный метод позволяет усреднить результаты вычисления отдельных реализаций и, тем самым, повысить точность определения скорости цели и расстояния до нее. При этом также повышается устойчивость РЛД с ПЧ к воздействию сигналов от сторонних источников радиоизлучения и помех от подстилающей поверхности. Результаты экспериментальных исследований метода получены на примере автодинного РЛД с ПЧ 8-мм диапазона, выполненного на основе генератора на диоде Ганна с управлением частоты варикапом. Метод может найти применение в бортовых (например, автомобильных) радиолокационных датчиках, предназначенных для обнаружения движущихся целей, измерения расстояния до них, а также определения скорости и направления движения.

Ключевые слова

радиолокационный датчик, переключение частоты, обнаружение движущихся целей, автодин, генератор на диоде Ганна

Для цитирования

Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Черных О. А., Шайдуров К. Д. Метод повышения помехоустойчивости радиолокационных датчиков с переключением частоты. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):284–304. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.006.

© Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Черных О. А., Шайдуров К. Д., 2021

Method for increasing noise resistance of radar sensors with frequency selection

V. Ya. Noskov¹✉, E. V. Bogatyrev², K. A. Ignatkov¹, O. A. Chernyh¹, K. D. Shaidurov¹

¹Ural Federal University named after the first President of Russia
B. N. Yeltsin, 19 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia

²Siberian Federal University, 79 Svobodny Pr., Krasnoyarsk, 660041, Russia

✉ noskov@oko-ek.ru

Abstract

The description of a new method of signal generation and processing which provides an increase in the noise immunity of radar sensors (RS) with frequency switching (FS) radiation is presented. The principle of method is in the use of a set of time intervals when measuring the phase difference of signals at different radiation frequencies and, accordingly, a set of the Doppler frequency values in the signal spectrum when determining the average value of the Doppler frequency, as well as the use of forward and reverse IF sequences. This method allows averaging the results of calculating individual implementations and, thereby, increase the accuracy of determining the target speed and distance to it. At the same time, the stability of the RS with FS also increases to the effects of signals from third-party radio sources and interference from the underlying surface. The results of experimental studies of the method are obtained on the example of the autodyne RS with the 8-mm frequency range, made on the basis of the Gunn diode generator with frequency control by varicap. The method may be used in on-board (for example, automotive) radar sensors designed to detect moving targets, measure the distance to them, as well as determine the speed and direction of movement.

Keywords

radar-sensor, frequency switching, detecting moving targets, autodyne, Gunn-diode oscillator

For citation

Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Chernyh O. A., Shaidurov K. D. Method for increasing noise resistance of radar sensors with frequency selection. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):284–304. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.006.

1. Введение

Широкое применение на практике находят простые радиолокационные датчики (РЛД) с переключением частоты (ПЧ) при непрерывном излучении радиоволн, реализующие принцип многочастотной радиолокации [1–4]. Они решают задачи обнаружения движущихся целей, измерения расстояния до них, а также определения скорости и направления движения.

Эти датчики используются в охранных системах, на транспорте в системах предупреждения столкновений, научных исследованиях и военном деле [5–13].

Принцип действия этих устройств основан на последовательной передаче зондирующих радиосигналов на двух и более частотах f_i . Отраженные от цели радиосигналы имеют относительно излучаемых дополнительные набеги фаз φ_i , зависящие от расстояния R до цели. Разность фаз $\Delta\varphi$ между переданными и принятыми радиосигналами для движущихся целей переносится смесителем приемника на фазу доплеровских сигналов. Поэтому текущая разность фаз этих сигналов, полученных на разных частотах, дает информацию о дальности до цели: $R = c\Delta\varphi / 4\pi\Delta f$, где Δf – разность частот сигналов, относительно которых выполняется измерение; c – скорость распространения радиосигналов, причем $\Delta f \ll f_i$, f_i – i -я частота радиосигнала. При этом однозначность измерения дальности $R_{\text{одн}}$ ограничена возможностью измерения разности фаз $\Delta\varphi \leq 2\pi$ и определяется выбором разноса частот Δf между радиосигналами: $R_{\text{одн}} \leq c / 2\Delta f$. Радиальная скорость $V_{\text{рад}}$ цели, как обычно, находится по частоте $F_{\text{д}}$ доплеровского сигнала $V_{\text{рад}} = cF_{\text{д}} / 2f_i$. По знаку разности фаз $\Delta\varphi$ определяется ее направление движения.

Следует отметить, что принцип переключения частоты в отличие от других видов частотной модуляции (например, синусоидальной, пилообразной и др.) и обработка принятых от цели сигналов являются наиболее простыми в реализации. Они позволяют достаточно легко разделить в принятом сигнале данные о разности фаз, которая является результатом эффекта Доплера, от данных о разности фаз, которая обусловлена запаздыванием отраженного излучения и связана с дальностью до цели. При этом определение параметров движения цели при обработке сигналов выполняется на низкой (доплеровской) частоте, что является также достоинством этого метода радиолокации, поскольку для обработки этих сигналов могут использоваться недорогие цифровые сигнальные процессоры. Дополнительными достоинствами этого вида модуляции для многих приложений является отсутствие требования к линейности модуляционной характеристики передатчика и простота избавления от влияния паразитной амплитудной модуляции излучения [14–16].

Однако известные технические решения РЛД и принципы формирования и обработки сигналов с ПЧ имеют общий недостаток. Он состоит в том, что для нормального приема и формирования доплеровских сигналов необходимо выпол-

нение следующих противоречивых условий. С одной стороны, для минимизации амплитудно-фазовых искажений доплеровских сигналов период модуляции $T_{\text{мод}}$ ПЧ должен быть значительно меньше наименьшего периода доплеровского сигнала $T_{\text{д}} = 1/F_{\text{д}}$, по крайней мере, на порядок. С другой стороны, для нормального приема отраженного радиосигнала, его преобразования и обработки время $\tau = 2R/c$ распространения радиосигнала до цели и обратно должно быть меньше $T_{\text{мод}}/2$ [1; 17]. Отсюда следует, что при заданной предельной дальности $R = R_{\text{max}}$ до цели и максимальной скорости $V_{\text{рад}}^{\text{max}}$ ее движения период модуляции $T_{\text{мод}}$ должен удовлетворять следующим неравенствам:

$$\frac{4R_{\text{max}}}{c} \leq T_{\text{мод}} \leq \frac{c}{20f_i V_{\text{рад}}^{\text{max}}}. \quad (1)$$

Из (1) следует, что с увеличением предельной дальности R_{max} и скорости $V_{\text{рад}}^{\text{max}}$, а также при укорочении длины волны излучения, данные неравенства могут не выполняться, т. е. нормальная работа РЛД становится невозможной. Таким образом, условие (1) является существенным ограничением известных технических решений, особенно в свете общих тенденций освоения радиолокацией миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн.

Метод формирования зондирующих радиосигналов и обработки сигналов РЛД с ПЧ, предложенный в [18; 19], позволил снять это ограничения. Данный метод основан на вычитании временных интервалов зондирования цели на одной и другой частоте радиосигнала с учетом знака фазы доплеровского сигнала при переключении частоты зондирующего радиосигнала, что позволило исключить зависимость результатов обработки доплеровских сигналов от времени распространения радиосигналов до цели и обратно.

Настоящая статья посвящена описанию нового метода формирования и обработки сигналов, обеспечивающего повышение помехоустойчивости РЛД с ПЧ [20]. Дело в том, что в случае попадания на вход РЛД с ПЧ радиосигналов от иных средств, например, таких же датчиков, работающих одновременно в общей области контроля пространства, и близком расположении рабочих частот возможно появление на выходе РЛД с ПЧ сигналов помехи в виде биений, которые нарушают нормальный процесс обработки доплеровского сигнала. В таком случае вероятен отказ в работе РЛД с ПЧ, который может выражаться в ложном пропуске цели или его ложном срабатывании при отсутствии цели.

2. Новый метод обработки сигналов РЛД с ПЧ

На рис. 1 представлена структурная схема РЛД с ПЧ. РЛД содержит антенну, доплеровский приемопередатчик с переключением частоты (ДПП с ПЧ) и блок обработки сигналов и управления (БОСУ) [20]. При этом антенна и ДПП с ПЧ связаны между собой по высокой частоте, к сигнальному выходу ДПП с ПЧ подключен вход БОСУ для передачи низкочастотных информационных сигналов (НИС). Выход БОСУ подключен к входу управления частотой ДПП с ПЧ для передачи сигналов переключения частоты (ПЧ). Последовательность действий обработки НИС и переключения частоты зондирующего излучения между ДПП с ПЧ и БОСУ образуют информационно-измерительную систему с «обратной связью» по частоте. Выходом устройства является выходная шина блока обработки, содержащая данные о скорости $V_{ц}$, расстоянии $R_{ц}$ и направлении $\vec{V}_{ц}$ движения цели.

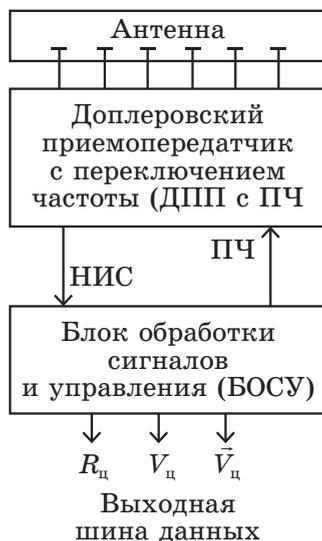


Рис. 1. Структурная схема радиолокационного датчика с переключением частоты

Fig. 1. Block diagram of the radar sensor with frequency switching

БОСУ (рис. 2) выполняет одновременно функции управления частотой излучаемого радиосигнала и первичной обработки отраженных от цели сигналов, которые поступают с выхода ДПП с ПЧ. Блок реализован на основе цифрового сигнального процессора (ЦСП) и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), который предназначен для перестройки частоты ДПП с ПЧ путем формирования ступенчато-пилообразного напряжения. Это напряжение подается на вход управления частотой ДПП с ПЧ,

переключающего частоту излучаемого антенной радиосигнала. В состав ЦСП входят блоки, выполняющие следующие функции:

- аналого-цифровой преобразователь АЦП, предназначенный для оцифровки выходных сигналов ДПП с ПЧ;
- приемопередатчик шины первого последовательного порта (ПП-1), управляющий работой цифро-аналогового преобразователя ЦАП;
- приемопередатчик шины второго последовательного порта (ПП-2), который осуществляет обмен информацией с персональным компьютером через шину данных;
- высокоскоростное вычислительное ядро, выполняющее все функции цифровой обработки сигнала (спектральный анализ, цифровую фильтрацию сигнала и формирование данных для переключения частоты ДПП с ПЧ и индикации);
- постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), хранящее программу обработки сигналов и управления;
- оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), выполняющее функции запоминания текущих значений и результатов обработки сигналов.

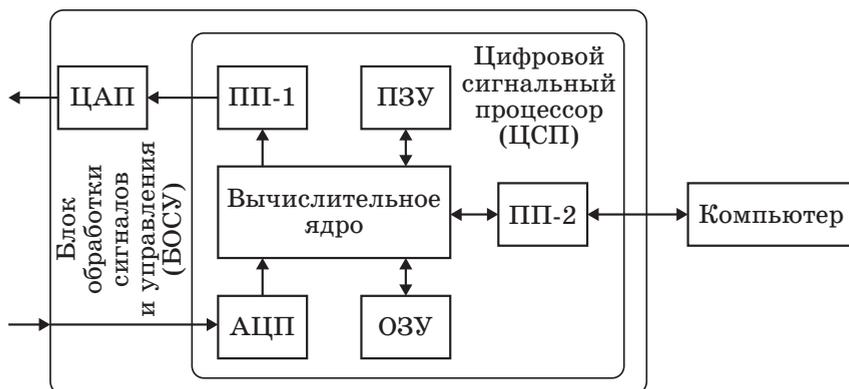


Рис. 2. Структурная схема блока обработки сигналов и управления

Fig. 2. Block diagram of the signal processing and control unit

После подачи на устройство напряжения от источника питания в ЦСП производится сначала настройка периферийных устройств ЦСП, распределение внутренней памяти, установка значений внутренних переменных, копирование исполняемого кода команд из ПЗУ с низкой производительностью в высокопроизводительное ОЗУ. После ее завершения через последовательный порт ПП-1 производится выдача на управляющий регистр ЦАП исходного цифрового кода значения частоты ДПП с ПЧ. При этом ЦАП, получив цифровой код, устанавливает на своем аналоговом выходе напряжение, соответствующее этому

цифровому коду. Далее напряжение с выхода ЦАП поступает на вход управления частотой ДПП с ПЧ, устанавливая начальную частоту $f_i = f_1$ излучаемого антенной радиосигнала. Здесь $f_i \in (f_1, f_2, \dots, f_M)$ – текущая частота радиосигнала ДПП с ПЧ внутри цикла из M частот, причем разнос частот между соседними значениями $f_{i+1} - f_i = \Delta f$ является постоянным и равным Δf .

Формируемый таким образом зондирующий радиосигнал ДПП с ПЧ на частоте f_i поступает в антенну и в соответствие с ее диаграммой направленности излучается в контролируемое пространство. Радиосигнал, отраженный от движущейся цели, попадает через антенну обратно в ДПП с ПЧ. Там он смешивается с частью излучаемого радиосигнала и в смесителе приемника преобразуется в область низких частот в виде доплеровского сигнала. Амплитуда преобразованного сигнала характеризует отражающую способность цели, а его частота – скорость ее перемещения. Данный сигнал далее поступает на выход ДПП с ПЧ. В случае воздействия на устройство активной помехи на отдельных частотах приема радиосигналов, пораженных действием активной помехи, на выходе ДПП с ПЧ наблюдается сигнал биений. Поскольку высокочастотные сигналы биений подавляются на выходе смесителя приемника сопутствующим фильтром нижних частот, то на выход ДПП с ПЧ проходят сигналы биений, частота которых в основном находится в области доплеровских частот. При этом необходимо отметить, что на выходе приемника присутствуют также собственные шумы ДПП с ПЧ. Далее аддитивная совокупность доплеровских сигналов и сигналов биений от действия активных помех, а также шумов через вход БОСУ поступает на вход АЦП ЦСП.

Рассмотрим работу устройства сначала при наличии на входе АЦП только аддитивной смеси доплеровского сигнала и собственных шумов ДПП с ПЧ. В этом случае в соответствие с предложенным алгоритмом обработки сигналов (рис. 3) АЦП производит оцифровку мгновенных значений аддитивной смеси сигнала и шума с частотой выборки F_b , причем $F_b \gg F_d^{\max}$, где F_d^{\max} – частота доплеровского сигнала при максимальной ожидаемой скорости цели. Полученный при этом массив исходных данных заполняется в память ОЗУ для последующей обработки аддитивной смеси сигнала и помех.

Далее к исходным данным аддитивной смеси сигнала и шума последовательно применяют операции «скользящее среднее», которая выступает в качестве фильтра нижних частот, и «экстраполяция», обеспечивающая нахождение на оси времени точек пересечения сигналом «нулей» и дополнение этими данными массива новых «сглаженных» данных о сигнале в ОЗУ.

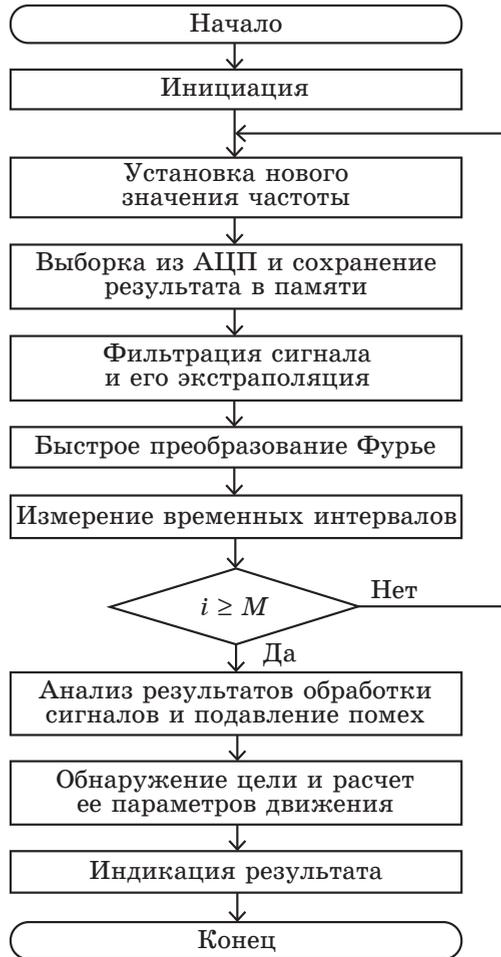


Рис. 3. Алгоритм обработки сигналов для одного цикла
 Fig. 3. Signal processing algorithm for one cycle

После этого с массивом данных доплеровского сигнала выполняется операция быстрого преобразования Фурье (БПФ). Данная операция реализована на основе стандартной библиотеки функций по алгоритму «Radix2» с применением оконной функции Хеннинга, оптимизированных для используемого в ЦСП вычислительного ядра. В результате выполнения операции БПФ из массива «сглаженных» данных о сигнале в ОЗУ, дополненных данными о переходах сигналов через нуль, формируется еще одна последовательность данных, отображающих картину спектра смеси доплеровского сигнала и шума. «Пьедестал» этого спектра определяется уровнем шума ДПП с ПЧ, а присутствующая в спектре гармоническая составляющая опре-

деляется наличием доплеровского сигнала от движущейся цели в поле излучения антенны. При этом амплитуда гармонической составляющей пропорциональна уровню принятого от цели радиосигнала, а ее частота пропорциональна скорости движения цели в соответствии с эффектом Доплера. Далее вычислительным ядром ЦСП значение полученной в результате БПФ частоты $F_i^{(H)}$ гармонической доплеровской составляющей и величины ее амплитуды q_i записываются в память ОЗУ.

Далее определяется продолжительность временного интервала $T_i^{(+)}$ от момента предыдущего переключения частоты f_i ДПП с ПЧ до момента последующего переключения на частоту f_{i+1} , определяемого как момент времени N -го перехода мгновенного значения смеси сигнала и шума через нуль при одном и том же значении производной от мгновенного значения. Здесь смысл N – это коэффициент деления частоты доплеровского сигнала, который может выбираться в пределах от единицы до десятков раз. Полученное значение временного интервала $T_i^{(+)}$ заносится в память ОЗУ. При этом в момент завершения формирования временного интервала $T_i^{(+)}$ производится переход к следующей частоте радиосигнала. Для этого через последовательный порт ПП-1 на управляющий регистр ЦАП поступает цифровой код следующего значения частоты $f_{i+1} = f_i + \Delta f$ радиосигнала ДПП с ПЧ, отличающейся от предыдущего значения частоты на величину Δf . На частоте f_{i+1} радиосигнала повторяется выборка из АЦП и сохранение результата в памяти массива данных о сигнале, фильтрация сигнала и его экстраполяция, БПФ, измерение временных интервалов и так далее до завершения прямого цикла, когда число i обработанных сигналов достигнет значения $i = M$. При этом завершается цикл прямой последовательности переключения частоты ДПП с ПЧ, когда разность $f_{i+1} - f_i = \Delta f > 0$ (рис. 4).

После завершения прямого цикла повторяющейся последовательности команд вычислительное ядро ЦСП продолжает выполнение цикла по установке значения частоты. Однако в этом случае при выполнении действия по установке нового значения частоты вычислительным ядром формируется обратный цикл изменения частоты f_i радиосигнала ДПП с ПЧ, т. е. каждая последующая частота f_{i+1} радиосигнала уменьшается на величину Δf , т. е. $f_{i+1} = f_i - \Delta f$ (рис. 4). При этом, как и на прямом цикле действий, в память ОЗУ на обратном цикле также заносятся значения частот $F_i^{(H)}$ гармонических доплеровских составляющих и величины их амплитуд q_i , а также полученные значения временных интервалов, которые для отличия от прямого цикла обозначены верхним индексом минус $T_i^{(-)}$.

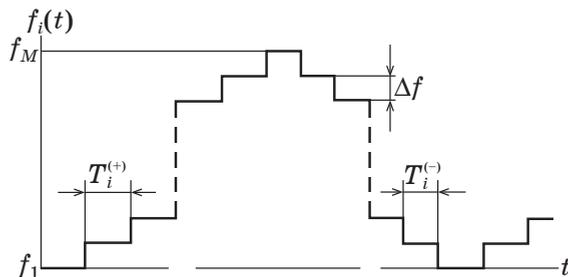


Рис. 4. Временные диаграммы переключения частоты

Fig. 4. Time diagrams of frequency switching

После завершения обратного цикла повторяющейся последовательности действий, когда частота f_i радиосигнала ДПП с ПЧ снова становится равной первоначальной частоте f_1 , выполняется анализ результатов обработки сигналов и подавление помех. Это действие выполняется как при наличии, так и при отсутствии помех. В случае воздействия на устройство активных помех, как отмечалось выше, на отдельных частотах f_i приема радиосигналов на выходе ДПП с ПЧ и, соответственно, входе БОСУ, кроме доплеровского сигнала, наблюдается присутствие сигнала биений, который вызывает нарушения процессов формирования временных интервалов T_j и последующей обработки сигналов на частотах f_j . В результате БПФ в спектре сигналов присутствуют не только гармонические составляющие $F_j^{(D)}$, обусловленные доплеровским эффектом, но и дополнительные гармонические составляющие, связанные с воздействием помех $F_j^{(n)}$. При этом отличительными признаками доплеровских составляющих $F_i^{(D)}$ является их присутствие в спектре сигналов практически на всех M частотах f_i радиосигналов и группировка их значений в пределах полосы частот с относительным разбросом $\delta F_i^{(D)} = (F_i^{(D)} - F_{cp}^{(D)}) / F_{cp}^{(D)}$ значений не более $\delta F_i^{(D)} \leq \left| \Delta f_{эфф} / (2f_1 + M\Delta f) \right|$ от их среднего арифметического значения $F_{cp}^{(D)}$. Здесь $\Delta f_{эфф} \approx M\Delta f$ – эффективная ширина спектра излучения ДПП с ПЧ,

$$F_{cp}^{(D)} = (1 / 2M) \sum_{i=1}^{2M} F_i^{(D)}.$$

Активные помехи, если они не преднамеренные и не являются ретрансляционными, не могут поразить РЛД с ПЧ на всех частотах f_i радиосигналов, и они не обладают взаимной когерентностью. Поэтому после БПФ сигналы биений в своем спектре содержат гармонические составляющие $F_j^{(n)}$, которые имеют значительный разброс, а их присутствие возможно лишь на отдельных частотах f_j радиосигналов.

Для выявления пораженных помехой данных, содержащихся в ОЗУ на частоте $F_j^{(m)}$ гармонических составляющих и длительности T_j временных интервалов, выполняется перебор значений частот $F_i^{(l)}$ и $F_j^{(m)}$ гармонических составляющих, полученных на каждой из частот $f_i \in (f_1, f_2, \dots, f_M)$. Находятся между ними повторяющиеся частоты $F_i^{(l)}$ с относительным разбросом $\delta F_i^{(l)}$ значений не более $\delta F_i^{(l)} \leq \left| \Delta f_{\text{эфф}} / (2f_i + M\Delta f) \right|$ от их среднего арифметического значения $F_{\text{cp}}^{(l)}$. Если на частотах f_j радиосигналов, на которых выявлены спектральные составляющие $F_j^{(m)}$, не совпадающие с частотой $F_{\text{cp}}^{(l)}$ на иных частотах f_i радиосигналов, то полученные данные считаются пораженными помехой. Поэтому в ходе выполнения настоящего действия из памяти ОЗУ исключаются данные о временных интервалах $T_j^{(+)}$ и $T_j^{(-)}$, относительных амплитудах q_j , частотах $F_i^{(l)}$ и $F_j^{(m)}$ гармонических составляющих. В случаях, когда активные помехи отсутствуют, операция исключения данных из памяти ОЗУ не выполняется. В случае наличия активной помехи при отсутствии сигнала от цели частоты $F_j^{(m)}$ гармонических составляющих на различных частотах f_i радиосигналов не могут быть близкими, и тем более когерентными. Поэтому они при анализе результатов обработки сигналов и подавлением помех будут выявлены как пораженные помехой и полученные данные будут удалены.

Для обнаружения цели и расчета ее параметров движения из памяти ОЗУ выбираются значения амплитуд q_i гармонических составляющих из числа оставшихся после выполнения предыдущей команды. Каждое значение q_i сравнивается с пороговым значением $q_{\text{пор}}$. Если во множестве значений q_i на каждом цикле ПЧ (прямом и обратном) насчитывается $k \geq 2$ значений, которые превышают $q_{\text{пор}}$ пороговое значение $q_i \geq q_{\text{пор}}$, то принимается решение об обнаружении цели и определяются параметры движения цели. Для этого из памяти ОЗУ берется полученное выше среднее арифметическое значение частоты $F_{\text{д}}^{\text{cp}}$ доплеровского сигнала и определяется скорость $V_{\text{ц}}$ движения цели $V_{\text{ц}} = cF_{\text{д}}^{\text{cp}} / (2f_i + M\Delta f)$. Прежде чем описывать дальнейший порядок расчета, рассмотрим принцип определения дальности до цели и направления движения на рис. 5.

На временных диаграммах (а) и (б) приведены графики мгновенных значений доплеровских сигналов $u_i(t)$, $u_{i+1}(t)$ и $u_{i+2}(t)$, полученных от движущейся цели соответственно на частотах f_i , f_{i+1} и f_{i+2} радиосигналов ДПП с ПЧ для прямой последовательности переключения частоты (диаграммы а) и обратной (диаграммы б) соответственно. На этих же диаграммах стрелками около графиков сигналов $u_i(t)$, $u_{i+1}(t)$ и $u_{i+2}(t)$ показано перемещение по оси времени t изображающей точки мгновенного зна-

чения доплеровского сигнала при движении удаляющейся цели. Значение количества подсчитываемых периодов N доплеровского сигнала принято равным двум.

На диаграммах (б) и (з) представлены графики изменения управляющего напряжения $u_{\text{упр}}(t)$ на выходе БОСУ соответственно для прямой и обратной последовательности ПЧ радиосигнала. Показаны период $T_{\text{д}}$ доплеровского сигнала, а также временные интервалы $T_{i+1}^{(+)}$ и $T_{i+2}^{(+)}$, соответствующие работе устройства на частотах f_{i+1} и f_{i+2} радиосигнала ДПП с ПЧ для прямой (возрастающей) последовательности переключения частот зондирующего радиосигнала. Для обратной (убывающей) последовательности ПЧ показаны временные интервалы $T_{i+1}^{(-)}$ и $T_{i+2}^{(-)}$, соответствующие работе устройства на частотах f_{i+1} и f_{i+2} радиосигнала. Здесь рассмотрен случай, когда время τ распространения излучения до цели и обратно пренебрежимо мало по сравнению с периодом $T_{\text{д}}$ доплеровского сигнала: $\tau \ll T_{\text{д}}$.

В реальной ситуации сравнительно больших дальностей и высоких значений частоты доплеровского сигнала, когда время τ распространения радиосигналов до цели и обратно соизмеримо с периодом $T_{\text{д}}$ доплеровского сигнала, необходимо учитывать время τ распространения радиосигналов до цели и обратно [17; 18]. Переключение частоты радиосигнала ДПП с ПЧ с частоты f_i на частоту f_{i+1} на прямом цикле вызывает (после прихода через время τ отраженного излучения) скачок фазы доплеровского сигнала на угол $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)}$; $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)} = 4\pi(f_{i+1} - f_i)R_{\text{ц}} / c$ (см. формулу 8.76 в [1]) и здесь $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)} > 0$. На обратном цикле ПЧ, где $f_i > f_{i+1}$, наблюдается отрицательный скачок фазы, т. е. $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(-)} < 0$. Для учета времени τ распространения радиосигналов до цели и обратно к каждому интервалу времени $T_{i+1}^{(+)}$, $T_{i+2}^{(+)}$, $T_{i+1}^{(-)}$ и $T_{i+2}^{(-)}$ как для прямой, так и обратной последовательности ПЧ, необходимо прибавить время τ . Так, при работе на частоте f_i для прямой последовательности радиосигналов имеем: $T_i^{(+)} = NT_{\text{д}} + \tau + t_{\varphi}^{(+)}$, а для обратной $T_i^{(-)} = NT_{\text{д}} + \tau - t_{\varphi}^{(-)}$, где $t_{\varphi}^{(+)}$, $t_{\varphi}^{(-)}$ – временные интервалы, вызванные скачками фазы $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)}$ и $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(-)}$ при переключении частоты излучения с частоты f_i на частоту f_{i+1} на прямом и обратном циклах соответственно по абсолютной величине $|t_{\varphi}^{(+)}| = |t_{\varphi}^{(-)}| = t_{\varphi}$. Значения $t_{\varphi}^{(+)}$ и $t_{\varphi}^{(-)}$ находятся на основе анализа разности любой пары временных интервалов $\Delta T_i = T_i^{(+)} - T_i^{(-)}$, соответствующих прямому и обратному циклу последовательностей переключения частоты радиосигнала ДПП с ПЧ: $\Delta T_i = NT_{\text{д}} + \tau + t_{\varphi}^{(+)} - NT_{\text{д}} - \tau + t_{\varphi}^{(-)} = 2t_{\varphi}$.

Полученное значение $\Delta T_i = 2t_{\varphi}$ позволяет при известном периоде $T_{\text{д}}$ доплеровского сигнала (или его частоты $F_{\text{д}}$) определить разность фаз φ и, соответственно, расстояние $R_{\text{ц}}$ до цели:

$R_{\text{ц}} = K_R \Delta T_i$, где K_R – масштабный коэффициент расстояния, который можно определить как $K_R = c / 4T_{\text{Д}} \Delta f = cF_{\text{Д}} / 4\Delta f$.

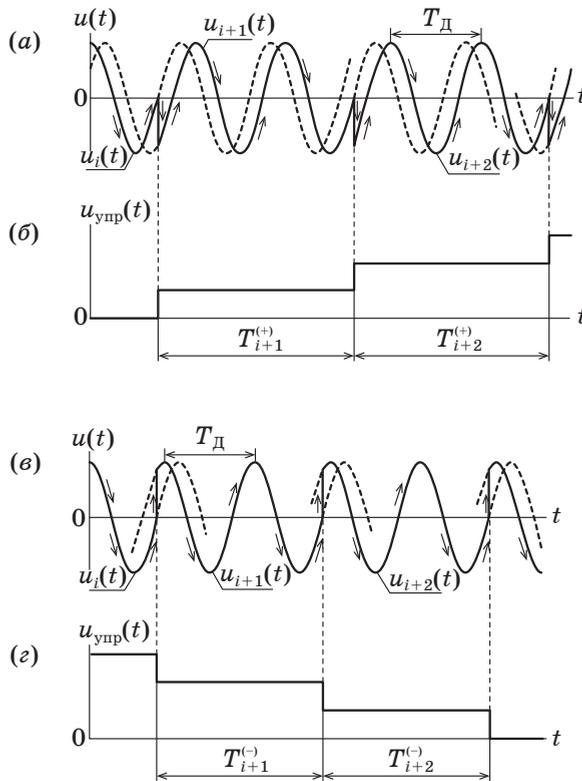


Рис. 5. Временные диаграммы для мгновенных значений доплеровских сигналов (а), (с) и изменений управляющего напряжения $u_{\text{упр}}(t)$ частотой зондирующего излучения (б), (д)
Fig. 5. Time diagrams for instantaneous values of Doppler signals (a), (c) and changes in the control voltage by the frequency of probing radiation (b), (d)

При изменении направления движения цели знаки скачков фазы $\varphi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)}$ и $\varphi_{i \rightarrow (i+1)}^{(-)}$ при переключении частоты радиосигналов на прямом цикле и обратной последовательности, а также соответствующие им изменения интервалов времени $t_{\varphi}^{(+)}$ и $t_{\varphi}^{(-)}$ меняются на обратные. В связи с этим длительности временных интервалов $T_i^{(+)}$ и $T_i^{(-)}$ тоже изменяются и полярность результата их вычитания $\Delta T_i = T_i^{(+)} - T_i^{(-)}$, также изменяет знак. Поэтому по знаку разности ΔT_i временных интервалов можно определять направление относительного движения цели.

В соответствие с описанным принципом получения данных о цели из множества значений временных интервалов для прямого $T_i^{(+)}$ и соответственно для обратного $T_i^{(-)}$ цикла последова-

V. Ya. Noskov, E. V. Bogatyrev, K. A. Ignatkov, O. A. Chernyh, K. D. Staidurov | Method for increasing noise resistance of radar sensors with frequency selection

тельности ПЧ определяются средние значения $T_{\text{cp}}^{(+)}$, $T_{\text{cp}}^{(-)}$, затем находится разность ΔT_{cp} и расстояние $R_{\text{ц}}$ до цели $\Delta T_{\text{cp}} = T_{\text{cp}}^{(+)} - T_{\text{cp}}^{(-)}$; $R_{\text{ц}} = K_R |\Delta T_{\text{cp}}|$, где

$$T_{\text{cp}}^{(\pm)} = (1/k) \sum_k T_k^{(\pm)}; K_R = cF_{\text{Д}}^{\text{cp}} / 4\Delta f,$$

k – количество оставшихся значений временных интервалов $T_i^{(+)}$ и $T_i^{(-)}$. При этом знак разности ΔT_{cp} указывает направление относительного движения цели: знак «+» – цель удаляется, а знак «-» – цель приближается.

После завершения действий, связанных с определением параметров движения цели, через последовательный порт ПП-2 и шину данных отправляется полученная информация о расстоянии $R_{\text{ц}}$, скорости $V_{\text{ц}}$ и направлении $\vec{V}_{\text{ц}}$ движения цели в персональный или бортовой компьютер конечного потребителя для ее последующей вторичной обработки и отображения.

3. Реализация метода обработки сигналов

Описанный метод формирования и обработки сигналов реализован в 8-мм диапазоне на базе автодинного модуля на диоде Ганна АА727А и варикапа ЗА637А-6 в корпусном исполнении. Выходная мощность излучения 25 мВт, центральная частота 36,5 ГГц. Модуль обеспечивал перестройку частоты в полосе до 100 МГц с шагом $\Delta f = 0,5$ МГц. При этом расчетное значение однозначного измерения расстояния до цели составило $R_{\text{одн}} = 300$ м. Число обрабатываемых сигналов за каждый полуцикл равно 200. Потенциал РЛД в полосе доплеровских частот 0,05...20 кГц получен равным в диапазоне 95...100 дБ.

Рупорная антенна с автодинным модулем и печатная плата формирования сигналов управления частотой излучения и обработки доплеровских сигналов помещены в цилиндрический корпус, выполненный из дюралюминия. Диэлектрическая линза антенны является одновременно передней стенкой корпуса. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности составила около 6 градусов в обеих плоскостях.

Функциональная схема автодинного РЛД с ПЧ представлена на рис. 6. Центральный сигнальный процессор, выполняющий одновременно функции управления формированием ПЧ излучаемого сигнала и обработки автодинных сигналов, реализован на основе цифрового сигнального процессора TMS320F2808 фирмы Texas Instrument. В составе этого процессора использованы блоки аналого-цифрового преобразования (АЦП); приемопередатчик шины SP; приемопередатчик шины SC, который осуществляет обмен информацией с блоком индикации и управления, а также высокоскоростное вычислительное ядро, выполняющее все

функции цифровой обработки сигнала. Блок ЦАП предназначен для формирования напряжения модуляции, которое после прохождения через усилитель подается на варикап СВЧ-генератора, осуществляющего ПЧ.



Рис. 6. Функциональная схема РЛД с ПЧ, выполненного на основе автодинного модуля

Fig. 6. Functional diagram of an RS with an FS made on the basis of the autodyne module

Зондирующий радиосигнал РЛД излучается антенной, непосредственно связанной с автодинным генератором без каких-либо развязывающих элементов. Излучение, отраженное от цели, попадает обратно в СВЧ-генератор, вызывая в нем автодинный эффект. Автодинный сигнал регистрируется датчиком тока, преобразующим изменения тока в цепи питания генератора Ганна в напряжение выходного сигнала [21]. Данный сигнал после прохождения через фильтр и усилитель поступает на АЦП сигнального процессора для последующей цифровой обработки в соответствии с описанным выше мето-

дом. Результаты обработки далее передаются через универсальный асинхронный передатчик УАПП и преобразователь RS-485 на персональный компьютер ПК, используемый в качестве системы отображения.

Первый образец РЛД крепился на капот легкового автомобиля. Его диаграмма направленности антенны была ориентирована по ходу автомобиля. В качестве цели использовался угловой отражатель с эффективной площадью рассеяния около 100 м^2 . Рядом с угловым отражателем был установлен второй образец РЛД, диаграмма направленности антенны которого была ориентирована навстречу движущемуся автомобилю с первым образцом. Испытания, проведенные на открытой площадке, подтвердили возможность обнаружения препятствия, определение расстояния до него, скорости и направления движения, а также работоспособность РЛД с ПЧ в условиях воздействия помех от аналогичного датчика цели.

4. Заключение

Исходя из описания принципа действия устройства следует, что предлагаемый метод обладает повышенной помехоустойчивостью к воздействию активных помех. Использование множества значений доплеровских частот $F_i^{(D)}$ в спектре сигнала при определении среднего значения $F_{\text{ср}}^{(D)}$ доплеровской частоты, а также множества временных интервалов для прямой $T_i^{(+)}$ последовательности и соответственно для обратной $T_i^{(-)}$ последовательности ПЧ позволяет усреднить результат вычисления $\Delta T_{\text{ср}} = T_{\text{ср}}^{(+)} - T_{\text{ср}}^{(-)}$ и тем самым повысить точность определения скорости цели и расстояния до нее.

При значительном расширении спектра излучения радиосигналов (при выборе большого числа M переключаемых частот, при $M \gg 1$) повышается защищенность РЛД с ПЧ к воздействию помех от подстилающей поверхности. Эти помехи возникают при интерференции прямых и отраженных от поверхности радиосигналов, поступающих на вход РЛД с ПЧ. При значительном расширении спектра радиосигналов на одних частотах прямые и отраженные радиосигналы могут находиться в противофазе (вычитаться), то на других частотах они могут быть в фазе (складываться).

Таким образом, предложенный метод обработки сигналов в РЛД с ПЧ обеспечивает повышение помехоустойчивости к воздействию активных помех и воздействию помех, связанных с отражениями радиосигналов от подстилающей поверхности, а также повышение точности определения скорости цели и расстояния до нее.

Список литературы

1. Веницкий А. С. *Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн*. М.: Советское радио; 1961. 495 с.
2. Скольник М. И. (ред.). *Справочник по радиолокации*. М.: Техносфера; 2014. Кн. 1, 672 с.; Кн. 2, 680 с.
3. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood, MA: Artech House; 2003. 153 p.
4. Nguyen C., Park J. *Stepped-Frequency Radar Sensors. Theory, Analysis and Design*. Springer; 2016. 133 p. DOI: 10.1007/978-3-319-12271-7
5. Гримс Д. М., Джонс Т. О. Автомобильный радиолокатор: краткий обзор. *ТИИЭР*. 1974;62(6):185–209.
6. Stevens J. E., Nagy L. L. Diplex Doppler radar for automotive obstacle detection. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1974;23(2):34–44. DOI: 10.1109/T-VT.1974.23570
7. Ветлинский В. Н. Автомобильные радиолокационные станции. *Зарубежная радиоэлектроника*. 1978;10:51–70.
8. Armstrong B. M., Brown R., Rix F., Stewart J. A. C. Use of microstrip impedance-measurement technique in the design of a BARITT diplex Doppler sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1980;28(12):1437–1442. DOI: 10.1109/TMTT.1980.1130263
9. Комаров В. М., Яновицкий А. К. Системы предотвращения столкновений наземных транспортных средств. *Зарубежная радиоэлектроника*. 1980;9:64–78.
10. Mayhan R. J., Bishel R. A. A Two-frequency radar for vehicle automatic lateral control. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1982;31(1):32–39. DOI: 10.1109/T-VT.1982.23910
11. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transaction of Microwave Theory and Technique*. 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559
12. Сысоева С. Актуальные технологии и применение датчиков автомобильных систем активной безопасности. Часть 6. Радары. *Компоненты и технологии*. 2007;3:67–76.
13. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермак Г. П., Заркалюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016;3:32–86.
14. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Особенности формирования и обработки сигналов в автодинных радиолокаторах с частотной модуляцией с учетом нелинейности модуляционной характеристики. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):119–143. DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.003
15. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Влияние сопутствующей амплитудной модуляции на формирова-

ние сигналов автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(2):127–166. DOI: 10.15826/urej.2020.4.2.001

16. Noskov V. Ya., Galeev R. G., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Autodyne sensor signals with amplitude-frequency modulation of radiation. *Sensors*. 2020;20(24):7077. DOI: 10.3390/s20247077

17. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2009;3:3–50. DOI: 10.18127/j20700784-202001-01

18. Носков В. Я., Игнатков К. А. *Способ определения параметров движения объектов локации в радиолокационных датчиках с частотной манипуляцией непрерывного излучения радиоволн и устройство для его реализации*. Патент РФ 2695799 от 29.07.2019, бюл. 22.

19. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдулов К. Д. Метод обработки сигналов в радиолокационном датчике с переключением частоты. В: Иофин А. А., Пономарев Л. И. (ред.). *Сборник трудов Шестой Всероссийской научно-технической конференции «Радиовысотометрия-2021»*. Екатеринбург: ООО «Типография ФортДиалог»; 2021. С. 162–166.

20. Носков В. Я., Игнатков К. А., Шабунин С. Н. *Способ повышения помехоустойчивости радиолокационных датчиков с переключением частоты*. Патент РФ RU2756789 от 05.10.2021, бюл. 28.

21. Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Мишин Д. Я., Чупахин А. П. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 11. Основы реализации автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2019;2:5–33. DOI: 10.18127/j20700784-201902-01

Reference

1. Vinitky A. S. *An essay on the basics of radar with continuous radiation of radio waves*. Moscow: Sovetskoe Radio; 1961. 495 p. (In Russ.)

2. Skolnik M. I. (ed.) *Handbook of radar*. 3rd ed. The McGraw-Hill Companies; 2008. 1351 p.

3. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood, MA: Artech House; 2003. 153 p.

4. Nguyen C., Park J. *Stepped-Frequency Radar Sensors. Theory, Analysis and Design*. Springer; 2016. 133 p. DOI: 10.1007/978-3-319-12271-7

5. Grimes D. M., Jones T. O. Car radar: a brief overview. *Proceedings of the IEEE*. 1974;62(6):804–822. DOI: 10.1109/PROC.1974.9520

6. Stevens J. E., Nagy L. L. Diplex Doppler radar for automotive obstacle detection. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1974;23(2):34–44. DOI: 10.1109/T-VT.1974.23570

7. Vetlinsky V. N. Automobile radar stations. *Zarubezhnaya radioelektronika*. 1978;10:51–70. (In Russ.)
8. Armstrong B. M., Brown R., Rix F., Stewart J. A. C. Use of microstrip impedance-measurement technique in the design of a BARITT diplex Doppler sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1980;28(12):1437–1442. DOI: 10.1109/TMTT.1980.1130263
9. Komarov V. M., Yanovitsky A. K. Collision prevention systems for ground vehicles. *Zarubezhnaya radioelektronika*. 1980;9:64–78. (In Russ.)
10. Mayhan R. J., Bishel R. A. A Two-frequency radar for vehicle automatic lateral control. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1982;31(1):32–39. DOI: 10.1109/T-VT.1982.23910
11. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transaction of Microwave Theory and Technique*. 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559
12. Sysoeva S. Actual technologies and application of sensors of automotive active safety systems. Part 6. Radars. *Komponenty i tekhnologii*. 2007;3:67–76. (In Russ.)
13. Noskov V. Ya., Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Zakarlyuk N. M., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter wave ranges and their application. Part 9. Autodyne radar applications. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2016;3:32–86. (In Russ.)
14. Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Features of the formation and processing of signals in an autodyne radar with frequency modulation taking into account the nonlinearity of the modulation characteristic. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):119–143. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.003
15. Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. The influence of concomitant AM on the formation of FM autodyne radars signals. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(2):127–166. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2020.4.2.001
16. Noskov V. Ya., Galeev R. G., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Autodyne sensor signals with amplitude-frequency modulation of radiation. *Sensors*. 2020;20(24):7077. DOI: 10.3390/s20247077
17. Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 5. Investigations of frequency-modulated autodynes. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2009;3:3–50. (In Russ.)
18. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. *Method of determining location parameters of location objects in radar sensors with frequency manipulation of continuous radiation of radio waves and a device for its realizing*. Patent RF RU2695799 dated 29.07.2019, bulletin No. 22.
19. Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. A method of signal processing in a radar sensor with frequency switching.

In: Iofin A. A., Ponomarev L. I. (eds) *Proceedings of the Sixth All-Russian Scientific and Technical Conference “Radio Altimetry-2021”*. Ekaterinburg: Tipografiya FortDialog; 2021, pp. 162–166. (In Russ.)

20. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shabunin S. N. *Method for increasing noise resistance of radar sensors with frequency selection*. Patent RF RU2756789 dated 05.10.2021, bulletin No. 28.

21. Noskov V. Ya., Smolskiy S. M., Ignatkov K. A., Mishin D. Ya., Chupahin A. P. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 11. Fundamentals of autodyne implementation. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2019;2:5–33. (In Russ.) DOI: 10.18127/j20700784-201902-01

Информация об авторах

Носков Владислав Яковлевич, доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроники и телекоммуникаций» Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Богатырев Евгений Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехники» Сибирского федерального университета, г. Красноярск, Россия.

Игнатков Кирилл Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроники и телекоммуникаций», заместитель директора по науке Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Черных Олег Аветисович, старший преподаватель департамента «Радиоэлектроники и связи» Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Шайдуров Кирилл Дмитриевич, кандидат технических наук, старший преподаватель департамента «Радиоэлектроники и связи» Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Information about the authors

Vladislav Ya. Noskov, Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Evgeniy V. Bogatyrev, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radioengineering, Siberian Federal University; Technical Director, JSC NPP Radiosvyaz, Krasnoyarsk, Russia.

Kirill A. Ignatkov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications; Deputy Director of Science, Institute of Radioelectronics and Information Technology – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Oleg A. Chernyh, Senior Lecturer, Department of Radioelectronics and Communications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Kirill D. Shaydurov, Candidate of Technical Sciences, Senior Lecturer, Department of Radioelectronics and Communications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 09.09.2021

Принята в печать / Accepted: 22.10.2021